



Analyse multi-physique pour la tenue en puissance des dispositifs passifs hyperfréquences : prise en compte des boîtiers métalliques

Miguel Sanchez-Soriano, Yves Quéré, Vincent Le Saux, Cédric Quendo

► To cite this version:

Miguel Sanchez-Soriano, Yves Quéré, Vincent Le Saux, Cédric Quendo. Analyse multi-physique pour la tenue en puissance des dispositifs passifs hyperfréquences : prise en compte des boîtiers métalliques. Journées Nationales Microondes, Jun 2015, Bordeaux, France. <hal-01236372>

HAL Id: hal-01236372

<https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01236372>

Submitted on 1 Jun 2016

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.

Analyse multi-physique pour la tenue en puissance des dispositifs passifs hyperfréquences : prise en compte des boîtiers métalliques

Miguel Sanchez-Soriano¹, Yves Quéré¹, Vincent Le Saux², Cédric Quendo¹

¹Lab-STICC, Université de Bretagne Occidentale, 6 avenue Le Gorgeu, 29238 Brest

²ENSTA Bretagne, 2 rue François Verry, 29806 Brest
m.sanchez.soriano@ieee.org, yves.quere@univ-brest.fr

Résumé

Ce papier propose une analyse de la capacité en puissance (APHC) de dispositifs passifs en technologie micro-ruban. Cette étude a pour originalité de prendre en compte les conditions environnementales telles que le boîtier métallique, classiquement utilisé dans les systèmes hyperfréquences, la convection, le rayonnement et la température extérieure. Une méthode systématique et analytique est tout d'abord développée pour l'analyse de la capacité en puissance en prenant en considération les transferts de chaleur par convection et par rayonnement. La méthode et le modèle proposés sont validés par simulation multi-physique et mesure de profils thermiques sur deux filtres coupe-bande à 10 GHz.

1. Introduction

Les dispositifs en technologie micro-ruban sont très utilisés aujourd'hui dans les émetteurs et récepteur hyperfréquences. Ces circuits micro-ruban sont limités en puissance de fonctionnement vis à vis des systèmes de communications. La puissance maximale qu'ils peuvent subir peut être déterminée par l'analyse de l'échauffement dans les matériaux (lié aux pertes diélectriques et métalliques) qui limite la capacité en puissance moyenne (APHC) et du claquage diélectrique (lié à la tension maximum que le diélectrique peut supporter) qui limite la capacité en puissance crête (PPHC). D'autres facteurs tels que les effets non-linéaires dus à des défauts dans les matériaux et l'effet multipactor peuvent aussi limiter la capacité en puissance des circuits hyperfréquences [1, 2]. Les pertes dans les circuits peuvent être importantes et notamment quand la fréquence de fonctionnement augmente. De plus, avec la tendance de miniaturisation actuelle, cela affecte aussi directement les performances thermiques des circuits. Tous ces facteurs rendent aujourd'hui indispensable l'étude de la capacité en puissance de ce type de dispositifs. La capacité en puissance des lignes micro-ruban a été étudiée dans de précédents articles [1, 3]. La procédure proposée pour son calcul est basée sur la détermination des pertes métalliques et diélectriques puis de la distribution du flux de chaleur dans la section de coupe de la ligne micro-ruban de manière à finalement

obtenir l'élévation de température qui définit la puissance maximum de fonctionnement. Dans ces études, une température de référence est définie au niveau de la masse (typiquement fixée à la température ambiante) et le flux de température généré est considéré comme concentré entre le ruban et la masse.

Dans ce papier, nous proposons une approche plus complète et réaliste pour le calcul de la capacité en puissance, en prenant en compte le boîtier métallique et les conditions environnementales du circuit micro-ruban. Il est montré que les conditions extérieures peuvent affectées considérablement les valeurs de l'APHC du dispositif, ce qui est très important à prendre en compte dans une situation réelle. Une méthode systématique est ainsi proposée pour le calcul analytique de l'APHC tenant compte des conditions extérieures. Cette méthode est validée à travers des simulations multi-physique (Electro-thermique) de différents circuits passifs en technologie micro-ruban. De plus, les profils thermiques simulés ont été validés par des mesures en caméra thermique et corroborent avec le modèle proposé.

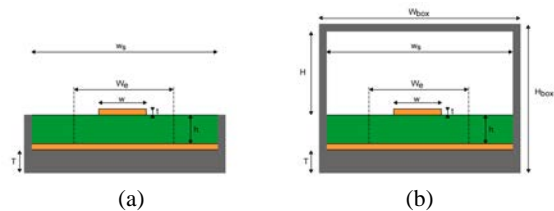


Figure 1. Section de coupe d'un circuit en technologie micro-ruban. (a) configuration en boîtier ouvert. (b) configuration en boîtier fermé.

2. Résumé du principe de la méthode, analyse théorique et modélisation

La figure 1 décrit la section de coupe d'un circuit en technologie micro-ruban avec deux types de configuration de boîtiers : ouverte et fermée. La structure proposée présente des pertes métalliques et diélectriques (proportionnellement linéaire à la puissance P_{in} du signal d'entrée) qui génèrent un échauffement du circuit. La chaleur générée produit un gradient de température par unité de puissance ΔT ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) entre le ruban et le plan de masse limitant l'APHC. ΔT peut être calculé comme

$$\Delta T = \Delta T_c + \Delta T_d = \frac{2h}{K} \left(\frac{\mu \alpha_c(f)}{W_e(f)} + \frac{\eta \alpha_d(f)}{2W_e(f)} \right) \quad (1)$$

où ΔT_c et ΔT_d sont les gradients de température générés dans la ligne micro-ruban respectivement générés par les pertes métalliques et diélectriques, K est la conductivité thermique du substrat, α_c et α_d sont les facteurs d'atténuation, dépendants de la fréquence, liés aux conducteurs et au substrat diélectrique (en Np/m) pour une ligne de transmission uniforme and W_e est la largeur effective thermique du ruban basé sur un modèle de guide d'ondes à plaques parallèles. Cette équation est dérivée de [3] où il a été inclus dans la présente étude deux paramètres additionnels sans dimensions μ et η pour tenir compte de la variation de la perte de puissance avec la position vis à vis de la ligne micro-ruban pour des configurations différentes des lignes adaptées, $\mu = \eta = 1$.

ΔT étant maintenant connu, l'APHC est obtenu par

$$P_{\max}(f) = (T_{\max} - T_{ref}) / \Delta T(f) \quad (2)$$

où T_{\max} est la température maximale de fonctionnement. Dans tous les travaux précédents, T_{ref} est définie comme une température constante donnée (généralement la température ambiante T_{amb}). Cependant, pour des applications où les puissances peuvent être moyennes à fortes T_{ref} peut être différente de la température ambiante, entraînant une plus faible capacité en puissance.

Pour le calcul de T_{ref} , la propagation de la chaleur dans le boîtier métallique doit être évaluée. Si le boîtier métallique est suffisamment épais, il peut se comporter comme un bon dissipateur thermique rendant ainsi homogène la température dans le plan de masse et dehors la région du substrat délimitée par W_e . Avec ces hypothèses, l'APHC peut être calculée ainsi

$$P_{\max} = \frac{T_{\max} - T_{amb} - Q_{ext} / \Lambda}{\Delta T + \Gamma / \Lambda} \quad (3)$$

où Λ est un paramètre caractérisant les échanges de chaleurs avec l'environnement et Γ le facteur de pertes total dans le circuit. Q_{ext} représente toutes les sources de chaleurs externes telles que le rayonnement solaire.

3. Résultats et discussion

Deux exemples sont proposés dans ce papier pour valider le modèle. Il s'agit de deux filtres d'ordre 1 et coupe-bande dont l'un est à bande étroite (exemple 1, Fig. 2) et l'autre large bande (exemple 2, Fig. 6). Ces filtres sont réalisés sur un substrat Megtron 6 de chez Panasonic et sont conçu pour présenter un zéro de transmission à 10 GHz, à la fréquence où le stub en circuit-ouvert est quart d'onde. Les résultats de simulation électromagnétique et de mesure sont respectivement présentés figure 3 et figure 7. A la fréquence de fonctionnement (10 GHz), une onde stationnaire est formée dans le stub comme dans la ligne d'accès. Le maximum de gradient de température ΔT apparaît dans le stub qui est en résonance. Plus

précisément, il se situe proche de la terminaison du stub où il y a un maximum de champ électrique puisqu'à cette fréquence, les pertes diélectriques sont plus importantes que les pertes métalliques. Proche de la terminaison en circuit-ouvert, $\mu = 0$ et $\eta = 2$ et le ΔT calculé est de 7,8 °C/W.

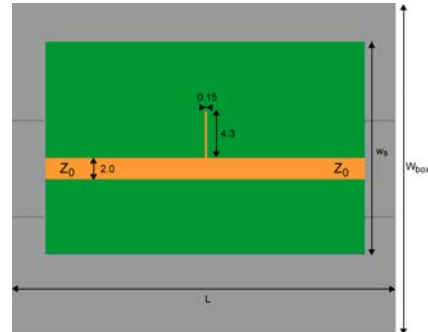


Figure 2. Dessin du filtre bande étroite (exemple 1). $W_{box} = 30$ mm, $w_s = 20$ mm, $L = 36$ mm et $T = 5$ mm. De plus, pour la configuration en boîtier fermé : $H = 5$ mm et $H_{box} = 12$ mm. Les unités sur la figure sont en mm.

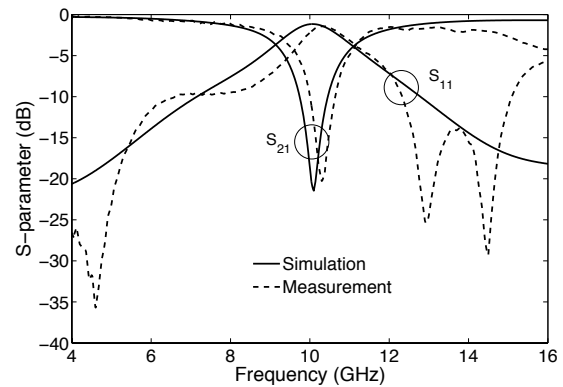


Figure 3. Simulation et mesure du filtre faible bande et coupe-bande d'ordre 1. La bande passante relative mesurée à 10 dB est $BW_{10dB} = 6\%$.

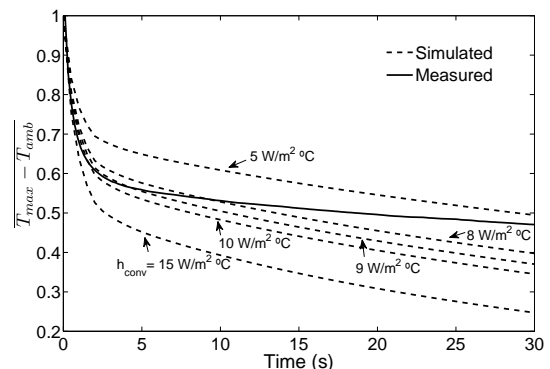


Figure 4. Simulation et mesure du refroidissement en fonction du coefficient de convection h_{conv} .

L'AHPC est ainsi déduit analytiquement à 4,7 W pour l'exemple 1 et 10,7 W pour l'exemple 2, pour $T_{\max} = 80$ °C et ceci dans les conditions de mesure environnementales du laboratoire (avec un coefficient de convection h_{conv} estimé à 9 W/m²·°C). Ce coefficient de

convection a été estimée expérimentalement en mesurant et simulant le temps de refroidissement du circuit seul (sans le dissipateur métallique). Comme le montre la figure 4, durant les 7 premières secondes après que le signal soit éteint, la courbe de mesure est raisonnablement similaire à celle simulée avec un coefficient de $h_{conv} = 9 \text{ W/m}^2 \cdot ^\circ\text{C}$.

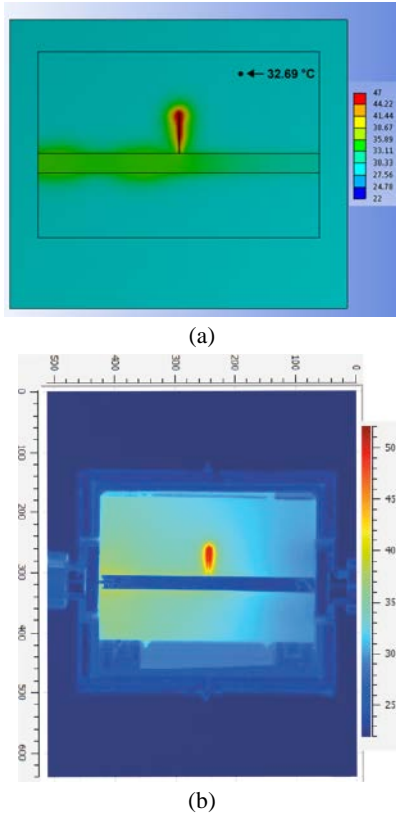


Figure 5. Profils thermiques simulés (a) et mesurés (b) du filtre coupe-bande faible bande de 1^{er} ordre à 10 GHz pour une configuration de boîtier ouvert et un signal d'entrée de 2 W en régime permanent.

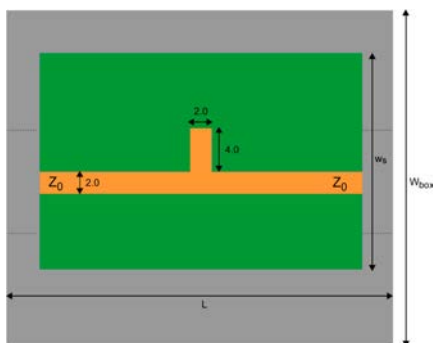


Figure 6. Dessin du filtre large bande (exemple 2). $W_{box} = 30 \text{ mm}$, $w_s = 20 \text{ mm}$, $L = 36 \text{ mm}$ et $T = 5 \text{ mm}$. De plus, pour la configuration en boîtier fermé : $H = 5 \text{ mm}$ et $H_{box} = 12 \text{ mm}$. Les unités sur la figure sont en mm.

Pour valider le modèle proposé, un banc a été réalisé pour mesurer le profil thermique du circuit à l'aide d'une caméra infrarouge (modèle SC7600BB de FLIR

Systems, figure 10). Les figures 5 et 8 montrent les profils thermiques simulés et mesurés obtenus pour la configuration en boîtier ouvert à 10 GHz pour les deux exemples. Le point chaud maximal peut être clairement identifié proche de la terminaison en circuit-ouvert, comme prévu lors de l'analyse. Seulement de faibles différences sont identifiées entre les deux profils, ceci validant le modèle. En utilisant l'approche conventionnelle, l'AHPC calculée est de 7,4 W pour l'exemple 1, ce qui est 60% de plus que la valeur issue de la mesure et du modèle proposé.

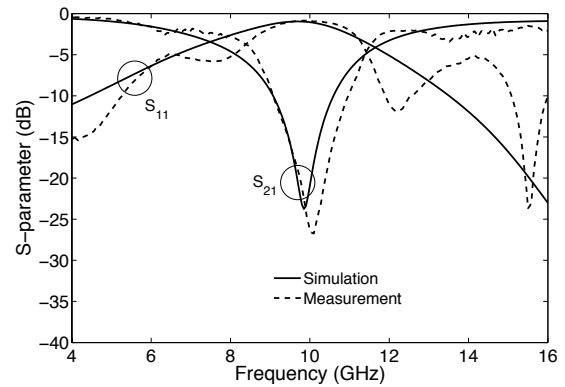


Figure 7. Simulation et mesure du filtre large bande et coupe-bande d'ordre 1. La bande passante relative mesurée à 10 dB est $BW_{10dB} = 18\%$.

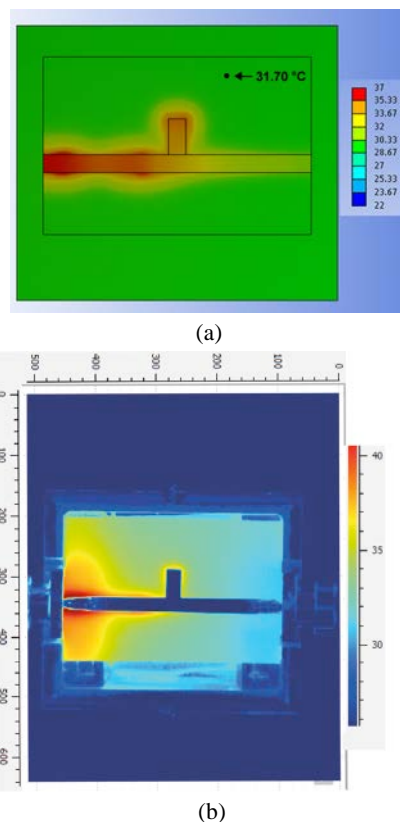


Figure 8. Profils thermiques simulés (a) et mesurés (b) du filtre coupe-bande large bande de 1^{er} ordre à 10 GHz pour une configuration équivalente à l'exemple 1.

Cela confirme ainsi le fait qu'il est essentiel de tenir compte des conditions extérieures pour ne pas surestimer la capacité en puissance de ce type de circuits et rester dans la gamme de puissance de fonctionnement adéquate. Les résultats obtenus par le modèle, par la simulation et par la mesure sont synthétisés dans les tableaux 1 et 2, pour les exemples 1 et 2 respectivement. La figure 9 montre que l'incertitude sur le calcul de l'APHC diminue quand ΔT et P_{in} augmente.

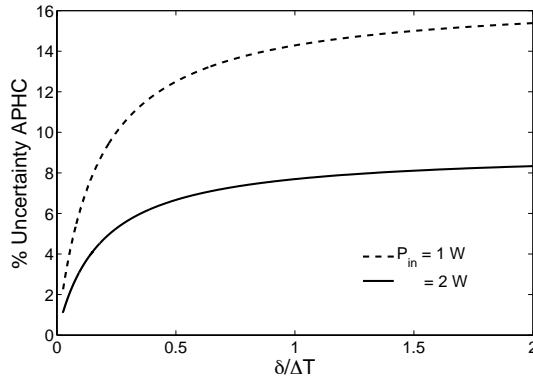


Figure 9. Incertitude en % sur la mesure d'APHC en fonction de $\delta/\Delta T$, de la puissance P_{in} . Dans cet exemple $\delta = 1^\circ\text{C}$, $T_{amb} = 22^\circ\text{C}$ et $T_{ref} = 28$ (33) $^\circ\text{C}$ pour $P_{in} = 1$ (2) W, respectivement.

Exemple 1	Open P; S; M	Enclosed P; S; M
$T_{max}(P_{in}=2\text{W})$	46.8; 46.9; 50.1	44.9; 44.8; 48.5
$T_{ref}(P_{in}=2\text{W})$	31.2; 32.7; 33.4	29.3; 30.0; 31.2
APHC ($T_{max}=80^\circ\text{C}$)	4.7; 4.8; 4.2	5.1; 5.3; 4.8

Tableau 1. Résumé des mesures pour le filtre faible bande. (P : modèle, S : simulation, M : mesure)

Exemple 2	Ouvert P; S; M	Fermée P; S; M
$T_{max}(P_{in}=2\text{W})$	34.4; 36.2; 39.1	33.0; 35.5; 37.8
$T_{ref}(P_{in}=2\text{W})$	30.9; 31.7; 32.6	29.5; 30.6; 30.9
APHC ($T_{max}=80^\circ\text{C}$)	10.7; 10.1; 7.6	12.5; 11.8; 9.1

Tableau 2. Résumé des mesures pour le filtre large bande. (P : modèle, S : simulation, M : mesure)

4. Conclusion

La capacité en puissance (APHC) de dispositifs passifs en technologie micro-ruban a été étudiée dans ce papier en prenant en compte les conditions environnementales (transferts de chaleur par convection et par rayonnement) ainsi que les effets du boîtier métallique. Un filtre micro-ruban coupe-bande a été analysé en détail en suivant la méthode proposée et les résultats simulés et mesurés en caméra infrarouge ont montrés un bon accord. Comme décrit dans le papier, les conditions externes peuvent considérablement réduire la capacité en puissance des circuits micro-ruban et ne peuvent donc pas être négligées.

5. Bibliographie

- [1] K. C. Gupta, R. Garg, I. J. Bahl, and P. Bhartia, *Microstrip lines and slotlines*. Artech house Boston, 2 ed., 1996.
- [2] M. Yu, "Power-handling capability for rf filters," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 8, no. 5, pp. 88–97, 2007.
- [3] I. Bahl and K. Gupta, "Average power-handling capability of microstrip lines," *IEE Journal on Microw., Optics and Acoustics*, vol. 3, no. 1, pp. 1–4, 1979.
- [4] M. Sanchez-Soriano, Y. Quere, V. Le Saux, C. Quendo, and S. Cadiou, "Average power handling capability of microstrip passive circuits considering metal housing and environment conditions," *IEEE Trans. on Components, Packaging and Manuf. Technology*, vol. 4, pp. 1624–1633, Oct 2014.

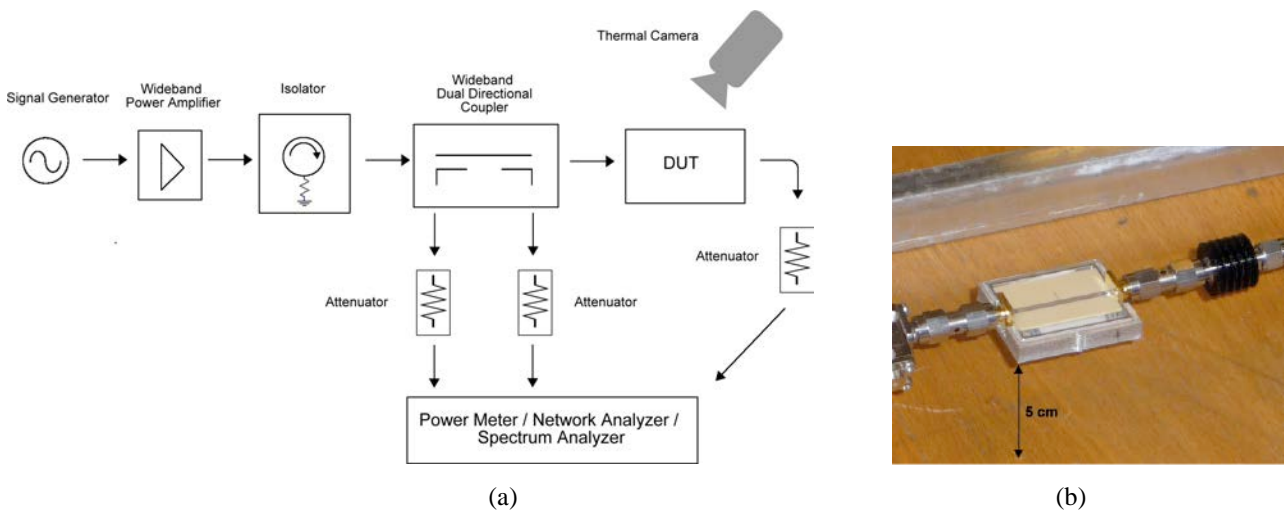


Figure 10. (a) Schéma du banc de mesure réalisé. (b) Photographie d'un des circuits mesurés