

Détermination de la distribution des pertes électromagnétiques dans une ligne de transmission radiofréquence par thermographie infrarouge

Atef ALNUKARI¹, Philippe GUILLEMET^{2*}, Yves SCUDELLER², Serge TOUTAIN¹

¹IREENA, ²LGMPA, Université de Nantes, Ecole Polytechnique, rue Christian Pauc BP 50609 44306 Nantes cedex 3

* (auteur correspondant : philippe.guillemet@univ-nantes.fr)

Résumé - Cette communication présente une technique de mesure de la distribution des pertes électromagnétiques dans une ligne de transmission radiofréquence par thermographie infrarouge. L'observation du champ de température, induit par un signal radiofréquence se propageant dans une ligne métallique déposée sur un substrat diélectrique, conduit à l'estimation de la distribution de puissance volumique résultante des pertes électromagnétiques dans le conducteur et le diélectrique. L'identification de la puissance volumique s'appuie sur un modèle thermique bidimensionnel. La distribution ainsi identifiée permet d'estimer simultanément la conductivité électrique du conducteur et la permittivité diélectrique du substrat entre 1 et 10 GHz, en s'appuyant sur un modèle électromagnétique. Cette méthode de mesure, fondée sur l'utilisation de la thermographie infrarouge, constitue une alternative intéressante aux techniques électromagnétiques conventionnelles difficiles à mettre en œuvre à très haute fréquence.

1. Introduction

Ce travail vise l'élaboration d'outils d'analyse thermique et électromagnétique pour la conception de dispositifs radiofréquences fonctionnant dans la gamme de fréquence 300 MHz - 6 GHz. L'application visée est celle des télécommunications mobiles. L'accroissement de la performance des circuits radiofréquences implique la prise en compte des interactions électromagnétiques et thermiques lors de leur conception [1,5] et l'utilisation de techniques d'analyse thermique spécifiques [4]. Un des problèmes rencontrés dans la conception des systèmes radiofréquences concerne les pertes de propagation des ondes électromagnétiques dans les lignes de transmission. Ces pertes sont à l'origine d'une dissipation volumique de puissance, dans les substrats (pertes diélectriques) et les conducteurs métalliques (pertes métalliques), qui provoquent l'échauffement du circuit et une désadaptation d'impédance des différents éléments. La connaissance de la distribution des pertes sur le circuit est importante car elle permet d'optimiser la structure afin d'éviter les points chauds, de protéger certains éléments sensibles à la température (filtres de fréquence par exemple), et d'assurer une meilleure adaptation des impédances d'entrée et de sortie des amplificateurs de puissance. Cette communication présente une technique de mesure originale de la distribution des pertes dans une ligne de transmission radiofréquence utilisant la thermographie infrarouge. Cette technique permet également d'estimer la conductivité électrique de la ligne métallique et la permittivité diélectrique du substrat, grandeurs difficiles à mesurer à haute fréquence par les méthodes conventionnelles.

2. Technique expérimentale

La Figure 1-a montre une représentation schématique de la technique de mesure de distribution des pertes électromagnétiques dans une ligne de transmission radiofréquence par

thermographie infrarouge. Le dispositif expérimental est constitué de l'échantillon à caractériser, formé d'une ligne de transmission métallique micro-ruban reportée sur un substrat diélectrique (voir figure 1b), d'un générateur de signaux radiofréquences 1-10 GHz alimentant la ligne micro-ruban, d'un système de thermographie infrarouge pour mesurer la distribution de température le long de la ligne, d'un système d'acquisition et de traitement des données pour l'analyse des images et l'estimation de la distribution des pertes. L'échantillon représenté sur la figure 1-b est constitué d'une ligne en cuivre de 35 μm d'épaisseur gravée sur un substrat diélectrique et d'une métallisation sur la face opposée formant le plan de masse. La caméra infrarouge est un modèle Thermovision 320M (Flir Systems), de résolution 320 x 240 pixels pour 0,1°C. Pour améliorer la précision sur la mesure de température, l'observation thermographique s'effectue sur la surface d'un film de peinture de forte émissivité déposé sur le plan de masse (émissivité de 0.93 dans l'infrarouge). Plusieurs thermocouples de type K sont par ailleurs implantés en différents points de l'échantillon afin de s'assurer de la bonne précision de la mesure infrarouge. Une sonde de puissance permet par ailleurs de déterminer la puissance électromagnétique totale en entrée et en sortie de ligne. Leur différence détermine la puissance dissipée et rayonnée par la ligne. La mesure s'effectue en régime permanent, dans l'air à température et pression atmosphérique, après alimentation de la ligne par un signal radiofréquence à une fréquence comprise entre 1 et 10 GHz.

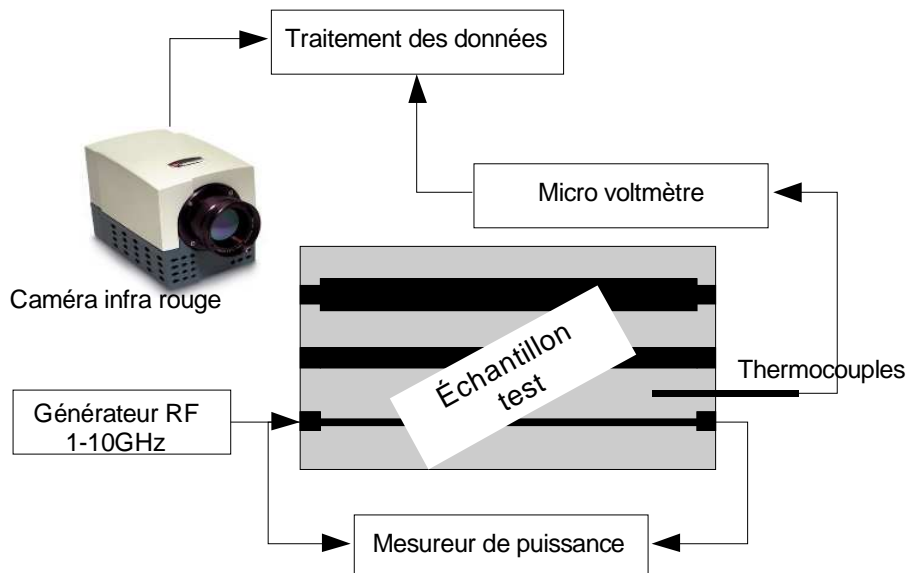


Figure 1-a : Représentation schématique du dispositif expérimental pour la mesure de la distribution des pertes électromagnétiques le long de lignes de transmission radiofréquence par thermographie infrarouge.

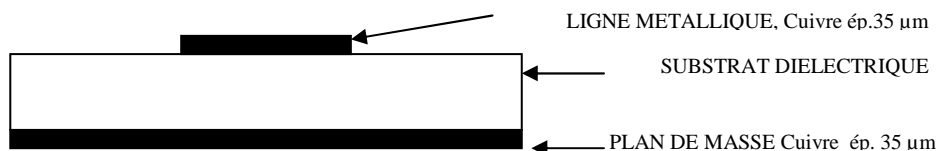


Figure 1-b : Coupe transversale d'une ligne micro-ruban (largeur W , épaisseur $e_m=35 \mu\text{m}$) sur un substrat diélectrique métallisé (largeur W_d , épaisseur $e_d=1.6 \text{ mm}$)

3. Résultats et discussion

Les mesures effectuées par thermographie infrarouge permettent d'obtenir le champ de température sur l'ensemble de l'échantillon, et en particulier le long de la ligne de transmission. La Figure 2 montre deux exemples de distribution de température en régime permanent obtenues sur deux lignes micro-ruban de 0,5 mm et 8 mm de largeurs à une fréquence de 1.572 GHz et 1.726 GHz sur un substrat de résine époxy type FR4 (épaisseur 1,6 mm) avec une puissance électromagnétique d'entrée de 2W. La température ambiante est de 27°C. Les images montrent clairement la distribution d'énergie de l'onde stationnaire le long des lignes micro-rubans, et en particulier la position des extrema de puissance qui correspondent aux extrema de température. Le maximum d'échauffement est de 4,5°C pour la ligne de 0,5 mm et de 2,5°C pour la ligne de 8 mm. Le champ de température induit par le signal radiofréquence fait bien apparaître qu'un champ d'ondes stationnaires se développe autour des lignes dont la longueur est un multiple de $3\lambda/2$, λ étant la longueur d'onde du signal.

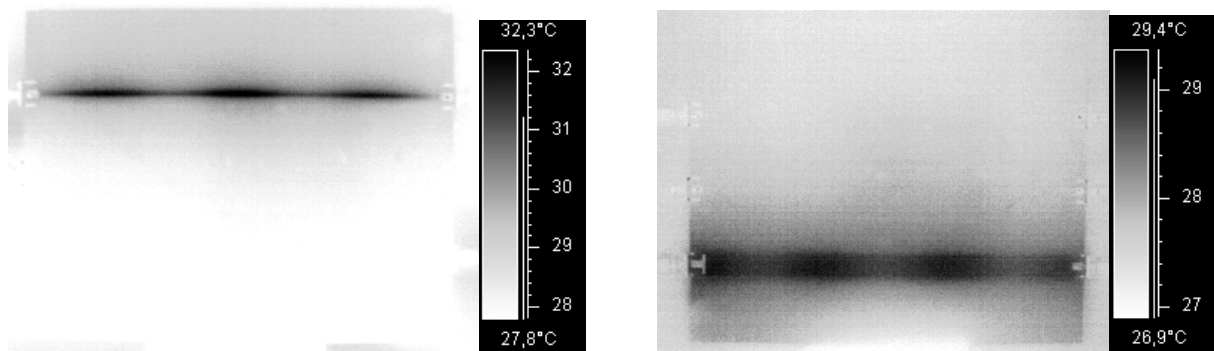


Figure 2 : Distribution de température obtenue par thermographie infrarouge sur une ligne de 0,5 mm de large à 1.726 GHz (à gauche) et une ligne 8 mm de large à 1.572GHz (à droite). Les fréquences du signal sont telles que la longueur de la ligne soit égale à $3\lambda/2$. λ : longueur d'onde du signal

Des simulations électromagnétiques tridimensionnelles montrent que la puissance volumique dans le métal et le substrat est non uniforme. La figure 3a montre la distribution de puissance calculée pour un signal de fréquence 1.572 GHz dans une ligne de cuivre de 8 mm déposée sur un substrat type FR4. Il est mis en évidence que, en chaque point de la ligne, les pertes diélectriques se produisent dans une section efficace de substrat égale à $e_d \times W_{\text{eff}}$. W_{eff} est la largeur efficace, et e_d l'épaisseur du substrat. On montre que, selon la géométrie de la structure, W_{eff} est comprise entre 1 et 1.5 fois la largeur de la ligne.

Le champ de puissance volumique est identifié en tout point de la ligne à partir du champ de température observé grâce à un modèle thermique à deux dimensions (2D). Ce modèle considère que l'ensemble du circuit [ligne de transmission / substrat / plan de masse] est une plaque homogène anisotrope, isotherme en épaisseur (selon x), dont les faces échangent de la chaleur par convection et rayonnement avec le milieu ambiant. Les échanges superficiels sont pris en compte par un coefficient d'échange moyen identifié expérimentalement. Ainsi, le champ de température dans la plaque dépend des variables d'espace y et z. Les conductivités thermiques effectives sont déterminées en considérant la résistance de la plaque selon y et z comme celle des différents éléments en parallèle (ligne de transmission, substrat, plan de masse). La conductivité thermique vaut $200 \text{ W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$ pour le métal et $0,5 \text{ W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$ pour le diélectrique. Les conductivités thermiques équivalentes λ_y et λ_z sont de l'ordre de $0,5 \text{ W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$ dans la région de la plaque délimitée par la ligne de transmission (région comportant

deux couches métallisées), et en dehors de cette région (région comportant une seule couche métallisée). Le modèle 2D a pu être validé par des simulations tridimensionnelles prenant en compte l'ensemble des éléments du circuit. L'écart entre les deux modèles est inférieur à 1%. Il faut noter que, dans ces conditions, le terme source de l'équation de la chaleur est une fonction à deux dimensions $Q_v(y,z)$ représentant la somme des pertes diélectrique et métallique générées sur toute l'épaisseur de plaque en chaque point de coordonnées (y,z) . Le terme source est identifié point par point à partir d'un bilan local, sur une cellule élémentaire de plaque d'aire $\Delta y \times \Delta z$ et d'épaisseur e , donné par l'équation (1) :

$$Q(y_i, z_i) = \frac{2\bar{h}[T(y_i, z_i) - T_a]}{e} + \sum_{j=i}^{i+2} \left[\lambda_y \frac{T(y_i, z_i) - T(y_{j-1}, z_i)}{(\Delta y)^2} + \lambda_z \frac{T(y_i, z_i) - T(y_i, z_{j-1})}{(\Delta z)^2} \right] \quad (1)$$

Ce bilan fait intervenir la puissance locale supposée homogène sur la cellule, les résistances thermiques de la cellule selon les directions y et z et la conductance de surface correspondant aux échanges convectifs et radiatifs. Il faut noter que le coefficient d'échange moyen \bar{h} est évalué expérimentalement à partir de l'équation (1) en un point suffisamment éloigné de la ligne où l'on peut supposer que la puissance est négligeable. Des simulations électromagnétiques montrent que la puissance dissipée est non homogène selon y (voir l'exemple de la figure 4-a), en particulier dans le conducteur. La résolution du système de thermographie utilisé est de l'ordre de 0.5 mm, de sorte qu'il n'est possible de mesurer que la valeur moyenne de la puissance dans une section droite (conducteur et section efficace du substrat). L'expression de la puissance moyenne dans la section efficace est déterminée en s'appuyant sur un modèle électromagnétique ([1], [2] et [3]). Celui-ci repose sur l'établissement d'ondes stationnaires par réflexions multiples sur les extrémités d'une ligne de transmission dans le cas où l'impédance caractéristique de celle-ci diffère de l'impédance de sortie ou de l'impédance d'entrée. Par superposition des ondes réfléchies et incidentes, on peut montrer que la puissance volumique dissipée dans la ligne est donnée par l'équation (2).

$$Q(z) = (A_1 \sqrt{\frac{\mu_0}{\sigma}} \sqrt{f} + A_2 \cdot \varepsilon'' \cdot f) |V(z)|^2 \quad (2)$$

f est la fréquence du signal, μ_0 et σ la perméabilité magnétique et la conductivité électrique du métal, ε'' la partie imaginaire de la permittivité diélectrique du substrat. A_1 et A_2 sont deux constantes dépendantes de la géométrie de la structure. $V(z)$ est le potentiel complexe de la ligne de transmission rectiligne donnée par l'expression (3) :

$$V(z) = V_0 \cdot (1 + \Gamma) \cdot \frac{e^{-\gamma z} - \Gamma e^{-\gamma(2\ell - z)}}{1 - \Gamma^2 e^{-2\gamma\ell}}, \quad (3.1)$$

$$\text{avec } \Gamma = \frac{Z_0 - 50}{Z_0 + 50} \quad (3.2)$$

V_0 est la tension d'entrée, Z_0 l'impédance caractéristique de la ligne, ℓ et γ la longueur et le coefficient d'atténuation complexe de la ligne. La puissance volumique (2) est rapportée à la section efficace de la ligne ($W_{\text{eff}} \times e$). Celle-ci contient en effet toute la puissance dissipée par la ligne. Le premier terme de l'équation est la puissance moyenne dissipée dans le conducteur et le deuxième celle dissipée dans le substrat diélectrique. Cette puissance dissipée s'exprime en fonction des grandeurs géométriques caractéristiques de la ligne et de la distribution de potentiel le long de cette ligne.

La puissance thermique dissipée dans la ligne et extraite à partir des mesures thermographiques est représentée à la Figure 3 a: Distribution de puissance volumique calculée par simulation

électromagnétique tridimensionnelle pour un signal radiofréquence à 1.572 GHz dans une ligne de 8 mm de large sur substrat type FR4.

Figure 4 (traits épais). Sur cette même figure est représentée la distribution de la puissance dissipée calculée à partir du modèle électromagnétique décrit par l'équation (2). On constate un très bon accord entre les deux courbes, ce qui montre que la puissance thermique mesurée est bien l'image des phénomènes de pertes associées à la propagation des ondes électromagnétiques.

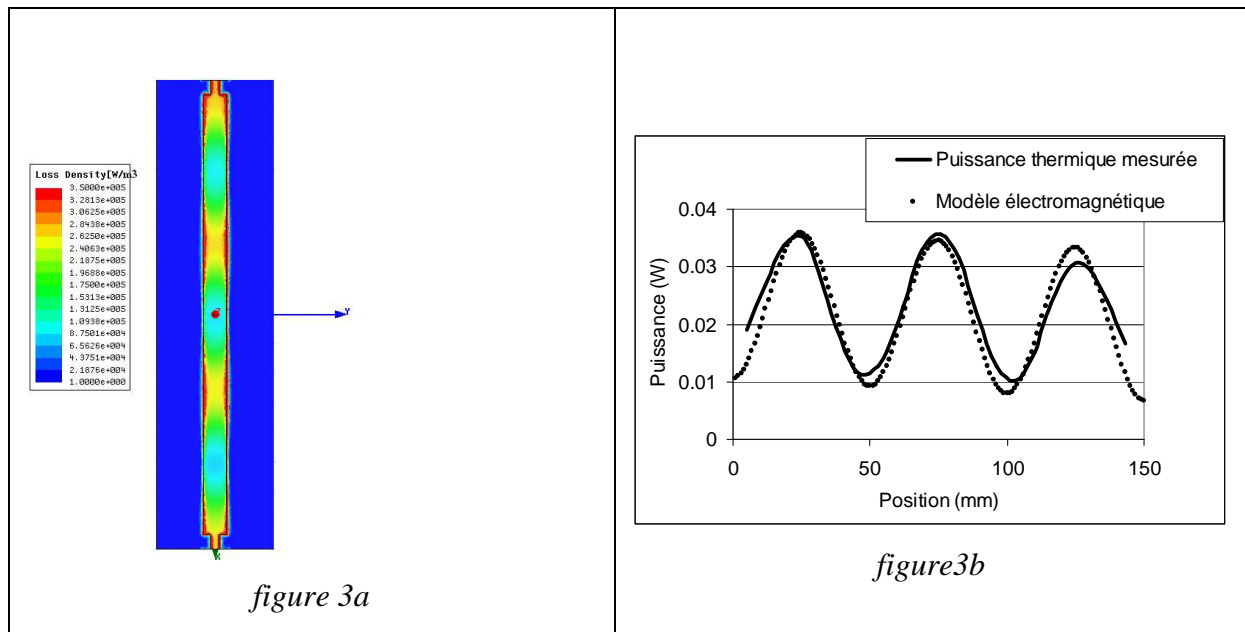


Figure 3 a: Distribution de puissance volumique calculée par simulation électromagnétique tridimensionnelle pour un signal radiofréquence à 1.572 GHz dans une ligne de 8 mm de large sur substrat type FR4.

Figure 4 b: Comparaison de la distribution de puissance volumique mesurée par thermographie infrarouge à 1.726 GHz (équation (1)) et des pertes électromagnétiques calculées dans une ligne de 0.5mm de largeur sur un substrat type FR4 (équation (2))

La puissance thermique ainsi extraite est représentée à la Figure 3 a: Distribution de puissance volumique calculée par simulation électromagnétique tridimensionnelle pour un signal radiofréquence à 1.572 GHz dans une ligne de 8 mm de large sur substrat type FR4.

Figure 4-b (traits épais) en fonction de l'abscisse le long de la ligne. La puissance volumique ainsi identifiée permet d'estimer la conductivité électrique de la ligne et la permittivité diélectrique du substrat. On peut déterminer la perte totale de puissance lors de la transmission du signal par la ligne à partir de la simple mesure des puissances d'entrée et de sortie à l'aide du mesureur de puissance présenté dans le montage expérimental. Ces pertes sont la somme des pertes diélectriques, des pertes métalliques et des pertes par rayonnement. Les mesures thermographiques permettent, elles, de déterminer la somme des pertes métalliques et des pertes diélectriques.

Les grandeurs σ et ϵ'' sont deux grandeurs dont les valeurs sont habituellement données seulement pour des fréquences basses du signal mais très mal connues pour les hautes fréquences. Il est possible, ici, d'atteindre les valeurs de ces grandeurs dans les conditions de l'expérimentation, à très hautes fréquences, en exploitant les images thermographiques. On

donne dans le tableau 1 deux lignes de largeurs différentes pour calculer les deux inconnues en question. Pour deux matériaux différents du support des pistes (FR4 et HITACHI-FX2), on obtient les valeurs données dans le Tableau 1.

Substrat	σ fournisseur (massif)	σ mesuré	ϵ'' fournisseur	ϵ'' mesuré
	$S.m^{-1}$	$S.m^{-1}$		
FR4	$5,813 \times 10^7$	$1,15 \times 10^7$	0.02	0.02
HITACHI-FX2 (polymère)	$5,813 \times 10^7$	$1,15 \times 10^7$	0.0055	0.007

Tableau 1 : Comparaison entre valeurs tabulées et mesurées par exploitation des images thermographiques, sur deux types de substrat.

La connaissance des valeurs des ces grandeurs aux hautes fréquences du signal est importante pour la simulation et la conception des circuits radio fréquences. Par ailleurs, on peut noter que l'exploitation des mesures thermiques permet également, par différence entre la puissance dissipée totale et la puissance thermique mesurée, d'évaluer précisément et relativement facilement les pertes par rayonnement, mesure extrêmement délicate à réaliser par la seule utilisation des mesures électromagnétiques.

4. Conclusion

La thermographie infrarouge permet de déterminer la distribution des pertes électromagnétique le long d'une ligne de transmission consécutive à son alimentation par un signal radio fréquence. Cette distribution est obtenue par analyse du champ de température induit. La distribution de puissance électromagnétique calculée par un modèle est en bon accord avec la puissance thermique mesurée par thermographie. Les images obtenues pour des lignes de largeurs différentes ont permis de mesurer la conductivité électrique du métal et la permittivité diélectrique du substrat à haute fréquence. La mesure de puissance électromagnétique dissipée totale a par ailleurs permis d'atteindre la valeur des pertes par rayonnement au niveau des discontinuités présentes sur la ligne.

Références

- [1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 26-33, Third Edition (2005).
- [2] K. C. Gupta, R. Garg, I. J. Bahl, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House (1990).
- [3] M. Kirschning and R.H. Jansen, Accurate Model for Effective Dielectric Constant of Microstrip and Validity up in Millimeter-Wave Frequencies, *Electron. Let.*, Vol.18, 272-273, (1982).
- [4] V.Feuillet, Y.Scudeller, Y.Jarny. *The Discrete Boundary Resistance Method for thermal analysis of solid-state circuits and devices..* International Journal of Thermal Sciences, volume 48, Issue 2, pages 372-382. February 2009
- [5] A. Alnukeri, P.Guillemet, Y.Sudeller, S.Toutain. *Active Heatsink Antenna for Radio-Frequency Transmitter*. Submitted 2008 for IEEE Transactions on Advanced Packaging.