

Étalon calculable de puissance radiofréquence

Calculable radiofrequency power standard

François ZIADÉ¹, Mohamed BOURGHES¹, Alireza KAZEMIPOUR¹, Eric BERGEAULT² et Djamel ALLAL¹

¹ Laboratoire national de métrologie et d'essais (LNE), 29 Avenue Roger Hennequin, 78197 Trappes Cedex, France, francois.ziade@lne.fr.

² Dept. Comelec, Telecom Paritech, 46 Rue Barrault, 75634 Paris cedex 13, France.

Résumé

Tout appareil de mesure doit être raccordé à une référence appelée étalon. En puissance radiofréquence (RF), pour la plupart des Laboratoires nationaux de métrologie, l'étalon est constitué d'un microcalorimètre associé à une monture bolométrique. Des efforts constants sont menés pour établir d'autres références. Cet article présente la faisabilité d'un étalon calculable de puissance RF en technologie coplanaire réalisé au sein du LNE. Le wattmètre a été entièrement modélisé afin de déterminer son paramètre caractéristique : « l'efficacité » η . Les résultats comparatifs entre la mesure et la simulation sont présentés.

MOTS CLÉS : MÉTROLOGIE ÉLECTRIQUE, PUISSANCE RF, MICRO-CALORIMÈTRE, THERMISTANCE, BOLOMÈTRE, ÉCLAIREMENT ÉNERGÉTIQUE.

Abstract

All measurement devices must be linked with a reference called a standard. In radiofrequency (RF) power, for the most National Metrology Institutes, the standard is constituted by a microcalorimeter associated with a bolometer mount. Some continuous efforts are carried out to get other references. This publication describes the feasibility of a calculable RF power standard made by LNE. The power meter has been completely studied in order to assess its characteristic parameter: "the efficiency" η . All comparative results between simulations and measurements are presented here.

KEY WORDS: ELECTRICAL METROLOGY, RF POWER, MICROCALORIMETER, POWER SENSOR, BOLOMETER THERMODYNAMIC TEMPERATURE.

1. Principales sondes de puissance

La puissance radiofréquence (RF) est généralement mesurable en la convertissant sous une forme continue (DC) comme une tension, un courant ou une variation de résistance. L'idée est de dissiper la totalité de la puissance

RF dans un élément résistif et de mesurer la quantité de chaleur qui lui est associée, ou de la transformer directement en une tension DC à l'aide d'une diode [1]. Les sondes les plus couramment utilisées pour la mesure de la puissance d'un signal à onde entretenue (en anglais *Continuous Wave*, CW) sont les sondes à diode, à thermocouple et à thermistance. Une sonde de puissance peut être caractérisée par son efficacité qui est définie comme le rapport entre la puissance RF absorbée par l'élément sensible et la puissance RF injectée et dissipée dans la sonde. Cependant, le paramètre qui est utilisé en métrologie est l'efficacité effective de la sonde. Elle est définie comme le rapport entre la puissance absorbée par l'élément sensible, mesurée en courant continu et dite « puissance substituée », et la puissance RF injectée et dissipée dans la sonde :

$$\text{efficacité effective} = \frac{\text{puissance substituée en courant continu}}{\text{puissance RF dissipée dans la sonde}}$$

Toutes les méthodes d'étalonnage primaires sont donc fondées sur l'évaluation de la puissance dissipée sous forme de chaleur dans les parties non souhaitées. De cette manière, les montures bolométriques, étalons classiques de puissance RF, s'étalonnent dans un microcalorimètre à l'aide d'un pont de Wheatstone auto-contrôlé et des appareils de mesure de température (fig. 1 et 2) [1,2]. Pour déterminer la puissance substituée en courant continu, deux cycles de mesure sont nécessaires : un premier, sans puissance HF (haute fréquence), suivi d'un second avec puissance HF. Le pont de Wheatstone est alors utilisé pour maintenir les thermistances à la même valeur d'un cycle à l'autre.

Un étalon calculable de puissance RF présente un intérêt majeur et ce, pour plusieurs raisons. Premièrement, un

wattmètre non calculable nécessite un étalonnage complexe, coûteux et génère des problèmes d'instrumentation et de dérive. Pour chaque fréquence de mesure, 14 cycles « HF/sans HF » d'une durée de 7 h sont nécessaires. Le banc expérimental est constitué d'un nanovoltmètre qui mesure la tension aux bornes des thermocouples directement proportionnelle à la puissance dissipée dans la monture, d'un voltmètre qui mesure la tension aux bornes des thermistances, d'un pont de Wheatstone de précision, d'une enceinte thermique qui garantit une stabilité thermique de quelques millikelvins. La position des thermocouples, le serrage des différents éléments du montage et la stabilité thermique sont prépondérants. Deuxièmement, le calcul permet d'accéder à l'ensemble des pertes du système et d'en améliorer ainsi la connaissance. Troisièmement, il est nécessaire pour un laboratoire de métrologie de posséder plusieurs références pour la même grandeur. Et enfin, certains types de sondes commerciales utilisées dans le banc de mesure ont vu leur production arrêtée. Toutes ces raisons nous poussent donc à concevoir de nouvelles méthodes d'étalonnage.

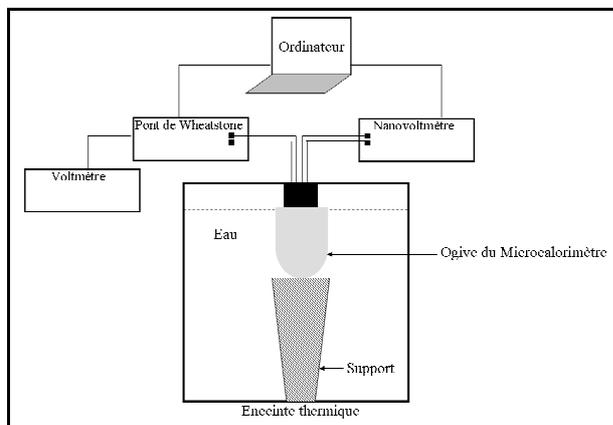


Fig. 1. – Banc d'étalonnage des montures bolométriques.

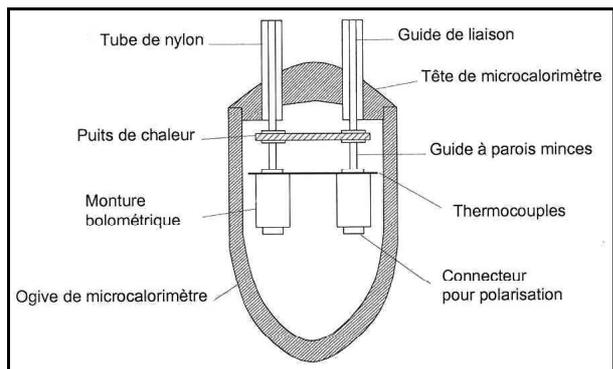


Fig. 2. – Enceinte calorimétrique utilisée dans les mesures classiques.

2. Wattmètre en technologie coplanaire

2.1. Conception du wattmètre

La sonde de puissance considérée est une sonde à thermistances en technologie coplanaire. La ligne (ou

guide d'ondes) coplanaire est une ligne de transmission pour laquelle tous les conducteurs sont sur le même plan, à la surface supérieure du substrat. Pour une hauteur h et une constante diélectrique relative ϵ_r données, la valeur de l'impédance caractéristique Z_c de la ligne coplanaire est calculée à partir de la largeur w du ruban central et de la largeur g des fentes. Pour une valeur désirée de Z_c , de nombreux couples (w, g) sont possibles. Ainsi cette technologie permet d'intégrer plus simplement les composants en surface et ne nécessite pas la réalisation de trous métallisés.

De plus la ligne coplanaire possède une dispersion équivalente à la ligne microruban. En revanche, les modes de fuite responsables du rayonnement se propagent si la symétrie de la ligne est rompue, notamment en présence de discontinuités. Les pertes par rayonnement peuvent devenir importantes pour les fréquences micro-ondes.

La conception de la sonde s'inspire des sondes coaxiales utilisées au laboratoire (fig. 3). En courant continu, les thermistances sont connectées en série. Elles sont connectées en parallèle, en mode RF. Cette structure est naturellement étendue à la technologie planaire.

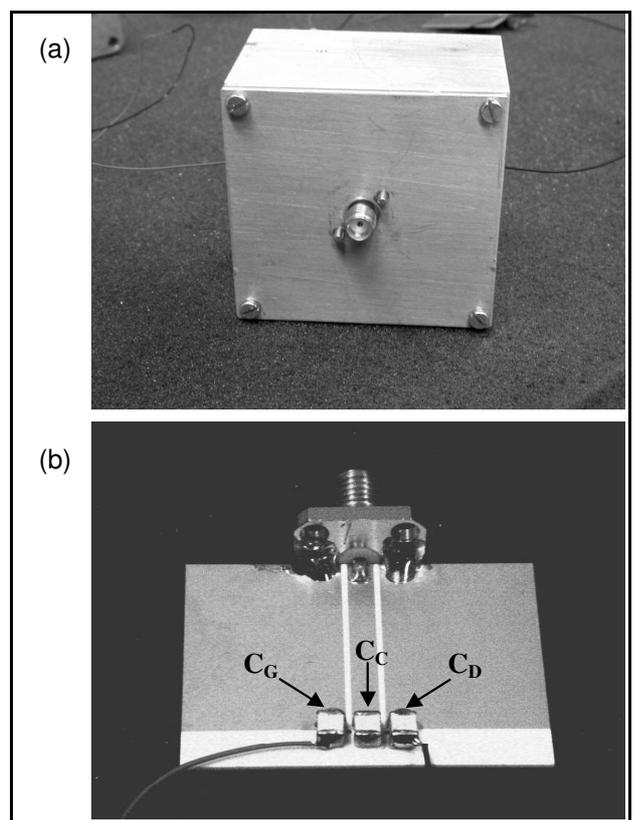


Fig. 3. – Boîtier (a) intégrant la sonde coplanaire réalisée (b) avec les fils de connexion au pont de Wheatstone.

Un wattmètre est généralement composé d'une ligne de transmission et d'une charge. La première source d'incertitude pour la mesure de la puissance RF est due à la désadaptation du système de mesure. Une phase de simulation électromagnétique a été menée afin d'optimiser les dimensions (largeur du ruban central $w = 2,8$ mm,

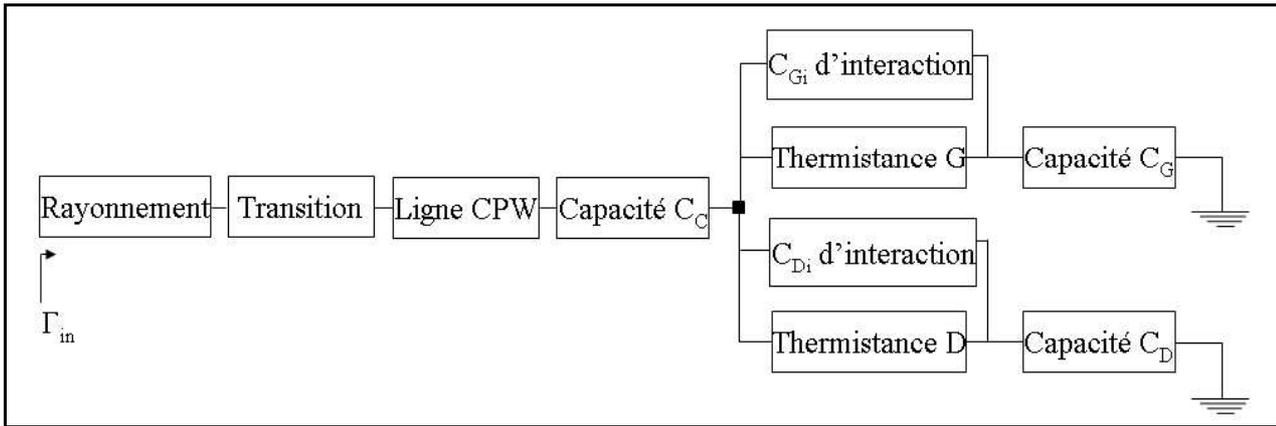


Fig. 4. – Schéma bloc de la sonde coplanaire.

largeur des fentes $g = 0,579$ mm) de la ligne dans le but d'obtenir le système ayant la meilleure adaptation possible. La technologie coplanaire a été adoptée afin d'atteindre une bonne largeur de bande sans avoir à réaliser, puis à modéliser, des trous métallisés comme c'est le cas pour d'autres technologies. Le wattmètre est donc composé d'une ligne de transmission en technologie coplanaire, d'éléments sensibles à la puissance, ici deux thermistances, et enfin de trois capacités faibles pertes réalisant le découplage DC-RF qui permet de connecter le pont de Wheatstone (fig. 3-b). Ce dernier polarise et contrôle les thermistances.

2.2. Modèle électrique

Un modèle physique de l'ensemble du wattmètre est élaboré afin d'en calculer la réponse. Un schéma synoptique du système est présenté dans la figure 4. Le modèle tient compte du rayonnement, de la transition du connecteur coaxial vers la ligne coplanaire, de la ligne coplanaire, des trois capacités de découplage DC-RF notées C_C , C_G et C_D , des deux thermistances et des capacités d'interaction C_{Gi} et C_{Di} . Ces dernières modélisent l'interaction capacitive entre la capacité C_C et les capacités C_G , et C_D .

2.2.1. Caractéristiques de la ligne coplanaire

La ligne de propagation sur la sonde est fabriquée sur substrat d'alumine, de hauteur 0,635 mm et de constante diélectrique 9,9. Pour mesurer son impédance caractéristique Z_c , un kit de calibrage *Multiline* TRL a été réalisé sur le même substrat.

La *Multiline* TRL [3] est une technique d'auto-calibrage utilisée pour calibrer les analyseurs de réseau. Le principe de base de la *Multiline* TRL consiste à utiliser des lignes supplémentaires redondantes qui s'ajoutent aux lignes utilisées dans la méthode TRL conventionnelle [4]. La redondance des mesures est utilisée pour minimiser les erreurs aléatoires (non-répétabilité des connecteurs) *via* un traitement statistique des données. Cette méthode permet également d'étendre la bande de fréquence pour le calibrage comparativement à la méthode TRL.

Les lignes du kit sont identiques à celle de la sonde. La constante de propagation γ peut ainsi être déterminée au cours du calibrage. La capacité basse fréquence C_{dc} de la ligne est calculée par une méthode quasi-statique et vérifiée par une mesure au RLC-mètre en ayant pris soin de placer la ligne dans un boîtier métallique afin de s'affranchir des lignes de champ extérieures. L'écart entre les capacités mesurée et calculée est de l'ordre de 0,5 %. L'impédance Z_c est alors donnée par [5] :

$$Z_c \equiv \frac{\gamma}{j\omega C_{dc}}$$

La figure 5 présente le module de Z_c en fonction de la fréquence. A partir de 2 GHz, on observe une augmentation progressive de $|Z_c|$ due à la dispersion importante de la ligne. En effet, pour adapter les dimensions de la ligne celle du composant (largeur de 2,8 mm), la largeur du ruban central est comparable à la hauteur du substrat induisant alors un mode de propagation proche du mode microruban. En basse fréquence, on observe une forte augmentation de $|Z_c|$ due à l'inductance interne de la ligne [6].

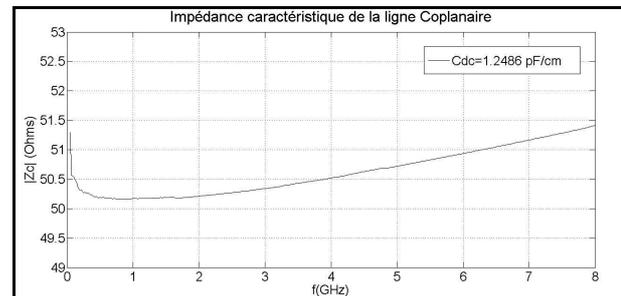


Fig. 5. – Module de l'impédance caractéristique de la ligne coplanaire.

2.2.2. Transition connecteur coaxial vers ligne coplanaire

Toute transition d'un milieu à un autre induit un changement de mode de propagation. La transition SMA-ligne coplanaire introduit localement la propagation de modes d'ordres supérieurs. Ceci se traduit par des pertes

dités d'insertion et de réflexion. Ce changement de milieu est généralement modélisé par des inductances et capacités disposées en Π ou en T. Il est possible d'introduire un tronçon de ligne supplémentaire pour tenir compte de la différence de phase induite par la discontinuité [7]. Ce tronçon de ligne dépend de la charge placée à son extrémité. Le modèle proposé est un modèle en T (fig. 6), L_1 , C_1 , L_2 , avec un tronçon de ligne supplémentaire de longueur l' et d'impédance caractéristique Z_c identique à celle de la ligne de propagation coplanaire de la sonde. Les valeurs sont calculées de la manière suivante : une ligne de longueur l , identique à celle de la sonde est mesurée avec ses connecteurs par un calibrage SOLT (méthode de calibrage d'analyseur reposant sur la mesure de trois éléments : court-circuit, circuit-ouvert, charge 50Ω et une ligne de longueur nulle).

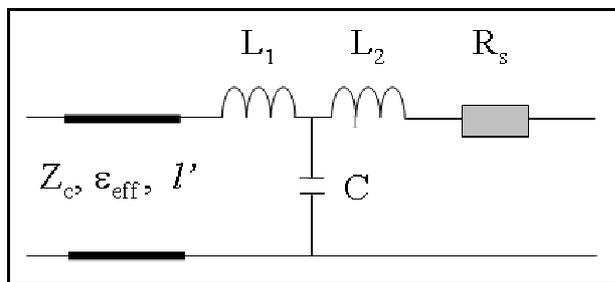


Fig. 6. – Modèle électrique en T de la transition.

Connaissant l'impédance Z_c , on en déduit un modèle électrique complet de la ligne tenant compte des transitions. Ainsi les valeurs du modèle sont déterminées en minimisant la différence entre les paramètres S modélisés et mesurés : $L_1 = 0,15 \text{ nH}$, $L_2 = 0,20 \text{ nH}$, $C_1 = 0,19 \text{ pF}$ et $l' = 4,7 \text{ mm}$ (fig. 6.).

2.2.3. Mesure des capacités de découplage

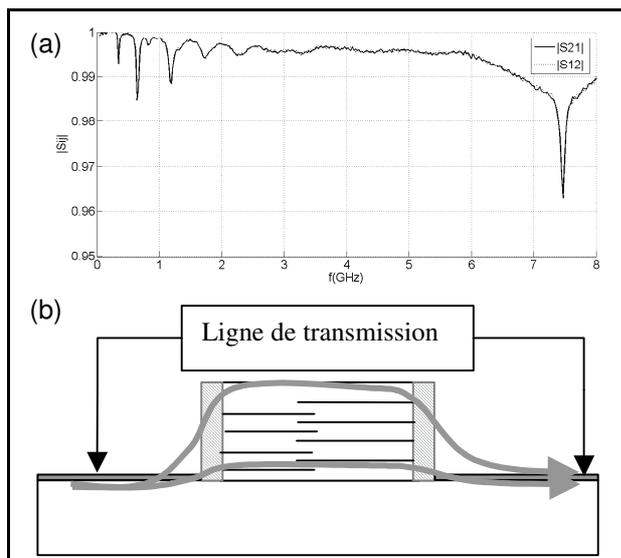


Fig. 7. – Mesure des paramètres S de la capacité, ici en transmission (a) et différenciation des chemins de courant parcourant la capacité (b).

La capacité est placée, sur un support de mesure, en série avec deux lignes de transmission (fig. 7-b). Les paramètres S de la capacité ont été mesurés par un calibrage *Multiline* TRL (fig. 7-a). Ces paramètres illustrent très bien les creux observés ensuite dans le calcul de l'efficacité, en dessous de 3 GHz (fig. 11-b). Ces résonances relevées dans les paramètres de transmission sont dues aux différences de chemin des courants entre la base du composant et son sommet (fig. 7-b). Celles-ci s'estompent ensuite à cause des pertes du composant [8].

2.2.4. Mesures et modélisation des thermistances

Le modèle électrique de la thermistance présenté dans la figure 8 tient compte principalement du comportement de la bille semi-conductrice en fonction du courant de polarisation appliqué et des pertes des fils de connexion en fonction de la fréquence.

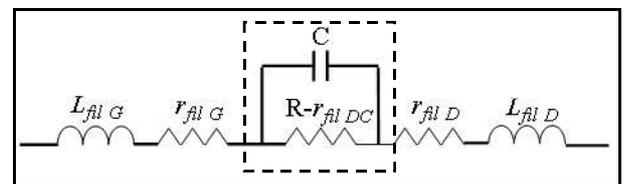


Fig. 8. – Modèle de la thermistance.

Tableau 1
Valeurs des éléments du modèle de la thermistance.

	Thermistance G	Thermistance D
$R (\Omega)$	99,15	99
$C (\text{pF})$	0,07	0,07
$L (\text{nH})$	1,42	1,42
$r_{\text{fil G}} (\omega=0)$	0,5	0,4
$r_{\text{fil D}} (\omega=0)$	0,3	0,6

Un calibrage *Multiline* TRL est au préalable réalisé pour permettre de mesurer le composant dans ses plans d'accès (extrémités des fils de connexion de la thermistance). La thermistance à mesurer est installée sur un support semblable à celui utilisé pour la caractérisation des capacités. Un pont de Wheatstone est relié à un analyseur de réseaux Agilent 8510 de manière à effectuer la polarisation du composant en courant continu. Pour une polarisation donnée, les paramètres S sont mesurés sur toute la bande de fréquences. Chaque matrice S est ensuite convertie en matrice Y. Il est alors possible de déterminer toutes les valeurs du modèle.

La figure 9 montre une comparaison entre les paramètres S calculés et mesurés pour une polarisation de 100Ω . Les erreurs relatives calculées sur les parties réelles et imaginaires n'excèdent pas 6 %. La résistance R et la capacité C de la bille deviennent prépondérantes par rapport à l'inductance L lorsque la polarisation et la fréquence augmentent. Ainsi la partie imaginaire du paramètre S_{11} devient négative à partir d'une certaine polarisation comme c'est le cas ici pour 100Ω .

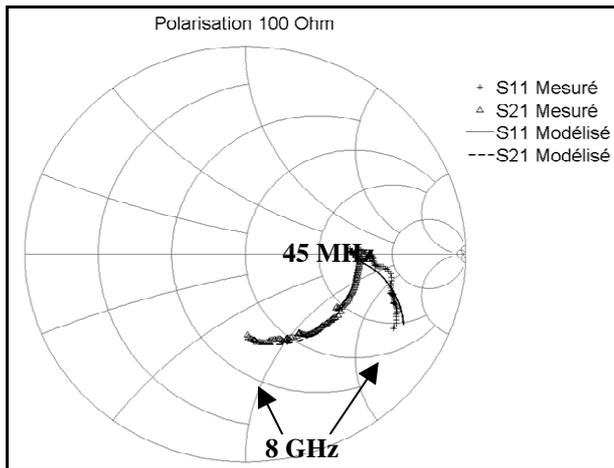


Fig. 9. – Comparaison entre les paramètres S calculés et mesurés pour une polarisation de 100 Ω.

2.2.5. Rayonnement et capacité d'interaction

Une phase de simulation électromagnétique en trois dimensions de la sonde planaire de puissance a été réalisée avec le logiciel commercial CST Microwave Studio. Dans nos simulations, le boîtier métallique, ainsi que toutes les dimensions et les propriétés du substrat, des capacités, du connecteur et des thermistances ont été introduits. Cela nous a permis d'estimer le rayonnement (fig. 10) et la valeur des capacités d'interaction C_{Gi} (0,15 pF) et C_{Di} (0,09 pF) dont la dissymétrie s'explique par des distances et positions différentes entre la capacité centrale et les capacités gauche et droite. La taille importante des composants et leur position sont responsables en grande partie du rayonnement important observé pour cette bande de fréquences. Des simulations, avec et sans boîtier, ont montré une influence négligeable de ce dernier sur le rayonnement.

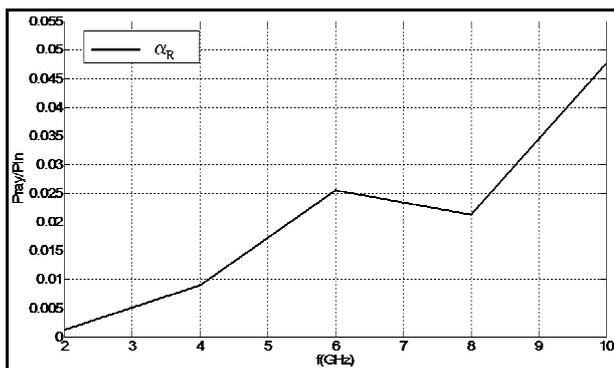


Fig. 10. – Pertes par rayonnement estimées par simulation électromagnétique.

3. Résultats

Chaque élément du modèle est intégré dans le circuit équivalent de la sonde et simulé électriquement avec le logiciel ADS. Le facteur de réflexion en entrée de la sonde obtenu par calcul est ainsi comparé à celui mesuré (fig. 11-a). Il est alors possible de calculer l'efficacité en

évaluant le rapport entre la puissance dissipée dans la partie résistive des thermistances sur la puissance entrée dans la sonde. Les résultats du calcul de η sont comparés à la mesure au microcalorimètre (fig. 11-b).

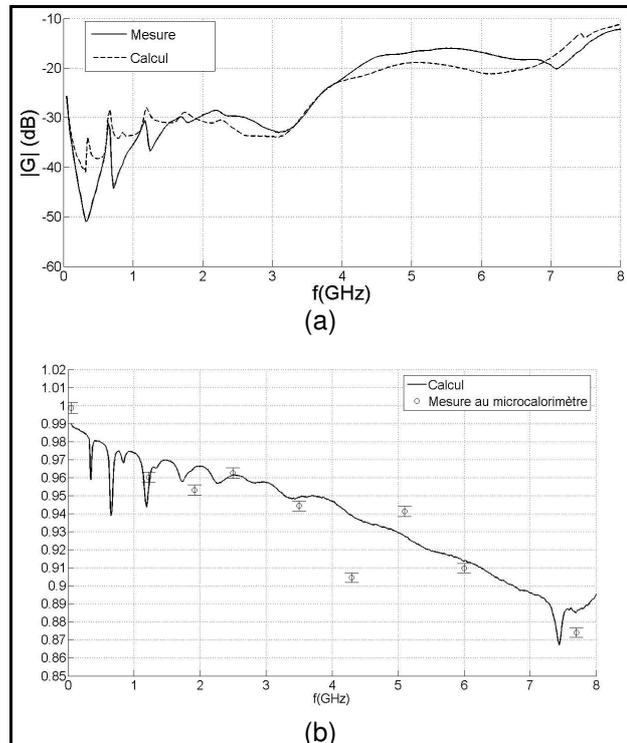


Fig. 11. – Comparaison entre calcul et mesure pour le facteur de réflexion (a) et l'efficacité (b) de la sonde coplanaire.

On peut observer dans la figure 11-b des résonances dues aux capacités. On constate par ailleurs un écart relatif moyen de 1,17 % entre le calcul et la mesure de l'efficacité sur toute la bande de fréquences. Cet écart a plusieurs explications. L'efficacité mesurée est l'efficacité effective qui est une transposition de la puissance RF absorbée par les thermistances en une quantité continue. Dans ce cas, la puissance en courant continu est une approximation de la puissance RF réellement absorbée par la thermistance. L'efficacité calculée est, quant à elle, une évaluation directe de la puissance RF absorbée par les thermistances (bille et fils de connexion). D'autre part, les résonances présentes dans les capacités de découplage sont relativement difficiles à modéliser et sont responsables en grande partie de l'écart plus important observé aux fréquences de résonance notamment.

4. Conclusion et perspectives

Les courbes du facteur de réflexion montrent une bonne concordance entre le modèle et la mesure. Ainsi il a été possible de caractériser par un modèle électrique équivalent l'ensemble de la sonde étalon et d'établir par la suite l'expression de l'efficacité en fonction des éléments du schéma électrique. Bien que les résultats présentés ici soient limités à 8 GHz, des recherches supplémentaires ont permis d'obtenir une seconde génération de sondes de

puissance avec une bande de fréquences élargie à 18 GHz compatible avec les connecteurs coaxiaux de type N et PC7. L'amélioration du modèle électrique de la thermistance et l'établissement d'un lien entre l'efficacité effective mesurée et l'efficacité calculée permettra d'utiliser ces sondes en tant qu'étalon de puissance RF tout en garantissant leur traçabilité aux unités du SI.

Références

- [1] CHANG N., "Coaxial and waveguide microcalorimeters for RF and microwave power standards", *IEEE Transactions Instrumentations and Measurement*, **38**, 1989, 460-464.
- [2] KAZEMPOUR A., « Nouvel étalon primaire de puissance HF, DC – 26,5 GHz », *JNM*, 2003.
- [3] MARKS R.B., "A Multiline method of network analyzer calibration", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **39**, 1991, 1205-1215.
- [4] ENGEN G.F. et HOER C.A., "Thru-Reflect-Line an improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyser", *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, **MTT-27**, 1979, 987-993.
- [5] WILLIAMS D.F. et MARKS R.B., "Characteristic Impedance Determination Using Propagation Constant Measurement", *IEEE Transactions Microwave and Guided Wave Letters*, **1**, 1991, 141-143.
- [6] HOLLOWAY C. L. et HUFFORD G. A., "Internal inductance and conductor loss associated with the ground plane of microstrip line", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, **39**, 1997, 73-78.
- [7] CHAPMAN A.G. et AITCHISON C. S., "A broad-band model for a coaxial-tot-stripline transition", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **MTT-28**, 1980, 130-136.
- [8] "American Technical Ceramics", *The RF Capacitor Handbook*, 1994, 2-5-18.

Article reçu le 1^{er} décembre 2008 ; version révisée reçue le 10 septembre 2009.