

Étalonnage d'un analyseur de réseau vectoriel à partir d'un atténuateur pour des mesures sous pointes

Attenuator based vector network analyser calibration for on-wafer measurements

Djamel ALLAL¹, Mebrouk BAHOUCHÉ², Eric BERGEAULT² et Alexis LITWIN¹

¹ LNE, 29 Avenue Roger Hennequin, 78197 Trappes Cedex, France, djamel.allal@lne.fr

² TelecomParistech, 46 Rue Barrault, 75634 Paris Cedex 13, France.

Résumé

Dans le cadre de nos travaux sur la traçabilité des mesures de paramètres S réalisées sous pointes, nous proposons une méthode permettant de déterminer l'impédance de référence de la technique d'étalonnage TRA utilisée pour les analyseurs de réseau vectoriels. Nous montrons qu'il est possible de déterminer l'impédance de référence de l'étalonnage à partir d'une procédure d'étalonnage TRA modifiée pour réduire les incertitudes de mesures. Les résultats de mesure, comparés à ceux obtenus en utilisant la technique d'étalonnage de référence *multiline TRL*, montrent l'efficacité de la méthode jusqu'à 45 GHz.

MOTS CLÉS : ANALYSEUR DE RÉSEAU VECTORIEL, PARAMÈTRES S , MESURE SOUS POINTES, ÉTALONNAGE TRA.

Abstract

We propose a method to determine the reference impedance of the TRA calibration technique for vector network analysers. This method was developed within the framework of our activity on traceability of on-wafer S parameters measurements. Starting from a modified TRA calibration procedure, we demonstrate the possibility to determine the calibration reference impedance, and leading to a significant reduction of the measurement uncertainties. In comparison with results obtained using the reference multiline TRL calibration technique, the results that we obtain show the efficiency of the present method.

KEY WORDS: VECTOR NETWORK ANALYSER, S PARAMETERS, ON-WAFER MEASUREMENTS, TRA CALIBRATION.

1. Introduction

La procédure d'étalonnage TRL (*through-reflect-line*) [1] pour laquelle l'impédance de référence est égale

à l'impédance caractéristique de la ligne étalon est largement utilisée pour le calibrage de l'analyseur de réseau vectoriel. La valeur de l'impédance caractéristique sur des substrats à faibles pertes peut être obtenue à partir de la connaissance de la constante de propagation γ et de la capacité linéique C de la ligne [2]. En conséquence, l'étalonnage TRL est la méthode la plus appropriée pour établir la traçabilité aux unités du SI. Par ailleurs, sa limitation en bande passante peut être surmontée à l'aide de la technique *multiline TRL* [3], qui prévoit une réduction des erreurs aléatoires en connectant des lignes supplémentaires de différentes longueurs. Les inconvénients de la méthode TRL proviennent de la surface importante requise sur le *wafer*, entraînant donc un surcoût non négligeable ainsi qu'un temps de mesure important.

C'est la raison pour laquelle, d'autres techniques d'étalonnage de type Txx ou Lxx telles que les procédures LRM (*line-reflect-match*) et TRA (*through-reflect-attenuator*) peuvent représenter un réel intérêt [4]. Néanmoins, la difficulté rencontrée réside dans la détermination précise de l'impédance de référence (étalon), à savoir l'impédance de la charge adaptée (*match*) pour la LRM ou les impédances d'entrée et de sortie de l'atténuateur étalon pour la TRA. Finalement, bien que ces techniques soient plus pratiques à mettre en oeuvre, des mesures complémentaires ou des modèles électriques fiables des étalons doivent être établis afin de déterminer avec précision l'impédance de référence.

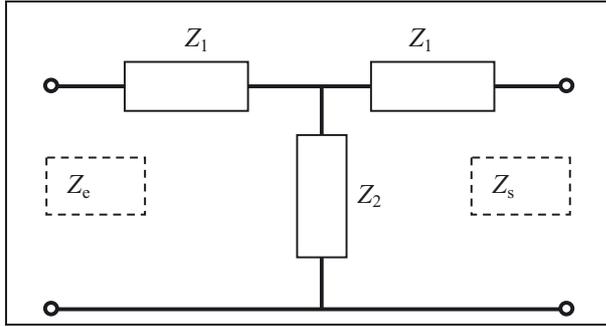


Fig. 1. – Atténuateur symétrique en té.

De nombreux travaux ont été menés afin d'évaluer et d'améliorer le niveau d'exactitude de la LRM [5–7], alors que la technique TRA n'a pas fait l'objet de telles investigations. Le but de cet article est d'estimer la traçabilité de cette technique d'étalonnage pour des mesures sous pointes et de proposer une méthode permettant de l'améliorer.

L'impédance de référence du calibrage TRA est l'impédance d'entrée et de sortie de l'atténuateur étalon supposées égales. Une première approche [8] a été proposée afin de tenir compte de la désadaptation de l'atténuateur, lorsque les impédances d'entrée et de sortie sont différentes de 50Ω . Le principe de la méthode consiste à mesurer les paramètres S de l'atténuateur non idéal à l'aide d'un étalonnage de type *multiline TRL* permettant ainsi de déterminer précisément l'impédance de référence de l'étalonnage TRA. Dans un deuxième temps, une transformation d'impédance appropriée permet de référencer les mesures sur une impédance strictement égale à 50Ω . L'inconvénient de cette technique est qu'elle nécessite un temps d'exécution très long sans résoudre pour autant le problème de l'encombrement du *wafers*.

Nous avons appliqué à la méthode TRA, la méthode développée par Williams et Marks [7] pour le calibrage LRM, qui permet de tenir compte du caractère non idéal des charges adaptées.

Le principe consiste, en plus des étapes de mesure des connexions *Through*, *Reflect* et *Attenuator*, d'utiliser une ligne supplémentaire permettant ainsi d'effectuer simultanément un calibrage TRL conventionnel. Il est alors possible de mesurer précisément les impédances d'entrée et de sortie de l'atténuateur étalon et donc d'obtenir l'impédance de référence du calibrage TRA. Une transformation d'impédance permet ensuite de référencer les mesures sur une impédance strictement égale à 50Ω .

Par conséquent, il est envisageable d'obtenir un étalonnage précis sur une large bande de fréquence avec un ensemble compact d'étalons, constitué d'une ligne (*Through*), d'une paire de charges réfléchissantes (*Reflect*), d'un atténuateur et d'une deuxième ligne de longueur modérée. La méthode est mise en œuvre en utilisant le logiciel MATLAB.

2. Détermination de l'impédance de référence

Pour un atténuateur symétrique en té (Fig. 1), l'impédance de référence de l'étalonnage TRA est $Z_0 = Z_e = Z_s$ [4] où Z_e et Z_s représentent respectivement les impédances d'entrée et de sortie de l'atténuateur.

L'impédance (Z_0) de l'atténuateur symétrique en té est donnée par la relation suivante :

$$Z_0 = Z_1 \frac{1 + N}{1 - N}, \quad (1)$$

où N est le facteur d'atténuation S_{21} (facteur de transmission normalisé à Z_0), qui peut être déterminé en utilisant la technique d'auto-étalonnage TRA, à partir de la trace de la matrice :

$$\mathbf{P} = \mathbf{M}_A \cdot \mathbf{M}_T^{-1}, \quad (2)$$

où \mathbf{M}_T et \mathbf{M}_A sont respectivement les matrices de transmission mesurées de la ligne *Through* et de l'atténuateur étalons données par :

$$\mathbf{M}_T = \mathbf{X} \cdot \mathbf{T}_T \cdot \mathbf{Y} \quad (3)$$

$$\mathbf{M}_A = \mathbf{X} \cdot \mathbf{T}_A \cdot \mathbf{Y}, \quad (4)$$

où \mathbf{X} et \mathbf{Y} sont respectivement les matrices d'erreur des ports 1 et 2 de l'analyseur de réseau et \mathbf{T}_T et \mathbf{T}_A les matrices de transmission de la ligne *Through* et de l'atténuateur, normalisées à Z_0 . Le plan de référence est défini au milieu de la ligne *Through*, d'où les expressions suivantes [4] :

$$\mathbf{T}_T = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{T}_A = \begin{pmatrix} N & 0 \\ 0 & \frac{1}{N} \end{pmatrix} \quad (6)$$

L'équation (1) montre qu'une détermination précise de l'impédance Z_1 est nécessaire pour calculer la valeur de Z_0 .

Après application de l'étalonnage TRL à l'aide d'une ligne supplémentaire, la mesure des paramètres S de l'atténuateur étalon permet d'en déduire sa matrice chaîne ABCD :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} & 2 \times Z_1 + \frac{Z_1^2}{Z_2} \\ \frac{1}{Z_2} & 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Par conséquent, l'impédance Z_1 est donnée par l'expression suivante :

$$Z_1 = \frac{A - 1}{C} \quad (8)$$

L'impédance de référence Z_0 est finalement déduite de l'équation (1). En pratique, la valeur de Z_0 peut être

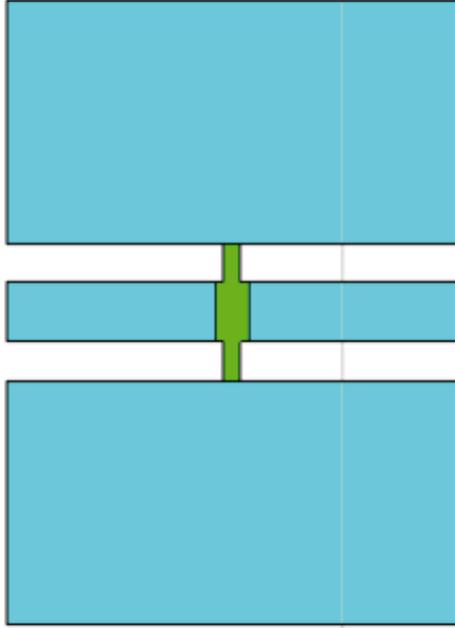


Fig. 2. – Topologie d'un atténuateur en té en technologie coplanaire.

assez différente de 50Ω à cause des imperfections de réalisation. En effet, les parties réelle et imaginaire de Z_1 dépendent de la fréquence [7] et peuvent être modélisées par des expressions mathématiques. Nous montrons que le comportement en fréquence des parties réelle et imaginaire peut être convenablement décrit respectivement, par un polynôme du second degré et un polynôme du premier degré :

$$\text{Re}(Z_1) = a_0 + a_1\omega + a_2\omega^2 \quad (9)$$

$$\text{Im}(Z_1) = b_0 + b_1\omega \quad (10)$$

Les coefficients a_i et b_i et l'ordre des polynômes sont obtenus en ajustant, au sens des moindres carrés, les données mesurées aux équations du modèle (9) et (10).

Finalement, il est alors possible de normaliser les paramètres S à une impédance de référence Z_{ref} strictement égale à 50Ω en appliquant les équations classiques de transformation d'impédance de référence [9] :

$$\mathbf{T}_{Z_{\text{ref}}} = \frac{1}{1 - \Gamma^2} \begin{pmatrix} 1 & \Gamma \\ \Gamma & 1 \end{pmatrix} \cdot \mathbf{T}_{Z_0} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\Gamma \\ -\Gamma & 1 \end{pmatrix}, \quad (11)$$

où Γ est donné par :

$$\Gamma = \frac{Z_{\text{ref}} - Z_0}{Z_{\text{ref}} + Z_0} \quad (12)$$

Par rapport à un ensemble d'étalons traditionnels, seule une ligne supplémentaire est donc nécessaire pour effectuer un étalonnage TRL conduisant ainsi à une connaissance précise de l'impédance de référence Z_0 de la technique d'étalonnage TRA.

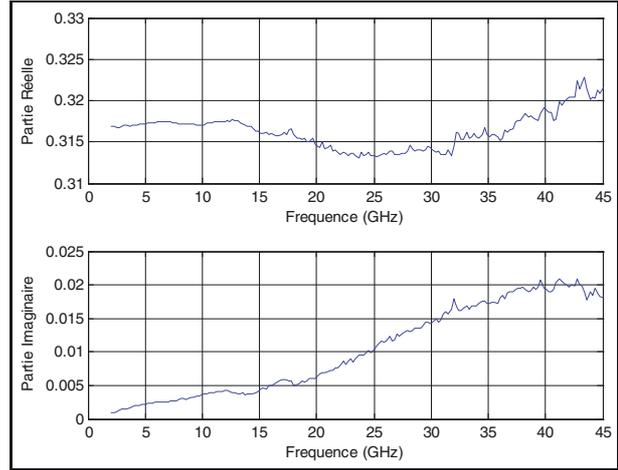


Fig. 3. – Parties réelle et imaginaire du facteur d'atténuation N déterminé par auto-étalonnage TRA.

3. Résultats de mesure

Pour ces expériences, une série d'étalons a été réalisée en technologie coplanaire sur un substrat d'arséniure de gallium de $450 \mu\text{m}$ d'épaisseur. L'ensemble est constitué d'une ligne *Through* (de longueur $550 \mu\text{m}$) de quatre lignes (de longueur 2,685 mm, 3,75 mm, 7,115 mm et 20,245 mm), de deux courts-circuits décalés de $125 \mu\text{m}$ et de différents atténuateurs (3 dB, 6 dB, 10 dB, 20 dB, 30 dB et 40 dB) (Fig. 2).

Ces étalons ont été fabriqués par évaporation d'un film d'or d'épaisseur $0,4 \mu\text{m}$ déposé sur un substrat d'arséniure de gallium grâce à une couche d'accrochage en titane d'épaisseur de l'ordre de $0,1 \mu\text{m}$. Les lignes ont un conducteur central de largeur $64 \mu\text{m}$ séparé des deux plans de masse de $260 \mu\text{m}$ par deux fentes de largeur $42 \mu\text{m}$.

Nous avons d'abord mesuré les quatre étalons de la méthode proposée : la ligne *Through*, un atténuateur 10 dB, la paire de courts-circuits et une seconde ligne de longueur 2,685 mm déjà présente sur le substrat et dont la longueur n'entraîne qu'une seule région fréquentielle sur toute la bande de travail pour laquelle l'étalonnage TRL ne fonctionne pas. La ligne *Through* et la paire de courts-circuits sont utilisées à la fois pour les calibrages de type TRA et TRL.

La figure 3 présente les résultats de mesure pour les parties réelle et imaginaire du facteur d'atténuation N obtenus directement par l'auto-étalonnage TRA.

La figure 4 montre les valeurs mesurées (obtenues après application de l'étalonnage TRL) et les valeurs ajustées (obtenue à partir des équations (9) et (10)) des parties réelle et imaginaire de l'impédance Z_1 pour l'atténuateur 10 dB. Le pic observé autour de 26 GHz correspond à une différence de phase entre la ligne *Through* et la ligne additionnelle proche de 180° . Ce résultat n'est pas surprenant car, la méthode TRL suppose, pour des mesures précises, d'avoir une différence de phase comprise entre 20° et 160° [1]. D'où la nécessité d'effectuer

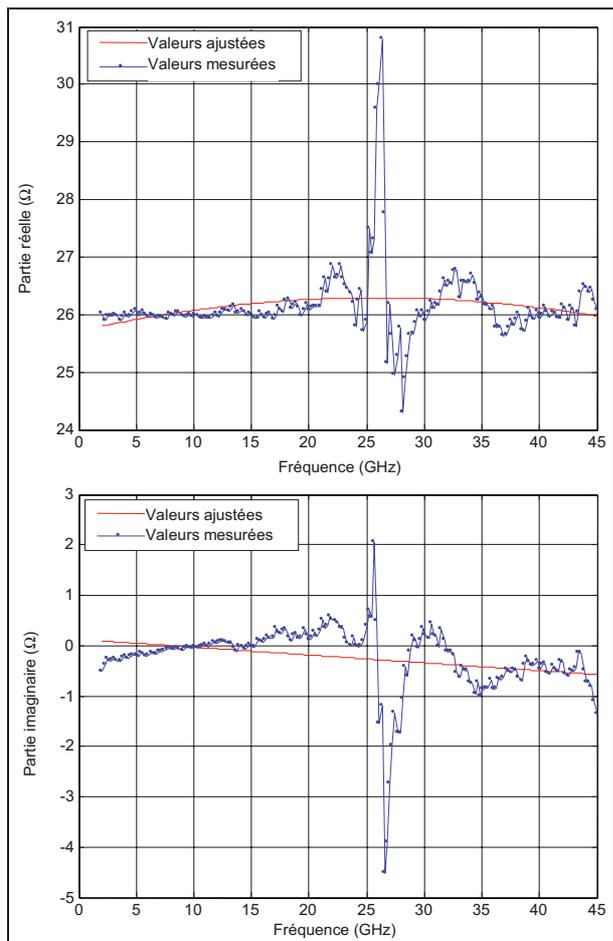


Fig. 4. – Parties réelle et imaginaire de l'impédance Z_1 pour l'atténuateur étalon 10 dB.

une interpolation polynomiale entre 25 GHz et 30 GHz afin de tenir compte de ces imprécisions de mesure.

Toutes les valeurs mesurées sont très proches des valeurs théoriques ($N = 0,32$, $Z_1 = 25,9 \Omega$) montrant ainsi un bon contrôle du processus de réalisation de l'atténuateur.

La figure 5 montre les valeurs de mesure de l'impédance de référence Z_0 de l'étalonnage TRA obtenue à partir de l'équation (1).

Nous pouvons observer que, comme attendu, l'impédance de référence est différente de 50Ω notamment à très hautes fréquences.

L'amélioration de la précision de l'étalonnage TRA modifiée par rapport à la méthode TRA conventionnelle, peut être estimée par comparaison des résultats de mesure obtenus à ceux donnés par l'étalonnage de référence *multiline TRL* [10].

En effet, il est possible d'estimer l'écart maximal $|S_{ij, \text{TRA}} - S_{ij, \text{multilineTRL}}|$ pour des mesures de paramètres S de tout dispositif passif où $S_{ij, \text{TRA}}$ et $S_{ij, \text{multilineTRL}}$ représentent respectivement les résultats des mesures obtenus avec les méthodes TRA et *multiline TRL*.

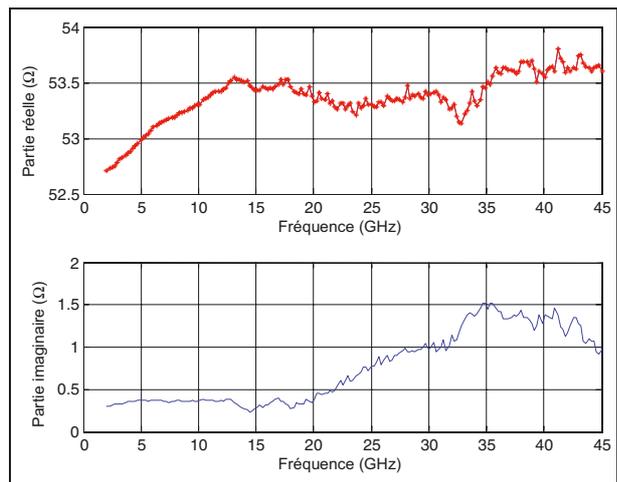


Fig. 5. – Parties réelle et imaginaire de l'impédance de référence Z_0 de l'étalonnage TRA.

Un étalonnage *multiline TRL* classique avec cinq lignes de longueurs différentes est donc nécessaire. Dans le cas de substrat faibles pertes, l'impédance caractéristique des lignes qui constitue l'impédance de référence des mesures, est calculée à partir de la capacité linéique et de la constante de propagation des lignes.

$$Z_c = \frac{\gamma}{j\omega C} \quad (13)$$

La capacité linéique C est déterminée à partir de la mesure du facteur de réflexion et de la valeur DC d'une résistance localisée [11].

$$C = \frac{\gamma}{j\omega R_{\text{load,dc}}} \frac{1 + \Gamma_{\text{load}}}{1 - \Gamma_{\text{load}}}, \quad (14)$$

où $R_{\text{load,dc}}$ est la valeur mesurée de la résistance DC et Γ_{load} est la valeur mesurée du facteur de réflexion.

La figure 6 présente les résultats expérimentaux de comparaison des méthodes d'étalonnage. Pour l'étalonnage TRA classique, on peut noter des écarts de mesure importants sur toute la bande de fréquence (pouvant être supérieurs à 0,1). Dans ce cas, l'impédance de référence de l'étalonnage TRA reste inconnue et différente de 50Ω , conduisant à des résultats de mesure peu précis. Par contre, pour les calibrages *multiline TRL* et TRA modifié, les impédances de référence sont alors connues ce qui permet de référencer les mesures sur une impédance de référence strictement égale à 50Ω .

En outre, les écarts de mesure obtenus avec la technique d'étalonnage TRA modifiée ne dépasse pas 0,05, contrairement aux résultats obtenus avec un étalonnage TRL conventionnel. En effet, autour de 26 GHz, les mesures sont imprécises à cause du déphasage proche de 180° . On peut donc en déduire que la méthode TRA modifiée est robuste et précise sur une large bande de fréquence allant jusqu'à 45 GHz. Les mêmes ordres de grandeur sont également observés pour les différents types d'atténuateurs (3 dB, 6 dB, 20 dB, 30 dB et 40 dB) disponibles pour effectuer l'étalonnage TRA modifié.

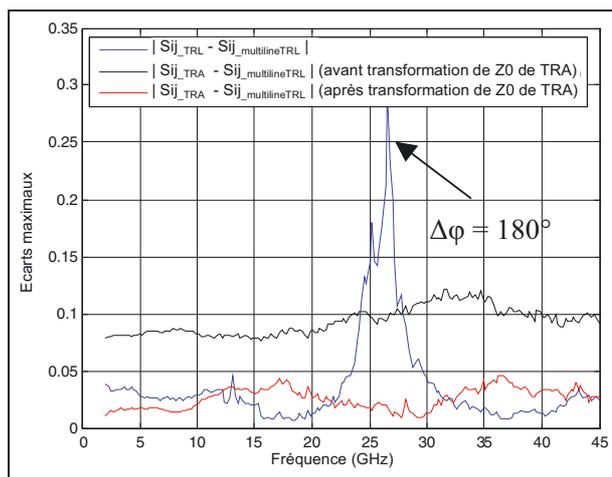


Fig. 6. – Écarts de mesures maximaux pour tout dispositif passif mesuré à partir d'une méthode TRA (conventionnelle et modifiée) et d'une méthode TRL simple par rapport à une *multiligne TRL*.

4. Conclusion

La technique d'étalonnage TRA conventionnelle nécessite un kit composé d'un atténuateur coplanaire symétrique adapté, d'une ligne coplanaire et d'une paire de charges réfléchissantes. Par ailleurs, l'impédance de référence de l'étalonnage (impédance d'entrée ou de sortie de l'atténuateur) peut être déterminée avec précision sans recourir à un étalonnage complet *multiligne TRL*. En fait, seule une ligne supplémentaire est requise par comparaison à un ensemble d'étalons TRA conventionnel. Par conséquent, des étalonnages TRA large bande et de grande exactitude, garantissant la traçabilité aux unités du SI peuvent être réalisés en utilisant un ensemble compact d'étalons.

Remerciements

Les auteurs tiennent à remercier Isabelle Roch-Jeune de l'IEMN (Institut d'Électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie) pour son aide précieuse à la fabrication des étalons.

Article reçu le 11 février 2010, version révisée reçue le 7 décembre 2010.

Références

- [1] ENGEN G.F. et HOER C.A., "Thru-Reflect-Line : An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-port Automatic Network Analyzer", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, **27**, 1979, 987-993.
- [2] MARKS R.B. et WILLIAMS D.F., "Characteristic Impedance Determination using Propagation Constant Measurement", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, **1**, 6, 1991, 141-143.
- [3] MARKS R.B., "A multiligne Method of network Analyzer calibration", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, **39**, 7, 1991, 1205-1215.
- [4] EUL H.J. et SCHIEK B., "A generalized theory and new calibration Procedures for network analyzer self-calibration", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, **39**, 1991, 724-731.
- [5] DAVIDSON A., JONES K. et STRID E., "LRM and LRRM calibrations with automatic determination of load inductance", *ARFTG Conf. Digest*, **40**, 1992, 68-81.
- [6] RUMIANTSEV A., SWEENEY S.L. et CORSON P.L., "Comparison of on-wafer multiligne TRL and LRM+ calibrations for RF CMOS applications", *ARFTG Conf. Digest*, **72**, 1991, 68-71.
- [7] WILLIAMS D.F. et MARKS R.B., "LRM Probe tip Calibrations using Non-Ideal Standards", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, **43**, 2, 1995, 466-469.
- [8] BAHOCHE M., ALLAL D. et BERGÉAULT E., "A Simple Impedance Correction for On-Wafer TAN Calibration Techniques", *Digest Conf. on Precision Electromagnetic Measurements*, Broomfield, États-Unis d'Amérique, 8-13 juin 2008, 418-419.
- [9] MARKS R.B. et WILLIAMS D.F., "A General Waveguide Circuit Theory", *J. Res. N.I.S.T.*, **97**, 5, 1992, 533-561.
- [10] WILLIAMS D.F., MARKS R.B. et DAVIDSON A., "Comparison of On-wafer Calibrations", *ARFTG Conf. Digest*, San Diego, États-Unis d'Amérique, **38**, 5-6 décembre 1991, 68-81.
- [11] WILLIAMS D.F. et MARKS R.B., "Transmission Line Capacitance Measurement", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, **1**, 1991, 141-143.