

Traçabilité des mesures des paramètres S aux fréquences intermédiaires (100 kHz – 100 MHz)

F. Ziadé^a, D. Bélières, A. Polétaeff, A. Litwin, P. Vincent-Drouart, D. Allal

Laboratoire National de Métrologie et d'Essais, 29 avenue Roger Hennequin, 78197 Trappes, France

Abstract. At LNE, a new 50 Ω primary standard with a female type N connector (7 mm) was just developed for providing one-port traceable S-parameters measurements in this frequency range [1]. The typical expanded uncertainties ($k = 2$) are in the range 1.10^{-3} to 4.10^{-3} and in the range $2,5.10^{-3}$ to 1.10^{-2} for reflection coefficient values close to 0 and above 1.10^{-2} respectively. To complete the LNE measurement capabilities, a 50 Ω load with a male type N connector is currently being developed which will be establish the traceability of two-ports S-parameters measurements. The development of the 50 Ω load with a male type N connector is presented in this paper.

1 Introduction

Les paramètres S d'un quadripôle, et plus généralement d'un réseau à accès multiples, sont mesurés au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA). Ces grandeurs sont définies comme des rapports d'ondes entrantes ou sortantes qui peuvent représenter soit un facteur de réflexion à un accès soit un facteur de transmission entre deux accès. Les paramètres S sont des grandeurs relatives et doivent être définis par rapport à une impédance de référence Z_c .

Pour un VNA on ne parle pas d'étalonnage mais de calibrage. Il s'agit de déterminer et de corriger de manière automatique les erreurs de mesure. Ce calibrage permet de recalibrer la réponse de l'instrument sur une valeur vraie prédite et calculée à partir de la valeur brute mesurée et des coefficients d'erreurs déterminés au cours du calibrage. Pour calibrer un analyseur de réseau, plusieurs étalons doivent être connectés successivement. Ces étalons sont supposés avoir des caractéristiques connues partiellement ou entièrement.

Les étalons secondaires (court-circuit, circuit ouvert, charge 50 Ω), permettant de calibrer l'analyseur de réseau, sont fournis par les fabricants. Après le calibrage, des erreurs résiduelles subsistent dues à des défauts non corrigés de l'analyseur de réseau. Ces erreurs résiduelles sont les facteurs d'influence intervenant dans le calcul d'incertitude des paramètres S. Dans les laboratoires nationaux de métrologie, les incertitudes sur les paramètres S sont déterminées en suivant les recommandations décrites dans le document EA-10/12 « *Guidelines on the evaluation of vector network analyzer* ». Les lignes à air sont utilisées comme des étalons de vérification et la connaissance de leur

impédance caractéristique Z_c est primordiale pour évaluer les incertitudes sur les paramètres S mesurés au VNA. La détermination de l'impédance caractéristique d'une ligne à air coaxiale repose sur la connaissance des deux diamètres a et b des conducteurs intérieurs et extérieurs et de l'épaisseur de peau δ du matériau utilisé pour la construction des diamètres. Dans le cas d'une ligne à faibles pertes [2], l'impédance caractéristique s'écrit

$$Z_c = Z_{00}(1-F) \quad (1)$$

Où :

- Z_{00} est l'impédance caractéristique d'une ligne coaxiale sans perte :

$$Z_{00} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (2)$$

- μ et ϵ sont respectivement la perméabilité relative et la permittivité relative du matériau diélectrique

- F est un facteur correctif complexe permettant de tenir compte des pertes : il est fonction des diamètres a et b et de l'épaisseur de peau δ .

Actuellement, au LNE, la ligne coaxiale à air d'impédance caractéristique Z_c est utilisée comme étalon pour établir la traçabilité des mesures des paramètres S au VNA [3]. La traçabilité au système international (SI) de la ligne à air coaxiale est assurée par des mesures dimensionnelles des diamètres a et b intérieurs et extérieurs de la ligne. A partir des dimensions mesurées et de la connaissance des matériaux utilisés, l'impédance

^a Corresponding author: francois.ziade@lne.fr

caractéristique Z_c de la ligne à air est alors calculée en utilisant le modèle décrit dans l'équation (1).

Il est néanmoins important de distinguer deux domaines de fréquence :

Au-dessus de 100 MHz, la ligne coaxiale à air peut être considérée sans pertes et son impédance caractéristique est alors égale à Z_{00} . La seule connaissance des diamètres a et b est suffisante.

En dessous de 100 MHz, la partie réelle et la partie imaginaire de Z_c évoluent respectivement en augmentant et en diminuant fortement. Dans la littérature, il est indiqué que l'inductance interne serait responsable de ce phénomène. L'inductance interne résulte de la pénétration du champ magnétique dans les parties métalliques des conducteurs intérieurs et extérieurs. Lorsque la fréquence tend vers zéro, la profondeur de peau augmente et l'inductance interne croît fortement ; et inversement, elle diminue avec l'augmentation de la fréquence. Connaître précisément les épaisseurs des différents matériaux métalliques qui composent la ligne est difficile ce qui rend délicat le calcul de l'épaisseur de peau et génère des **incertitudes importantes** : 1Ω à $0,3 \Omega$ sur le module de Z_c entre 1 MHz et 10 MHz. Les incertitudes sur Z_c sont aujourd'hui plus importantes en dessous de 100 MHz. **Au niveau national** la ligne à air est le seul étalon actuellement disponible pour la mesure des paramètres S .

Les incertitudes plus importantes sur l'impédance caractéristique Z_c de la ligne à air se répercutent sur les incertitudes de son facteur de réflexion. Le tableau ci-dessous présente une illustration des incertitudes obtenues pour le facteur de réflexion d'une ligne à air de 30 cm [4].

f (MHz)	$U(\Gamma)$ ($k=2$)
1	$13,1 \times 10^{-2}$
10	$1,4 \times 10^{-2}$
100	$3,2 \times 10^{-3}$
250	3×10^{-3}

Tableau 1. Illustration des incertitudes de mesure d'une ligne à air aux fréquences intermédiaires.

D'autres méthodes de calibrage large bande existent : LRM, TRM, SOLT. La plus couramment utilisée est la méthode **SOLT** (Court circuit - Circuit ouvert - Charge - Connexion directe). L'impédance de référence pour la mesure des paramètres S est définie par rapport à celle de la charge étalon supposée parfaite, c'est-à-dire égale à Z_0 quelle que soit la fréquence. Cette hypothèse n'est jamais réalisée en pratique car elle introduit des erreurs résiduelles après calibrage plus ou moins importantes selon la qualité de la charge utilisée

Ces méthodes de calibrage étant larges bandes, il est possible d'améliorer les performances et la traçabilité du VNA en basses fréquences. Pour cela **il est nécessaire de connaître en fonction de la fréquence le facteur de**

réflexion de la charge 50Ω de référence utilisée dans les méthodes de calibrage SOLT, TRM, LRM [5].

Cet article présente la réalisation de la charge 50Ω type N mâle, la démarche pour établir la traçabilité de cette dernière et les calculs numériques permettant d'obtenir son facteur de réflexion Γ en dessous de 1 GHz.

2 Charge 50Ω type N

La mise au point se décompose selon les étapes suivantes :

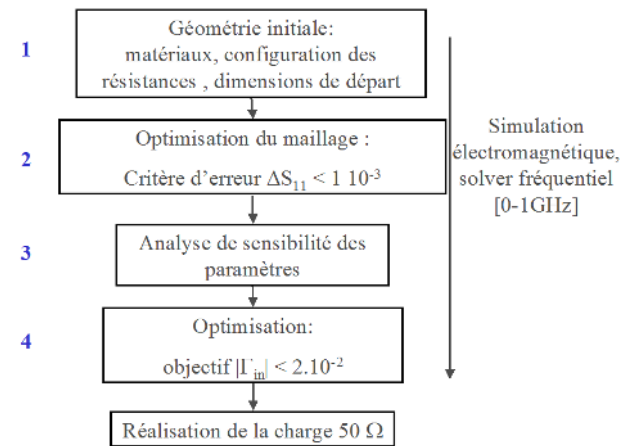


Figure 1 : Etapes de la mise au point.

La géométrie initiale est relativement simple (cf. Figure 2), la charge est composée :

- d'une ligne centrale de précision de diamètre 3,04 mm
- d'un isolant téflon de permittivité ϵ_r égale à 3 utilisé pour améliorer l'adaptation
- d'une charge résistive composée de deux résistances de précision de 100Ω disposées sur un substrat haute fréquence de permittivité ϵ_r égale à 3,55 et d'un substrat téflon de maintien
- d'une section assurant le blindage de la charge

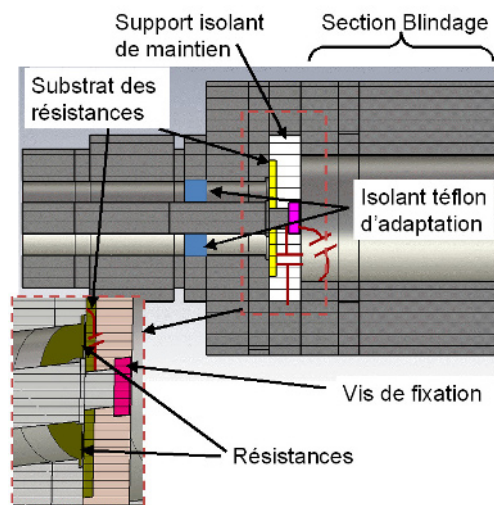


Figure 2. Principaux éléments intervenant dans l'adaptation de la charge 50Ω .

L'analyse de sensibilité a permis d'étudier les paramètres prépondérants influençant l'adaptation : le substrat isolant d'adaptation (permittivité, position et épaisseur), le nombre et la taille des résistances composant la charge résistive, et le substrat de maintien (épaisseur et permittivité). L'analyse de sensibilité montre que :

- plus le nombre de résistances est élevé, plus la valeur du facteur de réflexion augmente.
- pour diminuer l'effet des capacités parasites, il est nécessaire de choisir un support isolant et un substrat des résistances tous les deux de permittivité et d'épaisseur les plus faibles possibles, et enfin une vis non métallique du plus faible diamètre possible.

L'optimisation est ensuite réalisée sur la base des conclusions de l'analyse de sensibilité. L'objectif de l'optimisation est :

$$|\Gamma| < 1.10^{-2} \text{ à la fréquence de 1 GHz}$$

Cette valeur correspond à une charge étalon de précision. La figure ci-dessous présente le résultat de l'optimisation. On peut observer que le facteur de réflexion Γ ne dépasse pas $3,6.10^{-4}$ à 1 GHz.

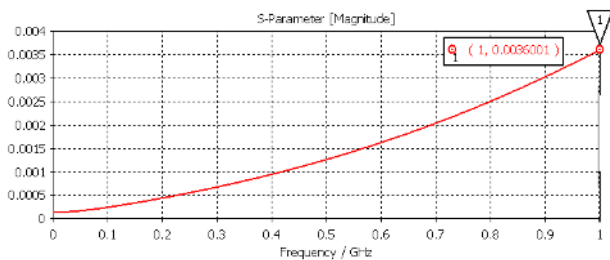


Figure 3. Module du facteur de réflexion Γ jusqu'à 1 GHz. La valeur de Γ à la fréquence de 1 GHz est de $3,6.10^{-4}$.

3 Traçabilité au SI d'une charge 50 Ω type N

Le principe de la traçabilité au SI d'une charge 50 Ω étalon repose sur :

- Une mesure de sa valeur ohmique en continu R_{dc} au moyen d'un ohmmètre étalon. Son facteur de réflexion théorique Γ_{dc} en continu a été déterminé en utilisant la relation :

$$\Gamma_{dc} = \frac{R_{dc} - 50}{R_{dc} + 50} \quad (3)$$

- Une mesure de son facteur de réflexion pour différentes fréquences comprises entre 150 MHz et 1 GHz au moyen d'un analyseur de réseaux vectoriel. Cet analyseur aura auparavant été raccordé au système international d'unités

(SI) au moyen d'une ligne à air étalon (connue à partir de ses caractéristiques géométriques et physiques).

- Une interpolation à partir des mesures faites en régime continu et en haute fréquence pour couvrir le domaine allant du DC jusqu'à 100 MHz. Cette interpolation fait appel au polynôme de Forsythe ajusté de manière à recouper au mieux l'ensemble des points de mesure.

Cette interpolation est justifiée par des simulations numériques en trois dimensions avec un logiciel électromagnétique CST Microwave Studio. Les résultats montrent qu'il n'y a aucune résonance entre le continu et 150 MHz.

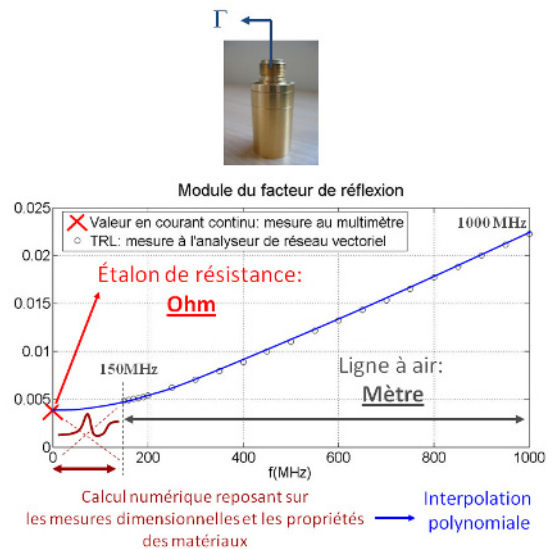


Figure 4. Traçabilité au SI du facteur de réflexion Γ des charges 50 Ω type N fabriquées au LNE.

4 Simulation numérique

Entre 0 et 100 MHz, il n'y a pas de points de mesures du facteur de réflexion Γ dont la traçabilité est établie. Pour justifier l'interpolation nous devons montrer qu'il n'y pas de résonance entre 100 MHz et le DC. Cette justification est apportée par des simulations numériques de la charge reposant sur les caractéristiques des matériaux et sur les mesures dimensionnelles. La géométrie est définie volontairement la plus simple possible pour permettre des mesures dimensionnelles de chacune des parties de la structure.

La réalisation par le LNE permet de contrôler et caractériser l'ensemble de la charge 50 Ω . Ces informations sont utilisées comme des données d'entrée dans les simulations numériques et permettent ainsi de justifier l'extrapolation des mesures dans le gap de fréquence.

Une importance particulière est portée sur la précision du calcul numérique. Une étude de convergence du maillage est réalisée. Celle-ci permet de réduire l'influence du maillage sur le résultat de simulation.

L'utilisateur a deux possibilités pour définir le maillage dans CST : manuellement, en modifiant uniquement les propriétés générales de maillage, ou automatiquement, en réalisant une phase supplémentaire d'optimisation avec le module auto adaptatif. Nous avons choisi d'utiliser le module auto adaptatif pour optimiser le maillage. Par défaut, le solveur fréquentiel génère des cellules de maillage tétraédriques.

Pour l'ensemble des simulations, les valeurs des paramètres du module auto adaptatif sont fixées :

- Nombre maximum de passes = 14
- Critère de convergence (écart maximum sur le module du facteur de réflexion obtenu entre deux passes successives à la fréquence f maximum de simulation égale ici à 1GHz) = 1.10^{-3}

Le résultat numérique, le temps de calcul et le nombre d'étapes nécessaires à la convergence du module sont influencés par le réglage initial des propriétés générales du maillage.

Ces dernières sont :

- **Le pas par longueur d'onde** : ce paramètre est fixé par rapport à la fréquence maximum de la simulation (**dans notre cas $f = 1$ GHz**) : il définit le nombre minimal de cellules de maillage utilisées pour une distance égale à la longueur d'onde. Ceci fixe la fréquence d'échantillonnage spatiale pour les signaux à l'intérieur de la structure. Ce paramètre a une forte influence sur la qualité des résultats et sur le temps de calcul. L'augmentation de ce nombre conduit à une plus grande précision, mais augmente également le temps de calcul total.

- **Le nombre de pas minimum** : ce paramètre contrôle de manière globale la taille relative des mailles et définit une limite basse pour le nombre de cellules de maillage indépendamment de la longueur d'onde. Sur la diagonale de la boîte de calcul, ce paramètre fixe le nombre d'arrêtes minimum utilisé. Plus cette valeur est grande, plus le maillage est fin.

L'étude de convergence s'est déroulée de la manière suivante :

1. La valeur du paramètre « Pas par longueur d'onde » est fixée à 4 : cette valeur constitue un bon compromis entre le temps de calcul et la précision.
2. Le paramètre « Nombre de pas minimum » est incrémenté par pas de deux entre chaque nouvelle simulation. Pour chacune d'elles, le maillage tétraédrique est alors optimisé et généré automatiquement par le module auto adaptatif à la fréquence maximale de simulation, soit ici 1 GHz.
3. La valeur finale du paramètre est obtenue lorsque la convergence est atteinte.
4. Les simulations avec pertes sont effectuées pour quelques valeurs des paramètres afin de s'assurer de la stabilité du maillage.

La figure 5 présente la valeur du module du facteur de réflexion Γ en fonction du nombre de pas minimum à la fréquence de 1 GHz. Dans un premier temps nous avons étudié l'influence des pertes métalliques et diélectriques sur le résultat. Comme nous pouvons l'observer, les valeurs obtenues pour des simulations avec et sans pertes s'écartent de quelques 10^{-4} . Pour des raisons de temps de calcul, les simulations sont effectuées en négligeant les pertes métalliques.

La courbe converge à partir d'une valeur de 40 pour le paramètre étudié. A partir de cette valeur, l'écart sur $|\Gamma|$ n'excède pas 2.10^{-4} et le temps de calcul devient important. La valeur pour le nombre de pas minimum est fixée à 40 pour toutes les simulations suivantes. Equations should be centred and should be numbered with the number on the right-hand side.

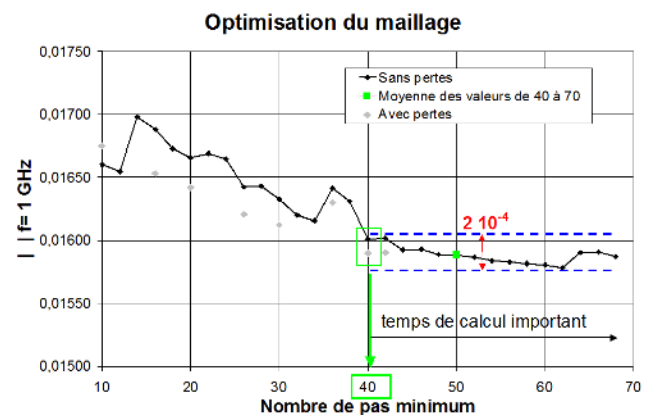


Figure 5. Courbe de convergence des résultats numériques : le module du facteur de réflexion est exprimé en fonction du paramètre de maillage « Nombre de pas minimum ».

Conclusion

Dans cet article a été présenté le développement de la charge étalon 50Ω type N mâle. La charge étalon est traçable au SI grâce à des mesures dimensionnelles des diamètres intérieurs et extérieurs des différents conducteurs, grâce à des mesures au-dessus de 150 MHz avec une ligne à air, et enfin grâce à des mesures de sa résistance en courant continu. La variation de son module est inférieure à 4×10^{-3} jusqu'à la fréquence de 1 GHz. Une interpolation entre les points de mesure est effectuée pour obtenir la valeur du facteur de réflexion entre 0 et 150 MHz. La justification de l'interpolation est établie grâce à des simulations numériques 3D de la charge réalisée au LNE. Un travail important sur le maillage a permis de s'assurer de la validité des résultats numériques. Prochainement, le LNE sera en mesure de déclarer de nouvelles CMCs sur la mesure des paramètres S de 9 kHz à 100 MHz.

References

1. F. Ziadé, A. Poletaëff, D. Allal, "Primary standard for S parameter measurements at intermediate

frequencies (IF)", IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, Vol. 62, pp. 659, mars 2013.

2. Juroshek J. R. et Free G. M., "Measurements of the characteristic impedance of coaxial air line standards", IEEE Trans. MTT, Vol. 42, pp. 186-191, février 1994.

3. Allal D. et Mellouet B., "Traçabilité au SI des mesures effectuées à l'aide d'analyseurs de réseaux vectoriels", 13^{ème} Congrès International de Métrologie, Lille, 18-21 juin 2007.

4. Schrader T., "Optimization of traceable coaxial RF reflection standards with 7-mm-N-connector using genetic algorithm", Advances in Radio Science, pp. 15-20, 2003.

5. Ridler N.M, Medley J.C., "Improving the traceability of coaxial impedance measurements at lower RF in the UK", IEE Proc.-Sci. Meas. Technol., Vol. 143, No. 4, Juillet 1996.