CORA Cork Open Research Archive
Cartlann Taighde Oscailte Chorcaí

Title	Mesures multiports de dispositifs passifs par analyseur de réseaux 4 ports
Authors	Fontana, Andrés;Tantot, O.;Delhote, N.;Verdeyme, S.;Barelaud, B.
Publication date	2022-06-10
Original Citation	Fontana, A., Tantot, O., Delhote, N., Verdeyme, S. et Barelaud, B. (2022), 'Mesures multiports de dispositifs passifs par analyseur de réseaux 4 ports', J3eA, 21, 1020 (7pp). https://doi.org/10.1051/j3ea/20221020
Type of publication	Article (peer-reviewed);journal-article
Link to publisher's version	10.1051/j3ea/20221020
Rights	© 2022, the authors, published by EDP Sciences 2022. This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution License (http://creativecommons.org/licenses/by/4.0), which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited. - https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/
Download date	2026-10-31 04:03:45
Item downloaded from	https://hdl.handle.net/10468/18024

UCC
University College Cork, Ireland
Coláiste na hOllscoile Corcaigh

Mesures multiports de dispositifs passifs par analyseur de réseaux 4 ports

A. Fontana[a], O. Tantot[a] , N . Delhote[a], S. Verdeyme[a], B. Barelaud[a]

[a] XLIM, UMR 7252, Université de Limoges/CNRS, 123 av A. Thomas, 87060 Limoges, France
Contacts email : andres.fontana@xlim.fr, olivier.tantot@xlim.fr

Dans cet article, la démarche est de proposer des activités de travaux pratiques et de projet sur la mesure de composants multipôles de Front End tels que les ponts diviseurs de Wilkinson et les circulateurs, en utilisant des analyseurs de réseaux 4 ports qui permettent une mesure vectorielle simultanée de la réponse fréquentielle en réflexion de chaque port et en transmission entre chaque port et des procédures de *de-embedding* des mesures.

I. Introduction

Au cours des dernières années, les communications sans fil ont progressé significativement en volume d'équipements avec les standards tels que le Bluetooth, le WIFI et la 4G. Avec l'*internet of things* et la 5G, ce sont 30 milliards d'objets connectés en 2020 et 75 milliards en 2025 (1), destinés aux nouveaux usages tels que les transactions sans espèce, la billetterie électronique, le contrôle d'accès, les réseaux sociaux (SmartAg) et toutes les applications "Smart Cities" à travers des réseaux de capteurs pour la gestion de l'énergie, celle de la santé, de la gestion de l'eau et des déchets. Ces objets communicants développés par un nombre croissant d'industriels génèrent une demande de plus en plus forte d'outils de conception et de mesure. Ainsi le parc des matériels pour la génération et la mesure de signaux hyperfréquence n'a cessé de s'étoffer et des matériels nécessaires mais inaccessibles financièrement par le passé pour l'enseignement supérieur deviennent envisageables pour former les futurs techniciens et ingénieurs sur ces outils.

Dans cet article, nous proposons de détailler le fonctionnement et le comportement en fréquence de composants multipôles de Front-End RF avec une description des matrices de paramètres S idéales et réalistes. L'étude porte sur deux composants en particulier : un pont diviseur de Wilkinson et un circulateur dont les aspects théoriques sont détaillés dans des ouvrages de nature pédagogique (1-5). L'utilisation d'analyseurs de réseaux 4 ports récents permet une visualisation simultanée des paramètres S des composants et de s'initier à la technique de *de-embedding* qui permet de déporter les plans de références des paramètres S mesurés au plus près des composants.

II. Principe de la mesure multiports par analyseur de réseaux vectoriel

Un pont diviseur de Wilkinson et un circulateur vont être étudiés pendant une séance de travaux pratique et leur conception peut faire l'objet d'un projet de master pour le pont diviseur de Wilkinson (2)(3)(4) avec un outil de simulation circuits comme Advanced Design Systems (ADS).

Le circulateur, avec ces propriétés d'anisotropie liées à un matériau magnétique polarisé par champ magnétique statique (4)(5) est intéressant en mesure mais plus délicat à modéliser avec des outils de simulations électromagnétique de type HFSS ou CST Studio.

This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution License (http://creativecommons.org/licenses/by/4.0), which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

Article publié par EDP Sciences et disponible sur le site https://www.j3ea.org ou https://doi.org/10.1051/j3ea/20221020

Pour les deux composants, seul leur comportement en fréquence à travers leurs paramètres S sera abordé ici.

La mise en œuvre d'un banc de mesures vectorielles de coefficients de réflexion et de transmission, à l'aide d'un l'analyseur de réseaux vectoriel 4 ports avec une fonction de *de-embedding* permet de caractériser les divers dispositifs microondes de cet article.

II-1 Paramètres [S] d'un multipôle passif

La matrice de répartition (Scattering matrix) ou matrice [S] permet de décrire le comportement des composants en fréquence avec des accès connectés à des charges de référence généralement réelles Z_0.

Si un composant dispose de n accès (figure 1), le nombre n d'accès définit l'ordre n de la matrice S carrée du composant.

Les accès possèdent une section de guide d'onde, de longueur suffisante (en général λ) de manière que les modes supérieurs évanescents, excités aux discontinuités internes au composant, soient suffisamment atténués dans les plans de connexion.

Ces plans de connexion sont alors considérés comme les plans de référence des accès (P_i) pour les phases des ondes de puissance incidentes et réfléchies d'amplitude complexe $\underline{a}_i$ et $\underline{b}_i$.

Les paramètres complexes S peuvent s'écrire sous forme polaire : $\underline{S}_{ij} = \left|\underline{S}_{ij}\right| e^{j\varphi_{ij}}$

où $|\underline{S}_{ij}|$ est le module de $\underline{S}_{ij}$ et φ_{ij} l'argument de $\underline{S}_{ij}$ qui dépendent des positions des plans de référence P_i et P_j choisis pour le calcul des paramètres S.

La matrice [S], relie par n équations, les amplitudes complexes normalisées des ondes réfléchies ($\underline{b}_1$, $\underline{b}_2$, ..., $\underline{b}_n$) aux amplitudes complexes normalisées des ondes incidentes ($\underline{a}_1$, $\underline{a}_2$, ..., $\underline{a}_n$) :

$$\begin{pmatrix} \underline{b}_1 \\ \underline{b}_2 \\ \vdots \\ \underline{b}_n \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} & \cdots & \underline{S}_{1n} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} & \cdots & \underline{S}_{2n} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \underline{S}_{n1} & \underline{S}_{n2} & \cdots & \underline{S}_{nn} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \underline{a}_1 \\ \underline{a}_2 \\ \vdots \\ \underline{a}_n \end{pmatrix} \quad \text{et sous forme réduite } (\underline{b}) = [\underline{S}](\underline{a}) \qquad [1]$$

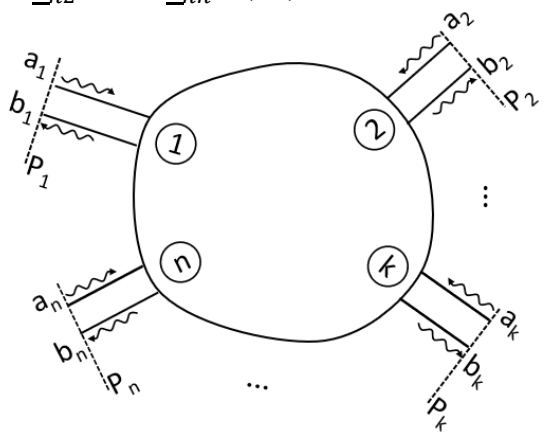


Fig.1. Composant microonde à n pôles (n accès) et ses plans de référence Pi.

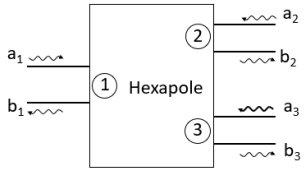
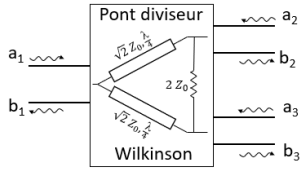
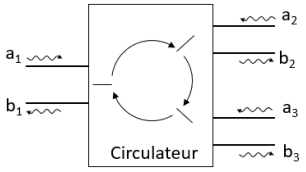
Les termes diagonaux S_{ii} sont respectivement le coefficient de réflexion à l'accès i lorsque tous les autres accès sont terminés par une charge adaptée (pas d'onde progressive en direction du composant sauf à l'accès i) telles que : $\underline{S}_{ii} = \left(\frac{\underline{b}_i}{\underline{a}_i}\right)_{\underline{a}_k=0\ (k\neq i)}$ [2]

Les autres termes de [S] sont les coefficients de transmission entre les différents accès : $\underline{S}_{ij} = \left(\frac{\underline{b}_j}{\underline{a}_i}\right)_{\underline{a}_k=0\ (k\neq i\ et\ j)}$ de l'accès j vers l'accès i.

II-2 Caractéristiques des dispositifs hexapôles

Ce paragraphe présente les matrices [S] d'un pont diviseur de Wilkinson et d'un circulateur (Tableau I), caractérisées en T.P. et qui sont donc considérés comme des multipôles. Le circulateur est un composant non réciproque, c'est-à-dire Sij ≠ Sji.

TABLEAU I. Matrices idéales et réelles d'hexapôles.

	Hexapôle	Pont diviseur de Wilkinson	Circulateur
Schéma			
Matrice S	$\begin{pmatrix}\underline{b}_1\\ \underline{b}_2\\ \underline{b}_3\end{pmatrix} = \begin{bmatrix}\underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} & \underline{S}_{13}\\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} & \underline{S}_{23}\\ \underline{S}_{31} & \underline{S}_{32} & \underline{S}_{33}\end{bmatrix}\begin{pmatrix}\underline{a}_1\\ \underline{a}_2\\ \underline{a}_3\end{pmatrix}$	$\begin{bmatrix}0 & -j/\sqrt{2} & -j/\sqrt{2}\\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0\\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}0 & 0 & 1\\ 1 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0\end{bmatrix}$
Matrice S réelle	$\begin{bmatrix}\underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} & \underline{S}_{13}\\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} & \underline{S}_{23}\\ \underline{S}_{31} & \underline{S}_{32} & \underline{S}_{33}\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}A_1 & C_{12} & C_{13}\\ C_{12} & A_2 & I_{23}\\ C_{13} & I_{23} & A_3\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}A_1 & I_{12} & PI_{13}\\ PI_{21} & A_2 & I_{23}\\ I_{31} & PI_{32} & A_3\end{bmatrix}$

où A_1, A_2 et A_3 sont les adaptations respectivement à l'accès (1), (2) et (3)
C_{ij} est le couplage entre l'accès *j* et l'accès *i*
I_{ij} est l'isolation entre l'accès *j* et l'accès *i*
PI_{ij} sont les Pertes d'Insertion entre l'accès *j* et l'accès *i*

a) Diviseur de puissance

Les matrices S de l'élément idéal et de l'élément réel sont données dans le **TABLEAU I**.

Par construction, 10 log $|C_{ij}| \leq$ -3 dB.

Ce composant divise la puissance d'entrée à l'accès (1) en deux parties égales aux accès (2) et (3). Il peut également permettre de combiner les puissances incidentes aux accès (2) et (3) en puissance à l'accès (1). On observe une phase identique de -π/2 pour les C_{ij}.
$20 \log_{10} |C_{12}| - 20 \log |C_{13}|$ traduit le déséquilibre entre voies (2) et (3),
$20 \log_{10} |A_i|$ représente l'adaptation à l'accès i lorsque les accès j≠i sont adaptés,
$20 \log_{10} |I_{23}|$ traduit la qualité de l'isolation entre les voies (2) et (3).

b) Circulateur

Les matrices S de l'élément idéal et de l'élément réel sont données dans le Tableau I.

La propagation d'une onde ne peut s'effectuer que d'une entrée i vers une sortie i+1 à l'exclusion de tout autre.

$20 \log_{10} |PI_{ij}|$ caractérise les *P*ertes d'*I*nsertion entre accès j et i,
$20 \log_{10} |A_i|$ est le Return Loss ou l'*A*daptation en dB à l'accès i,
$20 \log_{10} |I_{ij}|$ traduit la qualité de l'*I*solation entre les accès j et i.
En connectant une charge adaptée à l'accès (3), le circulateur se transforme en isolateur entre l'accès (1) et l'accès (2), la matrice S devient une matrice 2x2 telle que :

$$\begin{pmatrix} \underline{b}_1 \\ \underline{b}_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & I_{12} \\ PI_{21} & A_2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \underline{a}_1 \\ \underline{a}_2 \end{pmatrix} \quad [3]$$

Les paramètres [S] de ces composants dépendent de la fréquence. Leur comportement se rapprochera de celui du composant idéal dans une bande de fréquence limitée généralement spécifiée par le constructeur. Une propriété intéressante des composants 3 ports est qu'ils ne peuvent pas être en même temps réciproques, sans pertes et parfaitement adaptés (4).

II-3 Caractérisation des composants multipôles

Deux composants hexapoles font l'objet d'une caractérisation grâce à un analyseur de réseaux 4 ports : un pont diviseur de Wilkinson et un circulateur.

a) Diviseur de puissance de Wilkinson

Le pont diviseur (Fig.2) est connecté à 3 des accès de l'analyseur de réseaux 4 ports qui ont fait l'objet d'une procédure d'étalonnage de type Open-Shost-Match-Thru (TOSM) dans la bande 2 - 10 GHz (6).

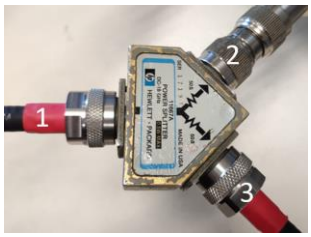


Fig.2. Diviseur de puissance de Wilkinson.

L'ensemble des paramètres sont mesurables simultanément (Fig. 3) et les valeurs des modules et des phases à 6 GHz sont données dans le **TABLEAU II**.

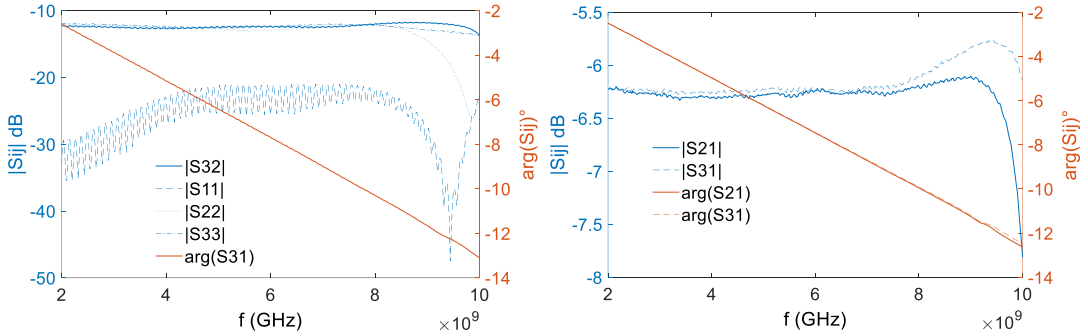


Fig.3. Mesures du diviseur de puissance de Wilkinson.

L'adaptation sur l'accès 1 est meilleure que 21 dB et conformément à la théorie, les adaptations des accès 2 et 3 sont moins bonnes avec des niveaux inférieurs à 13 dB. L'isolation entre les accès 2 et 3 est constante au-delà de 8 GHz autour de 12,3 dB. Qualitativement, les phases des paramètres S_{21} et S_{31} sont très similaires jusqu'à 9,2 GHz

et la différence de module de ces mêmes paramètres est inférieure à 0,08 dB jusqu'à 8 GHz ; au-delà on remarque une divergence des modules.

TABLEAU II. Valeurs mesurées à la fréquence centrale de 6 GHz du pont diviseur.

	Adaptations (A_1 A_2, A_3) dB	Couplages (C_{21}, C_{31}, C_{12}, C_{13}) dB	Couplages (C_{21}, C_{31}) deg°	Isolations (I_{23} , I_{32}) dB
Valeurs	25,4 ; 12,9 ; 12,3	6,24 ; 6,23 ; 6,33 ; 6,25	-67,4 ; -66,5	12,28 ; 12,34

Les valeurs de couplages sont identiques mais supérieures à la valeur théorique (3 dB) du fait de la puissance dissipée dans le composant. La bande passante est de 2 - 9,65 GHz pour une limite de ± 0,25 dB sur C_{21} et C_{12} et réduite à 2 - 8 GHz pour une limite de ± 0,08 dB en différentiel de module entre C_{21} et C_{31}.

La réciprocité en phase de C_{21} et C_{31} est vérifiée sur une grande largeur de bande 2-9,2 GHz du composant mais le différentiel des modules de couplage limite cette bande de fonctionnement entre 2 et 8 GHz.

b) Circulateur

Comme pour le composant précédent, le circulateur est connecté à un analyseur 4 ports dont les 3 ports utilisés ont été étalonnés par la procédure TOSM. Le circulateur fait l'objet d'un affichage des 9 paramètres S en module pour vérifier le caractère asymétrique du composant en transmission, la similitude des adaptations à chaque accès, les pertes d'insertion et les isolations entre voies similaires.

Les pertes d'insertion, les isolations et les adaptations sont, dans un premier temps, relevées dans les plans P'$_i$ (circulateur seul) et reportées dans le Tableau III**,** dans la première ligne.

Les analyseurs de réseaux sont étalonnés dans des plans de référence (plans P$_i$) qui correspondent généralement à des interfaces coaxiales ou coplanaires (Fig.4). Dans ces plans sont définis les origines des phases et des amplitudes des paramètres S.

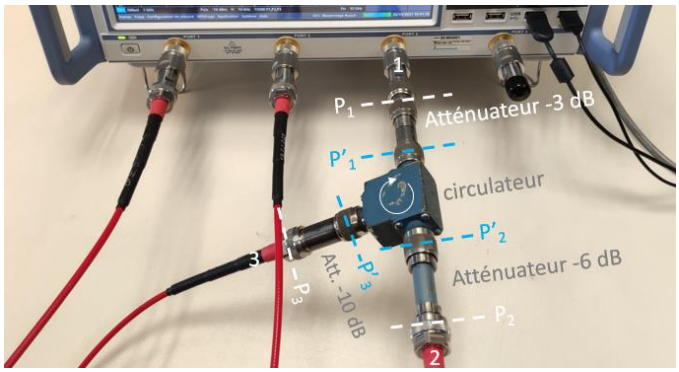


Fig.4. Mesure du circulateur dans les plans d'étalonnage (P1, P2 et P3) en amont des atténuateurs et les plans de *de-embedding* (P'1, P'2 et P'3) en aval des atténuateurs.

Cependant, il est courant que les Dispositifs Sous Test (DST) ne soient pas accessibles directement à ces interfaces mais au travers de réseaux d'interconnexion (*wirebonding*, atténuateur, commutateur, ligne de transmission, …) qui se modélisent par une matrice S.

La technique du *de-embedding* permet de translater au plus près du DST ces plans de référence (des plans Pi vers les plans P'i) et d'éliminer les effets de ces réseaux d'interconnexion. Pour cela, il est nécessaire de connaitre leur matrice S en fréquence (7).

Une seconde mesure avec le circulateur connecté à un atténuateur de -3 dB sur le port 1, de -6 dB sur le port 2 et de -10 dB sur le dernier port a été réalisée pour diversifier les réseaux d'interconnexion (TABLEAU III , 2ème ligne).

Une fois les atténuateurs mesurés, les paramètres de chacun des atténuateurs sont enregistrés sous forme de fichiers touchetone (.s2p), il est possible de les déclarer comme quadripôle à de-embedder dans la mesure du circulateur connecté aux atténuateurs. Le résultat de ce de-embedding (Fig.5 et TABLEAU III, 3ème ligne) est ensuite comparé aux mesures du circulateur seul pour démontrer la pertinence du processus.

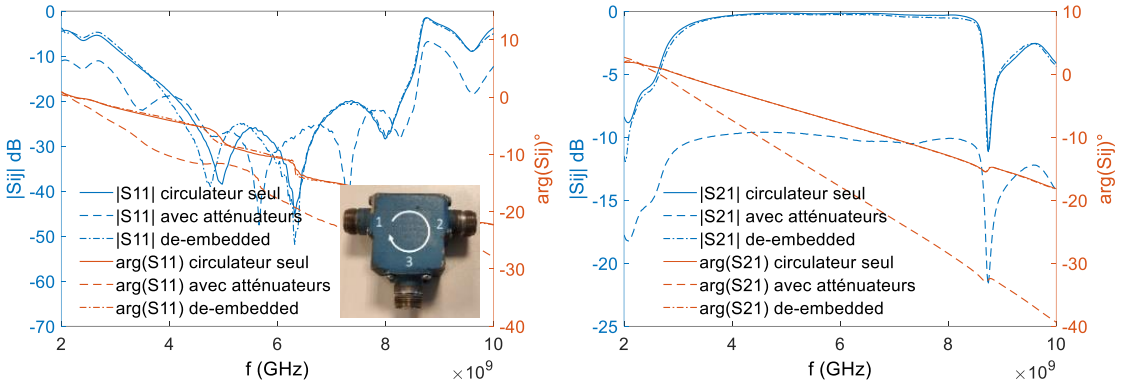


Fig.5. Mesures de l'atténuation A1 (S11) et des pertes d'insertion PI21 (S21) en configuration circulateur seul, avec atténuateurs et corrigé (*de-embedding*).

Sur le paramètre S_{11}, on note en début et fin de bande, l'influence de l'atténuateur de 3,16 dB qui joue deux fois son rôle. Le Paramètre S_{21} du circulateur avec atténuateurs subit l'atténuation de 3,16 dB (port 1) et l'atténuation de 6,14 dB de l'atténuateur du port 2. Les pertes d'insertion des deux configurations (circulateur seul et *dé-embeddé*) montrent une très bonne concordance que ce soit en amplitude ou en phase et valident le processus de *de-embedding*. Le tableau III suivant présente les valeurs relevées à 6 GHz pour les trois configurations.

TABLEAU III. Mesures des performances pour les 3 configurations à 6 GHz

Résultats	Adaptations (A_1 A_2, A_3) dB	Pertes d'insertion (P_{21}, P_{32}, P_{13}) dB	Isolations (I_{12} , I_{23}, I_{31}) dB
Circulateur seul	19,6 ; 24,3 ; 23,7	0,13 ; 0,19 ; 0,12	24 ; 30,4 ; 24
avec atténuateurs	36,1 ; 56,7 ; 28	9,6 ; 16,3 ; 13,2	33 ; 44,7 ; 35,9
avec de-embedding	34,1 ; 32,9 ; 26,9	0,27 ; 0,28 ; 0,12	23,6 ; 32,1 ; 24,6

Les adaptations du circulateur seul et de celui *de-embeddé* se désynchronisent à partir de 15 dB, ce qui montrent la limite du procédé pour les adaptations. En revanche, les pertes d'insertion et les isolations des deux configurations montrent une très bonne concordance que ce soit en amplitude ou en phase. La bande de fonctionnement est mesurée entre 3,8 GHz et 8,4 GHz pour des isolations I_{ij} et des adaptations supérieures à 15 dB (Pi < 0,57 dB).

Une charge est connectée sur le port 3 et les mesures montrent une matrice S à 6 GHz conforme à celle d'un isolateur (S_{11} = -30,4 dB; S_{12} = -20,6 dB; S_{21}dB = -0,14 dB ; S_{22} = -24,7 dB).

III. Conclusion

Une démarche de travaux pratiques microondes a été développée autour d'une nouvelle génération d'analyseurs de réseaux vectoriels qui permettent la visualisation de plusieurs paramètres S de composants multiports pour une meilleure comparaison immédiate des résultats et de leur compréhension. Ces instruments embarquent des logiciels évolués d'étalonnage et de *de-embedding* de réseaux d'interconnexion en amont du DST à caractériser à partir de leurs paramètres S mesurés préalablement. Dans un objectif pédagogique, les résultats obtenus sur un pont diviseur et sur un circulateur sont pleinement satisfaisants avec un comparatif des paramètres S idéaux et mesurés pour la détermination des bandes de fonctionnement des composants utilisés.

Remerciements

Les auteurs souhaitent remercier le Pôle Limousin de Microélectronique (PLM), et le GIP-CNFM (8) coordonnateur du projet ANR IDEFI FINMINA (9-10), qui ont co-financé l'analyseur de réseaux vectoriel 4-ports à destination de l'enseignement pour la filière l'électronique de la Faculté des Sciences et Techniques de Limoges.

Références

1. Alam Tanweer, "A Reliable Communication Framework and Its Use in Internet of Things (IoT)", International Journal of Scientific Research in Computer Science, Engineering and Information Technology, 2018, vol. 3, issue 5, ISSN 2456-3307
2. Paul Combes, "Micro-ondes - Tome 2, Circuits passifs, propagation, antennes, Cours et exercices", Édition Dunod, ISBN 2-10-002753-0
3. E. J. Wilkinson, "An N-way Power Divider", IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 8, p. 116-118, January 1960
4. David M. Pozar, "Microwave Engineering", Third Edition, John Wiley & Sons Inc., ISBN 0-471-17096-8
5. J. Helszajn, «The Stripline Circulator, Theory and Practice», 2008 by John Wiley & Sons, Inc.
6. Rohde & Schwarz "Multi-port calibration by using a two-port calibration unit - Application Note", 1EZ70.pdf sur https://scdn.rohde-schwarz.com
7. Rohde & Schwarz "R&S ZNB/ZNBT User Manuel", ZNB_ZNBT_UserManual_en_59.pdf sur https://scdn.rohde-schwarz.com
8. GIP-CNFM : Groupement d'Intérêt Public - Coordination Nationale pour la formation en Microélectronique et en nanotechnologies, http://www.cnfm.fr (Accès novembre 2020)
9. IDEFI-FINMINA : Initiative d'Excellence - Formation Innovante en MIcroélectronique et Nanotechnologies, ANR-11-IDFI-0017. Website: http://www.cnfm.fr/VersionFrancaise/actualites/FINMINA.htm (Accès 2021)
10. O. Bonnaud, FINMINA: a French national project dedicated to educational innovation in microelectronics to meet the challenges of a digital society, Smart Education and e-learning 2020, Smart Innovation Systems and Technologies 188, V. Uskov *et al*. (Eds.): Springer Nature Singapore Pte Ltd. 2020, pp.31