



**HAL**  
open science

# Conception et réalisation des standards de calibrage pour des dispositifs 3-ports à 120°

Ousman Bechir Arafat

► **To cite this version:**

Ousman Bechir Arafat. Conception et réalisation des standards de calibrage pour des dispositifs 3-ports à 120°. Optique / photonique. Université de Lyon, 2016. Français. NNT : 2016LYSES039 . tel-01910176

**HAL Id: tel-01910176**

**<https://theses.hal.science/tel-01910176>**

Submitted on 31 Oct 2018

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



# THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LYON

Délivré par

L'UNIVERSITÉ JEAN MONNET DE SAINT-ÉTIENNE

Discipline : Optique Photonique Hyperfréquence

Présentée et soutenue publiquement

le 17 Octobre 2016

par

ARAFAT Ousman Bechir

## Conception et réalisation des standards de calibrage pour des dispositifs 3-ports à $120^\circ$

Directeur de Thèse :

Didier VINCENT

Composition du Jury :

<i>Rapporteurs :</i>	JEAN DANIEL ARNOULD	Maître de Conférences HDR, IMEP-LAHC, UNIVERSITÉ DE GRENOBLE-ALPES
	VALÉRIE MADRANGEAS	Professeur, XLIM, UNIVERSITÉ DE LIMOGES
<i>Examineurs :</i>	JEAN JACQUES ROUSSEAU	Professeur, LabHC, Université Jean MONNET, SAINT-ÉTIENNE
	FLORENCE PODEVIN	Maître de Conférences HDR, IMEP-LAHC, UNIVERSITÉ DE GRENOBLE-ALPES
	BERNARD BAYARD	Maître de Conférences HDR, LabHC, Université Jean MONNET, SAINT-ÉTIENNE
<i>Directeur :</i>	DIDIER VINCENT	Professeur, LabHC, Université Jean MONNET, SAINT-ÉTIENNE

Numéro d'ordre : .....

Laboratoire Hubert Curien, UMR . CNRS . 5516 . Saint-Etienne





---

---

# Remerciements

---

---

Je ne saurais commencer toute rédaction sans d'abord remercier sincèrement Dieu Le Tout Puissant, sans Lequel aucune œuvre humaine n'aura vu le jour, de m'avoir donné la chance de vivre et accordé Sa Grâce et Sa Bénédiction.

Tenir à remercier vivement toute ma famille, mes proches et mes amis sans exception n'est qu'une infime partie de la reconnaissance que je leur dois pour m'avoir compris, soutenu et encouragé dans chacune des étapes de ma vie.

Je tiens à remercier chaleureusement M. Jean Jacques ROUSSEAU, Professeur à l'UNIVERSITE JEAN MONNET-Laboratoire Hubert Curien de SAINT-ETIENNE, de m'avoir donné l'opportunité d'effectuer ce travail de thèse au sein de son laboratoire.

Je remercie particulièrement M. Didier VINCENT, Professeur à l'UNIVERSITE JEAN MONNET-Laboratoire Hubert Curien de SAINT-ETIENNE d'avoir accepté d'être mon directeur de thèse et me guider tout au long de mes travaux de recherche. Incontestablement, cette thèse n'aurait pu être menée à son terme sans un encadrement compétent de sa part.

Merci infiniment à Mme MADRANGEAS Valérie, Professeur à XLIM de LIMOGES, M. ARNOULD Jean Daniel, HDR à IMEP-LAHC de GRENOBLE, M. ROUSSEAU Jean Jacques, Mme PODEVIN Florence, HDR à IMEP-LAHC de GRENOBLE et M. BAYARD Bernard, HDR à l'UNIVERSITE JEAN MONNET-Laboratoire Hubert Curien de SAINT-ETIENNE d'avoir accepté de présider, rapporter et examiner cette thèse.

Je remercie aussi le Professeur Mahamoud YOUSSEF KHAYAL, Directeur du CNRD, le Docteur Malloum SOULTAN, Directeur d'INSTA.

Merci à Jean Pierre CHATELON, DAMIEN Jamon, Béatrice PAYET-GERVY.

Enfin, j'adresse toute ma gratitude, sans exception, à tout le personnel du laboratoire, enseignants permanents, chercheurs, doctorants et stagiaires. Leur aide a été significative.



---

---

# Table des matières

---

---

<b>Remerciements</b>	<b>3</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>9</b>
<b>I Mesures en hyperfréquences</b>	<b>13</b>
<b>Introduction</b>	<b>14</b>
<b>I.1 Hyperfréquences et analyseurs de réseaux</b>	<b>15</b>
I.1.1 Généralités	15
I.1.2 Analyseurs de réseaux	19
<b>I.2 Principe et système de mesure d'un analyseur vectoriel de réseaux</b>	<b>26</b>
I.2.1 Principe de mesure des paramètres S	26
I.2.2 Banc de mesure	28
<b>I.3 Erreurs de mesure et modèles d'erreurs</b>	<b>32</b>
I.3.1 Types d'erreurs de mesure	32
I.3.2 Modèles d'erreurs	34
<b>Conclusion</b>	<b>40</b>
<b>II Calibrage d'un analyseur de réseau vectoriel</b>	<b>41</b>
<b>Introduction</b>	<b>42</b>
<b>II.1 Calibrage</b>	<b>43</b>
II.1.1 Définition	43
II.1.2 Types de calibrage	43
II.1.3 Calibrage des analyseurs de réseaux	44
<b>II.2 Procédures de calibrage d'un analyseur vectoriel</b>	<b>53</b>
II.2.1 Procédures de calibrage direct	53
II.2.2 Procédures d'autocalibrage	56
II.2.3 Mesures des dispositifs multiports	61
<b>Conclusion</b>	<b>68</b>

<b>III</b>	<b>Conception des standards de calibrage à accès à 120° en technologie coplanaire</b>	<b>69</b>
	<b>Introduction</b>	<b>70</b>
<b>III.1</b>	<b>Calibrage TRL</b>	<b>71</b>
	III.1.1 Définition de la procédure	71
	III.1.2 Caractéristiques des standards et du calibrage	72
	III.1.3 Notion de calibrage <i>TRL</i> imparfait	74
	III.1.4 Exemple de mesure après un calibrage <i>SOLT</i> et <i>TRL</i>	75
<b>III.2</b>	<b>Mesure des dispositifs 3-ports à accès à 120° avec analyseur vectoriel 2-ports</b>	<b>77</b>
	III.2.1 Le circulateur coplanaire	77
	III.2.2 Problème lié à la mesure des dispositifs à accès à 120°	78
<b>III.3</b>	<b>Conception de standards TRL à accès à 120°</b>	<b>81</b>
	III.3.1 Caractéristiques des matériaux de standards	81
	III.3.2 Ligne de transmission en technologie coplanaire	81
	III.3.3 Etude de simulation des standards	86
	<b>Conclusion</b>	<b>99</b>
<b>IV</b>	<b>Réalisation, caractérisation et calibrage à 120°</b>	<b>101</b>
	<b>Introduction</b>	<b>102</b>
<b>IV.1</b>	<b>Etapes technologiques de fabrication des standards</b>	<b>103</b>
	IV.1.1 Pulvérisation cathodique RF	103
	IV.1.2 Les étapes photolithographiques	104
	IV.1.3 La gravure chimique	104
	IV.1.4 Caractérisation mécanique et limites de la gravure chimique	105
<b>IV.2</b>	<b>Caractérisation du kit – Calculs de correction</b>	<b>110</b>
	IV.2.1 Mesure des paramètres des standards	110
	IV.2.2 Extraction des termes d'erreurs à l'aide de la mesure des standards	117
<b>IV.3</b>	<b>Application de l'algorithme aux données de mesure</b>	<b>129</b>
	IV.3.1 Mesure des lignes coplanaires à accès à 120°	129
	IV.3.2 Mesure des diviseurs de puissance à accès à 120°	131
	<b>Conclusion</b>	<b>140</b>
	<b>Conclusion générale</b>	<b>141</b>

---

<b>A</b>	<b>Calcul d'extraction des termes d'erreurs. Algorithme de SIL-</b>	
	<b>VONEN - Calibrage TRL</b>	
		<hr/>
	<b>145</b>	
<b>A.1</b>	<b>Le modèle à huit termes d'erreurs</b>	<b>146</b>
A.1.1	Modèle de la mesure du Thru	146
A.1.2	Modèle de la mesure du Line	147
A.1.3	Modèle de la mesure du Reflect	147
<b>A.2</b>	<b>Extraction des termes d'erreurs par l'algorithme de Silvonen</b>	<b>147</b>
A.2.1	Calcul de l'excès de ligne	149
A.2.2	Détermination des coefficients de symétrie et de réflexion	150
A.2.3	Extraction des paramètres S du dispositif sous test	151
	<b>Bibliographie</b>	<b>153</b>

---





---

---

# Introduction générale

---

---

Depuis maintenant des nombreuses décennies, l'émergence des nouvelles applications occupe une place importante dans le domaine des télécommunications. L'évolution permanente de ces applications (dans l'électronique embarquée, les communications sans fil, etc.) et leur migration vers les hautes fréquences imposent inévitablement aussi bien la miniaturisation des dispositifs hyperfréquences à concevoir que la recherche de leurs meilleures performances. Cette croissance est due en partie à l'utilisation des technologies planaires qui permettent une bonne intégration des dispositifs dans les circuits. L'évolution des procédés technologiques de fabrication y est étroitement liée.

Dans les applications sans fil et notamment en « émission/réception » (radar, liaisons satellitaires, téléphonie mobile, . . .), les circulateurs, par exemple, apparaissent comme les dispositifs hyperfréquences les mieux adaptés permettant simultanément la séparation des signaux d'émission et de réception à travers la même antenne. Cette non-réciprocité (qui sépare les signaux) leur est conférée par les matériaux magnétiques utilisés pour leur fabrication. D'autres dispositifs multiports sont aussi couramment utilisés et peuvent introduire des accès non conventionnels (coudes, transitions. . .).

L'étape la plus importante, après les étapes de fabrication, est la mesure par les analyseurs vectoriels de réseaux des paramètres  $S$  afin d'évaluer le fonctionnement et les performances de ces dispositifs non-réciproques.

Généralement, la mesure peut être considérée comme une évaluation quantitative (toujours entachée d'erreurs) d'un phénomène. L'utilisation d'un appareil ou banc de mesure est la cause de l'introduction de ces erreurs. Ainsi, afin de choisir un procédé de mesure approprié à une situation donnée et de mieux appréhender les résultats de mesure, il est indispensable de posséder une connaissance suffisante des méthodes de mesure et des erreurs expérimentales.

Les erreurs expérimentales sont essentiellement dues aux défauts des appareils de mesure (générateurs instables, . . .), à l'opérateur (répétabilité des connexions, . . .), et à l'environnement de mesure (température, parasites électromagnétiques, . . .) [1]. Ces erreurs modifient la mesure idéale du dispositif à caractériser.

L'obtention d'une mesure fiable et précise devient donc essentielle et se fait en quatre étapes bien connues dans le domaine de la métrologie :

- identification des différentes sources d'erreurs ;
- élaboration d'un modèle qui prend en compte l'ensemble des erreurs répertoriées et détermination de leur influence sur la mesure ;
- extraction des termes d'erreurs du modèle établi. Cette étape nécessite la mesure des

composants dits *étalons* ;

- élimination des erreurs de mesure de la mesure réellement effectuée sur le dispositif.

Les trois premières étapes constituent ce qu'on appelle *les procédures de calibrage*. Il existe plusieurs méthodes de calibrage dans le domaine des mesures hyperfréquences et le choix d'une méthode est déterminé par la bande fréquentielle et la précision nécessaire pour la mesure du dispositif. Dans le cas des dispositifs sur wafer, comme les circuits intégrés monolithiques micro-ondes (MMIC), des critères géométriques doivent être également considérés.

La procédure de calibrage *TRL* (*THRU – REFLECT – LINE*) est couramment la plus utilisée pour calibrer l'analyseur de réseau vectoriel pour la mesure des dispositifs planaires.

Depuis une dizaine d'années, l'un des axes du Laboratoire Hubert Curien (ex Laboratoire Télécom Claude Chappe) s'intéresse à l'étude et la réalisation des circulateurs coplanaires, dont les trois accès sont à  $120^\circ$  les uns des autres, constitués de matériaux magnétiques (YIG, Hexa ferrite de Baryum) ou des nanoparticules magnétiques. La plage de fonctionnement se situe entre 20 GHz et 50 GHz. Des travaux antérieurs ont été réalisés [2], [3], [4], [5], [6].

Etant donné que le banc de mesure était composé d'un testeur sous pointes et d'un analyseur de réseau vectoriel « 2-ports », les premiers échantillons réalisés disposaient des accès coudés supplémentaires pour pouvoir positionner les pointes de mesure en face-à-face [2]. Mais ensuite l'utilisation d'un testeur sous pointes, où les pointes de mesure sont placées à  $120^\circ$ , a permis de supprimer les accès supplémentaires et les mesures peuvent donc être directement effectuées au niveau des ports du circulateur coplanaire. La méthode de mesure actuelle des prototypes réalisés est la suivante :

- calibrer l'analyseur vectoriel « 2-ports » avec un kit commercial (les pointes sont placées en face-à-face) ;
- orienter les pointes de mesure à  $120^\circ$  ;
- faire trois mesures partielles « 2-ports » en fermant le 3ème port par une charge adaptée.

Or, la réorientation des pointes de mesure après le calibrage afin de mesurer les paramètres S du circulateur (ou tout autre dispositif ayant trois ports à  $120^\circ$ ) entraîne des erreurs supplémentaires qui peuvent être importantes.

Le travail à effectuer dans cette thèse est de mettre en évidence les erreurs qui peuvent être commises en suivant une telle procédure, tout en proposant la solution adéquate permettant de faire la mesure des dispositifs coplanaires « 3-ports » à  $120^\circ$ . La conception et la réalisation d'un ensemble d'étalons avec des accès à  $120^\circ$  pour un calibrage TRL de l'analyseur de réseau vectoriel devient nécessaire.

Dans le premier chapitre, nous rappellerons les notions de base des paramètres S et présenterons les différentes architectures des analyseurs de réseau scalaires et vectoriels. Nous décrirons ensuite le banc de mesure des paramètres S. Nous nous intéresserons enfin de façon plus détaillée aux modèles d'erreurs de l'analyseur vectoriel.

Le second chapitre traitera de la notion de calibrage et recensera les procédures de calibrage les plus utilisées, tout en présentant leurs avantages et inconvénients. Nous parlerons également

du principe de mesure des dispositifs multiports.

Dans le troisième chapitre, nous détaillerons de manière approfondie la procédure de calibrage TRL et mettrons en évidence le problème lié à la mesure des dispositifs « 3-ports » à  $120^\circ$ . Nous présenterons par la suite les étapes de simulation qui permettent la conception des standards de calibrage avec des accès à  $120^\circ$ . Nous finirons ce chapitre par la détermination d'un modèle électrique du coude de  $120^\circ$  présent sur les accès de ces standards.

Nous commencerons le dernier chapitre par la description des étapes technologiques de fabrication des standards de calibrage ainsi que des problèmes qui y sont liés. Les résultats de mesure des échantillons réalisés seront présentés ainsi qu'une méthode de calculs de correction externe des erreurs de mesure par matrices ABCD. Cette dernière sera appliquée aux données de mesure d'une ligne coplanaire avec des accès à  $120^\circ$  et d'un diviseur de puissance coplanaire dont les ports sont à  $120^\circ$  également.

En conclusion, nous rappellerons les objectifs de cette thèse, les résultats obtenus et les perspectives possibles de notre travail.



---



---

# Mesures en hyperfréquences

---



---

## Sommaire

---

<b>Introduction</b> .....	<b>14</b>
<b>I.1 Hyperfréquences et analyseurs de réseaux</b> .....	<b>15</b>
I.1.1 Généralités . . . . .	15
I.1.1.1 Historique . . . . .	15
I.1.1.2 Les ondes hyperfréquences . . . . .	15
I.1.1.3 Les paramètres S . . . . .	16
I.1.2 Analyseurs de réseaux . . . . .	19
I.1.2.1 Les analyseurs scalaires . . . . .	20
I.1.2.2 Les analyseurs vectoriels . . . . .	21
<b>I.2 Principe et système de mesure d'un analyseur vectoriel de réseaux</b> .....	<b>26</b>
I.2.1 Principe de mesure des paramètres S . . . . .	26
I.2.1.1 Mesure en transmission et en réflexion . . . . .	26
I.2.1.2 Plan et impédance de référence . . . . .	27
I.2.2 Banc de mesure . . . . .	28
I.2.2.1 Câbles, connecteurs et adaptateurs coaxiaux . . . . .	28
I.2.2.2 Système de mesure sous pointes . . . . .	29
I.2.2.3 Banc de mesure du Laboratoire Hubert Curien . . . . .	31
<b>I.3 Erreurs de mesure et modèles d'erreurs</b> .....	<b>32</b>
I.3.1 Types d'erreurs de mesure . . . . .	32
I.3.1.1 Erreurs aléatoires . . . . .	32
I.3.1.2 Erreurs systématiques . . . . .	33
I.3.2 Modèles d'erreurs . . . . .	34
I.3.2.1 Modèle d'erreurs « un-port » . . . . .	34
I.3.2.2 Modèles d'erreurs « deux-ports » . . . . .	35
<b>Conclusion</b> .....	<b>40</b>

---

## Introduction

Les développements des applications microondes dans le domaine des télécommunications sont en pleine croissance et la caractérisation des composants hyperfréquences (mesure, qualification, etc.) a toujours été un souci majeur. Au fur et à mesure, en cherchant à mieux caractériser ces composants, il s'est avéré qu'en hautes fréquences, la théorie des circuits standards (notion de courant et de tension) ne permet pas de mesurer la réponse harmonique d'un quadripôle. Elle est une approximation de la théorie générale de l'électromagnétisme décrite par les équations de Maxwell [7]. La propagation des ondes électromagnétiques entraîne des phénomènes de transmission et de réflexion qui imposent la détermination d'autres grandeurs, autres que le courant ou la tension : la mesure des paramètres S [8] et les analyseurs de réseaux, principaux appareils utilisés pour ces mesures, deviennent alors incontournables.

Dans ce chapitre, nous rappellerons les notions fondamentales sur les paramètres S, le principe de mesure des analyseurs de réseaux et les sources d'erreurs rencontrées lors de la mesure de ces paramètres. Ces erreurs seront classées et modélisées selon leur nature, pouvant être corrigible ou non.

## I.1 Hyperfréquences et analyseurs de réseaux

### I.1.1 Généralités

#### I.1.1.1 Historique

Les concepts fondamentaux des microondes sont généralement considérés comme acquis car les premières applications technologiques (les radars notamment) datent de plus d’une cinquantaine d’années. Néanmoins, un véritable apport, autant dans la conception que l’application des divers composants du domaine, a été réalisé ces dernières années.

Une brève description portant sur le début de la théorie des microondes et le développement de leurs domaines d’application a été présentée par [9] [10].

- En 1873, l’écossais J.C. Maxwell énonça les fondements de la théorie de l’électromagnétisme moderne. Il formula, uniquement à partir des raisonnements mathématiques, un ensemble d’équations appelé *équations de Maxwell* qui décrit la propagation des ondes électromagnétiques. Il émit l’hypothèse que la lumière est une forme d’énergie électromagnétique.
- Entre 1885 et 1887, O. Heaviside simplifia la théorie de Maxwell, la rendit ainsi facilement exploitable en lui donnant la forme vectorielle actuelle et prévit des applications pratiques des ondes guidées et des lignes de transmission. Il fit des études sur la propagation dans les lignes de transmission et dégagna des équations qui décrivent l’évolution du courant et de la tension en fonction de la distance et du temps : ce sont les *équations des télégraphistes*.
- H.R. Hertz, entre 1887 et 1891, réalisa les premiers travaux expérimentaux qui mirent en évidence que la lumière est une onde électromagnétique. Ses travaux aboutirent à l’obtention de la première liaison par faisceau hertzien entre un émetteur et un récepteur, vérifiant définitivement, non seulement la théorie de Maxwell, mais ouvrant également la voie à toutes les applications microondes.
- A cause du manque des sources microondes fiables dans les années 1900, les applications qui furent développées se limitèrent essentiellement entre les bandes de fréquence HF et VHF.

Cependant, c’est à partir des années 1940, suite aux travaux effectués pour les systèmes de radar, que les théories et technologies microondes ont connu un essor monumental grâce notamment aux recherches intensives menées par un certain nombre de scientifiques brillants tels que N. Marcuvitz, J.S. Schwinger, E.M. Purcell, etc.

#### I.1.1.2 Les ondes hyperfréquences

Les ondes hyperfréquences (ou micro-ondes) sont formées par l’association d’un champ électrique ( $\vec{E}$ ) et d’un champ magnétique ( $\vec{H}$ ). La propagation de ces ondes, dans les guides d’ondes



(rectangulaire, circulaire, coaxial, micro-ruban, guide optique, etc.), se fait selon les modes suivants [11] [12],  $\vec{Z}$  noté comme axe de propagation :

- TEM (Transverse Electric and Magnetic) où les champs électrique et magnétique sont orthogonaux à l'axe de propagation ( $\vec{E} \perp \vec{Z}$  &  $\vec{H} \perp \vec{Z}$ );
- TE (Transverse Electric) où seulement le champ électrique est orthogonal à l'axe de propagation ( $\vec{E} \perp \vec{Z}$ );
- TM (Transverse Magnetic) où seulement le champ magnétique est orthogonal à l'axe de propagation ( $\vec{H} \perp \vec{Z}$ );
- Hybride où ni le champ électrique ni magnétique ne sont orthogonaux à l'axe de propagation.

Les hyperfréquences correspondent à une plage de fréquences comprise entre les fréquences utilisées par la radio et l'infrarouge, s'étendant ainsi de 300 MHz à 300 GHz. La longueur d'onde dans le vide, qui est le rapport entre la célérité et la fréquence, varie de 1 m à 1 mm. Leur domaine d'application, comme nous l'avons dit plus haut, s'élargit considérablement, surtout dans les télécommunications (réseaux hertziens, liaisons satellites, téléphonie cellulaire, systèmes de sécurité sans fil, systèmes médicaux, etc.) [9] [13].

Bien qu'il soit possible de parler de courant et de tension, l'analyse des grandeurs caractéristiques définissant le comportement d'un circuit micro-onde est généralement basée sur le concept de puissance de l'onde.

### I.1.1.3 Les paramètres S

#### a. Les paramètres électriques d'un quadripôle

Par définition, un quadripôle (figure I.1), actif ou passif, est un composant ou un circuit à deux entrées et deux sorties qui permet le transfert d'énergie entre deux dipôles.

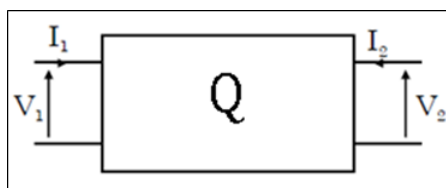


FIGURE I.1 – Grandeurs électriques d'un quadripôle

Un quadripôle linéaire peut être caractérisé par les relations liant les signaux électriques (tension, courant, puissance) à ses accès (entrée et sortie). Ces relations sont exprimées sous forme matricielle :

$$[A] = [K] \cdot [B] \quad (\text{I.1})$$

Où  $[A]$  et  $[B]$  représentent les vecteurs des grandeurs électriques à l'entrée et la sortie et  $[K]$  contient les paramètres électriques du quadripôle.

- Usuellement, pour connaître la fonctionnalité d'un quadripôle, il est important de connaître sa matrice de transformation courant-tension (matrice impédance  $Z$ ) et tension-courant (matrice admittance  $Y$ ).

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \text{ et } \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (\text{I.2a})$$

Les mesures de ces paramètres se font grâce aux conditions ci-dessous :

$$\begin{cases} Z_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{I_2=0} \\ Z_{12} = \frac{V_1}{I_2} \Big|_{I_1=0} \\ Z_{21} = \frac{V_2}{I_1} \Big|_{I_2=0} \\ Z_{22} = \frac{V_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} Y_{11} = \frac{I_1}{V_1} \Big|_{V_2=0} \\ Y_{12} = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{V_1=0} \\ Y_{21} = \frac{I_2}{V_1} \Big|_{V_2=0} \\ Y_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1=0} \end{cases} \quad (\text{I.2b})$$

- Lorsque la tension d'entrée et le courant de sortie sont exprimés en fonction de la tension de sortie et du courant d'entrée, on parle des paramètres hybrides du quadripôle.

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (\text{I.3})$$

- Les grandeurs de sortie peuvent aussi être exprimées en fonction de celles d'entrées (matrice de transfert  $T$ ) et inversement (matrice chaîne ABCD).

$$\begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ -I_1 \end{pmatrix} \text{ et } \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} \quad (\text{I.4})$$

### b. La matrice de dispersion ou paramètres $S$ (Scattering parameters)

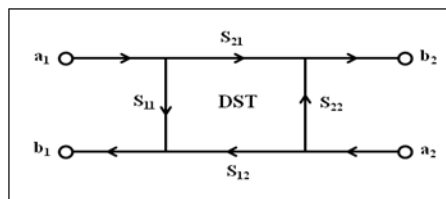


FIGURE I.2 – Paramètres  $S$  d'un quadripôle

Les équations (I.2) montrent que la mesure expérimentale des matrices caractéristiques d'un quadripôle nécessite la réalisation d'un circuit ouvert dans le cas de l'impédance ( $I_i = 0$ ) ou d'un court-circuit dans le cas de l'admittance ( $V_i = 0$ ). Or, au-delà de 100 MHz, les dimensions géométriques des structures à réaliser sont souvent du même ordre de grandeur que la longueur d'onde des signaux transmis ou émis, définie par :

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.5})$$

$f$  est la fréquence du signal,  $c$  la célérité et  $\epsilon_r$  représente la permittivité relative du diélectrique (support) utilisé.

Ainsi, d'une part, les composants micro-ondes agissent souvent comme des éléments distribués où la phase de la tension ou du courant varie de manière significative lors des mesures sur ces composants [9].

D'autre part, faire des mesures des courants ou des tensions dans cette plage de fréquence devient pénible car il est pratiquement impossible de pouvoir réaliser de bons courts-circuits ou circuits ouverts à cause de la présence des capacités et inductances parasites [8].

De plus, pour les quadripôles possédant un gain, ces conditions peuvent entraîner une oscillation du montage [14]. Les matrices  $Z$  ou  $Y$  sont donc inadaptées et ces contraintes conduisent à la définition d'une nouvelle matrice, la matrice des paramètres  $S$ , qui sera mesurable expérimentalement et palliera à tous ces inconvénients.

On mesure ainsi assez facilement un transfert de puissance opéré par le quadripôle, c'est-à-dire faire des mesures des ondes transmises (incidentes) et réfléchies (inverses) sur des entrées et sorties adaptées (dont l'impédance est généralement égale à  $50 \Omega$ ). Ces paramètres  $S$  (qui sont des nombres complexes) sont déterminés en définissant la notion d'ondes généralisées. Les ondes normalisées incidentes et réfléchies (respectivement  $a_i$  et  $b_i$ ) au port  $i$  ( $i = 1, 2$  dans le cas d'un quadripôle) sont données par :

$$\begin{cases} a_i = \frac{V_i + Z_{ci} I_i}{2\sqrt{R_{ci}}} \\ b_i = \frac{V_i - Z_{ci}^* I_i}{2\sqrt{R_{ci}}} \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

$Z_{ci}$  sont les impédances complexes (généralement réelles pures) de référence aux entrées et sorties lors de la mesure d'un quadripôle.

Les relations liant les paramètres  $S$  du quadripôle de la figure I.2 (le dispositif sous test – DST) et les ondes  $a_i$  et  $b_i$  sont :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Chaque élément de cette matrice  $S$  peut être calculé (ou mesuré) en réalisant les conditions suivantes :

$$\begin{cases} S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \\ S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \\ S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \\ S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

Les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  sont respectivement la réflexion sur le port 1 et la transmission du port 1 vers le port 2, le port 2 étant adapté.

Les paramètres  $S_{22}$  et  $S_{12}$  sont respectivement la réflexion sur le port 2 et la transmission du port 2 vers le port 1, le port 1 étant adapté.

Cependant, cette matrice  $S$  n'est pas directement exploitable lors de la mise en cascade de plusieurs quadripôles. Il faudra pour cela définir une autre matrice appelée matrice chaîne en ondes de puissance :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Les résolutions des systèmes matriciels (I.7) et (I.9) permettent le passage de la matrice  $S$  en  $T$  ou de la matrice  $T$  en  $S$ . Nous obtenons les relations ci-dessous :

$$[T] = \frac{1}{S_{21}} \begin{pmatrix} S_{12}S_{21} - S_{11}S_{22} & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{I.10a})$$

$$[S] = \frac{1}{T_{22}} \begin{pmatrix} T_{12} & T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21} \\ 1 & T_{21} \end{pmatrix} \quad (\text{I.10b})$$

La mesure des paramètres  $S$  se fait à l'aide de l'analyseur de réseau qui met en jeu tout un ensemble d'accessoires tels que les câbles, les connecteurs, le testeur sous pointes (pour les mesures des composants planaires), etc.

## I.1.2 Analyseurs de réseaux

Les méthodes de mesure des paramètres  $S$  ont connu un assez long processus d'évolution au fil du temps, depuis leur conception jusqu'à l'utilisation des analyseurs de réseaux actuels. Quelques chercheurs [15] [16] ont retracé cette évolution que nous allons présenter succinctement.

Au tout début, dans les années 1933, les lignes à fentes (*slotted lines*) introduites par les Dr Rohde et Dr Schwarz et les ponts de phase (*phase bridges*) étaient les principaux outils de mesure dans les applications microondes. Ils permettaient la mesure, difficile et longue, du coefficient de réflexion jusqu'à 300 MHz. Entre les années 1950 et 1960, les paramètres  $S$  s'étaient révélés comme les paramètres les mieux adaptés pour la conception dans le domaine microonde. Les premiers analyseurs de réseaux ont vu le jour. Leur bande de fonctionnement étaient étroite.

Mais c'est à partir des années 1970 que les constructeurs (la Compagnie Hewlett-Packard par exemple) ont introduit les analyseurs à large bande de fonctionnement et par la suite les analyseurs de réseaux automatiques ; donnant ainsi un réel essor à ces outils de mesure.

Comme nous l'avons déjà mentionné, faire des mesures sur des composants hyperfréquences revient à faire des mesures d'ondes incidentes, réfléchies et transmises.

L'analyseur de réseaux (possédant deux ou quatre voies) est le principal appareil utilisé dans ce domaine fréquentiel. Il permet la mesure des paramètres S en module et en phase d'un dipôle ou d'un quadripôle actifs ou passifs (il est également possible, en multipliant les mesures dans des conditions particulières que nous décrirons plus bas, de caractériser des multipôles).

Il existe deux types d'analyseurs de réseaux : les scalaires et les vectoriels. Les principaux constructeurs d'analyseurs de réseaux les plus connus sont : Rohde & Schwarz, Agilent Keysight Technologies et Anritsu [17].

Cependant, qu'ils soient scalaires ou vectoriels, les analyseurs comportent généralement deux voies de mesure et sont composés de quatre modules [18] :

- un module de génération du signal hyperfréquence ;
- un module de séparation des signaux ;
- un récepteur
- un module de traitement et de contrôle numérique.

La figure I.3 représente le schéma synoptique d'un analyseur de réseau. Sont uniquement représentées les différentes fonctions nécessaires, mais suivant les appareils considérés, tous les organes indiqués ne sont pas forcément intégrés.

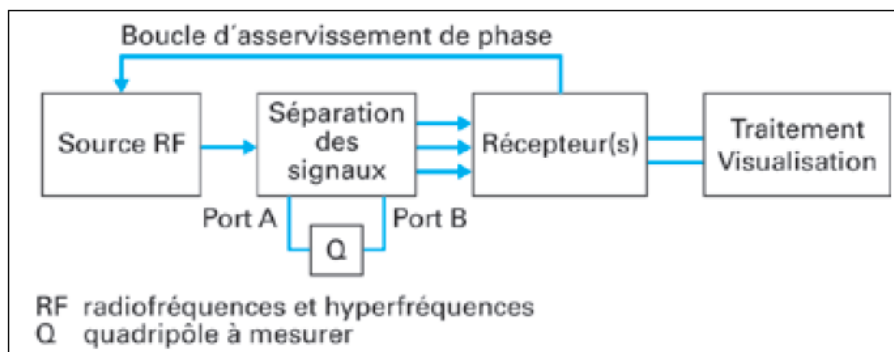


FIGURE I.3 – *Synoptique d'un analyseur de réseau*

### I.1.2.1 Les analyseurs scalaires

Ces types d'analyseurs caractérisent un quadripôle en mesurant uniquement les modules des paramètres S. Ils donnent un facteur de transmission  $\alpha$  et un facteur de réflexion  $\Gamma$  exprimés en décibels (dB) :

$$\begin{aligned} \alpha_{dB} &= 20 \log(\alpha); \quad \alpha = S_{12} \text{ ou } S_{21} \\ \Gamma_{dB} &= 20 \log(\Gamma); \quad \Gamma = S_{11} \text{ ou } S_{22} \end{aligned} \quad (\text{I.11})$$

La conception de ces analyseurs est assez simple car une simple détection du signal hyperfréquence est suffisante (détection d'enveloppe à diodes par exemple) et aussi nécessite l'utilisation des diviseurs de puissance, des coupleurs et des ponts externes [19]. Par conséquent, du fait

de ce mode de détection, leur dynamique est parfois insuffisante (60 dB [20]) et limite leur utilisation au test de dipôles ou quadripôles (charge, amplificateur, filtres, etc.) dont on veut connaître principalement l'impédance ou le gain et les pertes d'insertion [21]. Néanmoins, pour une bande de fréquence donnée, leur utilisation offre des coûts minimes.

L'évolution de la technologie des composants hyperfréquences a imposé des mesures avec une dynamique plus élevée et la mesure de la phase est devenue un paramètre essentiel en analyse de réseau. A titre d'exemple, afin d'améliorer la précision des mesures, la conception des circuits d'adaptation et la correction vectorielle des erreurs systématiques (qui feront l'objet de la troisième partie de ce chapitre) en dépendent [22].

Les limites des analyseurs scalaires ont contribué à la naissance et à la croissance rapide des analyseurs vectoriels de réseaux ; et ce, malgré le développement des outils d'extensions qui, associés, leur permettent de mesurer la phase [23].

### I.1.2.2 Les analyseurs vectoriels

L'apparition de l'analyseur vectoriel de réseau automatique, liée au développement des outils informatiques, a été l'apport le plus conséquent concernant les mesures microondes [24] ; rendant ces types d'analyseurs de puissants appareils de mesure. Ils ont la capacité de caractériser complètement un dispositif sous test en donnant accès aux paramètres S en module et en phase ou le retard de groupe. Ce sont les mieux adaptés aux activités d'un laboratoire de recherche et de développement car ils fournissent, en temps réel, les informations nécessaires aussi bien pour la conception que pour la connaissance des performances d'un dispositif ou d'un système [25].

Cependant, le sous-système analogique opérationnel d'un analyseur vectoriel obéit toujours au schéma synoptique présenté sur la figure I.3. On distingue, selon la technologie utilisée pour la détermination des paramètres S, deux classes d'analyseurs vectoriels de réseaux [26] :

- la séparation des signaux (analyseurs hétérodynes et homodynes) ;
- l'analyse interférométrique (analyseurs à détection directe « six-ports »).

#### a. Les analyseurs vectoriels hétérodynes et homodynes

Les parties principales, dans le fonctionnement de l'analyseur, sont la source, le séparateur de signal et la détection du signal [20] dont nous décrirons brièvement dans les paragraphes suivants.

**Le générateur du signal hyperfréquence** Il existe deux générateurs de signaux hyperfréquences qui sont, individuellement, intégrés dans les analyseurs d'aujourd'hui [19].

- Les sources balayées en fréquence sont constituées essentiellement d'un oscillateur commandé en tension (VCO) qui permet de balayer le spectre de mesure de façon continue. L'oscillateur est utilisé dans une structure de boucle à verrouillage de phase (PPL) pour faire la liaison entre la fréquence et la phase. Ceci améliore la pureté spectrale au voisi-

- nage de la fréquence d'utilisation [27]. Elles offrent un large balayage de spectre ( $> 40$  GHz) avec une vitesse rapide mais une précision moyenne ( $\approx 0,1\%$ ).
- Les sources synthétisées donnent un balayage discret du spectre de mesure. Elles ont une précision élevée (typiquement  $0,01\%$ ) du fait que chaque point de fréquence est bien fixé. Par contre, la vitesse de balayage est assez lente. Mais il est possible d'obtenir une source semi-synthétisée qui consiste à synthétiser uniquement le premier point du spectre de fréquence puis de passer en balayage continu. Ce mode présente un compromis rapidité/précision significatif [28].

**Le séparateur de signal** Ce module a pour rôle de séparer les signaux incidents, réfléchis et transmis à l'entrée et à la sortie du quadripôle afin d'obtenir les paramètres S. La séparation des signaux, en diverses voies, inclut l'utilisation des circuits d'aiguillage de puissance assurés par les commutateurs (principalement des diodes PIN) et est réalisable de deux manières différentes. La première consiste à utiliser des diviseurs de puissance et des coupleurs simplement directifs (ou en ponts) et la deuxième des coupleurs hybrides [18]. Nous décrirons brièvement les fonctions des éléments principaux constituant ce module.

- **Les diviseurs de puissance** (exemple figure I.4) : ce sont des circuits résistifs qui séparent en deux voies (éventuellement en plusieurs voies) le signal issu du générateur. Une partie de celui-ci alimentera la voie de test et sera le signal d'entrée du DST ; l'autre partie servira de signal de référence qui, après traitement, sera comparé au signal de test ayant été transmis ou réfléchi. La fraction de la puissance dérivée sur la voie de référence doit refléter aussi parfaitement que possible celle appliquée au DST, quelle que soit la désadaptation apportée par ce dernier.

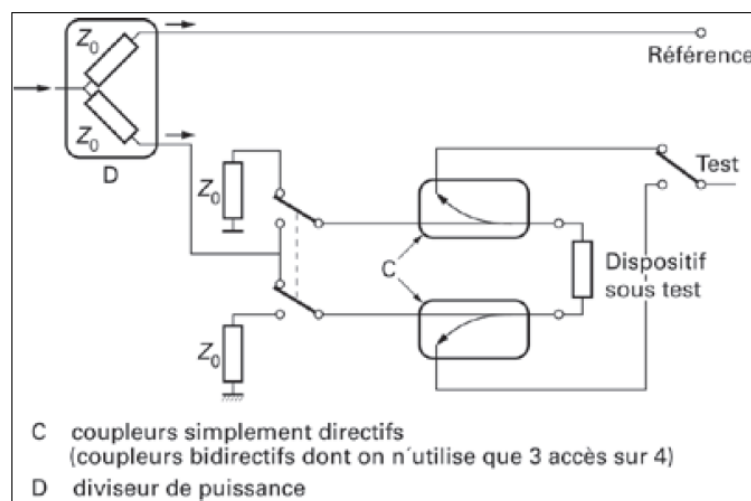


FIGURE I.4 – Séparation des signaux avec un diviseur de puissance

- **Les coupleurs** : qu'ils soient simplement directifs ou hybrides, ils sont les sous-ensembles qui contribuent grandement aux performances d'un analyseur de réseaux. Sa bande fréquentielle d'utilisation est dépendante de la bande passante des coupleurs qui y sont intégrés. Dans certains appareils, plusieurs coupleurs sont nécessaires pour couvrir la

bande de fonctionnement. Ils servent aussi à la séparation entre les signaux incidents sur le DST et les signaux réfléchis.

Dans certains cas, le remplacement des coupleurs par des ponts directifs (ou ponts réflectométriques) est fait par le constructeur dans le souci de réduire l'encombrement ; les coupleurs sont un ensemble de deux lignes couplées entre elles, et qui possède une longueur relativement importante selon la bande de fréquence considérée.

**Le récepteur ou module de détection** Afin de pouvoir mesurer la phase, la détection du signal doit se faire avec des fréquences beaucoup plus faibles que celles de la bande de mesure. Le module de réception comprend, en fonction de la bande de fréquence de l'analyseur, un ou plusieurs changements de fréquence. Deux solutions existent suivant la synchronisation de la source RF avec la fréquence intermédiaire.

- La première consiste à asservir le rythme d'échantillonnage du signal RF de façon à obtenir une première fréquence intermédiaire (FI) fixe :  $F I_1 = f_0 - n f_e$  (de 1 MHz à quelques dizaines de MHz suivant les appareils ;  $f_0$  est la fréquence RF à convertir).

La conversion est obtenue à l'aide un oscillateur local (délivrant la fréquence d'échantillonnage  $f_e$ ) qui est suivi d'un générateur d'harmoniques. En réduisant la bande passante du signal observé, on minimise sensiblement le bruit pour obtenir des dynamiques de mesures élevées. Les appareils fonctionnant avec ce type de récepteur nécessitent l'utilisation d'un synthétiseur.

- La source hyperfréquence, pour la seconde solution (figure I.5), est elle-même asservie par rapport à un oscillateur de référence de très grande précision qui confère la stabilité de fréquence à la mesure. L'asservissement de la fréquence se fait sur la plus basse fréquence intermédiaire. Cette solution est moins coûteuse que la première et permet une vitesse d'acquisition des mesures élevée. L'oscillateur local est synthétisé de manière à avoir un pas de fréquences très fin.

Après le changement de fréquence et l'amplification, des détecteurs synchrones (à base des diodes) ou des convertisseurs logarithmiques déterminent le module des signaux de test et des déphaseurs pour la détermination de la phase (figure I.6). La dynamique très élevée de ces analyseurs vectoriels (elle peut atteindre jusqu'à 100 dB à 110 GHz) et l'évolution positive de leurs prix les ont rendus les plus utilisés à l'heure actuelle pour les mesures hyperfréquences.

### **b. Les analyseurs « six-ports »**

Ce sont des analyseurs vectoriels à détection directe (sans changement de fréquence) d'amplitude et de puissance [29] et destinés à faire des mesures sur des dispositifs « un-port » ou « deux-ports », actifs ou passifs, linéaires et réciproques ou non réciproques. Ils sont généralement constitués de deux réflectomètres « six-ports » qui déterminent le coefficient de réflexion d'une charge quelconque ou les puissances à ses ports (figure I.7) [30].

Ils sont basés sur le principe de l'analyse interférométrique qui repose sur l'établissement



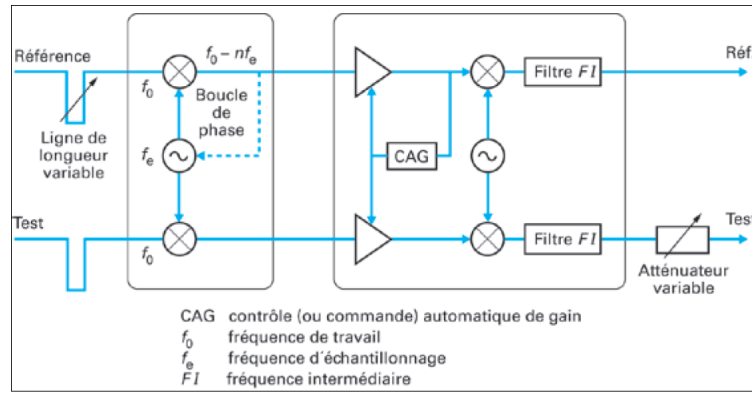


FIGURE I.5 – Récepteur analogique

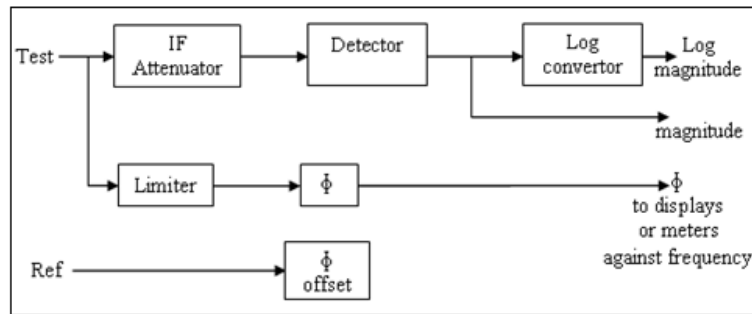


FIGURE I.6 – Détermination du module et de la phase [20]

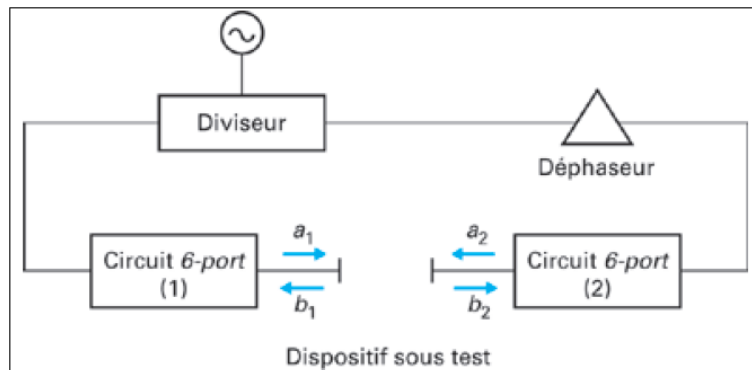


FIGURE I.7 – Analyseur vectoriel de réseau « six-ports »

de plusieurs combinaisons linéaires des signaux incidents et réfléchis (ou transmis) et dont on mesure l'amplitude (équation (I.12) sur le réflectomètre 2 par exemple). Un nombre suffisant de combinaisons permet d'obtenir à la fois le module et la phase des paramètres S du DST.

$$\begin{cases} b_3 = \alpha_3 a_2 + \beta_3 b_2 \\ b_4 = \alpha_4 a_2 + \beta_4 b_2 \\ b_5 = \alpha_5 a_2 + \beta_5 b_2 \\ b_6 = \alpha_6 a_2 + \beta_6 b_2 \end{cases} \quad (I.12)$$

$\alpha_i$  et  $\beta_i$  ( $i = 3, 4, 5, 6$ ) sont des nombres complexes caractéristiques de la structure du circuit interférométrique.

Le réflectomètre détermine ainsi les ondes incidentes ( $b_3, b_4, b_5, b_6$ ) par des mesures de

puissances (respectivement  $P_3, P_4, P_5, P_6$ ) [31], [26].

## I.2 Principe et système de mesure d'un analyseur vectoriel de réseaux

### I.2.1 Principe de mesure des paramètres S

Les mesures des paramètres S peuvent se résumer de la façon suivante (figure I.8).

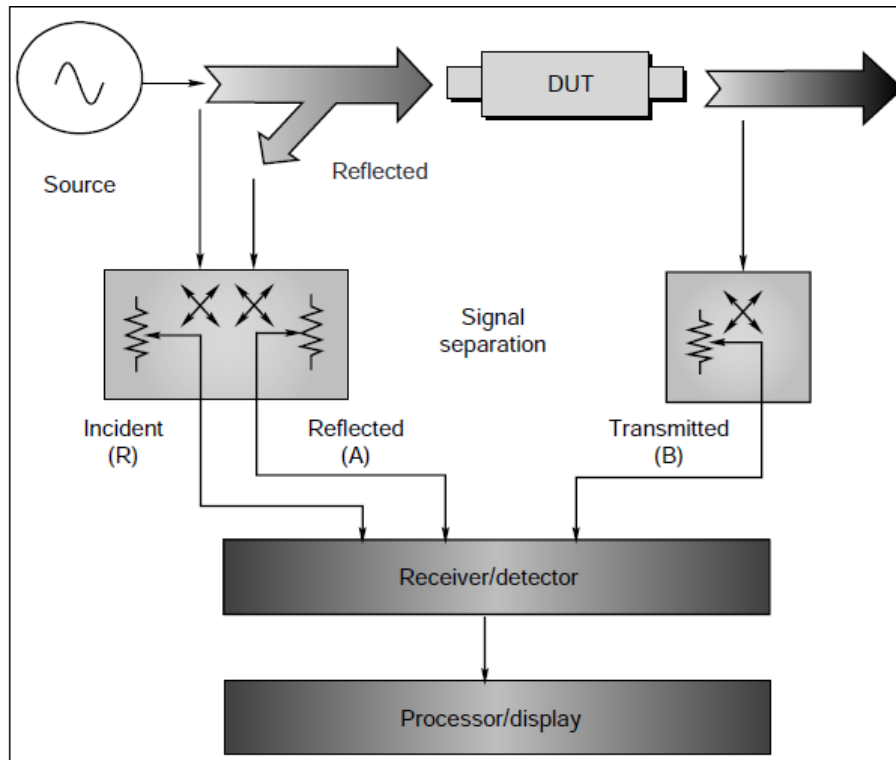


FIGURE I.8 – *Mesure des paramètres S [32]*

La source, signal sinusoïdal d'amplitude constante et de fréquence variable, sert à l'excitation des ports du dispositif sous test (DST) afin de permettre les mesures des signaux réfléchis et transmis (il s'agit de déterminer le module et la phase). Les signaux ainsi mesurés donnent les éléments, en fonction de la fréquence, de la matrice de dispersion.

#### I.2.1.1 Mesure en transmission et en réflexion

Le paramètre de transmission ( $S_{ij}$  avec  $i \neq j$ ) est déterminé à partir des signaux incident et transmis dont la mesure a été effectuée pour une même impédance de référence. Tandis que le paramètre de réflexion ( $S_{ij}$  avec  $i = j$ ) est déterminé à partir des signaux incident et réfléchi. Il est conditionné par l'impédance de charge et l'impédance caractéristique de la ligne de propagation [18].

Si nous considérons la mesure d'un quadripôle, l'excitation doit se faire du port 1 vers le port 2 (ou du port 2 vers le port 1) afin de pouvoir mesurer les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  (ou  $S_{22}$  et  $S_{12}$ ). Le quadripôle ainsi caractérisé peut être réciproque, c'est-à-dire que les caractéristiques

de transfert ne changent pas lorsqu'on inverse les accès. Cela se traduit par la relation suivante [33] :

$$S_{12} = S_{21} \quad (\text{I.13a})$$

En plus, si ce même quadripôle est symétrique, on obtient :

$$S_{11} = S_{22} \quad (\text{I.13b})$$

Si le dispositif est réciproque, symétrique et sans pertes, on aboutit à l'expression ci-dessous [14] :

$$[S] \cdot ([S]^T)^* = [U] \quad (\text{I.13c})$$

$[U]$  est la matrice unitaire,  $(^T)$  indique la transposition et  $(^*)$  le conjugué complexe.

La dernière équation permet, par exemple, de conclure sur une conservation de puissance pour des dispositifs sans pertes, en tirant les conditions :

$$\begin{aligned} \|S_{11}\|^2 + \|S_{21}\|^2 &= 1 \\ \|S_{12}\|^2 + \|S_{22}\|^2 &= 1 \\ S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{I.14})$$

Certains dispositifs n'ont un comportement linéaire que pour une plage de fréquences donnée connue de l'utilisateur afin d'obtenir des résultats de mesure adéquats.

Les analyseurs sont à l'origine destinés à mesurer des dispositifs linéaires. Il est aussi possible de déterminer d'autres grandeurs (à part les paramètres S) telles que le rapport (taux) d'onde stationnaire (ROS ou TOS), les pertes d'insertion, etc.

Cependant, que les mesures soient effectuées en transmission ou en réflexion, il est impératif de définir un plan et une impédance de référence.

### I.2.1.2 Plan et impédance de référence

Les mesures des ondes incidentes, réfléchies ou transmises doivent se faire pour une même impédance de normalisation sur chaque accès et par rapport à un même plan de référence. Le phénomène de propagation des ondes fait que les résultats de mesure sur les lignes de transmission dépendent considérablement de la position de celles-ci lors de cette mesure. Tout changement de cette position peut entraîner des réflexions, faire apparaître des modes parasites [32] et si des discontinuités sont introduites, cela entraîne des variations ; d'où l'importance de définir un plan de référence. En d'autres termes, ce dernier est souvent (mais pas nécessairement) l'interface entre les erreurs de mesure et le DST.

Par exemple, la figure I.9 montre le plan de référence, pour la mesure des dispositifs coaxiaux, qui est le plan de contact entre les conducteurs extérieurs de la paire d'accouplement de connecteurs coaxiaux.

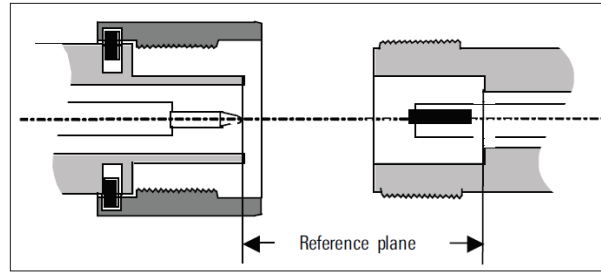


FIGURE I.9 – Position du plan de référence d'un connecteur de type N [34]

Les mesures hyperfréquences sont définies en termes de charges adaptées ou non adaptées. Les paramètres S dépendent donc aussi des impédances de référence.

En pratique, la valeur de l'impédance de référence (notée  $Z_0$  ou  $Z_{ref}$ ) est déterminée par celles des lignes de transmission et des charges utilisées lors de la procédure de calibrage et est généralement fixée à  $50 \Omega$ . Ce choix empêchera l'apparition des oscillations dans le système de mesure. Ainsi, le coefficient de réflexion d'un dispositif 1-port (par exemple) s'exprime clairement en fonction de l'impédance de référence :

$$S_{11}^{1\text{-port}} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (\text{I.15})$$

*Z étant l'impédance d'entrée du dispositif.*

Cependant, récemment, les mesures peuvent se faire avec des impédances de référence différentes de  $50 \Omega$  mais des méthodes de transformation existent pour pouvoir faire les calculs des paramètres S [35], [36].

## I.2.2 Banc de mesure

Les analyseurs de réseaux sont associés à un certain nombre d'accessoires à savoir : les câbles, les connecteurs et la monture de test.

### I.2.2.1 Câbles, connecteurs et adaptateurs coaxiaux

Les câbles jouent un rôle très important dans le banc de mesure des paramètres S car ils permettent la circulation du signal obtenu à partir de l'analyseur vers le dispositif à caractériser. Très peu de dispositifs peuvent être connectés directement sur les ports de mesure. Les performances de ces câbles doivent être élevées afin d'assurer impérativement la stabilité et la répétabilité des interconnexions entre le DST et le VNA [37]. Dans le domaine des hyperfréquences, ils sont presque exclusivement conçus en structure coaxiale. La constitution des câbles coaxiaux est décrite figure I.10.

Ils sont composés de deux conducteurs (central et blindage) séparés par une enveloppe isolante (ou diélectrique). On empêche ainsi tout rayonnement ou toute interférence (avec d'autres signaux extérieurs) du signal véhiculé.



FIGURE I.10 – Structure d'un câble coaxial et connecteurs de type SMA

Les câbles doivent présenter une bonne stabilité en température (de  $-55^{\circ}\text{C}$  à  $+125^{\circ}\text{C}$ ), une bande passante suffisamment large (même pour les mesures au-delà de 60 GHz) [38], des faibles pertes d'atténuation et des caractéristiques électriques insensibles à la flexion [28]. L'impédance caractéristique des câbles coaxiaux est de  $50\ \Omega$ ,  $75\ \Omega$  ou  $95\ \Omega$ . Il existe plusieurs types de câbles : semi-rigides, souples et très souples.

Les connecteurs sont une interface entre deux environnements, dont l'un au moins est en structure coaxiale [39]. Ils relient les câbles coaxiaux entre eux, aux ports du VNA, aux DST ou aux pointes (pour les mesures des DST planaires). Ils doivent être précis, solides et stables (température, contraintes électriques et mécaniques), et selon la bande de fréquence considérée et en fonction des câbles utilisés, il existe plusieurs types de connecteurs. On peut ainsi trouver les connecteurs BNC, TNC, SMA, de type K, N, etc.

Il est parfois possible de relier des câbles ou des dispositifs, qui ne peuvent pas être reliés directement, par des adaptateurs. Ce sont donc des connecteurs assez courts présentant deux interfaces de connexion.

### I.2.2.2 Système de mesure sous pointes

Les montures de test classiques sont généralement en structure coaxiale (câbles, connecteurs). Mais l'évolution des processus d'intégration des circuits intégrés monolithiques et microondes (MMIC) et les faibles dimensions de ces circuits freinent l'utilisation de ces types de monture. Les dispositifs microondes sont, de nos jours, réalisés en structures planaires (microruban, coplanaire, triplaque), donc non insérables. La mise au point des montures de test permet d'effectuer la transition de l'environnement coaxial (celui de la source) à l'environnement planaire (celui du DST) [24], [40].

#### a. Le testeur sous pointes

Le testeur sous pointes est un appareil qui augmente les précisions de mesure en maintenant les câbles et les pointes dans des positions favorables facilitant la mesure. Il est généralement fixé sur un support atténuant toute vibration et composé de plusieurs plateaux mobiles et déplaçables les uns par rapport aux autres par actions micrométriques. Le DST est placé,

immobile, sur un plateau central et les pointes fixées sur des plateaux latéraux. L'ensemble comporte une mécanique de positionnement pouvant se déplacer souplement suivant les trois axes X, Y, Z. L'utilisation d'un testeur sous pointes assure une grande reproductibilité de la mesure.

### b. La sonde ou pointe de mesure

Les sondes (figure I.11) de mesures hyperfréquences ont été développées et ont amélioré de manière significative les mesures en structures planaires [41]. Actuellement, il existe des sondes capables de faire les mesures aux fréquences térahertz [42].

La sonde (1-port) possède un connecteur coaxial faisant office d'entrée du signal hyperfréquence et porte une lame céramique flexible sur laquelle est gravée une ligne coplanaire qui permet le contact avec les dispositifs planaires à caractériser. Cette ligne coplanaire, qui est de plus en plus remplacée par une ligne coaxiale miniature, a trois pointes (de dimensions très faibles :  $\approx 50 \mu m$ ) sur son extrémité extérieure : Ground-Signal-Ground (GSG).

Ce sont les pointes de contact de la sonde. Les pointes sont ainsi le siège de la transition du champ électrique du câble coaxial sur le dispositif planaire. Cependant, pour les dispositifs qui sont en structure microstrip (dont le plan de masse est situé sur la face opposée à celle du conducteur central), une solution a été proposée dans [43]. Suivant les modèles des sondes, l'écartement entre les pointes varie de  $50 \mu m$  à  $250 \mu m$ .

Il existe également des sondes multiports comme présentées figure I.12.

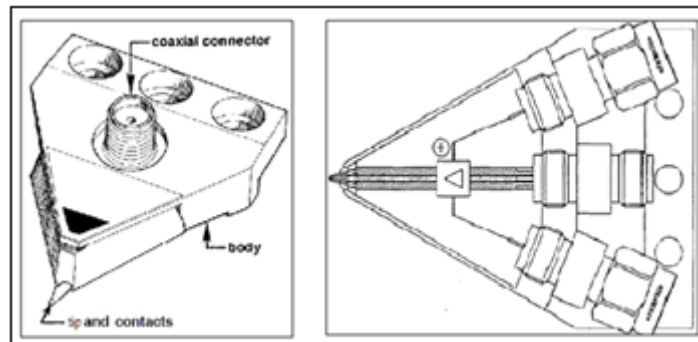


FIGURE I.11 – Sonde coplanaire



FIGURE I.12 – Sondes multiports GSG

### I.2.2.3 Banc de mesure du Laboratoire Hubert Curien

Les activités menées par l'un des axes de recherche du laboratoire sont principalement basées sur la conception des composants hyperfréquences en structures planaires (isolateur, résonateur, circulateur). Un système de mesure sous pointes est alors nécessaire pour la caractérisation des composants en développement.

Le banc de mesure du laboratoire est composé d'un analyseur vectoriel de réseau de type ROHDE & SCHWARZ ZVA 67 et d'un testeur sous pointes (figure I.13). Sa bande de fréquence est de 10 MHz à 67 GHz et le testeur sous pointes offre aussi la possibilité de positionner deux ou trois sondes de mesure, placées à  $120^\circ$  les unes des autres (pour la caractérisation du circulateur par exemple). Les sondes sont de type *PicoProbe* ou *ZProbe*.

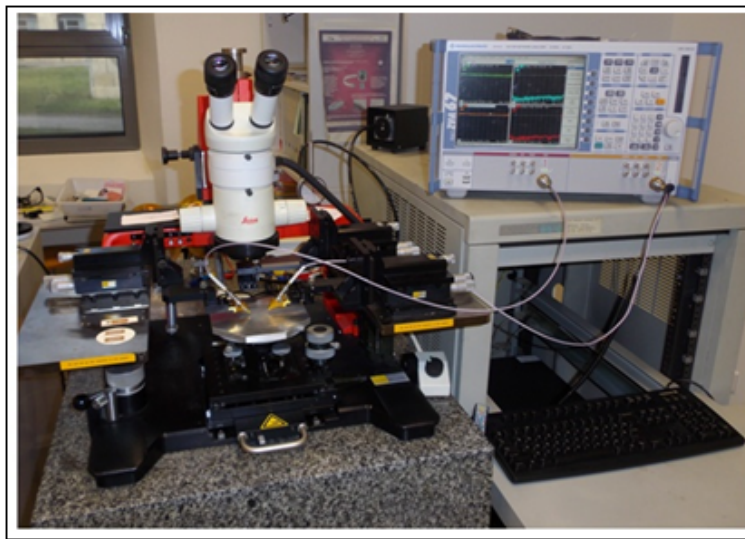


FIGURE I.13 – *Banc de mesure du laboratoire Hubert Curien*

Les fonctionnements des composants internes de l'analyseur, les qualités des câbles et des connecteurs utilisés, etc., font que les paramètres mesurés ne sont pas les paramètres intrinsèques du DST ; l'existence des erreurs systématiques de mesure est inéluctable.



## I.3 Erreurs de mesure et modèles d'erreurs

Les comportements physiques des composants sont traduits par les mesures, qui dépendent aussi bien de ces mêmes composants que du système de mesure [20]. Mais elles ne sont pas parfaites et donc entachées d'erreurs. L'interprétation réelle du comportement du composant se trouve ainsi modifiée.

Dans cette partie, nous présenterons les sources d'erreurs engendrant ces incertitudes de mesure, leur modélisation et les méthodes classiques utilisées pour les corriger.

### I.3.1 Types d'erreurs de mesure

Les erreurs de mesure sont considérées comme l'écart introduit entre le résultat de la mesure et la valeur « réelle » de la grandeur mesurée.

Cependant, faire une mesure sans pouvoir affirmer la plage contenant la vraie valeur (avec une certaine précision) de la grandeur mesurée est dépourvu de tout intérêt [1]. La connaissance des erreurs de mesure est inévitable. Ces erreurs expérimentales ont essentiellement pour cause les défauts des appareils de mesure (fonctionnement imparfait des composants utilisés), l'opérateur (répétitivité des connexions, erreurs de lecture,...) et l'environnement de la mesure (température, pression,...). Elles peuvent être, selon leur nature, classées en deux groupes : les erreurs aléatoires et les erreurs systématiques [44].

#### I.3.1.1 Erreurs aléatoires

Comme cela a été rapporté par [1], « On ne peut pas plonger deux fois dans la même rivière, l'eau y coule continuellement ».

Ce constat trouve aussi amplement son sens dans l'environnement de mesure.

Les résultats de mesures successives sur un même composant peuvent avoir des petites variations. Ces variations observées sur les résultats de mesure sont les erreurs aléatoires. Elles ont principalement pour cause le bruit (qui affecte surtout la précision de mesure à des faibles puissances à l'entrée du récepteur), la non-répétabilité des connexions et des manipulations de l'opérateur (erreurs de lecture et serrage des connecteurs).

Les variations de la température et les dérives dues à la modification du comportement de l'appareil pendant la phase de mesure (de plus en plus réduites dans les analyseurs actuels) contribuent également à la présence de ces erreurs. Elles ne peuvent donc pas être corrigées complètement, bien qu'elles puissent être minimisées en calculant la moyenne et l'écart type, mais sont très faibles par rapport aux erreurs systématiques et ne modifient donc pas les résultats de mesure significativement.

### I.3.1.2 Erreurs systématiques

Ces erreurs sont liées aux imperfections de l'ensemble des éléments qui constituent le système de mesure (coupleurs, diviseur de puissance, commutateur) et sont invariantes dans le temps. Elles sont donc reproductibles et peuvent être évaluées et corrigées numériquement. Elles sont répertoriées selon leur nature physique. Nous pouvons citer les erreurs systématiques linéaires qui sont la directivité, la diaphonie et les désadaptations de la source et de la charge ; et les erreurs systématiques non linéaires qui sont les erreurs de poursuite et les erreurs dues à la dissymétrie du commutateur.

La figure I.14 résume, de façon schématique, ces erreurs intervenant constamment lors de chaque mesure effectuée par l'analyseur.

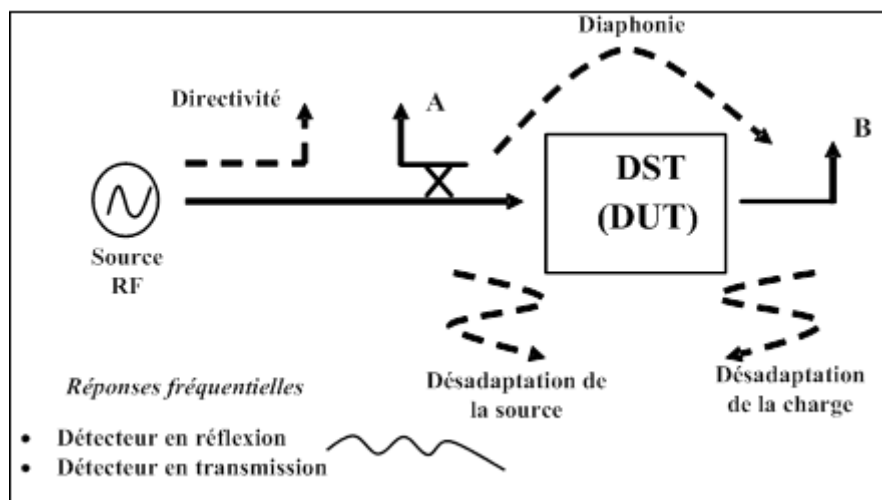


FIGURE I.14 – Les erreurs systématiques lors d'une mesure

#### a. Erreurs de directivité

Les erreurs de directivité sont causées par l'imperfection des dispositifs utilisés dans la conception de l'analyseur tels que les coupleurs qui doivent séparer de façon absolue les signaux transmis des signaux réfléchis. Or, leur directivité étant limitée, les coupleurs sont une source d'erreurs lors de la séparation de ces signaux.

Les discontinuités rencontrées entre la source et le plan d'entrée du DST (câbles, connecteurs) en sont aussi une des causes de ces erreurs.

Les erreurs de directivité sont indépendantes des caractéristiques du quadripôle à mesurer et sont importantes lorsqu'il s'agit des mesures en réflexion.

#### b. Erreurs d'isolation (diaphonie)

Elles sont le résultat d'une interférence entre les ports. Ces erreurs proviennent en pratique du couplage existant entre les deux voies du commutateur et leur contribution est surtout visible dans les mesures en transmission à faible niveau.

Une autre contribution de ces erreurs existe, dans les systèmes de mesure sous pointes : le rayonnement du signal entre les deux pointes de mesure [28]. Cette forme de contribution peut

ne pas être reproductible.

### **c. Erreurs de désadaptation de sortie du générateur (source)**

Une partie de l'onde réfléchiée par le dispositif à mesurer vers la source est renvoyée par celle-ci. Ce phénomène est dû à l'adaptation imparfaite du générateur et aux désadaptations des câbles et des adaptateurs. Les erreurs de désadaptation augmentent lors de la mesure des dispositifs très désadaptés.

### **d. Erreurs de désadaptation de sortie de test (charge)**

Une partie de l'onde transmise par le DST vers la charge est renvoyée par celle-ci. Les erreurs de désadaptation de sortie ont une grande influence sur les mesures des dispositifs à fort coefficient de réflexion.

### **e. Erreurs de poursuite**

Aussi appelées « tracking » ou erreurs de référence, les erreurs de poursuite sont dues à la différence des chemins, en module et en phase, parcourus par les signaux de test et les signaux de référence. Elles dépendent fortement de la qualité des câbles utilisés.

### **f. Erreurs de dissymétrie**

Pour les analyseurs vectoriels deux-ports par exemple, les commutateurs intégrés pour la direction du signal issu d'un seul générateur du port 1 vers le port 2, ou inversement, ne sont pas complètement symétriques. Cette dissymétrie entraîne la séparation, en deux termes, des erreurs de désadaptation de la source.

## **I.3.2 Modèles d'erreurs**

La modélisation des erreurs de mesure n'est possible que si celles-ci sont reproductibles et corrigibles. L'établissement de ces modèles, qui traduisent au mieux les comportements réels des circuits de mesure, permet la correction des erreurs systématiques. Plus le degré d'exactitude requis lors de la mesure est élevé, plus la complexité du modèle d'erreurs et le nombre des connexions augmentent.

Les modèles d'erreurs fréquemment utilisés seront décrits dans les paragraphes suivants.

### **I.3.2.1 Modèle d'erreurs « un-port »**

Lors de la mesure des dispositifs « un-port » (mesure en réflexion), le modèle d'erreurs considéré (figure I.15) est assez simplifié et met en évidence trois termes d'erreurs qui sont la directivité, la réponse en fréquence et la désadaptation de source [45].

$e_{00}$  : *directivité*

$e_{11}$  : *désadaptation de la source*

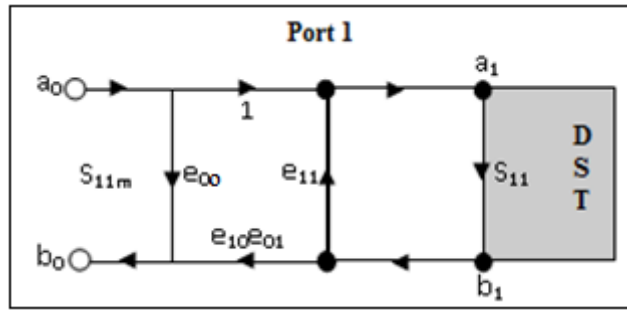


FIGURE I.15 – Modèle d'erreurs « un-port »

$e_{10}e_{01}$  : réponse en fréquence en réflexion

La relation entre le paramètre de réflexion mesuré  $S_{11m}$  et le paramètre de réflexion recherché  $S_{11}$  s'écrit :

$$S_{11m} = \frac{b_0}{a_0} = \frac{e_{00} - \Delta_e S_{11}}{1 - e_{11} S_{11}} \quad (I.16)$$

$$\Delta_e = e_{00}e_{11} - e_{01}e_{10}$$

La résolution de l'équation (I.16), afin d'obtenir ces termes d'erreurs, se fait en effectuant trois mesures sur des dispositifs dits « étalons » (nous en parlerons au chapitre suivant) dont les paramètres de réflexion  $S_{11}$  sont connus.

### I.3.2.2 Modèles d'erreurs « deux-ports »

#### a. Modèle à douze termes d'erreurs

C'est le modèle physique qui représente au mieux le système de mesure car toutes les erreurs systématiques sont prises en compte. Il est constitué de deux modèles à six termes d'erreurs chacun. Trois termes d'erreurs dus à la mesure en transmission s'ajoutent aux termes d'erreurs dus à la mesure en réflexion vus au paragraphe précédent.

L'un des deux modèles est placé au premier port (sens direct) de mesure et l'autre au second port (sens inverse).

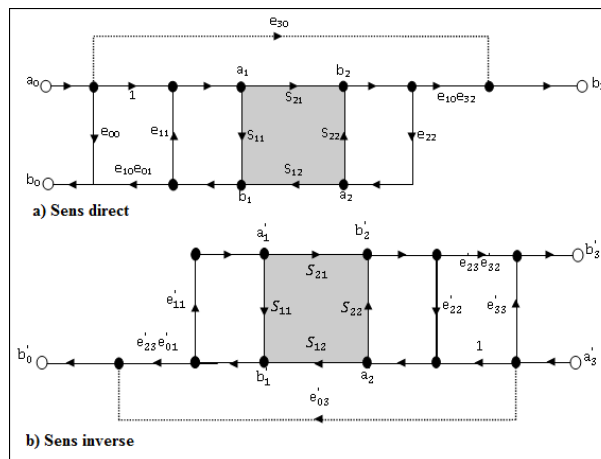


FIGURE I.16 – Modèle à douze termes d'erreurs

$e_{00}, e'_{33}$  : directivités

$e_{11}, e'_{11}$  : désadaptations de source

$e_{10}e_{01}, e'_{23}e'_{32}$  : erreurs en réflexion

$e_{10}e_{32}, e'_{23}e'_{01}$  : erreurs en transmission

$e_{22}, e'_{22}$  : désadaptations de charge

$e_{30}, e'_{03}$  : isolations

Les paramètres S mesurés s'écrivent comme suit [45] :

$$S_{11m} = \frac{b_0}{a_0} = e_{00} + (e_{10}e_{01}) \frac{S_{11} - e_{22}\Delta_s}{1 - e_{11}S_{11} - e_{22}S_{22} + e_{11}e_{22}\Delta_s} \quad (\text{I.17a})$$

$$S_{21m} = \frac{b_3}{a_0} = e_{30} + (e_{10}e_{32}) \frac{S_{21}}{1 - e_{11}S_{11} - e_{22}S_{22} + e_{11}e_{22}\Delta_s} \quad (\text{I.17b})$$

$$S_{12m} = \frac{b'_0}{a'_3} = e'_{03} + (e'_{23}e'_{01}) \frac{S_{12}}{1 - e'_{11}S_{11} - e'_{22}S_{22} + e'_{11}e'_{22}\Delta_s} \quad (\text{I.17c})$$

$$S_{11m} = \frac{b'_3}{a'_3} = e'_{33} + (e'_{23}e'_{32}) \frac{S_{11} - e_{22}\Delta_s}{1 - e'_{11}S_{11} - e'_{22}S_{22} + e'_{11}e'_{22}\Delta_s} \quad (\text{I.17d})$$

$$\Delta_s = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

Ce modèle de conception rigoureuse est très précis et est le seul modèle valable pour les analyseurs à trois voies [28]. Mais la complexité des calculs de correction qu'il impose et son manque d'adaptation aux dispositifs planaires ont contribué à la conception d'autres modèles d'erreurs.

### **b. Modèle à huit termes d'erreurs**

Ce modèle, qui suppose que le commutateur est parfait [46], [45], impose une similitude entre les erreurs liées aux ports de l'analyseur, lors de la mesure, dans les deux sens. Ainsi, un quadripôle d'erreurs, qui comprend quatre termes  $e_{ij}$ , est intercalé sur chaque côté entre les ports du VNA et du DST.

$Q_1, Q_2$  : quadripôles d'erreurs

Cette modélisation rend donc assez simple le calcul mathématique et les paramètres S du DST peuvent être déterminés à partir des matrices cascades de l'ensemble mesuré et des quadripôles d'erreurs. La relation est la suivante :

$$[M] = [X][M_{\text{DST}}][Y] \quad (\text{I.18})$$

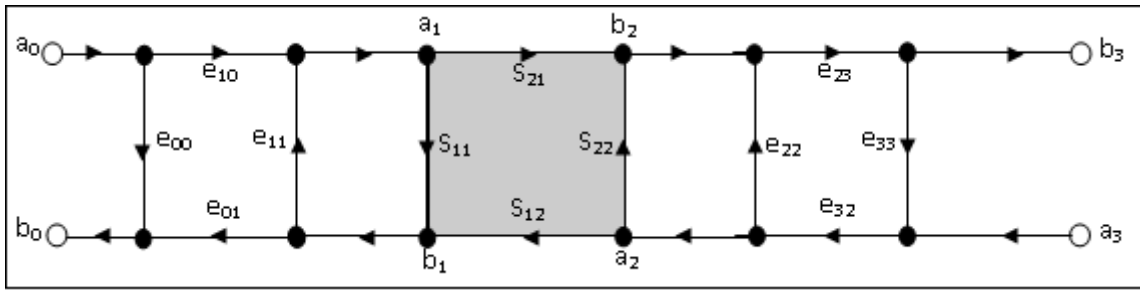


FIGURE I.17 – Modèle à huit termes d'erreurs

$M$  : matrice cascade de l'ensemble (DST + Quadripôles) mesuré

$M_{DST}$  : matrice cascade intrinsèque du DST

$X, Y$  : respectivement matrices cascades des quadripôles  $Q_1$  et  $Q_2$ .

Cependant, pour certaines mesures sous pointes, les erreurs d'isolation et de commutation entre les ports, qui ne sont pas considérées par le modèle à huit termes d'erreurs ne peuvent pas être négligées. Deux autres modèles sont alors développés à partir du modèle à huit termes.

**c. Modèle à dix termes d'erreurs**

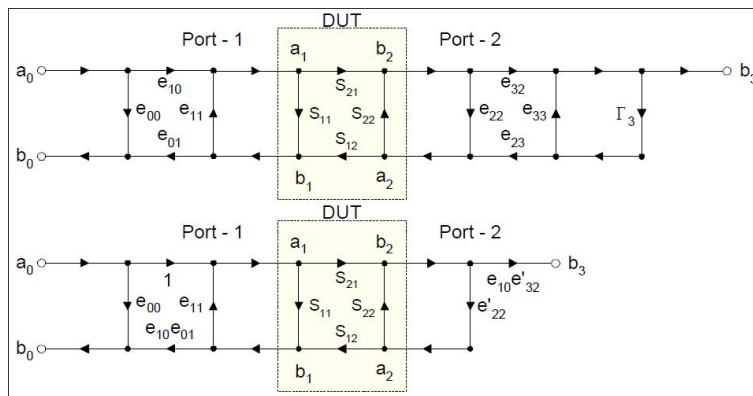


FIGURE I.18 – Conversion d'un modèle de huit à dix termes-sens direct

C'est une extension du modèle précédent qui tient compte des erreurs du commutateur. Les coefficients de réflexion du commutateur ( $\Gamma_F$  dans le sens direct et  $\Gamma_R$  dans le sens inverse) sont ajoutés au modèle à huit termes d'erreurs. Le modèle est ensuite transformé, en utilisant les règles de transformation des graphes de fluence, pour donner deux nouveaux termes qui sont la désadaptation coté charge ( $e'_{22}$ ) et l'erreur liée au déséquilibre entre les voies en transmission ( $e'_{10}e'_{32}$ ) [27]. Les figures I.18 et I.19 illustrent les passages d'un modèle à huit termes vers un modèle à dix termes [47], [48].

Les équations donnant ces termes dans le sens direct sont :

$$\Gamma_F = \frac{a_3}{b_3} \tag{I.19a}$$

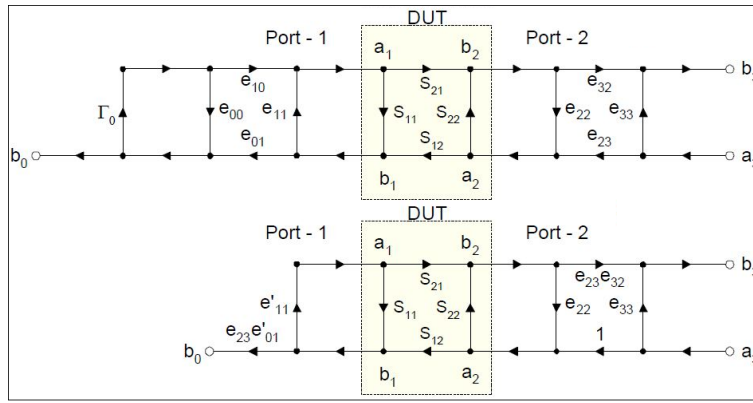


FIGURE I.19 – Conversion d'un modèle de huit à dix termes – sens inverse

$$e'_{22} = e_{22} + \frac{e_{32}e_{23}\Gamma_F}{1 - e_{33}\Gamma_F} \tag{I.19b}$$

$$e'_{32} = \frac{e_{32}}{1 - e_{33}\Gamma_F} \tag{I.19c}$$

Les équations donnant ces termes dans le sens inverse sont :

$$\Gamma_R = \frac{a_0}{b_0} \tag{I.20a}$$

$$e'_{11} = e_{11} + \frac{e_{10}e_{01}\Gamma_R}{1 - e_{00}\Gamma_R} \tag{I.20b}$$

$$e'_{01} = \frac{e_{01}}{1 - e_{00}\Gamma_R} \tag{I.20c}$$

**d. Modèle à seize termes d'erreurs**

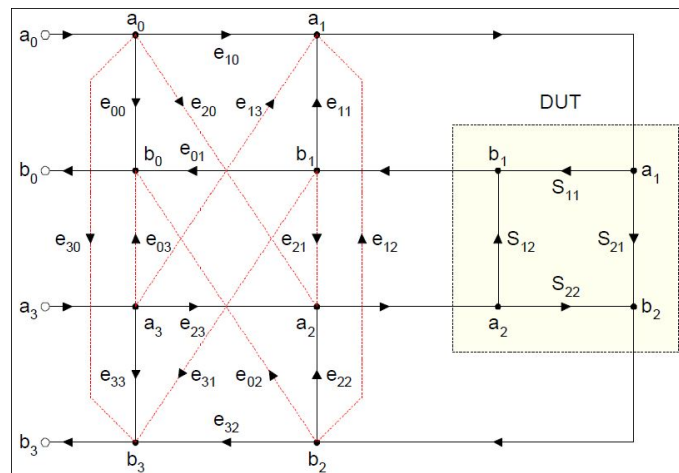


FIGURE I.20 – Graphe de fluence d'un modèle d'erreurs à seize termes

Lors des mesures sous pointes pour les dispositifs MMIC, d'autres termes d'erreurs dus à l'interaction entre les deux ports, tels que l'isolation liée au couplage et au rayonnement entre ces ports, sont considérés [49].

On obtient ainsi un nouveau modèle à seize termes d'erreurs. La figure I.20 montre ces termes (en pointillé) qui s'ajoutent aux quadripôles d'erreurs du modèle à huit termes. Les résultats après correction obtenus en utilisant ce modèle sont généralement meilleurs que ceux obtenus avec les autres modèles.

Il reste néanmoins peu utilisé vu le nombre élevé des termes d'erreurs et donc un calcul mathématique complexe.



## Conclusion

Nous avons, dans ce premier chapitre, présenté quelques notions sur les hyperfréquences ainsi que l'environnement et les outils qui permettent de faire les mesures. Les analyseurs de réseaux vectoriels sont, de nos jours, les seuls appareils capables de faire les mesures hyperfréquences.

Cependant, les mesures hyperfréquences sont entachées d'erreurs aléatoires et systématiques. Ces dernières sont corrigibles et des modèles les représentant ont été établis afin de faciliter leurs corrections lors des mesures. Ces corrections passent par le calibrage de l'analyseur de réseaux vectoriel.

Les méthodes de calibrage qui permettront la correction des erreurs de mesure, déjà présentées, feront l'objet du chapitre suivant.

---



---

# Calibrage d'un analyseur de réseau vectoriel

---



---

## Sommaire

---

<b>Introduction</b> .....	<b>42</b>
<b>II.1 Calibrage</b> .....	<b>43</b>
II.1.1 Définition . . . . .	43
II.1.2 Types de calibrage . . . . .	43
II.1.3 Calibrage des analyseurs de réseaux . . . . .	44
II.1.3.1 Calibrage d'un analyseur scalaire . . . . .	44
II.1.3.2 Calibrage d'un analyseur vectoriel . . . . .	46
<b>II.2 Procédures de calibrage d'un analyseur vectoriel</b> .....	<b>53</b>
II.2.1 Procédures de calibrage direct . . . . .	53
II.2.1.1 Calibrage <i>SOLT</i> ( <i>OSTL</i> ) standard . . . . .	53
II.2.1.2 Quelques variantes du calibrage <i>SOLT</i> . . . . .	55
II.2.2 Procédures d'autocalibrage . . . . .	56
II.2.2.1 Calibrage <i>TSD</i> ( <i>THRU – SHORT – DELAY</i> ) . . . . .	59
II.2.2.2 Calibrage <i>TRL</i> ( <i>THRU – REFLECT – LINE</i> ) . . . . .	59
II.2.2.3 Calibrage <i>LRM</i> ( <i>LINE – REFLECT – MATCH</i> ) . . . . .	59
II.2.2.4 Calibrages <i>LD</i> , <i>LS</i> (ou <i>LO</i> ) . . . . .	61
II.2.3 Mesures des dispositifs multiports . . . . .	61
II.2.3.1 Mesure avec un analyseur multiport . . . . .	61
II.2.3.2 Mesure avec un analyseur 2-ports . . . . .	62
<b>Conclusion</b> .....	<b>68</b>

---

## Introduction

Comme nous l'avons dit précédemment, les analyseurs de réseaux sont, de nos jours, les plus couramment utilisés pour les mesures hyperfréquences [50]. La précision des mesures acquises par ces appareils en est la principale raison. Cependant, une bonne mesure des paramètres  $S$  d'un dispositif micro-onde (précisément en technologie coplanaire) dépend fortement de l'élimination des erreurs systématiques, inhérentes au système. Plusieurs procédures de correction existent. Mais la connaissance des grandeurs impliquées dans chaque procédure est importante afin de pouvoir identifier les incertitudes qui y sont liées [51].

Dans ce chapitre, nous rappellerons la notion du calibrage et ferons les liens avec les modèles d'erreurs déjà présentés au chapitre précédent.

Nous présenterons, de façon générale, les méthodes de calibrage qui permettent de corriger l'analyseur vectoriel de réseau de ces erreurs de mesure systématiques ; en donnant quelques précisions concernant les domaines d'application, les avantages et les inconvénients.

## II.1 Calibrage

### II.1.1 Définition

Les progrès réalisés à propos de la fabrication des analyseurs vectoriels de réseaux automatiques ont rendu la mesure des paramètres S plus facile et plus efficace. Néanmoins, ils doivent être convenablement calibrés.

Le calibrage est donc le moyen d'éliminer les erreurs de mesure qui ne sont pas causées par le dispositif sous test. Les erreurs de mesure systématiques sont dues aux pertes, aux réflexions et à la diaphonie des composants internes de l'analyseur, et aussi aux composants externes ; comme les câbles, les transitions et le système de test [52]. En d'autres termes, le calibrage d'un VNA permet de s'affranchir des erreurs systématiques citées plus-haut. Cette correction, qui confère aux mesures une précision élevée, est possible en appliquant des méthodes mathématiques qui sont des méthodes des corrections vectorielles d'erreurs [53].

### II.1.2 Types de calibrage

Selon le dispositif et le degré de précision recommandé dans la mesure des paramètres S recherchés (en transmission et/ou en réflexion), nous pouvons avoir plusieurs types de calibrage. Un résumé de ces types est donné par le tableau II.1.

Types	Paramètres corrigés	Utilisations
Full 2-port	$S_{11}$ , $S_{12}$ , $S_{21}$ et $S_{22}$	Calibrage complet
Full 1-port	$S_{11}$ ou $S_{22}$ ou $S_{11}$ et $S_{22}$	Uniquement en réflexion
1-path 2-port	$S_{11}$ et $S_{21}$ ou $S_{22}$ et $S_{12}$	Réflexion 1-port + simple transmission ( <i>plus rapide, plus faible précision en transmission pour DST à fortes pertes d'insertion</i> )
Réponse en fréquence	N'importe quel paramètre ( <i>ou paires de paramètres symétriques</i> )	Normalisation uniquement. Plus rapide, précision plus faible.

TABLE II.1 – Types de calibrage disponibles pour l'utilisateur [54]

Les calculs de calibrage (notamment des algorithmes) utilisant les types de calibrage du tableau II.1, qu'ils soient de type « 1-port » ou « 2-ports », s'apparentent avec les modèles d'erreurs (modèles à douze termes, à dix termes ou à huit termes d'erreurs). Ces calculs prennent en considération, l'ensemble (ou une partie), des erreurs de mesure déjà détaillées dans le chapitre précédent.

## II.1.3 Calibrage des analyseurs de réseaux

### II.1.3.1 Calibrage d'un analyseur scalaire

Au cours de ces quinze dernières années, la popularité des analyseurs de réseau scalaires a considérablement décliné au profit des analyseurs vectoriels qui offrent une utilisation plus facile, précise et moins coûteuse. Néanmoins, les analyseurs scalaires ont été, pendant longtemps, très efficaces pour faire les mesures radiofréquences et microondes de base tels que le gain des amplificateurs, la réponse d'un filtre, etc. La figure II.1 montre, de façon générale, le système de mesure d'un analyseur scalaire de réseau [21].

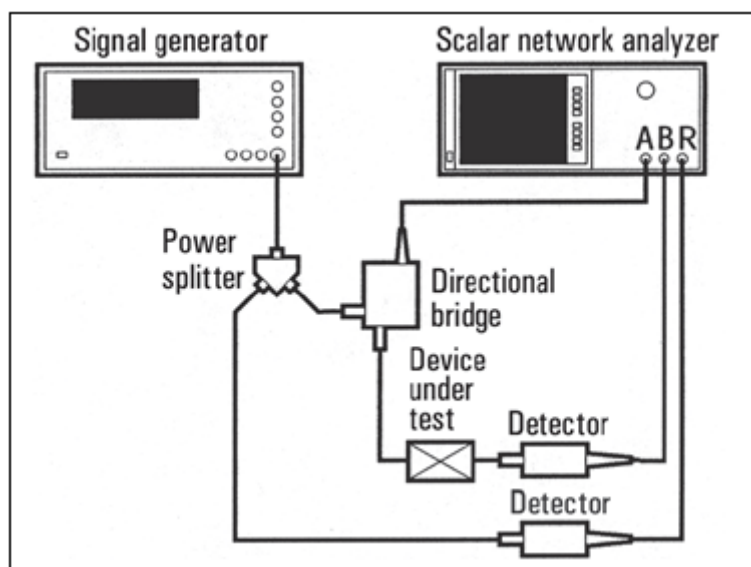


FIGURE II.1 – *Système typique de mesure d'un analyseur scalaire de réseau*

Les étapes de calibrage pour les mesures de transmission et de réflexion ont été décrites dans [55] [45] [56].

#### a. *Mesure en transmission*

Les analyseurs de réseau scalaires ne mesurant pas la phase d'un signal quelconque, le processus d'étalonnage est assez simple et plus rapide. L'étalonnage pour les mesures de transmission est donc un processus d'établissement d'un niveau auquel les valeurs mesurées seront référées. Le détecteur est relié à la source et l'appareil balaye le signal faisant l'acquisition des mesures dans une gamme de fréquence donnée.

Le dispositif à mesurer est alors placé entre la source et le détecteur et le balayage du signal dans la même gamme de fréquence permet la comparaison entre ces nouvelles mesures et celles déjà stockées dans l'analyseur. La différence entre ces mesures est due au dispositif sous test et à l'ensemble des erreurs présentes dans le système de mesure. Le détecteur étant relié à la source et le dispositif sous test relié à la source et au détecteur, les pertes de désadaptation peuvent être considérables dans ce système de mesure. Des mesures sur des atténuateurs ou coupleurs bien adaptés permettent la réduction de ces erreurs si leurs valeurs sont soigneusement choisies.

Les atténuateurs possédant des fortes valeurs fournissent souvent une meilleure isolation contre les réflexions parasites et les effets de désadaptation, mais réduisent également l'amplitude du signal ; ce qui réduit la plage dynamique effective de la mesure.

Une autre alternative consiste à utiliser un deuxième détecteur et un diviseur de puissance. Le rapport de puissance au niveau des ports de sortie du diviseur est pris comme référence et le dispositif à mesurer est raccordé entre un port de sortie et son détecteur. La différence entre la référence et les nouvelles mesures à effectuer sera due au dispositif sous test.

### ***b. Mesure en réflexion***

Les mesures en réflexion sont aussi précédées d'un processus de calibrage similaire en fixant une référence autour de laquelle les mesures à faire seront comparées.

Premièrement, le port du pont directionnel d'entrée est connecté au générateur et un court-circuit est relié à son port de test. Le générateur balaye la gamme de fréquences désirée et les mesures effectuées sont stockées dans l'analyseur.

Le court-circuit est ensuite remplacé par un circuit ouvert et un nouveau balayage en fréquence permet le stockage de ces mesures.

La moyenne de ces deux séries de mesure est utilisée comme référence pour toutes les valeurs mesurées de réflexion. Il est important que le circuit ouvert et le court-circuit soient exactement déphasés de  $180^\circ$  dans toute la gamme de fréquence afin d'éviter d'autres erreurs de mesure ; car un circuit ouvert est toujours capacitif et un court-circuit shunte efficacement toute capacité. Il est pratiquement impossible de satisfaire cette condition sur toute la gamme de fréquence. Les erreurs qui en résultent sont normalement incluses dans les erreurs liées à l'adaptation de la source du pont directionnel.

Comme pour les mesures en transmission, des compromis entre vitesse et coût sont souvent faits pour s'assurer de l'obtention des mesures de qualité. A titre d'exemple, il est recommandé d'inclure un diviseur de puissance à l'entrée du pont et connecter un détecteur à son port de sortie.

L'analyseur est alors disposé pour mesurer le rapport du pont sur la sortie du détecteur. Le diviseur de puissance et le détecteur remplissent trois fonctions :

1. Ils mesurent et compensent automatiquement toute variation de puissance de sortie du générateur.
2. Lorsque différents dispositifs (donc avec différentes impédances) sont connectés sur le port de sortie du pont directionnel (circuits ouverts, courts-circuits, dispositifs sous test), il est possible de provoquer des modifications sur l'amplitude de sortie du générateur. Ce phénomène est presque éliminé par cette configuration.
3. Le générateur micro-onde et le diviseur de puissance présentent des désadaptations qui sont transmises à travers le pont directionnel ; ce qui aura un effet sur les mesures résultantes. L'utilisation de cette méthode permet l'amélioration de la désadaptation au

port du pont directionnel, ce qui réduit, par conséquent, considérablement les erreurs de mesure.

### c. Problèmes liés aux mesures des analyseurs scalaires

Le système de mesure de l'analyseur de réseau scalaire est constitué d'un générateur micro-onde, d'un détecteur (ou pont et détecteur) et d'un analyseur de réseau scalaire. Le fonctionnement de ce dernier est très similaire à celui d'un oscilloscope, ce qui peut engendrer deux types de problème.

- Le premier est l'utilisation des diodes comme détecteurs car elles ont des réponses différentes en fonction du niveau de puissance appliqué. À faibles puissances (moins de -30 dBm), les détecteurs ont généralement une réponse proportionnelle au carré de la puissance appliquée; mais elle se rapproche d'une réponse linéaire au fur et à mesure que la puissance appliquée augmente.

Les concepteurs des premiers analyseurs scalaires compensaient cet effet en insérant une boucle de rétroaction active pour conditionner l'étage amplificateur dans l'analyseur; tandis que dans les analyseurs scalaires modernes, ces effets sont compensés numériquement.

- Le deuxième problème est la réponse en fréquence du détecteur à diodes. Ce dernier a souvent une très large réponse en fréquence, qui se traduit par sa capacité à détecter et ajouter de nombreux petits signaux au signal de mesure. Ainsi, l'ensemble de ces petits signaux à faibles amplitudes constitue un plancher de bruit de l'ordre de -70 dBm. A ce niveau, la composante aléatoire dans les mesures est généralement trop importante pour des mesures sensibles.

Les mesures à effectuer avec l'analyseur scalaire sont souvent limitées à -60 dBm.

#### II.1.3.2 Calibrage d'un analyseur vectoriel

L'utilisation d'un système de mesure d'un analyseur de réseau vectoriel est assez simple et moins encombrante. La figure II.2 en montre un exemple [21].

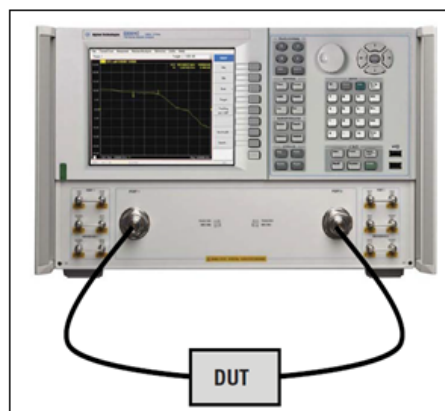


FIGURE II.2 – Système typique de mesure d'un analyseur vectoriel de réseau

« L'amélioration de la précision » est la procédure généralement utilisée pour réduire les erreurs de mesure dues à l'analyseur de réseau vectoriel. L'analyseur de réseau est testé à l'aide de standards dont les comportements sont connus, de sorte que les erreurs dans la mesure soient retirées mathématiquement. Chaque standard, utilisé pour ce test, est conçu pour sa performance sur un seul paramètre (par exemple un court-circuit devrait réfléchir totalement le signal se présentant à son port alors qu'une charge devrait tout absorber). Ces standards sont donc plus simples à concevoir que les coupleurs parfaits, nécessaires dans l'analyseur scalaire. Le terme « calibrage ou étalonnage » est généralement employé pour décrire cette procédure de « l'amélioration de la précision » des mesures effectuées par les analyseurs de réseau vectoriels.

Ces mesures sont entachées, de manière globale, de deux types d'erreurs : systématique et aléatoires. Les erreurs systématiques sont reproductibles, donc corrigibles et sont le type d'erreurs qui est concerné par la procédure de calibrage des analyseurs vectoriels ; tandis que les erreurs aléatoires sont les résultats des variations du bruit, de la répétabilité des connexions, de la dérive de température et d'autres changements physiques survenant entre le calibrage et les mesures.

L'ensemble de toutes ces erreurs touchent à la fois les mesures en réflexion et en transmission. De ce fait, la mesure qui en résulte est la somme vectorielle de la réponse du dispositif sous test ainsi que tous les termes d'erreurs. Cependant, dans les mesures hyperfréquences, les erreurs systématiques sont la source d'erreurs la plus importante.

Comme nous l'avons détaillé au chapitre précédent, les erreurs systématiques sont modélisées et les méthodes de calibrage de l'analyseur vectoriel de réseau reposent sur ces modèles [55].

### a. Calibrage des mesures « 1-port » ou calibrage OSL (OSM)

Tant que l'appareil de mesure n'a pas été calibré, les mesures du coefficient de réflexion (amplitude et phase) d'un dispositif sous test seront toujours différentes des valeurs intrinsèques, même si ces mesures sont effectuées avec la plus grande précaution possible. Les erreurs compromettant la mesure sont la directivité ( $e_{00}$ ), la réponse en fréquence en réflexion ( $e_{10}e_{01}$ ) et la désadaptation de source ( $e_{11}$ ) (Figure II.3).

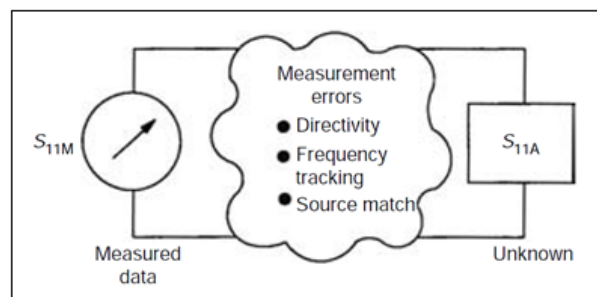


FIGURE II.3 – Source d'erreurs en mesure de réflexion

Le modèle représentatif de ces erreurs a été donné par la figure I.15 et la relation mathématique qui existe entre elles a été traduite par l'équation (I.16).

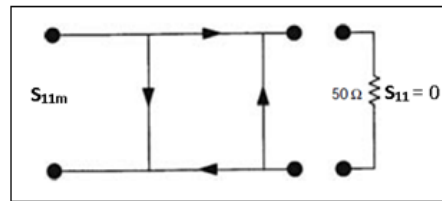


$$S_{11m} = e_{00} + \frac{e_{10}e_{01}S_{11}}{1 - e_{11}S_{11}}$$

Connaissant les valeurs du paramètre de réflexion mesuré ( $S_{11m}$ ) et les valeurs des trois termes d'erreurs ( $e_{00}$ ,  $e_{11}$ ,  $e_{10}e_{01}$ ) qui varient en fonction de la fréquence, il devient possible de déterminer les valeurs réelles (proches des valeurs exactes) du paramètre de réflexion ( $S_{11}$ ).

Les valeurs des termes d'erreurs sont obtenues par la procédure de calibrage qui y correspond. La procédure consiste à faire des mesures de ce système au niveau des plans de référence en utilisant indépendamment trois standards de calibrage dont les paramètres de réflexion ( $S_{11}$ ) sont parfaitement connus à chaque fréquence. Les standards considérés sont une charge adaptée (*LOAD* ou *MATCH*), un court-circuit (*SHORT*) et un circuit ouvert (*OPEN*).

- Le premier standard utilisé est la charge adaptée, qui est caractérisée par une absorption totale du signal incident. Le coefficient de réflexion est alors égal à zéro ( $S_{11} = 0$ ). Elle permet de déterminer le terme de la directivité. Une « charge parfaite » ne présentant pas de réflexion au plan de référence (figure II.4) est difficilement réalisable ; cependant, l'utilisation de très bonnes charges dans la plage de fréquence considérée est possible.

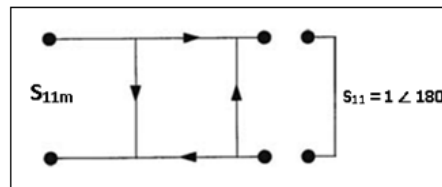


$$S_{11m} = e_{00} + \frac{e_{10}e_{01}(0)}{1 - e_{11}(0)}$$

FIGURE II.4 – *Modèle de mesure de « charge parfaite »*

Le paramètre de réflexion mesuré est donc la somme de la directivité effective et de la réflexion effective de la charge ( $S_{11m} = e_{00}$ ).

- Ensuite le standard court-circuit est utilisé (II.5). Grâce à la connaissance précise de sa réponse sur chaque point de fréquence, il permet d'établir une deuxième condition.

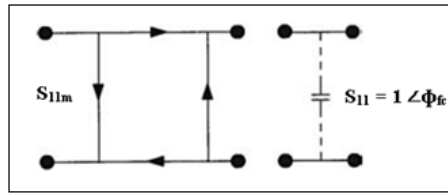


$$S_{11m} = e_{00} + \frac{e_{10}e_{01}(-1)}{1 - e_{11}(-1)}$$

FIGURE II.5 – *Modèle de mesure du court-circuit*

Le court-circuit présente un déphasage théorique de  $180^\circ$ .

— Enfin, le troisième et dernier standard utilisé est le circuit ouvert (II.6).



$$S_{11m} = e_{00} + \frac{e_{10}e_{01} (1\angle\Phi_c)}{1 - e_{11} (1\angle\Phi_c)}$$

FIGURE II.6 – *Modèle de mesure du circuit ouvert*

Afin de modéliser avec précision les variations de la phase en fonction de la fréquence dues à la capacité de bord du connecteur ouvert, un circuit ouvert blindé spécialement conçu pour cette étape est utilisé. La troisième condition indépendante est obtenue. Pour finir la procédure de calibrage « 1-port », les termes d’erreurs ( $e_{00}$ ,  $e_{11}$ ,  $e_{10}e_{01}$ ) sont calculés à partir des mesures effectuées sur les trois standards parfaitement connus, et leurs valeurs sont stockées dans l’analyseur.

Lors de la mesure « 1-port » d’un dispositif, ces valeurs sont soustraites numériquement du coefficient de réflexion mesuré. Le paramètre de réflexion intrinsèque ainsi trouvé est donné par l’équation (II.1).

$$S_{11} = \frac{S_{11m} - e_{00}}{e_{11} (S_{11} - e_{00}) + e_{10}e_{01}} \tag{II.1}$$

**b. Calibrage des mesures « 2-port »**

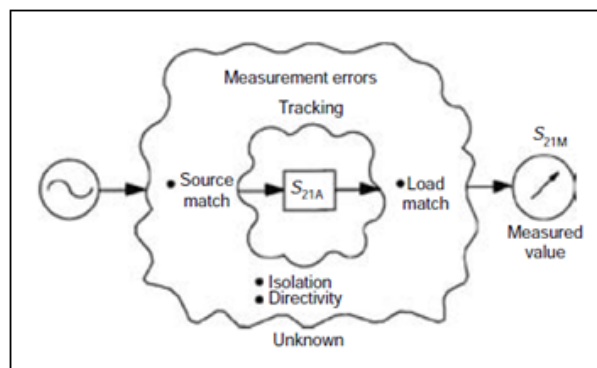


FIGURE II.7 – *Source d’erreurs en mesure de transmission*

Les mesures « 2-ports » concernent les mesures en transmission bien qu’il soit également possible de mesurer les coefficients de réflexion. L’établissement des modèles d’erreurs se fait similairement à celui du modèle « 1-port ». Les sources d’erreurs dues à la transmission qui s’ajoutent à celles dues à la réflexion sont la réponse en fréquence en transmission, la désadaptation de la charge et l’isolation (figure II.7). Ces erreurs seront corrigées en utilisant les modèles d’erreurs « 2-ports ».

Selon la procédure de calibrage (les procédures de calibrage feront l'objet de la deuxième partie de ce chapitre), l'un des modèles d'erreurs sera utilisé pour les calculs de correction. Ces modèles sont déjà détaillés au premier chapitre (modèles à douze termes d'erreurs, à huit termes d'erreurs, . . .).

La figure II.8 rappelle le modèle à douze termes d'erreurs et il existe deux notations pour les erreurs systématiques rencontrées dans la littérature (tableau II.2).

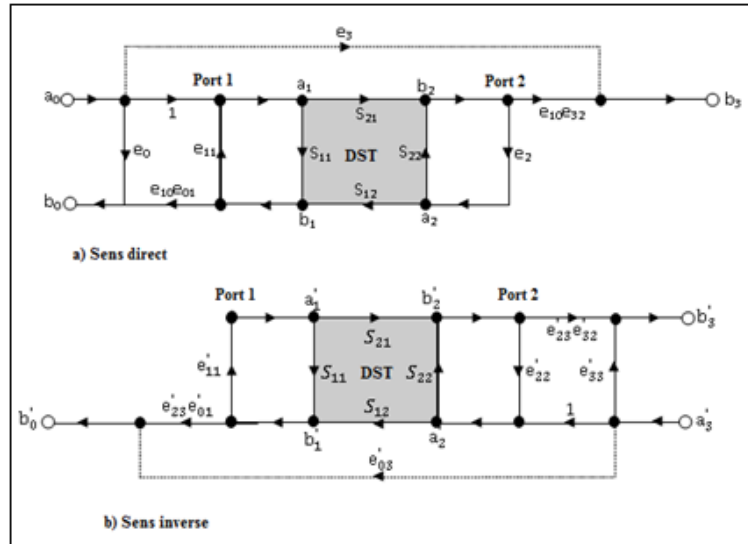


FIGURE II.8 – Modèle à douze termes d'erreurs

Erreurs systématiques	Notations numériques	Notations alphabétiques
Directivité (Port 1)	$e_{00}$	$E_{DF}$
Désadaptation de source (Port 1)	$e_{11}$	$E_{SF}$
Poursuite en réflexion (Port 1)	$e_{10}e_{01}$	$E_{RF}$
Désadaptation de charge (Port 2)	$e'_{22}$	$E_{LF}$
Poursuite en transmission (Port 1)	$e_{10}e_{32}$	$E_{TF}$
Isolation (Port 1)	$e_{30}$	$E_{XF}$
Directivité (Port 2)	$e'_{33}$	$E_{DR}$
Désadaptation de charge (Port 1)	$e_{22}$	$E_{SR}$
Poursuite en réflexion (Port 2)	$e'_{23}e'_{32}$	$E_{RR}$
Désadaptation de source (Port 1)	$e'_{11}$	$E_{LR}$
Poursuite en transmission (Port 2)	$e'_{23}e'_{01}$	$E_{TR}$
Isolation (Port 2)	$e'_{03}$	$E_{XR}$

TABLE II.2 – Les douze termes d'erreurs d'un VNA

Le calcul de correction à l'aide de ce modèle peut se faire en trois étapes [45].

- La première consiste à calibrer le port 1 de l'analyseur vectoriel en utilisant la même procédure décrite pour le calibrage des mesures « 1-port » (mesures des coefficients de réflexion des trois standards cités ci-haut). Ainsi, à partir de l'équation (I.16), on obtient un système linéaire de trois équations à trois inconnues où :

$\Gamma_{m1}, \Gamma_{m2}$  et  $\Gamma_{m3}$  : Coefficients de réflexion mesurés des trois standards

$\Gamma_1, \Gamma_2$  et  $\Gamma_3$  : Coefficients de réflexion vrais et connus des trois standards

$$\Delta_e = e_{00}e_{11} - e_{10}e_{01}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & \Gamma_{m1}\Gamma_1 & \Gamma_1 \\ 1 & \Gamma_{m2}\Gamma_2 & \Gamma_2 \\ 1 & \Gamma_{m3}\Gamma_3 & \Gamma_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{00} \\ e_{11} \\ -\Delta_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{m1} \\ \Gamma_{m2} \\ \Gamma_{m3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

La directivité, la désadaptation de source et les erreurs de poursuite en réflexion sont déterminées.

- La deuxième étape permet de déterminer les erreurs d'isolation entre les deux ports en y plaçant des charges adaptées. La mesure du paramètre de transmission ( $S_{21m}$ ) donne directement ce terme d'erreur.
- Et enfin, les deux ports sont connectés et la désadaptation de charge au niveau du port 2 est mesurée ; le port 1 étant calibré. Ensuite les erreurs de poursuite en transmission sont calculées.

$$e'_{22} = \frac{S_{11m} - e_{00}}{S_{11m}e_{11} - \Delta_e} \quad (\text{II.3a})$$

$$e_{10}e_{32} = (S_{21m} - e_{30})(1 - e_{11}e_{22}) \quad (\text{II.3b})$$

Les mêmes étapes doivent être répétées dans le sens inverse pour compléter la procédure de calibrage. Ainsi, à partir des équations (I.17), les paramètres S intrinsèques du dispositif sous test sont obtenus comme suit :

$$S_{11} = \frac{\left(\frac{S_{11m}-e_{00}}{e_{10}e_{01}}\right) \left[1 + \left(\frac{S_{22m}-e'_{33}}{e'_{23}e_{32}}\right) e'_{22}\right] - e_{22} \left(\frac{S_{21m}-e_{30}}{e_{10}e_{32}}\right) \left(\frac{S_{12m}-e'_{03}}{e'_{23}e_{01}}\right)}{D} \quad (\text{II.4a})$$

$$S_{21} = \frac{\left(\frac{S_{21m}-e_{30}}{e_{10}e_{32}}\right) \left[1 + \left(\frac{S_{22m}-e'_{33}}{e'_{23}e_{32}}\right) (e'_{22} - e_{22})\right]}{D} \quad (\text{II.4b})$$

$$S_{12} = \frac{\left(\frac{S_{12m}-e'_{03}}{e'_{23}e_{01}}\right) \left[1 + \left(\frac{S_{11m}-e_{00}}{e_{10}e_{01}}\right) (e_{11} - e'_{11})\right]}{D} \quad (\text{II.4c})$$

$$S_{22} = \frac{\left(\frac{S_{22m}-e'_{33}}{e'_{23}e_{32}}\right) \left[1 + \left(\frac{S_{11m}-e_{00}}{e_{10}e_{01}}\right) e_{11}\right] - e'_{11} \left(\frac{S_{21m}-e_{30}}{e_{10}e_{32}}\right) \left(\frac{S_{12m}-e'_{03}}{e'_{23}e_{01}}\right)}{D} \quad (\text{II.4d})$$

$$D = \left[ 1 + \left( \frac{S_{11m} - e_{00}}{e_{10}e_{01}} \right) e_{11} \right] \left[ 1 + \left( \frac{S_{22m} - e'_{33}}{e'_{23}e'_{32}} \right) e'_{22} \right] - \left( \frac{S_{21m} - e_{30}}{e_{10}e_{32}} \right) \left( \frac{S_{12m} - e'_{03}}{e'_{23}e'_{01}} \right) e_{22}e'_{11} \quad (\text{II.4e})$$

## II.2 Procédures de calibrage d'un analyseur vectoriel

Les deux principales catégories des modèles d'erreurs sont les modèles à douze termes d'erreurs et à huit termes d'erreurs. Il existe deux grands groupes de procédure de calibrage pour les mesures « 2-ports » exploitant ces modèles. Les tableaux II.3 et II.4 (non exhaustifs) regroupés à la fin du chapitre, donnent un récapitulatif des procédures de calibrage, de leurs avantages et inconvénients et des erreurs corrigées.

On dénombre diverses procédures dérivées des procédures de calibrage de base, mais dans les parties qui suivent, nous n'en détaillerons que quelques-unes parmi les plus connues et utilisées.

### II.2.1 Procédures de calibrage direct

Ce type de calibrage est le type classique des procédures de calibrage. Il regroupe l'ensemble des méthodes qui exigent la connaissance parfaite des paramètres de tous les standards utilisés [57]. Ces procédures s'appliquent généralement au modèle à douze termes d'erreurs en s'appuyant sur les étapes et les calculs détaillés au paragraphe précédent.

#### II.2.1.1 Calibrage *SOLT* (*OSTL*) standard

Le calibrage *SOLT*, dit calibrage standard, est l'une des premières procédures à être employée pour calibrer l'analyseur de réseau vectoriel [58], [59]. Cette procédure est la plus populaire car elle offre une grande précision pour les mesures « 2-ports » sans calculs complexes [60]. Elle nécessite quatre standards de calibrage (figure II.9). Le calibrage *SOLT* consiste dans ce cas à mesurer les signaux réfléchis aux deux ports, successivement avec un circuit ouvert (*OPEN*), un court-circuit (*SHORT*) et une charge (*LOAD*). Le signal de transmission est obtenu en connectant directement les deux ports (*THRU*).

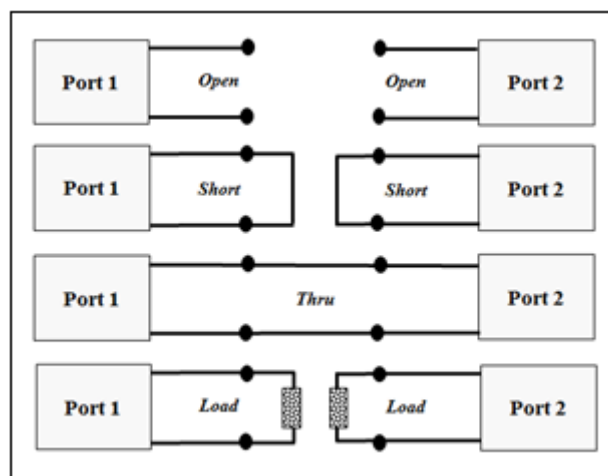


FIGURE II.9 – Standards de calibrage *SOLT*

Ces étalons standards sont parfaitement connus, modélisés et permettent de déterminer les 12 termes d'erreurs systématiques. Les modèles électriques équivalents généralement utilisés

pour les trois standards de réflexion sont représentés sur la figure II.10 [61].

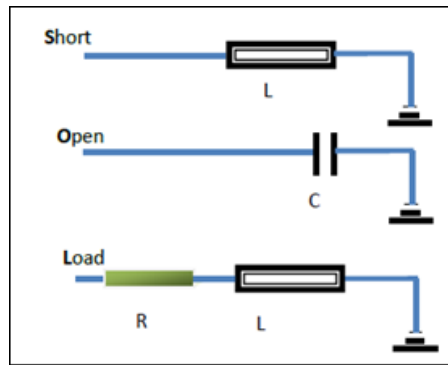


FIGURE II.10 – Modèles équivalents des standards du calibrage *SOLT*

Le court-circuit est modélisé par une inductance due au courant qui parcourt la partie métallique, le circuit ouvert par une capacité liée à la propagation des ondes entre la pointe *signal* (*S*) et la pointe de *masse* (*G* – *Ground*) de la sonde en technologie planaire [62]. La charge est représentée par une résistance et une inductance due au courant qui parcourt la partie métallique. La procédure *SOLT* est la mieux adaptée pour les mesures en structure coaxiale et en guide d'onde.

Bien qu'elle soit la plus utilisée et implémentée dans tous les analyseurs vectoriels modernes [63], elle présente, en pratique, certaines limites. Les plus importantes sont :

- la difficulté de la réalisation de tous les standards pour le cas des structures planaires, d'autant plus qu'ils doivent l'être dans la même technologie que le DST [28] ;
- la détermination des capacités et inductances parasites des standards qui devient difficile dans le domaine hyperfréquence [64].

Les pertes dans le substrat et dans la ligne *THRU* imposent l'ajout d'éléments électriques pour la modélisation des standards [65]. Les modèles électriques doivent décrire parfaitement le comportement physique des standards considérés. Ainsi, pour remédier en partie à cet inconvénient dû aux pertes, un modèle complet pour la charge adaptée  $50 \Omega$  a été proposé [66] (Figure II.11).

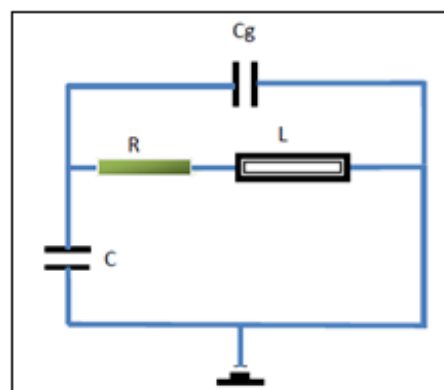


FIGURE II.11 – Modèle électrique de la charge adaptée

Ces lacunes peuvent limiter son application pour des mesures allant jusqu'à 20 GHz afin

d'obtenir des résultats fiables [67]. Néanmoins, des procédures (parfois complexes) permettant l'amélioration des standards ont déjà été mises au point. Ainsi, la bande de fréquence de mesure avec la procédure *SOLT* peut s'étendre jusqu'à 110 GHz [68].

### II.2.1.2 Quelques variantes du calibrage *SOLT*

Il existe plusieurs variantes de la procédure *SOLT* qui diffèrent généralement par le nombre des standards, le nombre des connexions de standards ou le changement des paramètres d'un standard. Ces variantes ont pour but d'alléger les calculs de la procédure initiale ou de s'adapter à des applications bien précises. Nous présenterons brièvement certaines de ces méthodes.

#### a. Calibrage TOSM

La procédure *TOSM* (*THRU – OPEN – SHORT – MATCH*) se base également sur le même principe que la procédure *SOLT* et a été proposée par [69]. Elle réduit le nombre de connexions de standards sur les ports de mesure par le fait qu'elle utilise le modèle à huit termes à la place du modèle à douze termes. Les erreurs aléatoires liées à la répétabilité de connexion sont ainsi réduites. Pour déterminer les termes d'erreurs inconnus nécessaires pour cette technique, les standards « 1-port » doivent être mesurés sur les deux ports de l'analyseur et le *THRU* également. Il est aussi possible de déterminer la diaphonie en terminant les 2 ports de l'analyseur par des *MATCHS* et en faisant les mesures dans les deux sens, direct et inverse [34].

#### b. Calibrage SOLR

Cette procédure, qui diffère de la procédure *SOLT* par l'utilisation d'un autre standard (*R – RECIPROCAL THRU* ou *UNKNOWN THRU*) que le *THRU*, a été décrite pour la première fois par [70]. Lors du calibrage, les mêmes étapes sont maintenues pour les mesures des standards de réflexion mais la seule condition concernant le standard de transmission utilisé est qu'il soit réciproque (c'est-à-dire  $S_{12} = S_{21}$ ; pas d'hypothèses à poser sur ses paramètres de réflexion) [54]. L'avantage de cette méthode est qu'elle est mieux adaptée dans les cas où un *THRU* est difficile à définir [71], [72], [73] :

- cas de calibrage coaxial où les connecteurs de deux ports sont de type différent ;
- en planaire lorsque le *THRU* est une ligne de transmission désadaptée ;
- cas de calibrage qui doit être fait à travers un ensemble de test (en coaxial ou en guide d'onde) et où les désadaptations et pertes sont inconnues et dépendent fortement de la fréquence ;
- cas où les ports des dispositifs sous test sont orthogonaux.

La figure II.12 donne une illustration de certains de ces cas où la *SOLR* doit être effectuée.



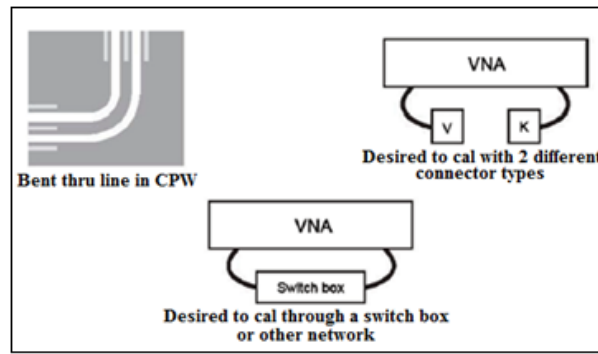


FIGURE II.12 – Certains cas d'utilisation de SOLR

### c. Calibrage QSOLT

Cette procédure impose également la connaissance des paramètres de tous les standards (*SHORT – OPEN – LOAD – THRU*). Toutefois, elle supprime la nécessité de faire les mesures des standards « 1-port » aux deux ports de l'analyseur. Autrement, les mesures de trois standards de réflexion doivent uniquement se faire à l'un des deux ports [74]. De ce fait, comme la lettre *Q* (*QUICK*) utilisée pour sa désignation, cette méthode est plus rapide. Cependant, il est important de noter qu'un analyseur vectoriel calibré avec la procédure *QSOLT* présente des erreurs de mesure importantes à son deuxième port ; le port sur lequel les standards « 1-port » n'ont pas été connectés lors du calibrage [75].

## II.2.2 Procédures d'autocalibrage

Le grand avantage des procédures d'autocalibrage est l'utilisation des standards dont les caractéristiques ne sont que partiellement connues pour la détermination des erreurs systématiques. Cet aspect rend donc la fabrication de standards plus facile, et la possibilité d'utiliser des standards inconnus permet de calibrer des systèmes complexes tels que les dispositifs non insérables. Ces procédures offrent une meilleure précision de mesures car le calibrage dépend moins des standards [53].

De nombreux algorithmes [76], [69], [77], [78] ont été développés visant l'obtention d'une formulation générale qui englobe toutes les procédures d'autocalibrage existantes.

Les procédures d'autocalibrage se basent généralement sur le modèle à huit termes (Figure II.13) pour les calculs des termes d'erreurs et la majorité de celles qui sont connues peut être regroupée sous les noms de calibrage *TXX* (aussi *LXX*) ou *TX* (aussi *LX*). Le nombre de standards mis en jeu n'excède pas trois standards mais donne lieu à plusieurs combinaisons. Il existe, de ce fait, plusieurs types de calibrage pour chacun de deux groupes (*TXX* et *TX*).

Dans le cas de calibrage *TXX*, le premier étalon doit être parfaitement connu. Le standard le plus simple pour vérifier cette condition est la connexion directe (*THRU*) entre les deux ports de mesure, mais il est aussi possible d'utiliser une ligne (*LINE*) comme standard de référence et dont les caractéristiques doivent être identifiées. Les deux autres standards (*XX*) ne sont que partiellement connus. On peut donc avoir les calibrages suivants : *TRL*, *LRL*, *TAR*, *LRM*,

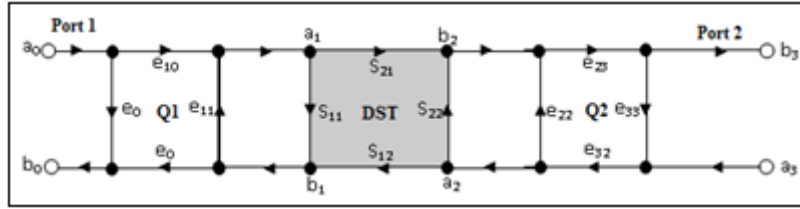


FIGURE II.13 – Modèle d'erreurs à huit termes

$TZN$ ,  $LNN$ , etc.

$R$  est un dipôle à fort coefficient de réflexion inconnu (court-circuit ou circuit ouvert),  $Z$  est une impédance série,  $A$  est un atténuateur et  $N$  (*NETWORK*) représente un quadripôle symétrique ( $S_{12} = S_{21}$ ) dont les paramètres  $S$  sont inconnus.

Les procédures qui se basent sur deux standards ( $TX$  ou  $LX$ ) ont le même principe. Les caractéristiques du premier étalon doivent être totalement connues tandis que celles du deuxième standard ne le sont pas. Ce faible nombre de standards provient de la considération de deux hypothèses [28] :

- soit le système à calibrer est symétrique, ce qui réduit le nombre d'inconnues à trois ;
- soit une pseudo-symétrie est envisagée, c'est-à-dire que le rapport des paramètres  $S_{21}$  et  $S_{12}$  des deux quadripôles d'erreurs soit égale à 1 ( $e_{00} = e_{23}$  et  $e_{10} = e_{32}$ ). Ce qui réduit le nombre d'inconnues à cinq.

Ce calibrage a été conçu pour corriger les effets liés à l'utilisation d'une monture de test arbitraire, l'analyseur ayant été initialement calibré au niveau de ses terminaisons coaxiales [79]. Cette procédure qui englobe deux calibrages est appelée « calibrage deux – tiers » ou épluchage. Mais le calibrage  $TX$  ( $LX$ ) peut aussi être directement utilisé (calibrage « un-tiers ») dans le cas où le système de mesure est parfaitement symétrique. Un des processus de calculs de termes d'erreurs employé par les procédures d'autocalibrage [80] que nous présentons brièvement dans cette partie est basé sur la relation entre les matrices cascades des paramètres mesurés et intrinsèques des standards [45]. La matrice cascade mesurée ( $T_M$ ) d'un standard est donnée par l'équation (II.5) où :

$T$  : matrice cascade réelle du standard

$T_X$  et  $T_Y$  : matrices cascades des quadripôles d'erreurs  $Q_1$  et  $Q_2$  à déterminer.

$$T_M = T_X T T_Y \quad (\text{II.5})$$

La relation (I.10) permet d'écrire les expressions des matrices cascades  $T$ ,  $T_M$ ,  $T_X$  et  $T_Y$  :

$$T = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} -\Delta_s & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6a})$$

$$T_M = \frac{1}{S_{21M}} \begin{bmatrix} -\Delta_M & S_{11M} \\ -S_{22M} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6b})$$

$$T_X = \frac{1}{e_{10}} \begin{bmatrix} -\Delta_X & e_{00} \\ -e_{11} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6c})$$

$$T_Y = \frac{1}{e_{32}} \begin{bmatrix} -\Delta_Y & e_{22} \\ -e_{33} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6d})$$

Avec :

$$\Delta_s = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}; \Delta_M = S_{11M}S_{22M} - S_{12M}S_{21M}$$

$$\Delta_X = e_{00}e_{11} - e_{01}e_{10}; \Delta_Y = e_{22}e_{33} - e_{32}e_{23}$$

A partir des équations (II.6), l'équation (II.5) devient :

$$T_M = \frac{1}{e_{10}e_{32}} \begin{bmatrix} -\Delta_X & e_{00} \\ -e_{11} & 1 \end{bmatrix} T \begin{bmatrix} -\Delta_Y & e_{22} \\ -e_{33} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Les paramètres mesurés de trois standards permettent d'obtenir douze équations en considérant l'équation (II.7). Ce modèle détermine sept termes d'erreurs dont trois sont au premier port ( $e_{00}$ ,  $e_{11}$  et  $\Delta_X$ ), trois autres au second port ( $e_{22}$ ,  $e_{33}$  et  $\Delta_Y$ ) et un terme d'erreur en transmission ( $e_{10}e_{32}$ ). Le tableau II.3 donne un exemple de combinaisons possibles pour avoir les sept conditions nécessaires à l'obtention des termes d'erreurs.

- La mesure du premier standard ( $T$ ) dont les paramètres sont connus donne quatre conditions. Il peut être une ligne ( $L$ ) dont les paramètres sont connus et le plan de référence est fixé à son centre.
- La seule condition sur le deuxième standard est qu'il soit adapté; donc qui a une impédance de référence  $Z_0$ . Ses paramètres de transmission n'ont pas besoin d'être connus car ils seront déterminés par la procédure d'autocalibrage. Cela donne le choix à l'utilisation de plusieurs composants 2-ports comme une ligne de transmission, une paire de charges adaptées ou un atténuateur. Ce standard détermine deux conditions.
- La dernière condition est donnée par la mesure d'un étalon à fort coefficient de réflexion inconnu mais identique sur les deux ports.

Il existe aussi des méthodes de calculs de termes d'erreurs qui exploitent directement les paramètres  $S$ . Elles sont largement utilisées et facilitent les étapes de calculs car aucune transformation des paramètres mesurés n'est nécessaire comme la méthode développée par [77].

Quelques procédures  $TXX$  (ou  $LXX$ ) et  $TX$  (ou  $LX$ ) seront brièvement présentées dans les paragraphes suivants.

### II.2.2.1 Calibrage *TSD* (*THRU* – *SHORT* – *DELAY*)

Ce calibrage développé par [81] est la base de toutes les procédures d'autocalibrage. Les trois étapes de cette procédure sont (figure II.14) :

- la connexion directe des accès (*THRU*);
- la connexion des accès à travers un tronçon de ligne (*DELAY*);
- terminaison de chaque accès par un court-circuit connu.

La connaissance des caractéristiques du *DELAY* et la longueur du standard *THRU* n'est pas nécessaire mais le standard *SHORT* doit absolument être connu avec précision. C'est la première limite de cette procédure car dans la pratique, il est difficile, en technologie planaire, de concevoir un court-circuit avec une grande précision.

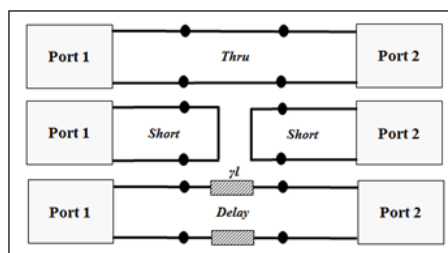


FIGURE II.14 – Standards du calibrage *TSD*

La deuxième limite est la différence de longueur entre les deux lignes (*THRU* et *DELAY*) imposée par la procédure. La phase de cette différence ne doit jamais être égale à un multiple de  $180^\circ$ . Cette contrainte réduit la bande fréquentielle de travail.

### II.2.2.2 Calibrage *TRL* (*THRU* – *REFLECT* – *LINE*)

La procédure *TRL* [80] est la plus utilisée pour la mesure en analyse de réseau. Le standard *SHORT* avec des caractéristiques connues précisément de la procédure *TSD* est remplacé par le standard *REFLECT* où une terminaison à fort coefficient de réflexion inconnu (mais non nul) est utilisée. Cette procédure impose la connaissance des paramètres du standard *THRU* mais pas celle du standard *LINE*, excepté son impédance caractéristique.

L'avantage de cette procédure est donc lié à la possibilité d'utiliser des standards de caractéristiques électriques partiellement connus. Les paramètres à connaître sont plus faciles à évaluer. L'inconvénient majeur est la limitation de la bande fréquentielle de travail due à l'utilisation de deux lignes.

Nous reviendrons sur la présentation de cette procédure au chapitre suivant.

### II.2.2.3 Calibrage *LRM* (*LINE* – *REFLECT* – *MATCH*)

Cette procédure, décrite en [82], est une alternative du calibrage *TRL*. Elle s'appuie sur la même méthode de calcul mais le standard *LINE* est remplacé par une charge  $50 \Omega$  (*MATCH*).

L'impédance de la charge adaptée définit l'impédance de référence du système et de la mesure des paramètres S [35].

La méthode *LRM* corrige l'inconvénient du calibrage *TRL* qui limite la bande de fréquence de travail ; la charge adaptée permet de calibrer le système sur une large bande de fréquence. Contrairement à la *TRL*, elle est aussi efficace pour les mesures en basses fréquences car le modèle électrique de la charge adaptée est pratiquement la résistance DC de la résistance avec une inductance en série [83].

Cependant, cet avantage qui réside uniquement sur la connaissance du standard *MATCH* devient un inconvénient dans le domaine hyperfréquence. Le modèle simplifié cité plus haut (figure II.11) n'est plus approprié [84]. Les parties réelle et imaginaire de la charge varient de façon importante. De plus, une charge adaptée  $50 \Omega$  sur une large bande de fréquence est difficilement réalisable dans la pratique.

De nombreuses études prenant en compte ces variations ont été faites, soit en proposant des modèles électriques plus complexes de la charge, soit en utilisant des méthodes numériques qui représentent les parties réelle et imaginaire de la charge par un polynôme d'ordre défini. Dans ce cas, les calculs de correction se font de façon externe par des logiciels.

Pour un calibrage avec des pointes GSG (Ground-Signal-Ground) sur ligne coplanaire, il existe deux technologies pour réaliser des charges adaptées  $50 \Omega$  qui sont la mise en parallèle de deux charges de  $100 \Omega$  et la mise en série d'une charge sur la partie signal de la ligne coplanaire (figure II.15).

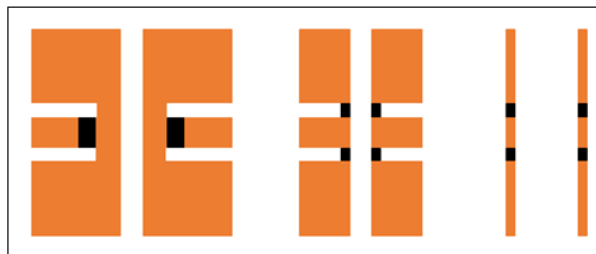


FIGURE II.15 – Standards MATCHS en technologie coplanaire

Une variante du calibrage *LRM* est la procédure *LRRM* (*LINE – REFLECT – REFLECT – MATCH*) développée par Cascade Microtech. Elle n'est pas intégrée (jusqu'à présent) dans les analyseurs et le calibrage est effectué sur un logiciel externe. Les caractéristiques des deux standards de réflexion utilisés, *SHORT* et *OPEN*, n'ont pas besoin d'être connues. Le standard *MATCH* est mesuré sur un seul port pendant les étapes de calibrage.

L'avantage de cette procédure est la connaissance uniquement des paramètres de l'étalon *LINE* et la résistance DC de la charge, qui peut ne pas être précisément égale à  $50 \Omega$  [67].

La redondance de l'information provenant de la mesure des autres standards permet de déterminer, de façon automatique, l'inductance en série de la charge [85].

Comme la procédure *QSOLT* décrite précédemment, la mesure de l'étalon *MATCH* sur un seul port suppose que la mesure de ce dernier soit identique aux deux ports du système de

mesure. Ce qui peut entraîner, dans certaines applications, des résultats de mesure entachés d'erreurs au second port de l'analyseur vectoriel [86].

#### II.2.2.4 Calibrages *LD*, *LS* (ou *LO*)

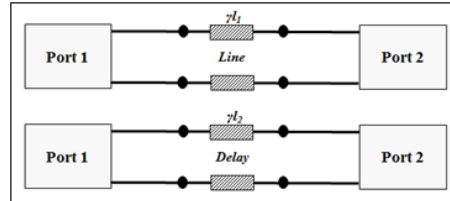


FIGURE II.16 – Standards de calibrage *LD*

Comme nous l'avons dit précédemment, ces procédures imposent une condition de symétrie ou de pseudo-symétrie du système à calibrer [79] [87].

Le calibrage *LD* (*LINE* – *DELAY*) utilise donc deux lignes de transmission. L'avantage de cette procédure est sa souplesse puisqu'il n'y a que deux standards à mesurer mais le même inconvénient de la procédure *TRL* est observé.

Les procédures *LS* (*LINE* – *SHORT*) ou *LO* (*LINE* – *OPEN*) ont été développées pour pallier au problème de la procédure *LD* (limitation de la bande fréquentielle de travail), mais leur efficacité est étroitement liée à la précision des paramètres des standards de réflexion (*SHORT* et *OPEN*). Ces méthodes sont très peu utilisées.

Les tableaux II.4 et II.5) présentent le résumé de certaines procédures et comparent quelques procédures de calibrage entre elles.

### II.2.3 Mesures des dispositifs multiports

Dans la réalité, la plupart des dispositifs à mesurer ne sont pas que des dispositifs 1-port ou 2-ports. De nos jours, les puces multifonctions et les modules nécessitent des multiples ports d'entrée et sortie. Les circuits multiports sont largement utilisés dans les applications radiofréquences. Avec l'augmentation de la fréquence de fonctionnement jusqu'aux ondes millimétriques, une caractérisation précise des paramètres de ces dispositifs devient de plus en plus importante. Leur caractérisation est possible soit en utilisant un analyseur vectoriel de réseau ayant deux ports ou un analyseur vectoriel multiport [88].

#### II.2.3.1 Mesure avec un analyseur multiport

Des analyseurs vectoriels 3-ports (munis des adaptateurs 3-ports) et 4-ports ont été conçus pour la caractérisation des dispositifs multiports [89], [90]. Mais lors de ces dernières années, des analyseurs commerciaux possédant même huit, douze ou seize ports sont disponibles [91], [92].

Les analyseurs multiports réduisent nettement les opérations à effectuer comme le montre le tableau II.6 et améliorent la précision de mesure. Les problèmes liés à la reproductibilité du comportement du DST ou à la multiplication des échantillons se trouvent ainsi éliminés. Ils permettent, à nombre de ports égal à celui du DST, d'acquérir les paramètres S de celui-ci en une seule mesure. Et surtout, ils sont les seuls à être adaptés pour mesurer des dispositifs nécessitant des entrées de signal parallèles dans les applications numériques.

Cependant, les analyseurs multiports coûtent encore excessivement chers, ce qui laisse encore la place à l'utilisation des analyseurs vectoriels 2-ports dans les laboratoires et les industries pour la caractérisation des dispositifs multiports.

### II.2.3.2 Mesure avec un analyseur 2-ports

La caractérisation des dispositifs multiports (coupleurs, diviseurs de puissance, circulateurs, etc.) par des analyseurs vectoriels 2-ports est largement pratiquée depuis les années 1980. Plusieurs méthodes de caractérisation, avec l'évolution significative des outils de mesure, ont été mises en œuvre, entre autres [93], [94], [95], [96], etc. Elles permettent d'obtenir des résultats de mesure fiables et exploitables. Ces méthodes utilisent toutes à la base le même principe.

Des mesures partielles 2-ports sont effectuées sur le dispositif n-ports devant être connecté dans différentes combinaisons, les ports du DST restants sont, à chaque mesure, terminés par des charges adaptées, des terminaisons à fort coefficient de réflexion inconnu ou laissés libres (notées généralement  $\Gamma$  ou  $r$ ). Toutefois l'utilisation de ces terminaisons dépend de la topologie du DST [97].

Après le calibrage de deux ports de l'analyseur vectoriel, par l'une des procédures de calibrage direct ou d'autocalibrage [98], l'application de ces méthodes permet de déterminer directement les paramètres S du DST multiport au niveau du plan de référence.

Généralement, les méthodes de calculs se basent sur les combinaisons linéaires entre les paramètres désirés du DST et les terminaisons utilisées pour dissocier l'influence de ces dernières des résultats de mesure.

A titre d'exemple, la matrice S d'un DST 4-ports est :

$$S_{DST} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} \quad (\text{II.8})$$

La mesure des paramètres S d'un tel DST avec un analyseur deux-ports nécessite six combinaisons possibles, donc six mesures. Les charges adaptées à utiliser doivent être parfaitement identiques pour éviter une fausse mesure, car les éléments diagonaux de cette matrice  $S_{DST}$  sont mesurés chacun trois fois.

La figure II.17 résume les étapes de mesure. Chaque mesure donne une sous-matrice qui est

fonction des charges adaptées.

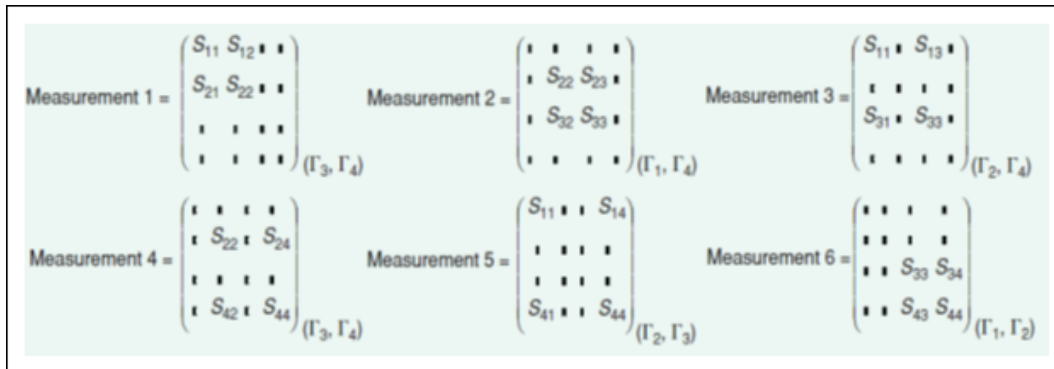


FIGURE II.17 – *Mesure d'un DST 4-ports avec un VNA 2-ports [91]*

$\Gamma_i$  ( $i = 1, 2, 3, 4$ ) sont les charges adaptées placées sur les ports  $i$  lors de chaque combinaison.

Bien que ces méthodes soient suffisantes, elles s'avèrent parfois compliquées et prennent énormément de temps pour une mesure faisant intervenir des DST ayant plus de quatre accès. Elles peuvent aussi, dans certains cas, accroître les erreurs de mesure à cause de la multiplication des connexions et terminaisons (charges adaptées ou terminaisons à fort coefficient de réflexion).

En plus, pour les méthodes utilisant des charges adaptées, non seulement celles-ci sont souvent difficilement réalisables pour les dispositifs planaires, elles doivent aussi être intégrées aux dispositifs. Dans ce cas, il faudra concevoir plusieurs échantillons pour arriver aux différentes combinaisons de mesure voulues. Ceci suppose que le comportement du DST est reproductible. Cette condition est fortement souhaitable pour l'obtention des meilleurs résultats.

Le tableau II.4 résume les méthodes de calibrage les plus utilisées en présentant leurs caractéristiques et leurs applications dans des situations spécifiques. A titre d'exemple, le calibrage TOM-X permet de déterminer quinze termes d'erreurs et utilise au moins quatre standards de calibrage. Il est bien adapté pour les mesures de transmission et n'a pas de contrainte de limitation de la bande de fréquence, etc.

Quant au tableau II.5, il présente une comparaison entre quelques procédures de calibrage, décrites dans ce chapitre, selon les critères suivants :

- type des standards de calibrage ;
- utilisation des standards ;
- détermination des termes d'erreurs ( $ET$ ) à partir des mesures de transmission et de réflexion ;
- produits obtenus à partir des information redondantes.



	Thru/Line	Reflect	Line/Match/Attenuator
<b>TRL</b> (Thru/Reflect/Line)	Thru de longueur nulle avec $S_{11} = S_{22} = 0, S_{21} = S_{12} = 1$	Reflect inconnu, égal sur les ports $i$ et $j$ , Phase connue approximativement	Line avec $S_{11} = S_{22} = 0$ , Phase connue approximativement, Bande limitée pour éviter une phase de $\pm 20^\circ$
<b>LRL</b> (Line/Reflect/Line)	Line1 avec $S_{11} = S_{22} = 0, S_{21}$ et $S_{12}$ connues avec même caractéristique de propagation que Line 2	Reflect inconnu, égal sur les ports $i$ et $j$ , Phase connue approximativement	Line2 avec $S_{11} = S_{22} = 0$ , Phase connue approximativement, Bande limitée, la phase est au moins $\pm 20^\circ$ différente de la phase de Line1
<b>TRM</b> (Thru/Reflect/Match)	Thru de longueur nulle avec $S_{11} = S_{22} = 0, S_{21} = S_{12} = 1$	Reflect inconnu, égal sur les ports $i$ et $j$ , Phase connue approximativement	Peut être défini comme charge fixe sur les ports $i$ et $j$ ( $S_{11} = S_{22} = 0$ ). Aussi peut être défini comme une longue ligne à grandes pertes
<b>LRM</b> (Line/Reflect/Match)	Line avec $S_{11} = S_{22} = 0, S_{21}$ et $S_{12}$	Reflect inconnu, égal sur les ports $i$ et $j$ , Phase connue approximativement	peut être défini comme charge fixe sur les ports $i$ et $j$ ( $S_{11} = S_{22} = 0$ ). Aussi peut être défini comme une longue ligne à grandes pertes
<b>TRA</b> (Thru/Reflect/Attenuator)	Thru de longueur nulle avec $S_{11} = S_{22} = 0, S_{21} = S_{12} = 1$	Reflect inconnu, égal sur les ports $i$ et $j$ , Phase connue approximativement	Atténuation entre les ports $i$ et $j$ . $S_{11} = S_{22} = 0$ , Définie comme ligne à pertes
<b>LRA</b> (Line/Reflect/Attenuator)	Line avec $S_{11} = S_{22} = 0, S_{21}$ et $S_{12}$ connues	Reflect inconnu, égal sur les ports $i$ et $j$ , Phase connue approximativement	Atténuation entre les ports $i$ et $j$ . $S_{11} = S_{22} = 0$ , Définie comme ligne à pertes

TABLE II.3 – Exemple de combinaisons possibles de procédure TXX [99]

PROCEDURE DE CALIBRAGE	OSM	TOM	TRM	TRL	TNA	UOSM	TOSM	TOM-X
Modèle d'erreurs	5	7	7	7	7	7	12	15
Adapté pour les mesures de transmissions		*	*	*	*	*	*	*
Pas de limitation de la bande de fréquence	*	*	*		*	*	*	*
Contrôle de plausibilité indirecte		*						
Standards partiellement inconnus			*	*	*	*		
Considération DST, Dépendance de la diaphonie								*
Utilisation de standards avec des connecteurs différents		*	*1)	*1)	*1)	*	*	*
Adapté pour DST non insérables						*		
Utilisation possible des charges glissantes	*	*	*			*	*	
Bien adapté pour mesures sur tranches			*	*	*	*		*
Atteinte de directivité effective	+	+	+	+++	+	+	+	+
Nombre du récepteur du VNA N-port	$N + 1$	$2N$	$2N$	$2N$	$2N$	$2N$	$N + 1$	$2N$
Nombre minimum de standards de calibrage	3	3	3	3	3	4	4	4
Contacts sur VNA 2-ports	3	6	6	6	6	8	8	10

1) : Les standards sont supposés avoir des coefficients de réflexion symétriques

TABLE II.4 – Propriétés de différents modèles d'erreurs et techniques de calibrage [34]

	TRL		LRM/LRM+		SOLR		QSOLT		LRRM	
	Port1	Port2	Port1	Port2	Port1	Port2	Port1	Port2	Port1	Port2
<b>Standards de transmission</b>										
<b>THRU</b> 4 paramètres S connus	✓ (4ET)		✓ (4ET)		*		✓ (4ET)		✓ (4ET)	
<b>LINE</b> Connu : $S_{11}, S_{22}$ Inconnu : $S_{21}, S_{12}$	✓ (2ET)		*		*		*		*	
<b>Thru</b> <b>RECIPROQUE</b> Connu : $S_{21} = S_{12}$ Connu pour $\pm 90^\circ$ . Inconnu : $S_{11}, S_{22}$	*		*		✓ (1ET)		*		*	
Certains termes d'erreur définis par mesure de transmission	6		4		1		4		4	
<b>Standards de réflexion</b>										
	Port1	Port2	Port1	Port2	Port1	Port2	Port1	Port2	Port1	Port2
<b>OPEN</b> Un connu par port	*	*	*	*	✓ (1ET)	✓ (1ET)	✓ (1ET)	*	*	*
<b>SHORT</b> Un connu par port	*	*	*	*	✓ (1ET)	✓ (1ET)	✓ (1ET)	*	*	*
<b>LOAD</b> Un connu par port	*	*	✓ (1ET)	✓ (1ET)	✓ (1ET)	✓ (1ET)	✓ (1ET)	*	✓ (1ET)	*
<b>REFLECT</b> $S_{11} = S_{22}$ Connu pour $\pm 90^\circ$ . 1 connu pour 2-ports	✓ (1 ET)		(1 ET)		*		*		✓ open (1 ET) ✓ short (1 ET)	
Certains termes d'erreur définis par mesure de réflexion	1		3		6		3		3	
Produits de l'autocalibrage de la ligne	Coefficient de réflexion du Reflect, Constante de propagation		Coefficient de réflexion du Reflect		Paramètres S du Thru réciproque		Non		Coefficient de réflexion de deux Reflect	

TABLE II.5 – Comparaison entre quelques procédures de calibrage [63]

Nombre de ports du DST	Nombre de ports du VNA	Nombre de variations du DST	Nombre total de terminaisons
2	2	1	0
4	2	6	12
8	2	28	168
12	2	66	660
4	4	1	0
8	4	6	24
12	4	15	120
8	8	1	0
12	8	3	12
12	12	1	0

*Les lignes colorées soulignent les cas où les nombres de ports du DST et ceux du VNA sont égaux*

TABLE II.6 – *Nombre de combinaisons pour les mesures multiports*

## Conclusion

La notion de calibrage de l'analyseur de réseau vectoriel ainsi que quelques procédures de calibrage ont été présentées dans ce chapitre.

Il s'avère que les procédures de calibrage sont nombreuses et variées mais leurs développements et élaborations se font à partir des mêmes procédures de calibrage de base. Généralement, ces diverses procédures visent toujours :

- l'amélioration d'une procédure de calibrage de base pour des résultats de mesure plus efficaces ;
- l'extension d'une procédure pour l'utiliser dans une bande de fréquences définie ou plus élevée que la bande de fréquences dans laquelle la procédure a été utilisée ;
- le développement d'une procédure afin de calibrer l'analyseur vectoriel permettant de mesurer les paramètres de dispositifs sous test particuliers ;
- le développement d'une procédure pour caractériser des dispositifs « *n-ports* » avec un analyseur « *m-ports* ».

Ainsi, des nombreuses procédures de calibrage existent dans la littérature et continuent d'être développées au fil du temps ([100], [101], [95], [66], [60], [96], [102], [98], [103], etc.).

---



---

# Conception des standards de calibrage à accès à $120^\circ$ en technologie coplanaire

---



---

## Sommaire

<b>Introduction</b> .....	<b>70</b>
<b>III.1 Calibrage TRL</b> .....	<b>71</b>
III.1.1 Définition de la procédure . . . . .	71
III.1.2 Caractéristiques des standards et du calibrage . . . . .	72
III.1.2.1 L'exposant de propagation du calibrage . . . . .	73
III.1.2.2 L'impédance de calibrage . . . . .	74
III.1.3 Notion de calibrage <i>TRL</i> imparfait . . . . .	74
III.1.4 Exemple de mesure après un calibrage <i>SOLT</i> et <i>TRL</i> . . . . .	75
<b>III.2 Mesure des dispositifs 3-ports à accès à <math>120^\circ</math> avec analyseur vectoriel 2-ports</b> .....	<b>77</b>
III.2.1 Le circulateur coplanaire . . . . .	77
III.2.2 Problème lié à la mesure des dispositifs à accès à $120^\circ$ . . . . .	78
<b>III.3 Conception de standards TRL à accès à <math>120^\circ</math></b> .....	<b>81</b>
III.3.1 Caractéristiques des matériaux de standards . . . . .	81
III.3.2 Ligne de transmission en technologie coplanaire . . . . .	81
III.3.2.1 Description de la ligne coplanaire . . . . .	82
III.3.2.2 Calcul de l'impédance caractéristique de la ligne coplanaire	83
III.3.3 Etude de simulation des standards . . . . .	86
III.3.3.1 Présentation du logiciel <i>HFSS</i> . . . . .	86
III.3.3.2 Simulation de la ligne coplanaire « à accès à $120^\circ$ » . . . . .	89
III.3.3.3 Résultats de simulation des standards <i>THRU</i> , <i>REFLECT</i> et <i>LINE</i>	
92	
III.3.3.4 Mise en évidence des effets des coudes à $120^\circ$ . . . . .	95
<b>Conclusion</b> .....	<b>99</b>

## Introduction

Les nombreuses procédures de calibrage permettent de calibrer l'analyseur vectoriel de réseau afin que les résultats de mesure des composants électroniques, particulièrement dans le domaine des applications microondes, soient fiables. L'utilisation d'une procédure dépend étroitement des particularités du dispositif à caractériser tels que sa technologie de fabrication (coaxiale, planaire,...), sa bande fréquentielle de travail et ses paramètres recherchés (mesure 1-port, 2-ports,...).

Le développement de chaque procédure s'appuie sur les caractéristiques (connues, à moitié connues ou inconnues) des étalons de calibrage. Ainsi, le nombre et le type d'étalons à mettre en jeu pour le calibrage d'un analyseur sont fonction de la procédure à considérer. Les étalons de calibrage doivent donc avant tout être conçus et fabriqués. Cependant, selon les incertitudes pouvant être tolérées dans les résultats de mesure, un certain degré de précision, plus ou moins élevé, est exigé au niveau des étalons à concevoir.

La vérification et la réglementation des tolérances des étalons font continuellement l'objet de recherches des laboratoires nationaux tels que le NIST (National Institute of Standards and Technology), le LNE (Laboratoire National de Métrologie et d'Essais), le NPL (National Physical Laboratory), etc.; mais aussi par des groupes de spécialistes en radiofréquences et microondes. Le groupe le plus connu est l'ARFTG (Automatic RF Techniques Group) qui a été établi en 1972 [104].

L'une des contributions dans ce domaine est l'introduction des standards et kits de vérification pour les analyseurs vectoriels [105], [106]. Les kits de vérification peuvent être fréquemment mesurés par l'utilisateur et comparés aux valeurs de référence fournies par le fabricant. Ils peuvent également être retournés périodiquement auprès du fabricant pour vérifier les valeurs de référence. Ceci augmente l'exactitude des mesures effectuées par l'utilisateur. Les kits de vérification sont disponibles sous différents types de connecteurs utilisés en industrie et en guide d'onde.

Les laboratoires nationaux et les groupes de spécialistes continuent d'évoluer dans les techniques de vérification de standards en réponse aux nombreux besoins de développement de la communauté radiofréquence et microonde.

Dans ce chapitre, les étapes de conception, à savoir la définition et la simulation, d'un ensemble de standards sur wafer en technologie coplanaire pour le calibrage de l'analyseur vectoriel dans la bande 20 GHz – 67 GHz, seront présentées. Les accès inclinés des standards, précisément à  $120^\circ$ , constituent leur particularité.

Pour le choix de la conception et le calibrage de l'analyseur vectoriel de réseau, la procédure *TRL* a été retenue.

## III.1 Calibrage TRL

### III.1.1 Définition de la procédure

L'introduction de la procédure de calibrage *TRL* (figure III.1) par [80] était l'une des étapes les plus importantes dans le développement des techniques de calibrage des analyseurs vectoriels de réseau. C'est la première méthode qui ne nécessite pas que les standards soient idéaux ou que seuls les paramètres de certains standards soient entièrement connus. En se basant sur la redondance des résultats de mesure des standards, le calibrage *TRL* permet de définir les paramètres initialement inconnus, tels que le coefficient de réflexion du *REFLECT* et la constante de propagation du standard *LINE*.

Cette procédure impose la connaissance du *THRU* et l'impédance caractéristique de la ligne qui définit l'impédance de référence du système de mesure.

Comme nous l'avons dit au chapitre précédent, le principal avantage de cette méthode est donc lié à la possibilité d'utiliser des standards de caractéristiques électriques partiellement connues et au fait que les paramètres à connaître sont plus faciles à évaluer. Un autre avantage de la procédure est le fait qu'il soit devenu possible d'accomplir un vrai calibrage et une traçabilité de la mesure en utilisant des standards avec des lignes isolées à air [63].

L'inconvénient réside sur la limitation de sa bande fréquentielle de travail, due à l'utilisation de deux lignes. Toutefois, l'utilisation de plusieurs lignes additionnelles lors du calibrage permet de surmonter ce problème en appliquant des analyses statistiques basées sur la redondance des données obtenues par la mesure de ces lignes. Cela conduit à la procédure de calibrage « *Multiline TRL* » [107] qui, en plus de l'extension de la bande fréquentielle de travail, permet de minimiser les erreurs aléatoires grâce à cette redondance.



FIGURE III.1 – Standards de calibrage *TRL* en technologie coplanaire (Respectivement *THRU*, *REFLECT* – Open et Short – *LINE*)



### III.1.2 Caractéristiques des standards et du calibrage

Le calibrage *TRL* permet de mesurer directement les paramètres  $S$  dans le plan du dispositif sous test pour s'affranchir de toutes les erreurs introduites par chaque élément de la chaîne de mesure. Comme la méthode utilise le modèle à huit termes d'erreurs (voire dix termes), trois étapes de mesure des standards de calibrage sont nécessaires pour obtenir huit équations permettant la détermination des paramètres d'erreurs. Les trois standards à considérer sont :

- *THRU* : c'est un standard 2-ports qui permet une connexion directe des ports 1 et 2 à travers une ligne de transmission courte, de longueur  $l_{th}$ . Le *THRU* est caractérisé par ses pertes d'insertion et sa longueur électrique. Il est assimilé à une ligne de transmission parfaite et son impédance caractéristique doit être aussi proche que possible de l'impédance de référence.
- *LINE* : ligne de transmission de longueur  $l$ , de constante de propagation  $\gamma$  et d'impédance caractéristique  $Z_c$  identique à celle du *THRU*, séparant les deux ports de l'analyseur. Elle est plus longue que le standard *THRU*. Son impédance caractéristique doit être aussi proche que possible de l'impédance de référence. La longueur du standard *LINE* doit être choisie de telle sorte que la différence de phase entre les transmissions des standards *THRU* et *LINE* doit être différente de  $0^\circ$  et de  $180^\circ$  pour l'obtention d'un bon calibrage. En pratique, cette différence de phase est comprise entre  $20^\circ$  et  $160^\circ$  [34].
- *REFLECT* : c'est un standard 1-port avec un fort coefficient de réflexion inconnu mais doit être identique aux deux ports de l'analyseur. Il peut être indifféremment un court-circuit (*SHORT*) ou un circuit ouvert (*OPEN*).

La mesure de ces trois standards, effectuée en considérant que les deux quadripôles d'erreurs  $Q_1$  et  $Q_2$  restent identiques (figure III.2), conduisent à dix équations indépendantes comprenant les huit termes d'erreurs. Pour les dispositifs planaires, cette condition impose que les trois standards aient les mêmes caractéristiques électriques ( $\gamma, Z_c$ ).

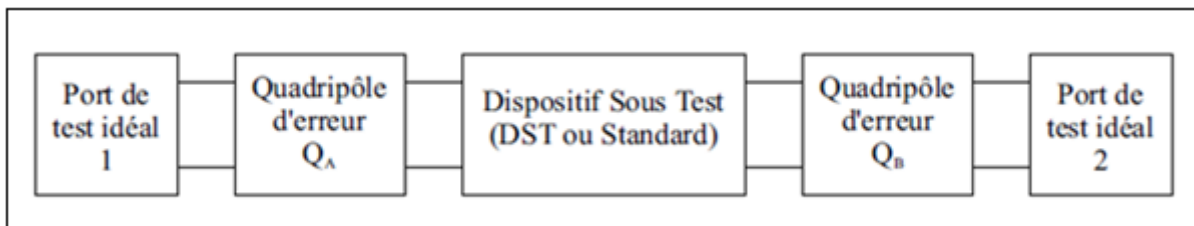


FIGURE III.2 – Modélisation de la procédure de calibrage *TRL*

Deux paramètres caractérisant les standards, qui étaient au départ inconnus, peuvent être déterminés : ce sont la constante de propagation du standard *LINE* et le coefficient de réflexion du standard *REFLECT* ; d'où le terme d'autocalibrage utilisé pour la désignation de la procédure *TRL*.

Les étapes de calcul pour la détermination de l'exposant de propagation, du coefficient de réflexion et des erreurs de mesure sont détaillées dans l'annexe A (Silvonon).

### III.1.2.1 L'exposant de propagation du calibrage

Le plan de référence étant défini au centre du standard *THRU* et les paramètres *S* référencés par rapport à l'impédance caractéristique  $Z_c$  du standard *LINE*, les matrices *S* des standards *THRU* ( $S_T$ ) et *LINE* ( $S_L$ ) s'écrivent comme ci-dessous.  $l_{th}$  et  $l$  sont les longueurs physiques respectives du *THRU* et du *LINE*.

$$S_T = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{ou} \quad S_T = \begin{pmatrix} 0 & e^{-\gamma l_{th}} \\ e^{-\gamma l_{th}} & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.1a})$$

$$S_L = \begin{pmatrix} 0 & e^{-\gamma(l-l_{th})} \\ e^{-\gamma(l-l_{th})} & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.1b})$$

Les matrices chaînes associées sont données par :

$$T_T = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{ou} \quad T_T = \begin{pmatrix} e^{-\gamma l_{th}} & 0 \\ 0 & e^{\gamma l_{th}} \end{pmatrix} \quad (\text{III.1c})$$

$$T_L = \begin{pmatrix} e^{-\gamma(l-l_{th})} & 0 \\ 0 & e^{\gamma(l-l_{th})} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k & 0 \\ 0 & 1/k \end{pmatrix} \quad (\text{III.1d})$$

La constante  $k = e^{-\gamma(l-l_{th})} = e^{-\gamma L}$  sera déterminée par autocalibrage et son module étant proche de l'unité.

Dans le cas de la procédure *TRL généralisée*, la longueur du standard *LINE* correspond à la longueur physique de celui-ci à laquelle est retranchée la longueur du *THRU* ( $L = l - l_{th}$ ).

L'expression de l'exposant de propagation de la ligne (équation (III.2)), qui est aussi l'exposant de propagation du calibrage, est obtenue à partir des étapes de la procédure *TRL* [108].

$$\gamma L = \ln \left( \frac{A \pm \sqrt{A^2 - 4B}}{2B} \right) \quad (\text{III.2})$$

$$\text{Avec : } A = T_{11MT}T_{22ML} - T_{21MT}T_{12ML} - T_{12MT}T_{21ML} + T_{22MT}T_{11ML}$$

$$B = T_{11MT}T_{22MT} - T_{12MT}T_{21MT}$$

$T_{ijMT}, T_{ijML}$  : sont respectivement les paramètres chaînes des standards *THRU* et *LINE* mesurés lors des étapes du calibrage.

L'exposant de propagation détermine directement la position des plans de référence de la mesure après le calibrage.

### III.1.2.2 L'impédance de calibrage

La détermination de l'impédance de référence du calibrage, qui est généralement l'impédance caractéristique du standard *LINE* [87], se fait à partir de la mesure de l'exposant de propagation. Elle représente, physiquement, l'impédance que doit avoir une charge connectée au port de mesure et pour laquelle le paramètre  $S_{11}$  serait nul après calibrage.

La méthode détaillée dans [107] donne, en fonction des éléments localisés  $R$ ,  $L$ ,  $C$ ,  $G$ , les expressions suivantes :

$$\frac{\gamma}{Z_C} = j\omega C + G \quad (\text{III.3})$$

$$\gamma Z_C = j\omega L + R \quad (\text{III.4})$$

Les analyses faites dans les lignes *quasi-TEM* permettent de faire quelques approximations utiles. En particulier,  $G$  est négligeable devant  $\omega C$  lorsque les pertes dans le substrat et les courants transversaux dans les conducteurs sont faibles ; excepté dans le cas de très hautes fréquences. Ainsi, l'équation (III.3) devient :

$$Z_C = \frac{\gamma}{j\omega C} \quad (\text{III.5})$$

La mesure de la phase de l'exposant  $\gamma$  permet la détermination de la phase de  $Z_C$ . En plus, la capacité  $C$  dépend faiblement de la fréquence et de la conductivité, contrairement aux éléments  $R$  et  $L$ . Elle est donc considérée comme une capacité linéique DC. Sa connaissance conduit à l'obtention du module de  $Z_C$  à partir de  $\gamma$ .

### III.1.3 Notion de calibrage *TRL* imparfait

Les hypothèses précédemment retenues pendant la mesure des standards du calibrage *TRL* sont les suivantes :

- les quadripôles  $Q_1$  et  $Q_2$  restent identiques durant les trois étapes de mesure des standards *THRU*, *LINE* et *REFLECT* ;
- les standards doivent avoir les mêmes caractéristiques électriques ( $\gamma$  et  $Z_C$ ) ;
- le standard *REFLECT* doit avoir le même coefficient de réflexion sur les deux ports.

L'application de ces hypothèses mène à un calibrage parfait, où toutes les erreurs systématiques sont corrigées.

Cependant, il est pratiquement impossible de vérifier particulièrement la première hypothèse, principalement à cause de la non-répétabilité des connexions. En plus, les standards sont conçus avec des tolérances pratiques. Il est alors évident que les caractéristiques électriques de tous les standards ne peuvent être identiques.

L'impossibilité de l'établissement de ces hypothèses fait qu'il subsiste des erreurs systéma-

tiques après le calibrage appelées *erreurs systématiques résiduelles*, ce qui a introduit la notion de calibrage imparfait.

L'étude élaborée par [28] est basée sur l'utilisation des standards ayant des caractéristiques électriques distinctes afin de déterminer l'influence de leurs imperfections sur les résultats de mesure. Brièvement, elle démontre que :

- les erreurs résiduelles en réflexion sont plus importantes que celles en transmission ;
- le standard *REFLECT* n'a pas d'influence sur la qualité du calibrage si strictement le même standard *REFLECT* de type 1-port est utilisé sur les deux ports ;
- l'ensemble des erreurs résiduelles est fortement réduit si les impédances caractéristiques des deux standards *THRU* et *LINE* sont très proches.

D'autres chercheurs ont cherché à réduire l'effet des erreurs systématiques résiduelles en proposant un calibrage électronique [109], [110], [111], etc. Il consiste à faire une seule connexion et à ensuite mesurer chacun des standards par une commutation électronique. La répétabilité des connexions et la reproductibilité du calibrage sont alors très bonnes mais la contrainte du calibrage électronique est la conception d'un kit pour chaque type de dispositif à mesurer. Ce qui rend ces techniques assez coûteuses.

Mais elles sont largement utilisées industriellement et surtout pour la mesure des dispositifs multiports [111].

### III.1.4 Exemple de mesure après un calibrage *SOLT* et *TRL*

La figure III.3 montre les paramètres S ( $S_{21}$  et  $S_{11}$ ) d'une ligne coplanaire de longueur égale à 1,8 mm. Le calibrage de l'analyseur vectoriel de réseau a été effectué en utilisant le kit commercial ISS Cascade Microtech 101-109 C. Les standards de ce kit sont fabriqués sur un substrat d'alumine dont l'épaisseur est de 635  $\mu\text{m}$  et la constante diélectrique est de 9.9.

L'analyseur a été calibré avec deux procédures différentes sur la bande de fréquences 20 GHz – 67 GHz : la procédure *SOLT* et la procédure *TRL*. Des mesures des paramètres S de la ligne ont été faites après chaque calibrage.

Les résultats de mesure (en rouge les paramètres mesurés après le calibrage *SOLT* et en noir ceux mesurés après le calibrage *TRL*) montrent une assez bonne concordance. Le calibrage *SOLT*, calibrage complet qui prend en compte tous les termes d'erreurs (modèle à douze termes d'erreurs), est largement utilisé pour les mesures dans des bandes de fréquences pouvant s'étendre jusqu'à 110 GHz [66]. Mais pour des avantages cités plus-haut, le calibrage *TRL* est la méthode la plus utilisée pour la correction de la mesure des paramètres de dispositifs non insérables [112]. Les écarts entre les mesures de la ligne après ces deux calibrages  $|S_{ij\text{-SOLT}} - S_{ij\text{-TRL}}|$  (figure III.4) n'excèdent pas **0.01** en transmission et **0.1** en réflexion sur toute la bande fréquentielle considérée.

L'écart en réflexion ( $\Delta S_{11}$ ) est globalement plus élevé que celui en transmission, ce qui s'explique par le fait que les impédances et plans de référence sont différents pour les deux méthodes de calibrage. Les paramètres de réflexion sont donc plus sensibles au changement

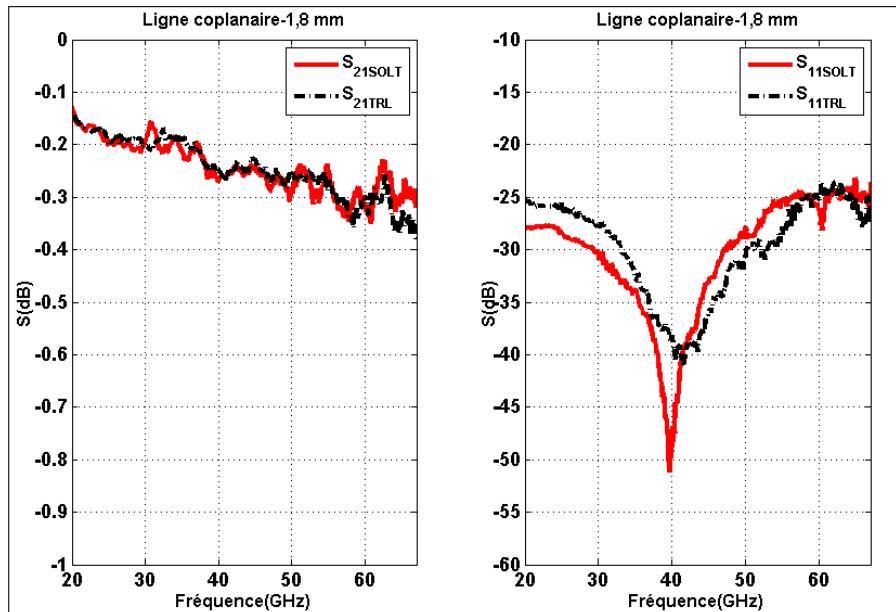


FIGURE III.3 – Paramètres  $S_{21}$  et  $S_{11}$  d'une ligne de longueur 1,8 mm

d'impédance de référence. En plus, pour les dispositifs planaires, la procédure *SOLT* peut introduire des effets dus principalement à la discontinuité entre la pointe de la sonde de mesure et l'interface du dispositif sous test [113].

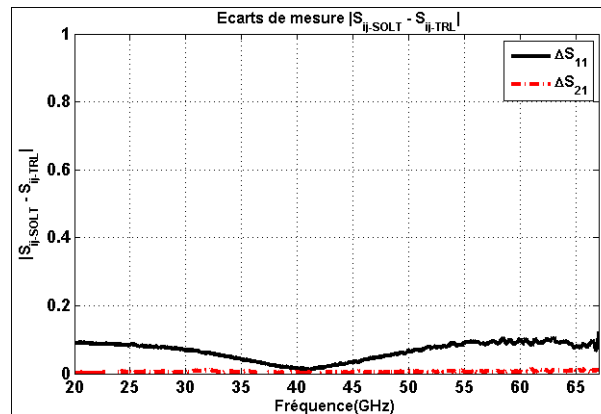


FIGURE III.4 – Ecart de mesure  $|S_{ij-SOLT} - S_{ij-TRL}|$  pour la ligne coplanaire de longueur 1.8 mm

## III.2 Mesure des dispositifs 3-ports à accès à $120^\circ$ avec analyseur vectoriel 2-ports

Comme nous l'avons dit au chapitre précédent, beaucoup de travaux ont déjà montré qu'il est tout à fait possible de mesurer les paramètres des dispositifs multiports avec un analyseur vectoriel 2-ports. Après le calibrage de ce dernier par l'une des procédures connues, et en fonction du nombre de ports du DST, des mesures 2-ports sont successivement effectuées. Les ports restants sont à chaque fois terminés par un dispositif à fort coefficient de réflexion (généralement des charges adaptées).

Plusieurs types d'étalons permettant le calibrage de l'analyseur 2-ports existent. Cependant, lorsque les dispositifs à caractériser possèdent des accès particuliers (orthogonaux, à  $120^\circ$ , etc.), il devient adéquat de calibrer l'analyseur avec des étalons qui s'adaptent aux conditions de mesure de ces dispositifs. Des standards à accès orthogonaux ont déjà été conçus pour la caractérisation des dispositifs ayant des accès orthogonaux. La correction d'erreurs par l'utilisation de ces types de standards se fait toujours par l'une des procédures de base. Par exemple par la procédure *SOLR* [71], *TRL* [60], etc.

### III.2.1 Le circulateur coplanaire

L'un des axes de recherches au laboratoire est le développement et la miniaturisation des composants hyperfréquences tel que le circulateur coplanaire.

Les circulateurs sont constitués d'au moins trois ports d'accès orientés à  $120^\circ$  (figure III.5) les uns des autres autour d'un conducteur central. La non-réciprocité est souvent assurée par un disque de ferrite placé sous le conducteur central. Ils sont connus depuis plus d'un demi-siècle et leurs performances et miniaturisation sont toujours en cours d'amélioration. Ils sont caractérisés par les pertes d'insertion, causées par les pertes magnétiques, diélectriques et des conducteurs, par l'isolation entre les ports et la réflexion à leur niveau et par la largeur de la bande de fréquence de fonctionnement.

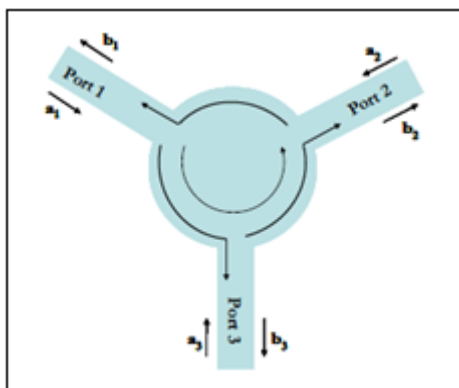


FIGURE III.5 – *Circulateur à trois ports*

Les propriétés des circulateurs sont exprimées par la matrice  $S$  suivante :

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} \quad (\text{III.6})$$

Les paramètres de réflexion au niveau de chaque port ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$ ) doivent être très basses ( $\leq -20$  dB) tandis que les paramètres de transmission ( $S_{21}$ ,  $S_{32}$ ,  $S_{13}$ ) qui représentent les pertes d'insertion doivent être inférieures à 1 dB. L'isolation ( $S_{12}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{31}$ ) doit aussi être très élevée.

Afin de pouvoir obtenir une meilleure caractérisation de ces composants, les premiers circulateurs réalisés au laboratoire possédaient des accès coudés (figure III.6). Ces accès permettent de positionner le circulateur convenablement dans le plan de mesure. Dans ce cas, un « *calibrage normal* », c'est-à-dire avec les pointes placées face à face, pouvait être effectué.

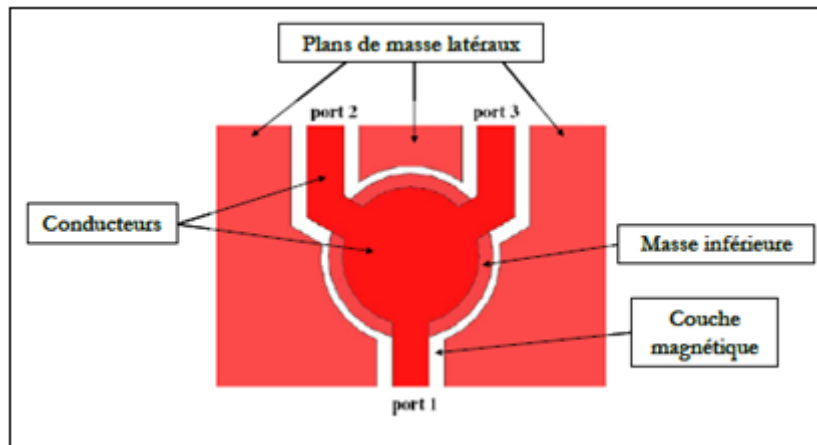


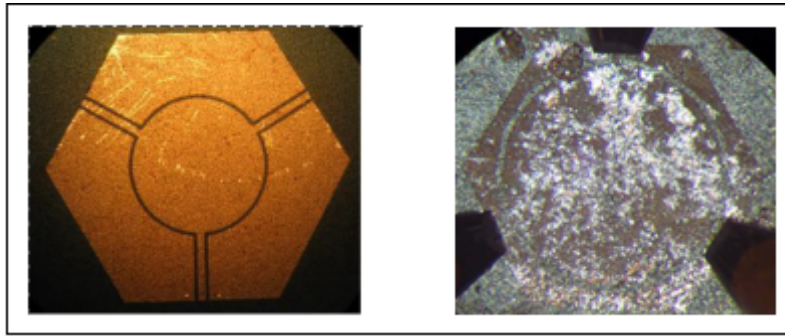
FIGURE III.6 – *Circulateur réalisé par [2]*

Dernièrement, avec la possibilité d'un banc de mesure ayant un testeur sous pointes sur lequel les pointes peuvent être positionnées à 120°, il est préférable de fabriquer des circulateurs sans les lignes coudées qui allongent leurs accès. Ainsi, les circulateurs fabriqués sont encore de dimensions plus petites et les pertes d'insertion peuvent être significativement réduites en raison de l'absence des coudes placés sur les accès des ports.

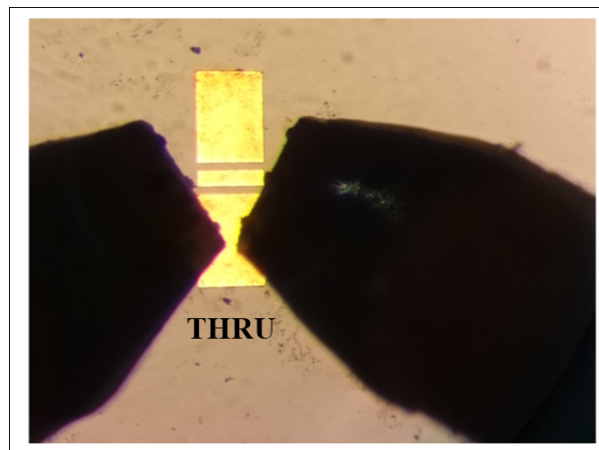
Des nouveaux prototypes de circulateurs coplanaires ont été alors réalisés (figure III.7) et leur caractérisation est toujours effectuée avec un analyseur vectoriel 2-ports.

### III.2.2 Problème lié à la mesure des dispositifs à accès à 120°

Au laboratoire, comme déjà souligné plus haut, le calibrage pour les mesures « 1-port » ou « 2-ports » se fait habituellement par les standards des kits commerciaux. Ces étalons sont initialement conçus pour un calibrage des pointes posées face à face. Donc, en utilisant ces standards, un « *calibrage à 120°* », c'est à dire avec des pointes placées à 120° l'une de l'autre, est pratiquement impossible.

FIGURE III.7 – *Circulateurs coplanaires (respectivement par [3] et [4])*

En effet, cela engendre des manipulations supplémentaires pour les standards 1-port tels qu'un court-circuit, un circuit ouvert ou une charge adaptée et un positionnement en bout de ligne incommode, voire infaisable pour les standards de transmission tels qu'un *THRU* ou une *LINE*. La figure III.8 en donne une illustration.

FIGURE III.8 – *Positionnement impossible des pointes placées à  $120^\circ$  sur un Thru conventionnel*

La solution adoptée pour le calibrage de l'analyseur vectoriel avant la caractérisation de tels dispositifs consiste à :

- faire premièrement un « *calibrage normal* » ;
- ensuite positionner les pointes à  $120^\circ$  en les démontant et remontant avec précaution ;
- et enfin faire la mesure du dispositif 3-ports.

Cependant, même si la caractérisation des dispositifs planaires 3-ports à accès orientés à  $120^\circ$  avec cette méthode est pratiquée, elle est susceptible de comporter des erreurs qui ne sont pas corrigées par le calibrage.

Pour mettre en évidence ce problème de repositionnement à  $120^\circ$  après le calibrage, l'analyseur vectoriel a d'abord été calibré avec la procédure TRL en utilisant le kit commercial ISS Cascade Microtech 101-109 C.

La première approche consiste à faire deux mesures distinctes des paramètres S de la ligne coplanaire de longueur égale à 1,8 mm :

- mesure avec les deux pointes positionnées *face à face* ;



— mesure avec les deux pointes repositionnées à  $120^\circ$  l'une de l'autre, en conservant le même calibrage.

Les résultats de la comparaison sont présentés par la figure III.9.

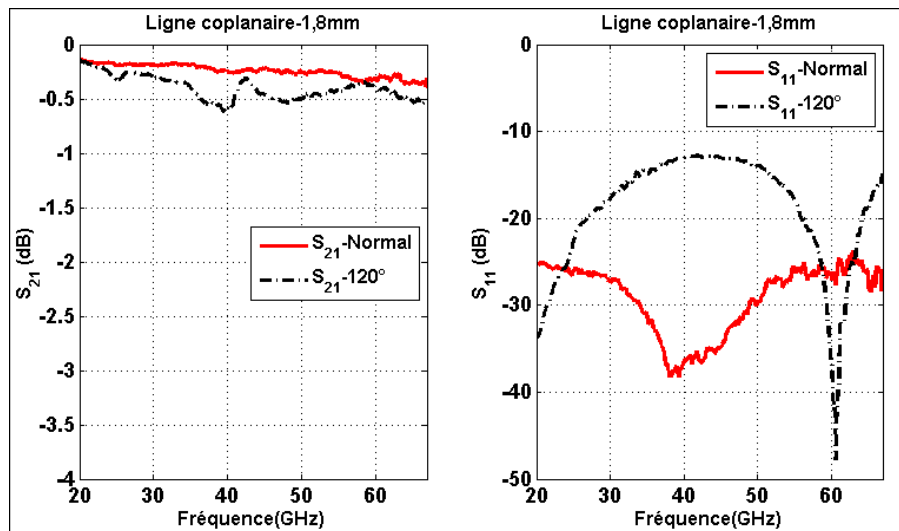


FIGURE III.9 – Paramètres  $S_{21}$  et  $S_{11}$  de la ligne coplanaire avec les 2 positions de pointes

Nous constatons un écart important entre les deux mesures des paramètres S de la ligne coplanaire. On observe que le repositionnement des pointes à  $120^\circ$  après le calibrage ajoute des perturbations à la mesure, visiblement plus accentuées sur la réflexion. En repositionnant les pointes à  $120^\circ$ , il se passe, à priori, un changement du plan de référence et de l'impédance de référence établis lors du calibrage, qui modifie les conditions de mesure et induit des erreurs additionnelles. Cet écart pourrait être important et éventuellement fausser l'interprétation de la caractérisation de certains dispositifs et peut diminuer leur plage de fréquence de fonctionnement.

Par exemple les pertes d'insertion d'un circulateur sont un paramètre important, mais peuvent être surévaluées sans un calibrage adéquat et efficace.

La précision souhaitée pour la mesure des paramètres d'un circulateur est de l'ordre de 0,1 dB.

## III.3 Conception de standards TRL à accès à 120°

Vu la complexité de la détermination exacte des paramètres des standards tels qu'un *SHORT* et un *OPEN*, et aussi de la difficulté de réalisation des charges adaptées (*LOAD* ou *MATCH*) en technologie planaire, nous avons porté notre choix sur la procédure *TRL* pour la conception des standards à accès à 120°. La facilité de la fabrication de standards de cette méthode (par rapport à ceux de la méthode *SOLT* par exemple) favorise son application dans les milieux dispersifs de transmission (microruban, triplaque, coplanaire) [114].

Les étapes nécessaires à la conception sont la simulation, la réalisation et la caractérisation. La première étape sera détaillée dans cette partie.

### III.3.1 Caractéristiques des matériaux de standards

L'utilisation des lignes plutôt que des standards à éléments localisés assure la mesure des vrais paramètres S. Mais dans chaque système de mesure des paramètres S basé sur l'utilisation de lignes de transmission comme standards, trois hypothèses fondamentales doivent être prises en compte [115] :

- la direction de propagation doit être uniforme ;
- un seul mode de propagation doit être supporté par les lignes ;
- la répétabilité des connexions électriques des lignes doit être assurée.

Les matériaux utilisés pour la simulation et la fabrication des standards sont :

- un substrat d'alumine de permittivité relative  $\epsilon_r = 9.8$  et de facteur de dissipation, appelé aussi tangente de pertes,  $\tan(\delta) = 4.10^{-4}$  à 1 MHz.
- un métal conducteur qui est le cuivre.

Dans le domaine des hyperfréquences, le choix du substrat est très important.

- L'utilisation d'un substrat avec une permittivité relative de grande valeur permet un bon confinement des ondes électromagnétiques et une réduction des pertes par rayonnement.
- Une faible épaisseur du substrat entraîne la suppression de la propagation des modes d'ordre supérieur (autres que *TEM*). Cette épaisseur est d'autant plus faible que la fréquence de fonctionnement est élevée.
- Le choix d'un substrat avec un facteur de dissipation le plus faible possible permet de réduire également les pertes d'insertion de la ligne de transmission.

### III.3.2 Ligne de transmission en technologie coplanaire

La réalisation des circuits *MMIC* (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*) fonctionnant dans le domaine des microondes est possible grâce aux composants actifs (diodes, transistors), aux composants passifs (lignes de transmission) et aux éléments localisés (résistances, capacités, inductances). Pour les lignes de transmission, les deux principales technologies utilisées en

circuits *MMIC* sont la ligne microruban (*microstrip*) et la ligne coplanaire (*CPW*). La différence entre les deux technologies se situe au niveau du plan de masse.

Les standards sont réalisés avec des lignes coplanaires.

### III.3.2.1 Description de la ligne coplanaire

Une ligne coplanaire conventionnelle est constituée d'un conducteur central, d'épaisseur  $t$  et théoriquement, de deux plans de masse de largeur semi-infinie (figure III.10). Le conducteur central, de largeur  $W$ , est séparé de deux plans de masse, de largeur  $Wg$ , par les fentes de largeur  $S$ . L'ensemble est déposé sur un substrat diélectrique d'épaisseur  $H$ .

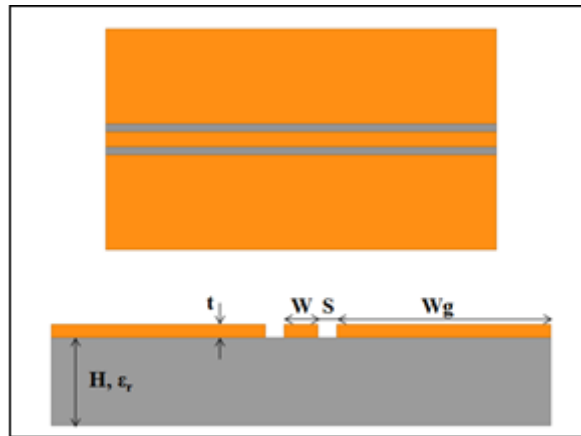


FIGURE III.10 – Ligne de transmission coplanaire

Le mode de propagation est *quasi-TEM* car la ligne coplanaire possède une interface air-diélectrique. Les champs magnétique et électrique sont perpendiculaires à l'axe de la ligne selon lequel s'effectue la propagation (figure III.11).

Du fait de la présence des trois conducteurs sur la même face, deux modes fondamentaux de propagation peuvent être présentes dans la ligne coplanaire [116].

Un mode *quasi-TEM* impair peu dispersif, appelé mode coplanaire et un mode *quasi-TE* pair très dispersif, appelé mode fente.

Le mode impair (mode souhaité) est celui qui se propage dans le conducteur central. Les plans de masse sont alors équipotentiels tandis que le mode pair se traduit par des potentiels différents entre le conducteur central et le plan de masse. Ce dernier est supprimé en forçant les deux plans de masse au même potentiel.

#### a. Pertes dans la ligne coplanaire

L'atténuation dans les lignes coplanaires est causée par les pertes dans les conducteurs et dans le diélectrique si les lignes sont blindées ; mais peut être augmentée par les pertes de rayonnement si les lignes fonctionnent dans un environnement ouvert [117].

- **Pertes ohmiques** : les pertes ohmiques ( $\alpha_c$ ) dans une ligne coplanaire sont proportionnelles à la résistance des conducteurs métalliques. Elles dépendent de la géométrie

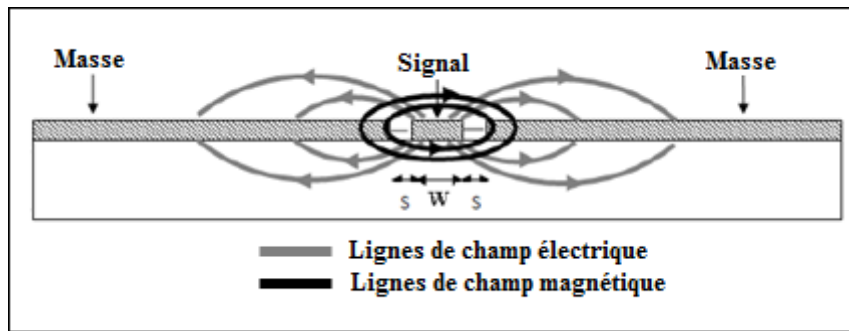


FIGURE III.11 – Lignes de champs électrique et magnétique du mode quasi-TEM des lignes coplanaires

de la ligne et présentent une variation proportionnelle à la racine carrée de la fréquence. L'utilisation d'un métal d'excellente conductivité (or ou cuivre) minimise ces pertes.

- **Pertes diélectriques** : elles sont dues à la distribution des lignes de champ dans le substrat et aux propriétés diélectriques de celui-ci. Les pertes diélectriques dépendent de la fréquence et sont importantes dans le domaine des fréquences millimétriques et microondes.
- **Pertes radiatives** : elles sont causées par la dissipation de l'énergie électromagnétique dans le substrat à très hautes fréquences ( $> 200$  GHz). Les modes de fuite responsables du rayonnement se propagent si la symétrie de la ligne est rompue, notamment en présence des discontinuités.

### b. Avantages de la ligne coplanaire

La ligne de transmission coplanaire présente plusieurs avantages par rapport à la ligne microruban.

- Elle permet de s'affranchir des procédés technologiques face arrière nécessaires à la réalisation des lignes microstrip.
- Elle présente une souplesse dans sa conception et sa réalisation.
- Elle offre également une facilité d'intégration avec d'autres circuits sans recours aux vias métalliques grâce à son caractère uniplanaire ; ce qui permet d'augmenter la largeur de bande et éviter la modélisation d'inductances parasites supplémentaires.

Les différents paramètres de ligne que sont l'impédance caractéristique ( $Z_c$ ), les pertes ( $\alpha$ ) et la permittivité effective ( $\epsilon_{\text{eff}}$ ) dépendent des éléments électriques linéiques, qui dépendent eux-mêmes de la technologie utilisée ; à savoir les dimensions géométriques de la ligne et du substrat diélectrique utilisé.

#### III.3.2.2 Calcul de l'impédance caractéristique de la ligne coplanaire

L'impédance caractéristique  $Z_c$  de la ligne coplanaire peut être calculée à partir de la largeur du conducteur central et de la largeur des fentes. Elle est déterminée par le rapport  $a/b$  (figure III.12), donc la réduction de la taille est possible sans limite. La seule condition pénalisante est l'augmentation des pertes [118]. Autrement, il existe plusieurs couples ( $W, S$ ) pour la valeur

désirée d'une impédance  $Z_c$ .

Des nombreuses méthodes de calculs numériques qui permettent l'analyse des lignes de transmission planaires sont élaborées mais seule la méthode d'approche quasi-statique (*conformal mapping technique*) est brièvement présentée dans cette partie.

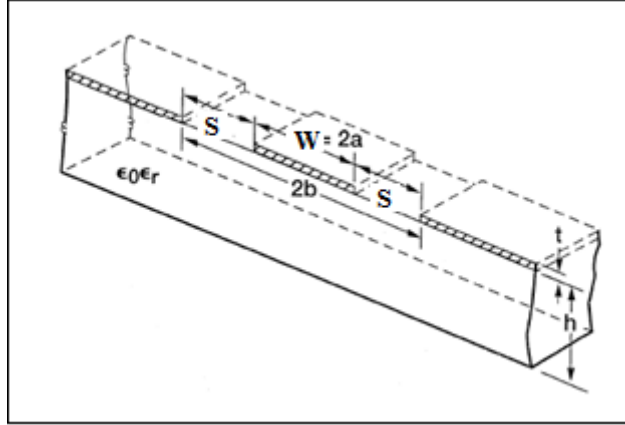


FIGURE III.12 – Schéma d'une ligne coplanaire sur un substrat d'épaisseur finie [118]

L'approche quasi statique suppose que le mode de propagation le long de la ligne soit purement *TEM* et les caractéristiques de la ligne sont déterminées par le calcul de sa capacité linéique. Elle se base sur la méthode de transformation conforme qui est une transformation géométrique de la ligne planeaire en un condensateur plan [119]. Les hypothèses à retenir sont : l'épaisseur du conducteur qui doit être nulle ; toutes les interfaces diélectriques de la structure, y compris les fentes, qui sont remplacées par des murs magnétiques. La structure est ensuite divisée en plusieurs parties et le champ électrique est supposé présent dans chacune d'elles. De cette manière, la capacité de chaque partie est calculée individuellement.

Dans le cas de la ligne coplanaire (Figure III.12) avec une hauteur de substrat fini ( $H$ ) et selon les hypothèses formulées, la capacité par unité de longueur est la somme de deux capacités partielles : la capacité de la partie supérieure, en contact avec l'air ( $C_{\text{air}}$ ) et la capacité de la partie inférieure, en contact avec le diélectrique ( $C_d$ ).

$$C = C_{\text{air}} + C_d \quad (\text{III.7})$$

Les expressions des deux capacités partielles sont données par :

$$C_d = 2\varepsilon_0(\varepsilon_r - 1) \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad (\text{III.8a})$$

$$C_{\text{air}} = 4\varepsilon_0 \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} \quad (\text{III.8b})$$

L'équation (III.7) devient alors :

$$C = 2\varepsilon_0(\varepsilon_r - 1) \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} + 4\varepsilon_0 \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$$k_0 = \frac{\sinh \left[ \frac{\pi W}{4H} \right]}{\sinh \left[ \frac{\pi(W + 2S)}{4H} \right]} \quad (\text{III.10a})$$

$$k'_0 = \sqrt{1 - k_0^2} \quad (\text{III.10b})$$

$$k_1 = \frac{W}{W + 2S} \quad (\text{III.10c})$$

$$k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (\text{III.10d})$$

La constante diélectrique effective est donnée par :

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{C}{C_{\text{air}}} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(k'_1) K(k_0)}{K(k_1) K(k'_0)} \quad (\text{III.11})$$

Les expressions de la vitesse de phase et de l'impédance de la ligne et où  $c$  est la vitesse de la lumière dans le vide, sont :

$$v_{\text{ph}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} \quad (\text{III.12a})$$

$$Z_c = \frac{1}{C \cdot v_{\text{ph}}} = \frac{1}{c \cdot C_{\text{air}} \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} \frac{K(k'_1)}{K(k_1)} \quad (\text{III.12b})$$

La fonction  $K(k)$  est l'intégrale elliptique du premier ordre donnée par :

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \frac{\pi}{\ln \left[ 2 \left( \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \right]} \quad \text{pour } 0 \leq k \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \frac{1}{\pi} \ln \left[ 2 \left( \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right) \right] \quad \text{pour } \frac{1}{\sqrt{2}} \leq k \leq 1$$

Dans la plupart des cas pratiques, l'épaisseur du conducteur est assez faible mais ne peut pas être entièrement négligée. Une approche tenant compte de l'épaisseur non nulle du conducteur a été donnée dans [120]. Seule l'équation (III.10c) et la permittivité effective sont affectées.

$$k_{1e} = \frac{W_e}{W_e + 2S_e} \quad (\text{III.13})$$

$$W_e = W + \Delta; \quad S_e = S - \Delta; \quad \Delta = \frac{1.25t}{\pi} \left( 1 + \ln \left( \frac{4\pi W}{t} \right) \right)$$

Les lignes coplanaires permettant la conception des standards de calibrage doivent avoir des pertes d'atténuation très faibles. Leur impédance caractéristique doit être réelle et proche de  $50 \Omega$  sur toute la bande de fréquences de travail.

Les tableaux III.1 et III.2 donnent les dimensions utilisées et les valeurs de l'impédance caractéristique  $Z_c$ , de la permittivité effective  $\epsilon_{\text{eff}}$  et de la capacité linéique  $C$  obtenues par le calcul analytique fait à l'aide des équations (III.7) – (III.13).

Largeur conducteur central $W$ ( $\mu m$ )	Largeur des fentes $S$ ( $\mu m$ )	Epaisseur du métal $t$ ( $\mu m$ )	Hauteur du substrat $H$ ( $\mu m$ )
76	43	3	635

TABLE III.1 – Dimensions des lignes coplanaires utilisées

$t$ ( $\mu m$ )	$C$ (pF/cm)	$\epsilon_{\text{eff}}$	$Z_c$ ( $\Omega$ )
0	1,44	5,39	53,83
1	1,44	5,24	52,77
2	1,45	5,12	51,88
3	1,46	5,01	51,05

TABLE III.2 – Valeurs de  $Z_c$ ,  $\epsilon_{\text{eff}}$  et  $C$  par calcul analytique

Ce tableau montre qu'en utilisant ces formules, la valeur de la permittivité effective s'écarte de sa valeur avec l'augmentation de l'épaisseur du conducteur. La permittivité effective est plus sensible aux variations de l'épaisseur du conducteur. Par conséquent, l'impédance caractéristique ainsi trouvée est une valeur approchée de l'impédance réelle de la ligne.

### III.3.3 Étude de simulation des standards

Une étude sur les standards à concevoir est obligatoire. La simulation est donc l'étape permettant cette étude qui prévoit les comportements en fréquence des dispositifs à fabriquer. Les informations telles que l'impédance caractéristique des lignes, leurs paramètres de transmission et de réflexion, leur déphasage, etc. peuvent être données par la simulation, qui a été faite par un logiciel de simulation 3D (*HFSS*).

#### III.3.3.1 Présentation du logiciel *HFSS*

Le logiciel *HFSS* (*High Frequency Structure Simulator*) est un logiciel de simulation 3D électromagnétique qui se base sur la méthode numérique des éléments finis. Le modèle géométrique à étudier est discrétisé en plusieurs éléments (tétraèdres) constituant le maillage. Les champs électromagnétiques présents dans chaque élément sont calculés par interpolation à partir des

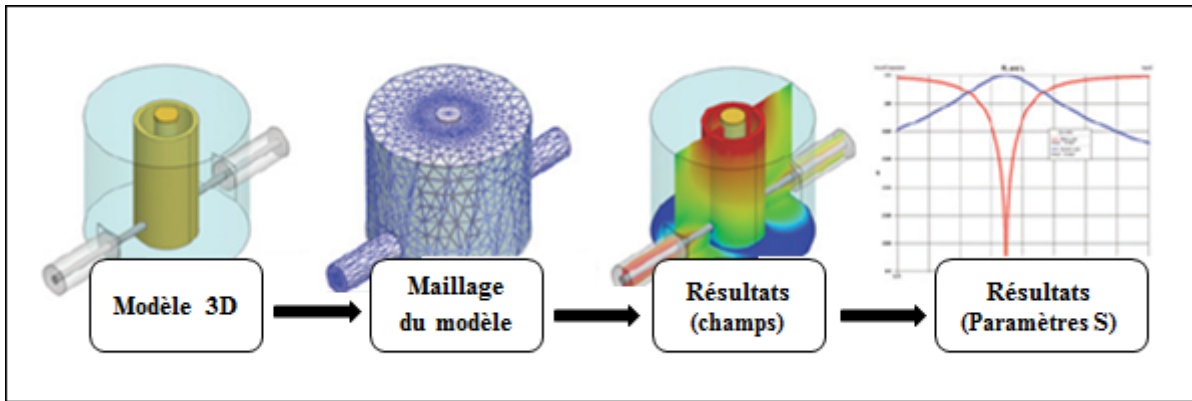


FIGURE III.13 – *Etapes de simulation d'une structure par HFSS*

équations de Maxwell. Les résultats de ces calculs donnent les paramètres S du modèle simulé [121] (figure III.13).

La recherche de la solution, c'est-à-dire les paramètres S, est effectuée par analyse adaptative (figure III.14) qui consiste à raffiner itérativement le maillage dans les régions où l'erreur obtenue sur la résolution du champ électrique est élevée. Cela augmente considérablement la précision de la solution. Le critère qui contrôle le raffinement du maillage (*Max Delta S*) est défini par l'utilisateur. La plupart des problèmes HFSS ne peuvent être efficacement résolus que par l'utilisation du processus du raffinement adaptatif.

Chaque simulation avec le logiciel HFSS, implique, dans une certaine mesure, six étapes que l'utilisateur doit respecter pour l'obtention des résultats de simulation.

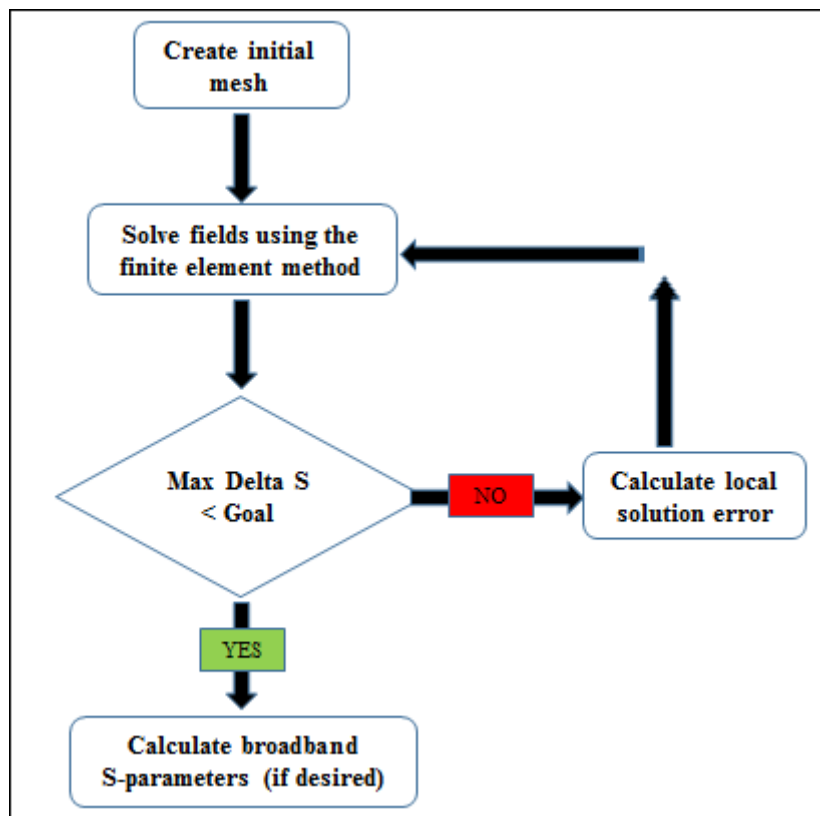


FIGURE III.14 – *Processus de l'analyse adaptative utilisée par HFSS*



### **a. Création de la structure géométrique**

C'est la première étape dans la création d'un modèle *HFSS*. L'utilisateur doit créer le modèle physique 3D qu'il souhaite analyser dans la fenêtre principale du simulateur. Il est possible de créer des structures de dimensions géométriques variables en tenant compte des propriétés des matériaux à utiliser. Ce processus est très utile pour la conception des dispositifs performants et optimisés.

### **b. Attribution des « conditions aux limites » (*Boundaries*)**

L'attribution des conditions aux limites dans HFSS (*Perfect E, Radiation, etc.*) est nécessaire car ces conditions ont un impact direct sur la précision de la solution. Deux objectifs principaux se dégagent de l'utilisation des conditions aux limites : créer soit un modèle ouvert ou modèle fermé lors de la simulation et réduire la complexité géométrique/électromagnétique de la structure considérée.

Un modèle fermé, contrairement au modèle ouvert, représente simplement un modèle où aucune énergie ne peut s'échapper autrement que par les ports d'entrée et de sortie.

### **c. Attribution des « excitations »**

Les excitations (ou ports - *Wave Ports, Lumped Ports, Magnetic Bias Source, etc.*) permettent à l'utilisateur d'indiquer les sources de champs, des tensions, des charges ou des courants pour une simulation donnée. Les excitations *Wave Ports* et *Lumped Ports* sont les plus utilisées pour la simulation des lignes planaires.

Elles fournissent des informations sur les champs et les paramètres S, Y et Z, mais seule la première donne des informations sur l'impédance caractéristique  $Z_c$  et la constante de propagation  $\gamma$  de la ligne.

### **d. Configuration de la solution**

Après l'attribution des conditions aux limites et excitations, la configuration de la solution (*solution setup*) doit être faite. L'utilisateur doit choisir une fréquence pour laquelle est effectué le maillage (*solution frequency*), les critères de convergence souhaités (*Maximum Delta S, maximum refinement per pass, etc.*), la bande de fréquences sur laquelle s'effectue la simulation et notamment quelle solution particulière et la méthode de balayage en fréquences à utiliser.

### **e. Analyse et résultats de simulation**

Les deux dernières étapes sont l'analyse de la structure géométrique et la présentation des résultats de simulation.

Le temps mis pour analyser la structure dépend fortement de la géométrie du modèle, de la fréquence pour laquelle est effectué le maillage et des ressources informatiques disponibles. Il peut varier de quelques secondes à plusieurs heures.

Les résultats de simulation peuvent être observés sous forme des paramètres S du dispositif modélisé ou de champs à l'intérieur et autour de la structure.

### III.3.3.2 Simulation de la ligne coplanaire « à accès à 120° »

Les dimensions prises pour la simulation de nos dispositifs sont données par le tableau III.1.

Avant de simuler les standards à fabriquer, deux lignes coplanaires (figures III.10 et III.15), de longueur  $L$  égale à 2 mm ont été simulées dans le but de comparer les résultats de simulation de ces lignes avec les résultats des calculs analytiques. La première est une ligne coplanaire conventionnelle tandis que la seconde, c'est-à-dire celle possédant des accès à 120°, est la ligne qui permettra la conception des standards de calibrage.

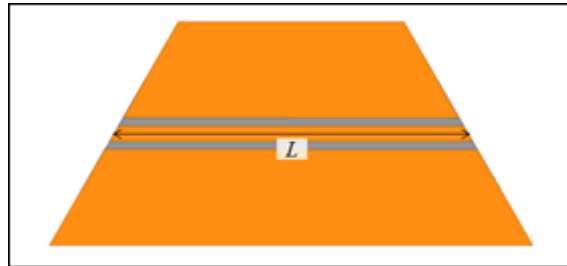


FIGURE III.15 – Ligne coplanaire à accès à 120°

Les comparaisons entre les paramètres  $S$  des deux lignes coplanaires sont représentées ci-dessous (figure III.16).

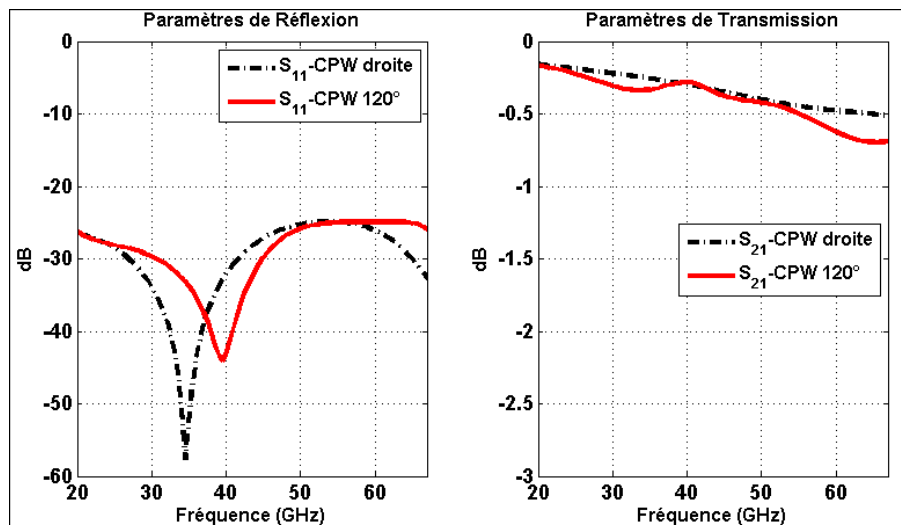


FIGURE III.16 – Paramètres  $S$  des deux lignes coplanaires : conventionnelle et à accès à 120°

Les résultats montrent effectivement que les dimensions utilisées pour la simulation permettent d'avoir des lignes coplanaires adaptées car les paramètres de réflexion sont globalement inférieures à **-25 dB** sur toute la gamme de fréquences considérée (20 GHz – 67 GHz) pour les deux lignes simulées. Leurs transmissions sont également globalement inférieures à **-0.7 dB**. Cependant, la ligne coplanaire à accès à 120° présente légèrement plus de réflexion que la ligne coplanaire conventionnelle. La résonance de longueur à 34.5 GHz observée sur la ligne conventionnelle est aussi déplacée à 39.5 GHz pour la ligne coudée. Un écart est aussi observé entre les transmissions des deux lignes mais il n'excède pratiquement pas **0.2 dB** sur toute la bande de fréquences (figure III.17).

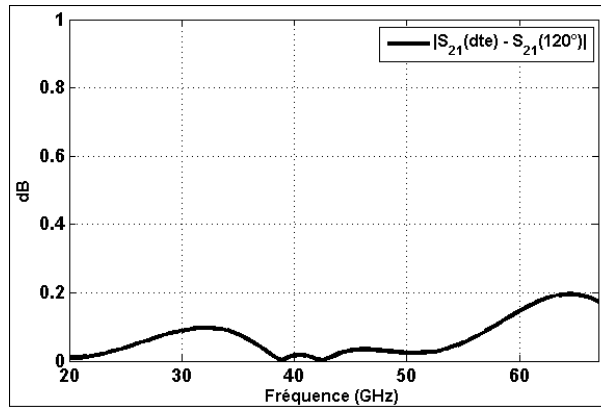


FIGURE III.17 – *Ecart en transmission des deux lignes  $|S_{21-dte} - S_{21-120^\circ}|$*

Les deux lignes ayant la même longueur physique moyenne, ces écarts peuvent s'expliquer par la présence des accès à  $120^\circ$  dans la seconde ligne coplanaire. Ils introduisent des effets capacitifs supplémentaires qui seront éclaircis dans la dernière partie de ce chapitre.

Les grandeurs telles que l'impédance caractéristique, la constante de propagation et la permittivité effective peuvent aussi être obtenues en fonction de la fréquence.

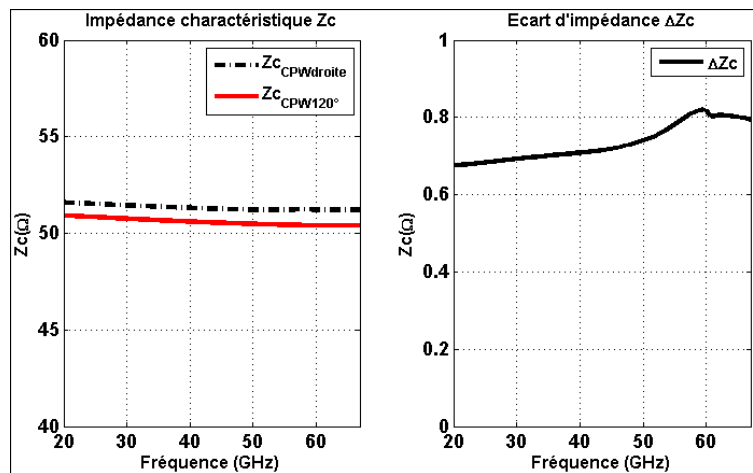


FIGURE III.18 – *Impédances caractéristiques des deux lignes (a) et Ecart (b)  $\Delta Z_C = |Z_{C-dte} - Z_{C-120^\circ}|$*

L'équation (III.12b) donne une impédance caractéristique de valeur égale à **51.05**  $\Omega$  alors que les valeurs simulées sont comprises entre **51.6**  $\Omega$  et **50.4**  $\Omega$  (figure III.18).

Ces valeurs peuvent être acceptables car l'écart maximal observé entre la simulation et le calcul analytique est de  $\pm 1\%$ . Cependant, il existe un écart de **0.8**  $\Omega$  entre l'impédance caractéristique simulée de la ligne conventionnelle et celle de la ligne coplanaire à accès à  $120^\circ$ .

La valeur de la permittivité effective donnée par l'équation (III.11) est comprise entre **5.01** et **5.39** car elle varie en fonction de l'épaisseur du conducteur. Les valeurs obtenues par la simulation sont données par la figure III.19. Jusqu'à 46 GHz, la permittivité effective simulée est comprise entre les valeurs obtenues par calcul analytique mais augmente légèrement au-delà de cette fréquence. Elle atteint **5.56** à 67 GHz.

A partir de la constante de propagation et de l'impédance caractéristique, il est possible de calculer une valeur approchée de la capacité linéique des lignes simulées (figure III.20) en

considérant l'équation (III.5) afin de la comparer à celle obtenue par l'équation (III.9). La valeur calculée analytiquement, par l'approche quasi statique, étant égale à **1.46 pF/cm**, nous constatons que la capacité linéique obtenue par simulation de la ligne conventionnelle s'écarte légèrement de cette valeur.

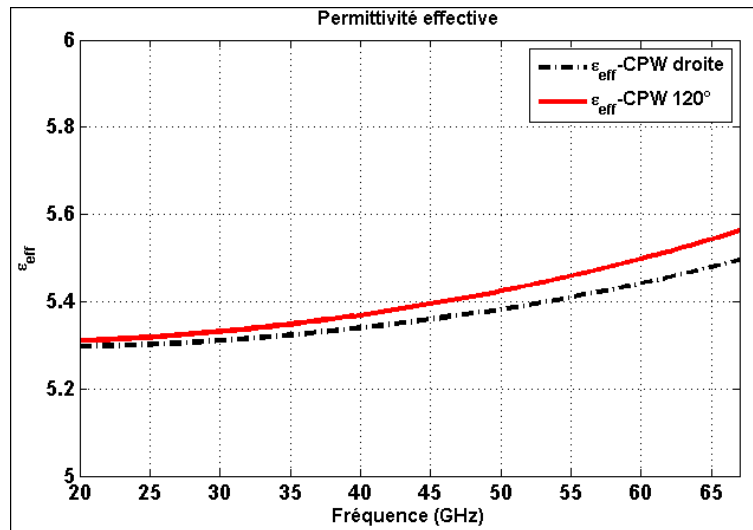


FIGURE III.19 – *Permittivité effective des deux lignes simulées*

Cet écart est de **0.02 pF/cm** à 20 GHz et de **0.06 pF/cm** à 67 GHz. Nous observons donc, à 67 GHz, une variation de 4.1% par rapport à la valeur calculée.

Le calcul de la capacité linéique dans cette plage de fréquences par l'équation (III.5) n'est pas assez précis. Les approximations considérées dans [107] qui consistent à négliger  $G$  devant  $\omega C$  dans le cas des substrats à faibles pertes et l'utilisation des résultats de simulation peuvent augmenter l'écart entre les valeurs de la capacité linéique obtenues par les équations (III.5) et (III.9).

Cependant, la figure III.20 montre aussi un écart entre les capacités linéiques de la ligne coplanaire conventionnelle et de la nouvelle ligne à accès à 120°. Cet écart atteint la valeur de **0,035 pF/cm** à 67 GHz.

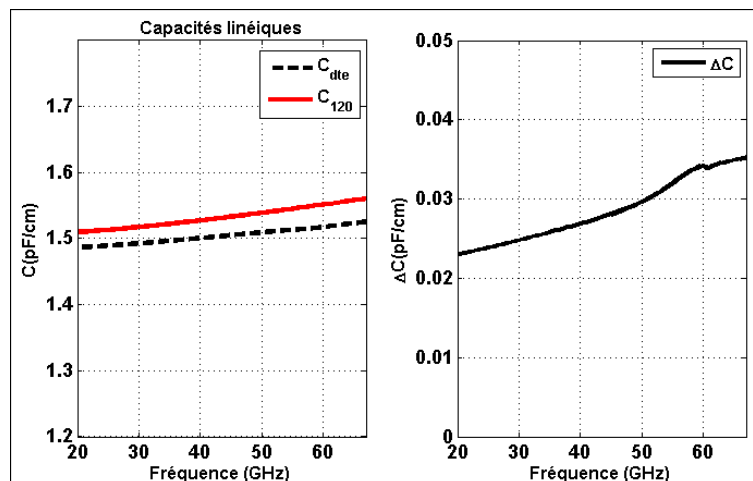


FIGURE III.20 – *Capacités linéiques des deux lignes simulées (a) et Ecart (b)  $\Delta C = |C_{\text{dte}} - C_{120^\circ}|$*

En résumé, nous pouvons dire qu'il est tout à fait possible d'utiliser les lignes coplanaires à accès inclinés ( $120^\circ$ ) pour la conception des standards de calibrage. Les écarts observés sur la comparaison proviennent de ces accès. Toutefois, les dimensions physiques considérées (largeur et épaisseur du conducteur, largeur des fentes, etc.) permettent d'avoir des étalons adaptés, confirmés par les résultats des simulations (paramètres de transmission et de réflexion et impédance caractéristique de la ligne coplanaire). La résonance de longueur dépend de la longueur de la ligne qui est liée à la bande fréquentielle de travail.

### III.3.3.3 Résultats de simulation des standards *THRU*, *REFLECT* et *LINE*

Les trois standards à concevoir sont représentés sur la figure III.21. Leurs dimensions sont données sur les tableaux III.1 et III.3.

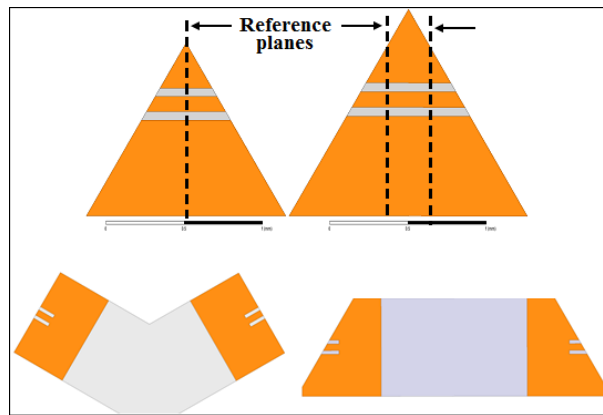


FIGURE III.21 – Standards à accès à  $120^\circ$  (respectivement *THRU*, *LINE* et *REFLECT*)

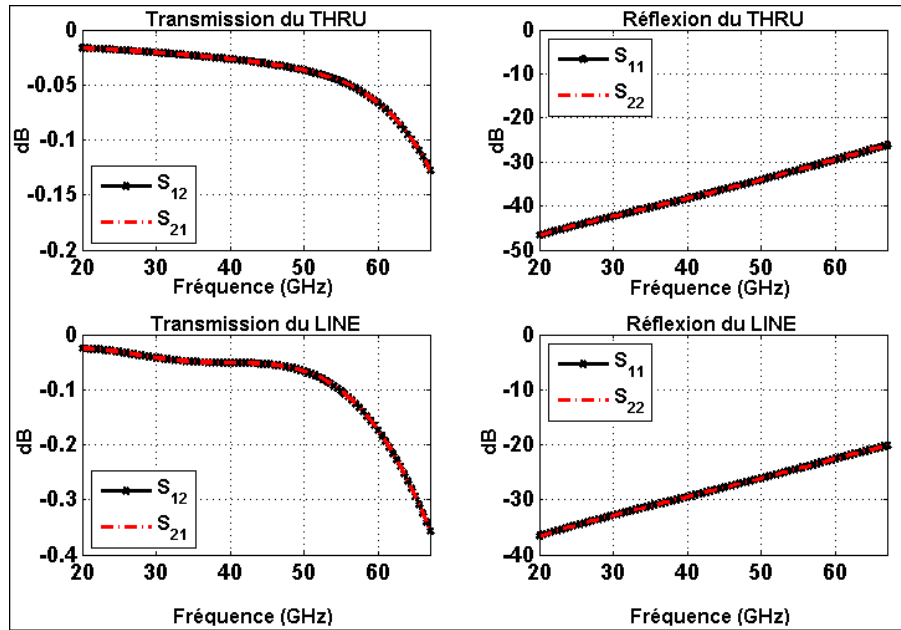
	<b>THRU</b>	<b>LINE</b>	<b>SHORT (Offset)</b>
<b>Longueur (<math>\mu m</math>)</b>	400	550	200

TABLE III.3 – Dimensions des standards

#### a. Les standard *THRU* et *LINE*

Les longueurs des deux standards de transmission (*THRU* et *LINE*) ne doivent pas excéder  $\lambda/2$  pour éviter le phénomène de résonance de longueur et l'écart de longueur entre les deux standards ne doit pas excéder  $\lambda/4$  [122].  $\lambda$  est la longueur d'onde à 67 GHz. Les paramètres S (transmission et réflexion) de ces deux standards sont donnés par la figure III.22. Ces résultats confirment que les standards sont parfaitement symétriques ( $S_{12} = S_{21}$ ,  $S_{11} = S_{22}$ ).

Théoriquement la transmission du *THRU* doit être parfaite ( $T = 1$ , donc 0 dB), mais la longueur  $l_{th}$  utilisée comme ligne d'accès pour relier les deux ports de l'analyseur entraîne des pertes d'insertion et un déphasage linéaire (dans le cas de deux standards – Figure III.24). Néanmoins, la transmission reste quasi parfaite ( $S_{21} \leq -0.12$  dB) et la réflexion est assez basse ( $S_{11} \leq -25$  dB) sur toute la bande de fréquences. Les pertes d'insertion du standard *LINE* sont plus élevées par rapport à celles du *THRU* en raison de la longueur du standard. Le déphasage

FIGURE III.22 – Paramètres  $S$  des standards *THRU* et *LINE*

linéaire (équation (III.14)) théorique peut être considéré pour la vérification du déphasage obtenu par simulation. Les standards ne sont pas de lignes coplanaires conventionnelles, une différence entre le calcul théorique et la simulation est inévitable.

Au niveau des accès du conducteur central, il existe un écart de longueur théorique (figure III.23) entre une ligne coplanaire conventionnelle et nos lignes (équation (III.15)).  $W$  est la largeur du conducteur central et la valeur de l'angle  $\alpha$  est de  $30^\circ$ .

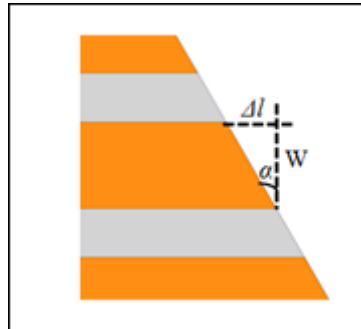


FIGURE III.23 – Ecart de longueur

$$\varphi = -\frac{2\pi f}{c}l\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}} \quad (\text{III.14})$$

$$\Delta l = W \cdot \tan \alpha \quad (\text{III.15})$$

Avec les dimensions considérées, l'écart de longueur théorique est d'une dizaine de microns ( $\Delta l = 44 \mu m$ ), ce qui explique les différences observées sur la figure III.24. Le calcul de cet écart avec les données des simulation des deux standards donne une valeur moyenne autour de la valeur théorique de cet écart.

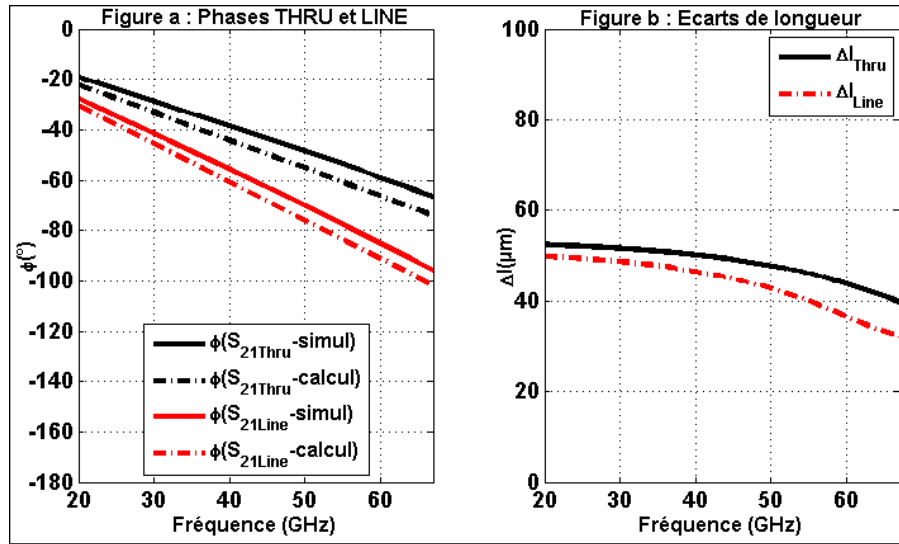


FIGURE III.24 – Déphasages du THRU et LINE et Ecart de longueur entre lignes coplaires conventionnelles et standards coplaires à accès à  $120^\circ$

### b. Le standard REFLECT

Le *REFLECT* considéré est le court-circuit (*SHORT*). C'est un standard à fort coefficient de réflexion (idéalement le coefficient de réflexion  $S_{ii} = -1$ ) et dont la phase théorique au niveau du court-circuit est de  $180^\circ$ . Mais la longueur d'accès ( $l_s$ ) qui permet de ramener la mesure au plan de référence du standard *THRU* entraîne un déphasage ( $\varphi_{sh}$  - équation (III.16)) par rapport à cette valeur. La figure III.25 représente la réflexion et la phase de la simulation de ce standard.

$$\varphi_{sh} = -\frac{4\pi f}{c} l_s \sqrt{\varepsilon_{eff}} \quad (III.16)$$

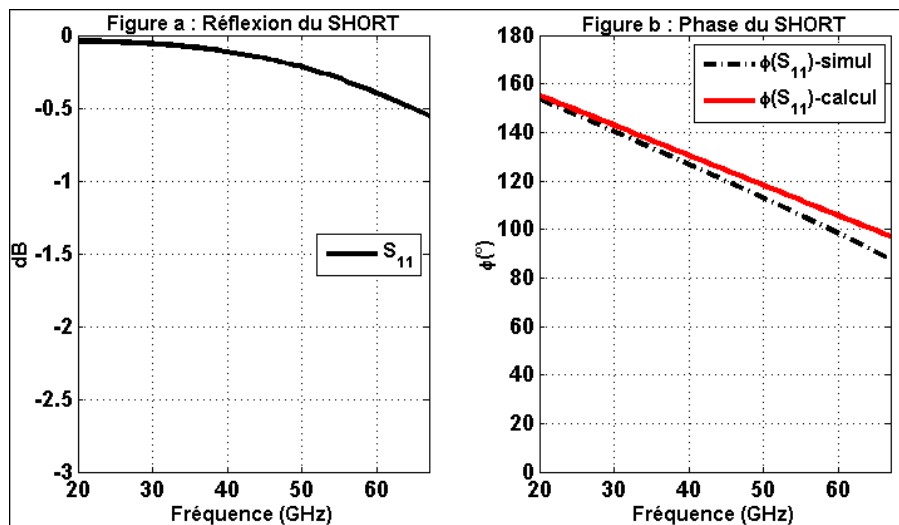


FIGURE III.25 – Réflexion et phase du standard *SHORT*

Le paramètre de réflexion obtenu par la simulation montre que ce standard est à fort coefficient de réflexion. L'écart entre les déphasages calculé théoriquement et simulé peut s'expliquer en partie par l'extension en longueur ( $\delta l$ ) que subit le court-circuit comme cela a été décrit

dans [118] par l'équation (III.17).

$W$  et  $G$  étant respectivement les largeurs du conducteur central et des fentes du standard.

$$\delta l = \frac{W + 2G}{8} \quad (\text{III.17})$$

### III.3.3.4 Mise en évidence des effets des coudes à 120°

Nous avons remarqué, dans la figure III.16, qu'un écart existe sur les paramètres  $S$  (notamment sur la réflexion) des deux lignes coplanaires (conventionnelle et la nouvelle ligne à accès à 120°). En effet, bien que les deux lignes simulées aient la même longueur physique moyenne, la résonance de longueur est observée à des fréquences différentes.

Pour mettre en évidence les effets électromagnétiques supplémentaires engendrés par les accès inclinés par rapport à la ligne conventionnelle, l'hypothèse que nous posons consiste à représenter le standard *THRU* comme étant la connexion directe des deux accès, c'est-à-dire les ports 1 et 2 (figure III.26(a)).

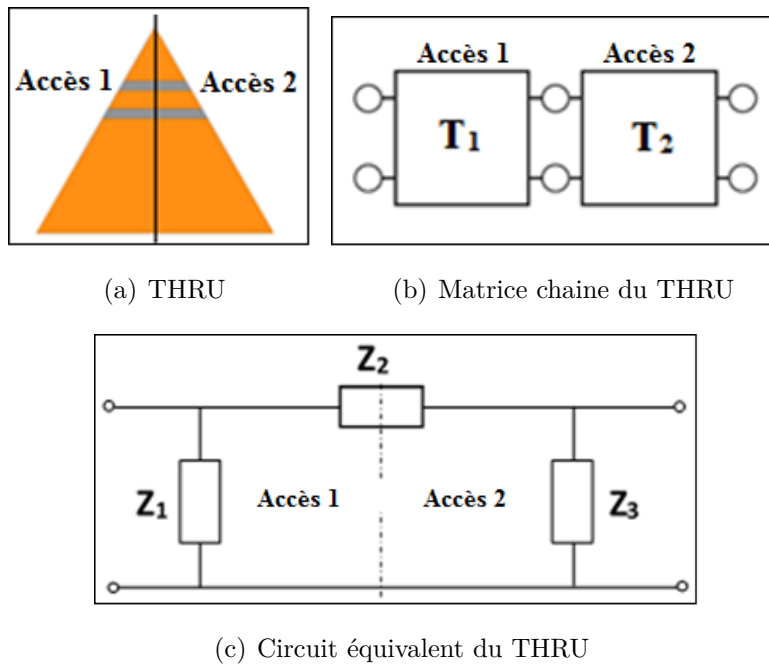


FIGURE III.26 – Représentation en  $\Pi$  du standard *THRU*

Les deux accès sont ensuite représentés par deux quadripôles comme le montre la figure III.26(b). Il est ensuite possible de déterminer les différents éléments du circuit équivalent en considérant le modèle en  $\Pi$  de la figure III.26(c) [123]. Les étapes de calcul sont résumées ci-dessous. Les paramètres admittances du *THRU* ( $Y_{\text{thru}}$ ) sont obtenus à partir de la mesure de ce standard que nous traiterons au dernier chapitre.

$$Y_{\text{thru}} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} & -\frac{1}{Z_2} \\ -\frac{1}{Z_2} & \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$



Le *THRU* étant symétrique, les matrices admittances des deux accès sont données par :

$$Y_{\text{acces1}} = \begin{bmatrix} Y_{11} - Y_{21} & 2Y_{21} \\ 2Y_{21} & -2Y_{21} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_1} + \frac{2}{Z_2} & -\frac{2}{Z_2} \\ -\frac{2}{Z_2} & \frac{2}{Z_2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.19a})$$

$$Y_{\text{acces2}} = \begin{bmatrix} -2Y_{12} & 2Y_{12} \\ 2Y_{12} & Y_{22} - Y_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{Z_2} & -\frac{2}{Z_2} \\ -\frac{2}{Z_2} & \frac{1}{Z_3} + \frac{2}{Z_2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.19b})$$

Nous obtenons ainsi les valeurs suivantes des impédances  $Z_1$ ,  $Z_2$  et  $Z_3$  et le modèle équivalent de la figure III.27.

$$Z_2 = \begin{cases} R_L \approx 0,2 \Omega \\ L \approx 82 \text{ pH} \end{cases} \quad \text{et} \quad Z_1 = Z_3 = \begin{cases} R_C \approx 20 \Omega \\ C \approx 17 \text{ fF} \end{cases}$$

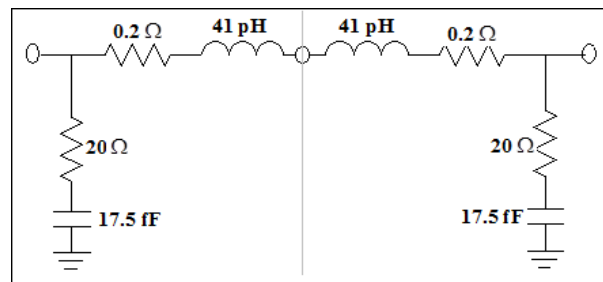


FIGURE III.27 – Circuit équivalent du *THRU*

Deux étapes sont nécessaires pour la vérification de cette hypothèse :

- la comparaison des paramètres S du circuit équivalent et la mesure du *THRU* ;
- la comparaison des résultats de simulation d'une ligne coplanaire à accès à 120° sous HFSS, de longueur quelconque, et du modèle de ligne de la figure III.29, sous Ansoft Designer.

Le logiciel *Ansoft Designer* permet la simulation des modèles circuits et l'obtention des paramètres S. Ainsi, la figure III.28 montre une bonne concordance entre les paramètres mesurés du *THRU* et de son circuit équivalent. Les valeurs des éléments localisés calculés ci-haut reproduisent donc effectivement les paramètres de transmission et de réflexion de ce standard.

Le modèle de la figure III.29 simulé sous Designer représente l'ensemble « *ligne coplanaire conventionnelle à laquelle sont ajoutés les effets des coudes de 120°* ».

Nous comparons dans ce qui suit les résultats de simulation sous le logiciel HFSS d'une ligne à accès à 120°, de longueur égale 4 mm, au modèle de la figure III.29 dont la longueur de la ligne conventionnelle vaut 3,6 mm. Nous avons déjà montré que le modèle équivalent de chaque accès coudé représente la moitié du standard *THRU*. Les résultats de comparaison entre les deux simulations sont donnés par la figure III.30.

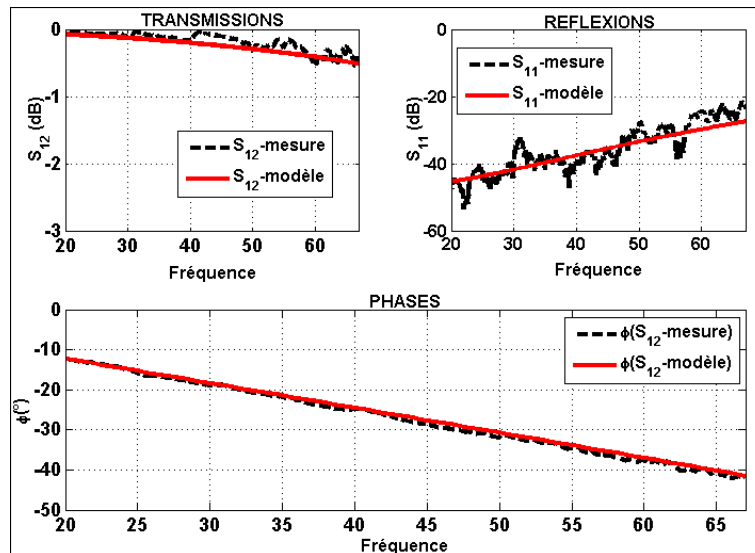
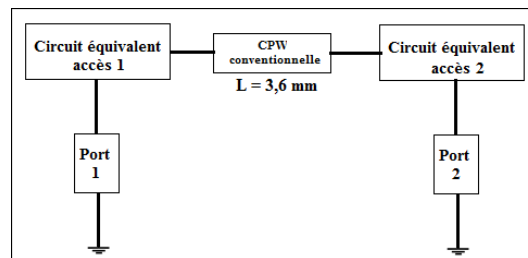
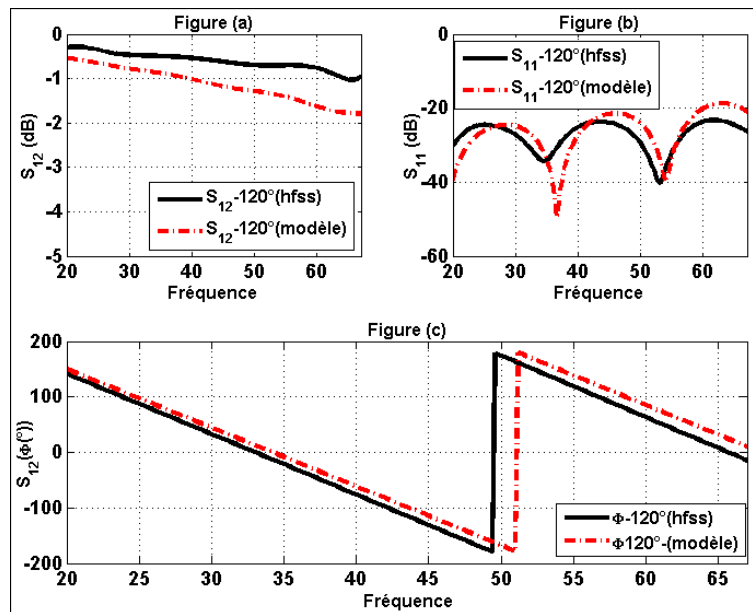
FIGURE III.28 – Paramètres  $S$  du THRU mesuré et du circuit équivalent

FIGURE III.29 – Modèle simulé sous Ansoft Designer de la ligne à accès à 120°

FIGURE III.30 – Paramètres  $S$  de la nouvelle ligne ( $L = 4 \text{ mm}$ ) obtenus directement par HFSS et par le modèle (coude +  $L = 3,6 \text{ mm}$  + coude)

L'écart observé sur la transmission (1 dB à 67 GHz) peut être expliqué par le fait que, lors de la simulation, les calculs des pertes sont réalisés différemment par les deux logiciels utilisés. Nous pouvons donc conclure, à partir de ces résultats, que les paramètres de la nouvelle ligne

s'obtiennent à partir des paramètres de la ligne coplanaire conventionnelle, tout en tenant compte du modèle représentant les effets des coudes à 120°.

## Conclusion

Dans ce chapitre, le calibrage *TRL* ainsi que ses principales caractéristiques ont été détaillés. La comparaison des mesures sur des lignes coplanaires effectuées après les deux calibrages les plus utilisés (*SOLT* et *TRL*) montre une bonne concordance entre les mesures dans notre bande fréquentielle d'étude (20 GHz – 67 GHz). Nous avons ensuite mis en évidence que le repositionnement des pointes à 120° après un « calibrage normal », pour la mesure des dispositifs 3-ports coplanaires à accès inclinés, introduit des erreurs supplémentaires dans la mesure. C'est dans le but d'apporter une solution significative à ce problème que nous nous sommes intéressés à la conception des standards de calibrage à accès à 120°.

La simulation des standards à réaliser s'est révélée concluante car les résultats obtenus (paramètres S) sont satisfaisants et montrent que les standards (*THRU*, *REFLECT*, *LINE*) présentent des pertes très faibles. Enfin, le modèle électrique mettant en évidence les effets des coudes de 120° de ces nouvelles lignes coplanaires a été déterminé ; et les calculs théoriques des grandeurs telles que l'impédance caractéristiques des lignes, la permittivité effective, etc. sont en bon accord avec la simulation.

Les prochaines étapes seront la réalisation des standards simulés, leur caractérisation et le calibrage de l'analyseur à l'aide de ces standards.



---



---

# Réalisation, caractérisation et calibrage à 120°

---



---

## Sommaire

---

<b>Introduction</b> .....	<b>102</b>
<b>IV.1 Etapes technologiques de fabrication des standards</b> .....	<b>103</b>
IV.1.1 Pulvérisation cathodique RF . . . . .	103
IV.1.2 Les étapes photolithographiques . . . . .	104
IV.1.3 La gravure chimique . . . . .	104
IV.1.4 Caractérisation mécanique et limites de la gravure chimique . . .	105
IV.1.4.1 L'épaisseur de la couche de cuivre déposée . . . . .	106
IV.1.4.2 Largeurs des fentes et du conducteur central, état de surface	106
<b>IV.2 Caractérisation du kit – Calculs de correction</b> .....	<b>110</b>
IV.2.1 Mesure des paramètres des standards . . . . .	110
IV.2.1.1 Paramètres S des standards . . . . .	110
IV.2.1.2 Constante de propagation des standards . . . . .	112
IV.2.1.3 Impédance caractéristique des standards . . . . .	116
IV.2.2 Extraction des termes d'erreurs à l'aide de la mesure des standards	117
IV.2.2.1 Algorithme de SILVONEN . . . . .	118
IV.2.2.2 Nouvel algorithme de correction par calculs des matrices ABCD	119
IV.2.2.3 Application de l'algorithme de correction aux données de simula- tion . . . . .	123
<b>IV.3 Application de l'algorithme aux données de mesure</b> .....	<b>129</b>
IV.3.1 Mesure des lignes coplanaires à accès à 120° . . . . .	129
IV.3.2 Mesure des diviseurs de puissance à accès à 120° . . . . .	131
IV.3.2.1 Influence de la charge adaptée sur la mesure . . . . .	132
IV.3.2.2 Comparaison entre les mesures directes du VNA et les mesures par calibrage externe du diviseur de puissance . . . . .	138
<b>Conclusion</b> .....	<b>140</b>

---

## Introduction

Les études de simulation effectuées sur la nouvelle ligne coplanaire à accès inclinés à 120° ont montré, en considérant les bonnes dimensions géométriques, qu'elle peut être aussi bien adaptée qu'une ligne coplanaire conventionnelle. Les paramètres S des standards (réflexion et transmission) obtenus sont en accord avec les résultats escomptés. Un modèle électrique des coudes à 120° présents sur les lignes coplanaires a été donné. Nous expliquerons son importance plus tard, lors de la caractérisation des dispositifs n'ayant pas les mêmes accès que ceux des standards.

Ces standards doivent donc être fabriqués et caractérisés. Plusieurs techniques de réalisation des composants passifs, par dépôt de couches minces conductrices sur un substrat isolant, existent.

Premièrement, dans ce chapitre, nous décrirons brièvement l'ensemble des étapes technologiques de fabrication du kit de calibrage et les limites de ces étapes pouvant être observées pour des dispositifs avec des dimensions géométriques micrométriques.

Ensuite, la caractérisation du kit réalisé par l'analyseur vectoriel de réseau « 2-ports » (ROHDE & SCHWARZ ZVA 67) ainsi qu'un calibrage externe à l'aide de ce kit, qui montre une amélioration des mesures effectuées, seront présentés.

Enfin, une étude comparative des mesures d'un dispositif « 3-ports » après deux calibrages distincts (avec le kit réalisé et un kit commercial) sera faite.

## IV.1 Etapes technologiques de fabrication des standards

Les couches minces sont un dépôt d'un conducteur (aluminium, or, cuivre, etc.) généralement inférieur à  $5\ \mu\text{m}$  d'épaisseur, habituellement obtenu sous vide. Bien qu'il s'oxyde rapidement, le cuivre est de coût moins élevé que l'or et présente des caractéristiques électriques meilleures que l'aluminium. Les substrats sur lesquels sont déposés ces couches minces sont particulièrement nombreux (silicium, alumine, nitrure d'aluminium–AlN, verre, etc.). Les méthodes de dépôt à utiliser peuvent être par évaporation thermique, pulvérisation cathodique, dépôt chimique ou dépôt par voie gazeuse. Dans le cas des couches minces monocouches, la méthode soustractive par insolation et attaque chimique reste la plus utilisée pour l'obtention des motifs conducteurs [124].

Dans notre cas, les standards sont réalisés à base d'un matériau conducteur, le cuivre, déposé sur un substrat d'alumine. Ce dernier doit subir un procédé de nettoyage à l'aide de quelques solutions chimiques (acétone, éthanol, DECON 90, eau distillée) qui le débarrasse de toute impureté afin de faciliter l'adhérence de la couche mince de cuivre à déposer.

Trois principales étapes constituent les étapes de fabrication adoptées :

- le dépôt de la couche mince de cuivre par pulvérisation cathodique ;
- les étapes photolithographiques ;
- la gravure chimique.

### IV.1.1 Pulvérisation cathodique RF

Depuis des nombreuses années, ce procédé de dépôt est très répandu pour l'obtention des dispositifs à couches minces [125]. Au laboratoire, les dépôts se font sur un bâti de pulvérisation cathodique RF, de type TSD 350 du Groupe HEF (figure IV.1). Cette méthode est aussi appelée PVD (Physical Vapor Deposition).

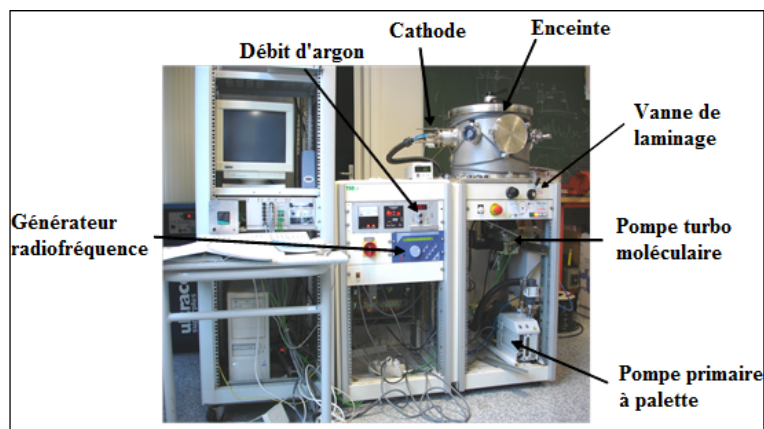


FIGURE IV.1 – Bâti de pulvérisation cathodique TSD 350

Le substrat d'alumine, nettoyé, est directement placé dans l'enceinte du bâti qui doit être mise sous vide. Le bâti est chauffé et la pression y est maintenue à une valeur comprise entre



$10^{-7}$  et  $10^{-6}$  mbar. La cible (cuivre), placée sur la cathode, subit un bombardement par les ions d'argon qui provoque l'arrachement de ses atomes (figure IV.2). Ceux-ci sont déposés sur le substrat d'alumine, placé sur l'anode.

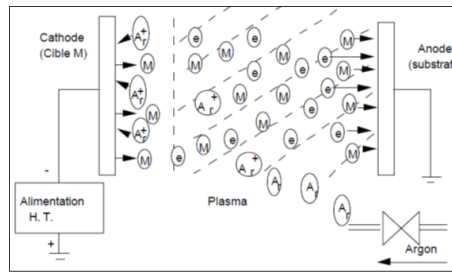


FIGURE IV.2 – Schéma de principe de pulvérisation cathodique

Pour l'obtention d'une épaisseur de couche mince de cuivre voulue, quelques réglages tels que la puissance et le temps de dépôt, le débit d'argon et la distance cible-substrat, doivent être obligatoirement considérés. Ils déterminent la qualité et les propriétés de la couche mince déposée.

### IV.1.2 Les étapes photolithographiques

La photolithographie est l'un des procédés qui consistent à transférer les motifs (des composants à réaliser) d'un masque sur une résine déposée sur la couche mince de cuivre. Le masque est une plaque de verre recouverte d'une couche de chrome, sur laquelle sont gravés les motifs à reproduire. Les étapes de ce procédé sont résumées ci-dessous :

- l'échantillon est avant tout nettoyé au bain à ultrasons (acétone, éthanol, eau pure).
- de la résine photosensible (SPR550) est étalée sur la couche de cuivre puis l'ensemble est chauffé (recuit) pour permettre la solidification de cette première.
- l'insolation de l'échantillon par un rayonnement ultraviolet est effectuée une fois que le masque est positionné sur l'échantillon au moyen d'un aligneur ; la résine est ainsi modifiée et peut être enlevée des parties non protégées par le masque.
- la dernière étape consiste à révéler le motif en trempant l'échantillon dans un développeur suivie d'un deuxième recuit.

### IV.1.3 La gravure chimique

La gravure est le procédé permettant de soustraire du substrat le cuivre non protégé par la résine. La gravure humide ou chimique est la méthode de gravure utilisée au laboratoire. Elle consiste à tremper l'échantillon dans une solution composée à moitié de perchlore de fer et à moitié d'eau. Cette solution, portée à 30° C, grave le substrat en dissolvant la partie du cuivre non protégée et fait apparaître le motif souhaité. Cette étape est suivie d'un rinçage à l'eau puis l'échantillon est plongé dans une solution d'acétone afin de dissoudre la résine qui protège les lignes conductrices lors de la gravure. La durée du trempage dans la solution de perchlore

varie en fonction des dimensions géométriques de l'échantillon, mais surtout de l'épaisseur de la couche de cuivre déposée.

Les échantillons ainsi réalisés sont finalement plongés dans une solution d'étain froid (éta-  
mage) pour le dépôt d'une fine couche de protection. Elle permettra d'éviter l'oxydation des  
lignes conductrices.

La figure IV.3 résume les différentes étapes nécessaires pour la réalisation des standards de  
calibrage.

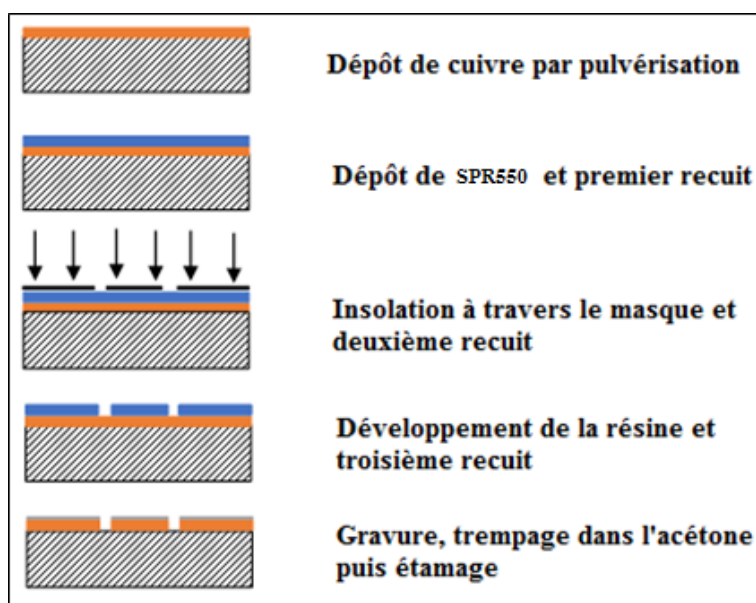


FIGURE IV.3 – *Etapes technologiques de fabrication des standards de calibrage*

#### IV.1.4 Caractérisation mécanique et limites de la gravure chimique

Simple à mettre en œuvre, la gravure chimique est majoritairement utilisée. Cependant, elle présente plusieurs inconvénients [124] :

- elle est isotrope, donc génère des effets d'attaque latérale ou sous-gravure, qui limitent la résolution du motif ;
- la vitesse est éminemment variable et dépend de plusieurs paramètres dont la charge en substrats traités ;
- le temps de gravure reste difficilement contrôlable.

Après la dernière étape de fabrication, il est important de procéder à une opération supplémentaire pour s'assurer que les dimensions fixées au départ ont été conservées.

Cette opération est la caractérisation mécanique qui consiste à faire une mesure des dimensions géométriques à l'aide d'un profilomètre mécanique et d'un microscope optique. L'épaisseur de la couche de cuivre déposée et les largeurs des fentes et du conducteur central des standards sont à vérifier.

Le profilomètre [126] est un appareil qui sert à mesurer des profils de surface par la mesure de la variation de hauteur d'une pointe (stylet). Cette pointe est en contact avec la surface

d'un échantillon, et se déplace selon un axe défini. Ainsi, cette méthode permet de déterminer la hauteur d'une « marche » (telle qu'une profondeur de gravure ou une épaisseur de dépôt d'une couche lithographiée), la rugosité d'une surface, le rayon de courbure d'un échantillon, etc. Une caméra permet de visualiser l'échantillon et le stylet.

#### IV.1.4.1 L'épaisseur de la couche de cuivre déposée

Dans le cas des lignes coplanaires, en plus des pertes par effet de peau qui dépendent fortement de l'épaisseur des conducteurs en hautes fréquences, peuvent également s'ajouter des pertes liées à la variation de largeur des fentes [127].

Les valeurs de l'épaisseur de la couche de cuivre déposée ont été obtenues à l'aide du profilomètre DEKTAK avec un stylet de  $2\ \mu\text{m}$  de diamètre. Le diagramme circulaire de la figure IV.4 présente les épaisseurs d'un ensemble d'échantillons réalisés.

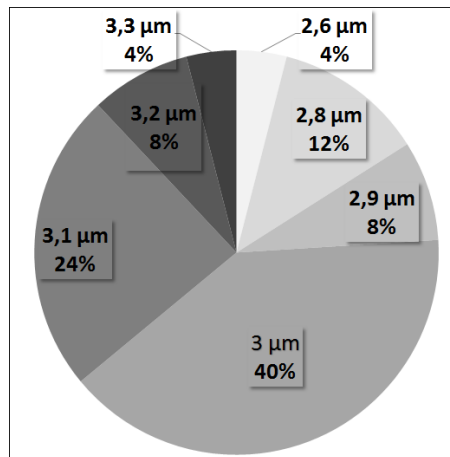


FIGURE IV.4 – *Épaisseur de Cu déposée (avec la même durée) sur un ensemble de 25 échantillons réalisés, mesurée par le profilomètre.*

Nous constatons que la couche déposée oscille autour d'une valeur dont l'écart, par rapport à l'épaisseur désirée, est de  $\pm 0,2\ \mu\text{m}$ . Une étude paramétrique faite en simulation a montré qu'avec cet écart sur l'épaisseur des conducteurs, les paramètres S des standards ne varie pratiquement pas (figure IV.5) pour une épaisseur de cuivre de  $3,2\ \mu\text{m}$ . Cependant, le THRU avec une épaisseur de  $2,8\ \mu\text{m}$  présente plus des pertes. Nous pouvons ainsi affirmer que le dépôt des couches minces de cuivre effectué est réussi à 80%.

#### IV.1.4.2 Largeurs des fentes et du conducteur central, état de surface

Une mesure au microscope optique (figure IV.6) permet d'obtenir les valeurs des largeurs des dispositifs réalisés.

Une première mesure d'un échantillon a été faite après la dernière étape photolithographique, à savoir la révélation (figure IV.6(a)) et une deuxième mesure après la gravure chimique (figure IV.6(b)). Nous constatons une variation importante sur les largeurs du conducteur central et des fentes de l'échantillon réalisé. La largeur du conducteur passe de  $76\ \mu\text{m}$  (valeur simulée) à

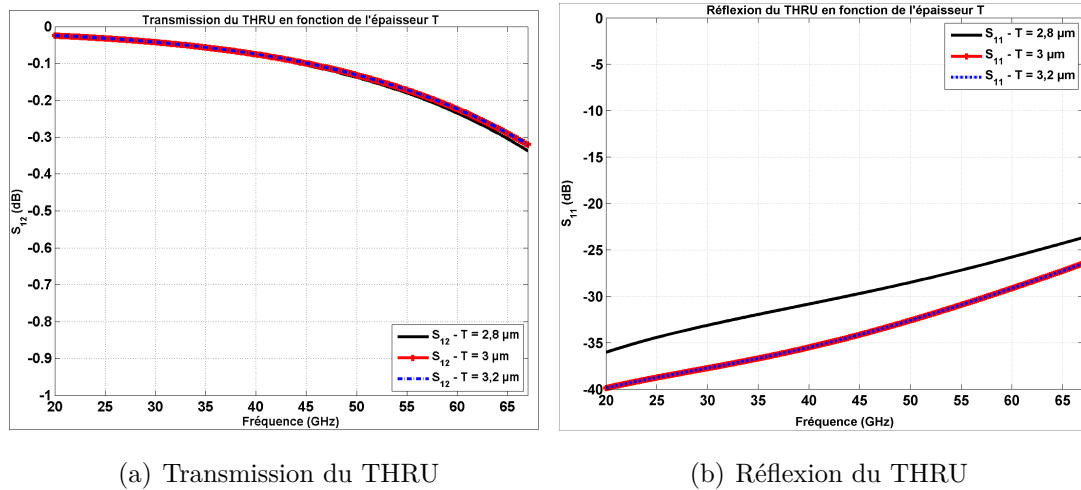
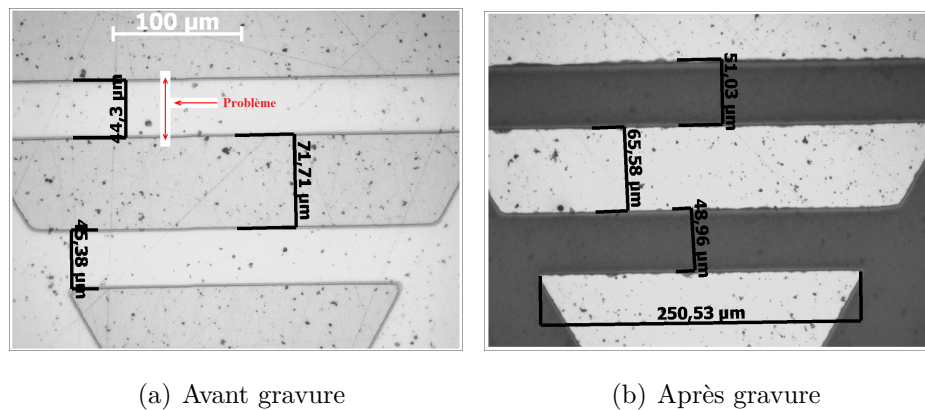
FIGURE IV.5 – Paramètres  $S$  simulés du THRU en fonction de l'épaisseur  $T$ 

FIGURE IV.6 – Largeurs du conducteur central et des fentes d'un échantillon, mesurées par le microscope optique avant et après la gravure chimique

$65 \mu\text{m}$  (valeur après la gravure chimique). Il en est de même pour les fentes qui passent d'une largeur de  $43 \mu\text{m}$  à une largeur de valeur comprise entre  $48 \mu\text{m}$  et  $51 \mu\text{m}$ .

Ainsi, pour l'ensemble des échantillons réalisés, les mesures ont montré un phénomène de sur-gravure au niveau de chaque bord des lignes conductrices et des plans de masse. Une diminution moyenne de  $4 \mu\text{m}$  est observée sur chacun des bords (figure IV.7). La largeur moyenne des conducteurs centraux réalisés est donc autour de  $68 \mu\text{m}$  et celle des fentes est autour de  $51 \mu\text{m}$ . Ces variations sur les dimensions géométriques provenant de la sur-gravure représente des écarts de  $10,5 \%$  sur la largeur du conducteur et de  $18,6 \%$  sur celles des fentes.

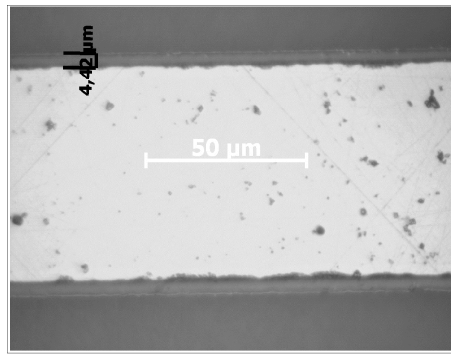


FIGURE IV.7 – Sur-gravure au niveau des lignes conductrices

Une étude de simulation, avec les écarts observés lors de la réalisation, a été effectuée afin d'évaluer les variations qui peuvent être apportées sur les paramètres S des standards. La figure IV.8 donne les résultats de cette simulation.

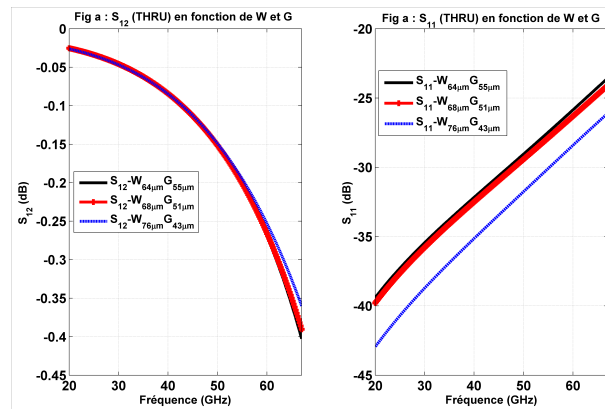


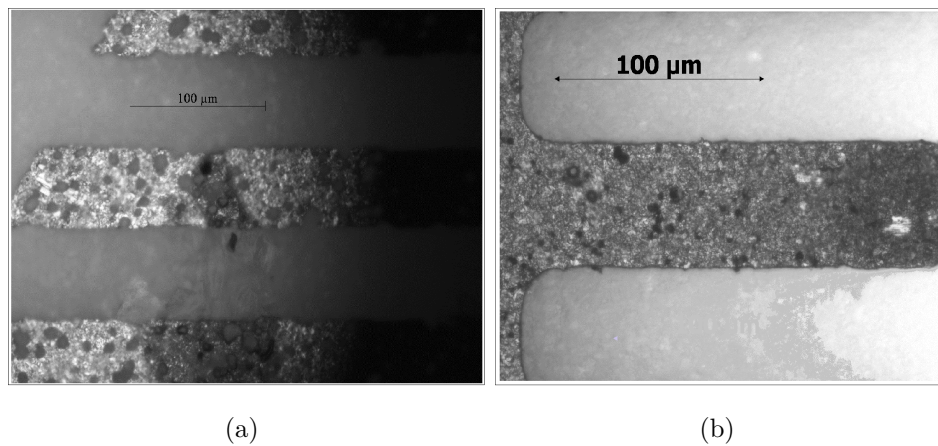
FIGURE IV.8 – Paramètres S simulés du THRU pour différentes valeurs de largeurs W et G réalisées

Il est clair que ce phénomène de sur-gravure fait varier les résultats, plus visible sur la réflexion (écart de 5 dB). Il est aussi important de souligner que l'état de surface de la couche conductrice des échantillons réalisés (figure IV.9) dépend étroitement de l'étape de la gravure chimique. Le temps mis durant cette étape, bien qu'il soit difficilement contrôlable, en est la principale raison.

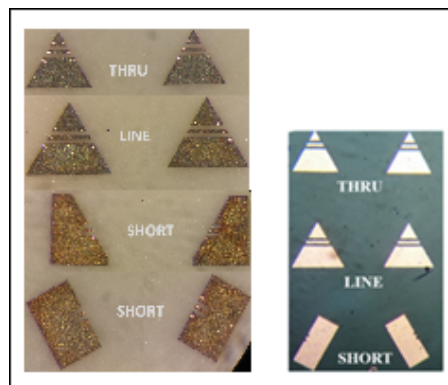
En considérant ces facteurs, à savoir l'épaisseur de la couche de cuivre déposée, la sur-gravure (état de surface et augmentation des largeurs), il est évident que la méthode de fabrication adoptée n'est pas très précise pour la réalisation des dispositifs ayant des dimensions micrométriques. Les résultats pourront alors présenter plus des pertes que celles obtenues par les simulations. Il est donc nécessaire de chercher à réduire au maximum tous ces facteurs pour avoir des dispositifs fonctionnels.

En plus de l'attention extrême que nous avons portée aux conditions de dépôt et au contrôle du temps de gravure, nous avons aussi opté pour la réalisation d'un deuxième masque. Ce dernier tient compte des variations de dimensions démontrées lors des premières fabrications. Les écarts de 4  $\mu\text{m}$  sont incorporés dans les motifs des standards à fabriquer.

Cette solution, bien qu'un peu artisanale, limite au mieux les variations des dimensions

FIGURE IV.9 – *Etats de surface de deux échantillons gravés séparément*

géométriques causées par la gravure chimique. La figure IV.10 représente les standards ainsi réalisés et le tableau IV.1 donne leurs dimensions géométriques.

FIGURE IV.10 – *Standards réalisés*

Largeur conducteur central $W$ ( $\mu m$ )	Largeur des fentes $S$ ( $\mu m$ )	Épaisseur du métal $t$ ( $\mu m$ )	Hauteur du substrat $H$ ( $\mu m$ )
73,3	44,4	3	635

TABLE IV.1 – *Dimensions des standards réalisés*

Ces dimensions obtenues sont très proches de celles désirées. Les paramètres  $S$  des standards doivent ainsi se rapprocher des paramètres simulés lors de la caractérisation.

## IV.2 Caractérisation du kit – Calculs de correction

Le banc de mesure décrit au premier chapitre, composé d'un analyseur vectoriel de réseau (ROHDE & SCHWARZ ZVA 67) et d'un testeur sous pointes, permet la mesure des différents paramètres des standards réalisés afin d'évaluer leurs performances.

Premièrement, les paramètres mesurés des standards seront comparés avec les résultats de simulation, dans l'objectif de confirmer leur validité. Ensuite, ils serviront pour le calibrage de l'analyseur afin de mesurer des dispositifs à *accès couvés* (lignes coplanaires et diviseurs de puissance).

### IV.2.1 Mesure des paramètres des standards

#### IV.2.1.1 Paramètres S des standards

L'analyseur a été calibré avec la procédure *SOLT* en utilisant le kit de calibrage commercial *ISS Cascade Microtech 101-109 C*. Les pointes qui ont servi à faire les mesures des paramètres sont de type Picoprobe de 150  $\mu\text{m}$ .

Bien que les accès de nos standards réalisés soient positionnés à 120°, nous ne pouvons effectuer qu'un « *calibrage conventionnel* », c'est-à-dire avec des standards droits. De ce fait, la mesure s'opère en deux étapes :

- le calibrage de l'analyseur avec les pointes placées à 180° (figure IV.11 (a)) ;
- la réorientation des pointes à 120° (figure IV.11 (b)) pour la mesure des paramètres des standards.

La réorientation des pointes doit être faite minutieusement. Nous avons déjà montré que ce déplacement des pointes après le calibrage engendre des erreurs dans les mesures. Cependant, ces erreurs sont aléatoires car elles ne sont pas identiques à chaque manipulation. Elles peuvent être importantes pour une réorientation des pointes à 120° et moins importantes pour une réorientation suivante.

Plusieurs séries de mesures sont donc nécessaires pour l'obtention de résultats qui présentent moins d'erreurs après le calibrage.

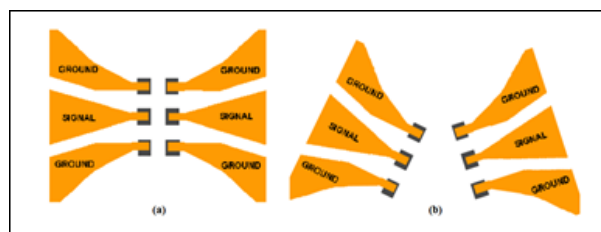
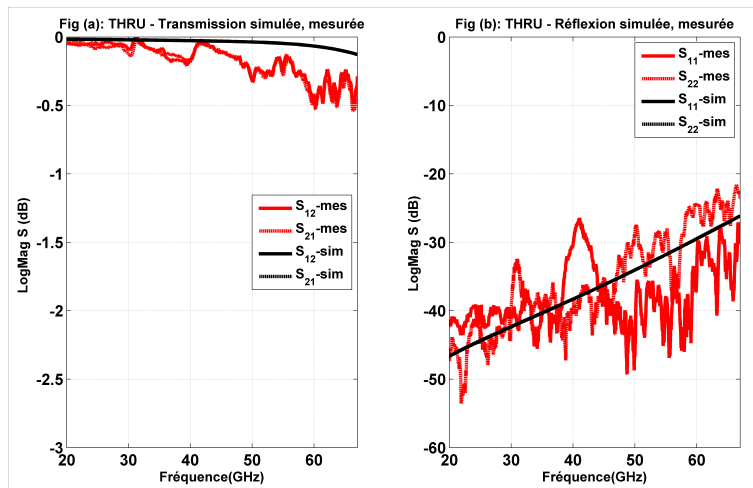
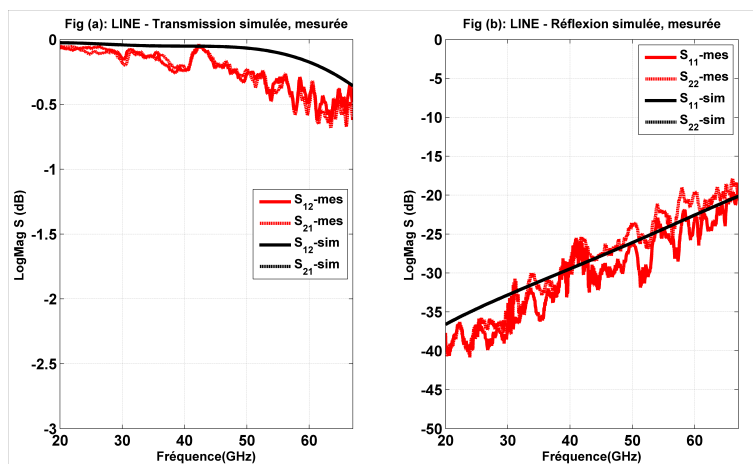


FIGURE IV.11 – Pointes placées à 180° (a) et à 120° (b)

En procédant de cette manière, les résultats de ces mesures sont présentés sur les figures IV.12 et IV.13. La bande de fréquence de mesure s'étend de 20 GHz à 67 GHz.



FIGURE IV.12 – Paramètres  $S$  mesurés et simulés du standard  $THRU$ FIGURE IV.13 – Paramètres  $S$  mesurés et simulés du standard  $LINE$ 

Ces mesures montrent que les standards de transmission ( $THRU$  et  $LINE$ ) réalisés sont réciproques et symétriques.

Les réflexions mesurées sont globalement très basses (-23 dB pour le  $THRU$  et -18,7 dB pour la  $LINE$  à 67 GHz). L'écart (5 dB) sur la réflexion entre les deux standards s'explique évidemment par le fait que la  $LINE$  présente un peu plus de pertes que le  $THRU$  à cause de sa longueur, plus grande que celle du  $THRU$ . Ils présentent également une bonne transmission avec un écart de 0,15 dB entre les deux transmissions à 67 GHz.

Cependant, les écarts respectifs de 0,3 dB et de 3 dB entre les transmissions et les réflexions simulées et mesurées montrent que les pertes considérées en simulation sont plus faibles. Nous pouvons expliquer ces écarts d'une part par les pertes dans le cuivre avec l'effet de peau et les pertes dues au diélectrique qui deviennent importantes en fonction de la fréquence [118]; et d'autre part par les imperfections technologiques et la méthode de mesure utilisée après réorientation des points à  $120^\circ$ .

Le standard de réflexion présente également une bonne réflexion, même si un écart d'environ 0,2 dB (figure IV.14) est observé entre la simulation et la mesure. Le déphasage de ce standard (figure IV.15) montre qu'il s'agit d'un court-circuit car il varie de  $157,7^\circ$  (20 GHz) à  $104,2^\circ$  (67



GHz). La phase théorique étant de 180° pour un court-circuit n'ayant pas de longueur d'accès (*offset*).

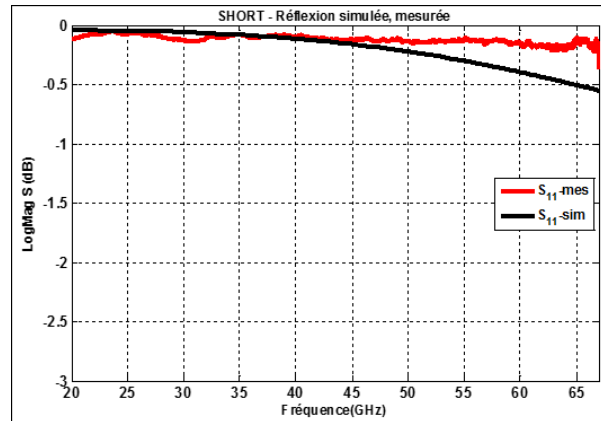


FIGURE IV.14 – Paramètres  $S$  mesurés et simulés du standard *SHORT*

Pour les standards de transmission, les longueurs des lignes introduisent des déphasages négatifs linéaires en fonction de la fréquence. Ils vont de  $-12,4^\circ$  à  $-41,7^\circ$  pour le *THRU* et de  $-20^\circ$  à  $-66^\circ$  pour le standard *LINE*. Ils sont tracés sur la figure IV.15.

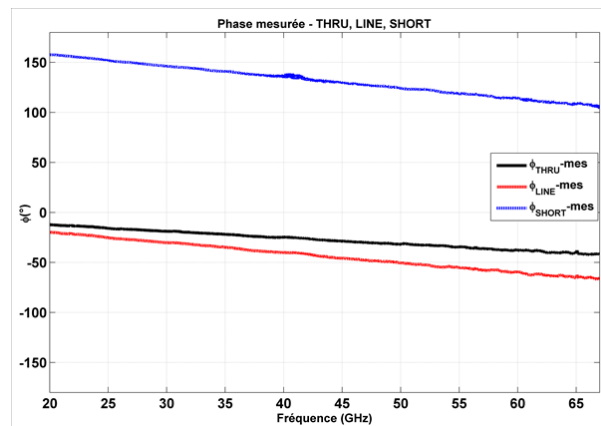


FIGURE IV.15 – Déphasages mesurés des standards *THRU*, *LINE* et *SHORT*

#### IV.2.1.2 Constante de propagation des standards

Comme mentionné au chapitre précédent, la constante de propagation des standards de transmission est l'exposant de propagation du calibrage *TRL*. Plusieurs méthodes (entre autres [108], [128]) permettent sa détermination à partir de la mesure des deux lignes de transmissions.

Nous nous baserons sur le même principe mais en utilisant les matrices ABCD pour ce calcul.

La matrice ABCD d'une ligne de transmission est donnée par :

$$\text{ABCD}_L = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma L) & Z_C \sinh(\gamma L) \\ \frac{1}{Z_C} \sinh(\gamma L) & \cosh(\gamma L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{e^{\gamma L} + e^{-\gamma L}}{2} & Z_C \frac{e^{\gamma L} - e^{-\gamma L}}{2} \\ \frac{1}{Z_C} \frac{e^{\gamma L} - e^{-\gamma L}}{2} & \frac{e^{\gamma L} + e^{-\gamma L}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.1})$$

Soient  $T$  et  $L$  les matrices ABCD des paramètres intrinsèques et  $M_T$  et  $M_L$  les matrices ABCD des paramètres mesurés des standards *THRU* et *LINE* (mesures effectuées sans calibrage). L'équation (IV.1) peut s'écrire également en fonction d'une matrice de passage  $P$  comme décrit dans [129] :

$$\text{ABCD}_L = P.X_\lambda.P^{-1} \quad (\text{IV.2})$$

Avec :

$$P = \begin{bmatrix} Z_C & -Z_C \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

et

$$X_\lambda = \begin{bmatrix} e^{\gamma d} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma d} \end{bmatrix}$$

$Z_L$  et  $d$  étant respectivement l'impédance caractéristique et la longueur physique de la ligne de transmission.

Ainsi, à partir des équations (IV.1) et (IV.2), nous pouvons obtenir deux produits (équations (IV.3) et (IV.4)) pour ces standards avec  $t$  et  $l$  qui sont les longueurs.

$$L_\lambda T_\lambda^{-1} = \begin{bmatrix} e^{\gamma(l-t)} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma(l-t)} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.3})$$

$$LT^{-1} = P.L_\lambda T_\lambda^{-1}.P^{-1} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} a & Z_C b \\ \frac{b}{Z_C} & a \end{bmatrix} \quad (\text{IV.4})$$

Avec :

$$\begin{cases} a = e^{\gamma(l-t)} + e^{-\gamma(l-t)} \\ b = e^{\gamma(l-t)} - e^{-\gamma(l-t)} \end{cases}$$

Ces équations nous permettent d'avoir les relations ci-dessous afin de déterminer l'expression de la constante de propagation.

$$\begin{cases} a + b = e^{\gamma(l-t)} \\ a - b = e^{-\gamma(l-t)} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \gamma_1 = \frac{\ln(a+b)}{l-t} \\ \gamma_2 = -\frac{\ln(a-b)}{l-t} \end{cases} \quad (\text{IV.5a})$$

$$\gamma = \frac{\ln\left(\frac{a+b}{a-b}\right)}{2(l-t)} \quad (\text{IV.5b})$$

L'étape suivante consiste à déterminer les coefficients  $a$  et  $b$  en fonction des paramètres mesurés des deux standards qui dépendent des quadripôles d'erreurs ( $E_1$  et  $E_2$ ) considérés

dans le calcul de la procédure *TRL*.

$$M_T = E_1.T.E_2 \quad (\text{IV.6a})$$

$$M_L = E_1.L.E_2 \quad (\text{IV.6b})$$

En faisant le produit de ces deux matrices, on a :

$$\begin{pmatrix} m_{11} & m_{21} \\ m_{12} & m_{22} \end{pmatrix} = M_L M_T^{-1} = E_1.L T^{-1}.E_1^{-1} \quad (\text{IV.7})$$

Le quadripôle d'erreur  $E_1$  est :  $E_1 = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix}$

Cette équation donne le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} m_{11} \\ m_{12} \\ m_{21} \\ m_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a(A_1 D_1 - B_1 C_1) + b\left(\frac{B_1 D_1}{Z_C} - Z_C A_1 C_1\right) \\ b\left(Z_C A_1^2 - \frac{B_1^2}{Z_C}\right) \\ b\left(\frac{D_1^2}{Z_C} - Z_C C_1^2\right) \\ a(A_1 D_1 - B_1 C_1) + b\left(Z_C A_1 C_1 - \frac{B_1 D_1}{Z_C}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

En additionnant les équations  $m_{11}$  et  $m_{22}$ , on obtient :

$$m_{11} + m_{22} = 2a(A_1 D_1 - B_1 C_1) \quad (\text{IV.9a})$$

Posons l'hypothèse que le quadripôle d'erreur est réciproque ; ce qui implique que :

$$A_1 D_1 - B_1 C_1 = 1 \quad (\text{IV.9b})$$

Le coefficient  $a$  est donc uniquement calculé en fonction des mesures des deux standards à l'aide de l'équation (IV.10).

$$a = \frac{m_{11} + m_{22}}{2} \quad (\text{IV.10})$$

Une relation supplémentaire est nécessaire pour l'obtention du deuxième coefficient  $b$ . Les deux racines de l'équation (IV.5a) étant égales et opposées, leur soustraction permet d'avoir :

$$\gamma_1 - \gamma_2 = \ln(a^2 - b^2) = 0 \quad (\text{IV.11a})$$

$$b = \pm\sqrt{a^2 - 1} \quad (\text{IV.11b})$$

Les bonnes valeurs de la constante de propagation  $\gamma$  sont conditionnées par les solutions de

$b$  dont la partie imaginaire est positive.

La figure IV.16 compare la constante de phase des standards calculée par l'équation (IV.5b) à partir des données de mesure et celle tracée par le logiciel HFSS. La constante de phase croît linéairement en fonction de la fréquence jusqu'à la fréquence de 50 GHz.

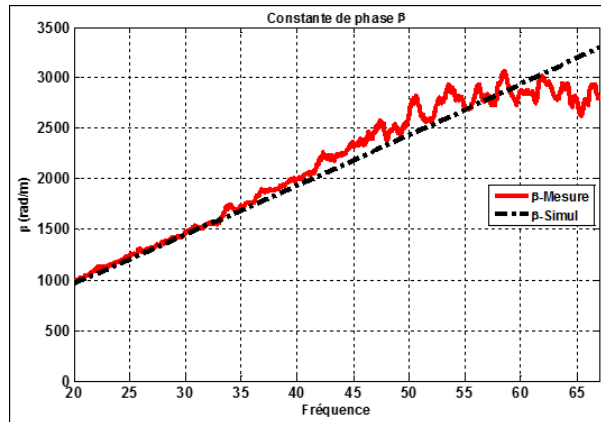


FIGURE IV.16 – Constante de phase des standards simulés et réalisés

Au-delà de 50 GHz, nous pouvons dire que la non-linéarité de la constante de propagation est due à l'apparition du *mode fente* (*slotline mode*). Il est bien connu que ce *mode fente* est excité dans les circuits coplanaires s'il existe une discontinuité ou une asymétrie au niveau de la ligne de transmission [130], [131], [132].

C'est le cas des structures géométriques de nos standards de calibrage (figure IV.17).

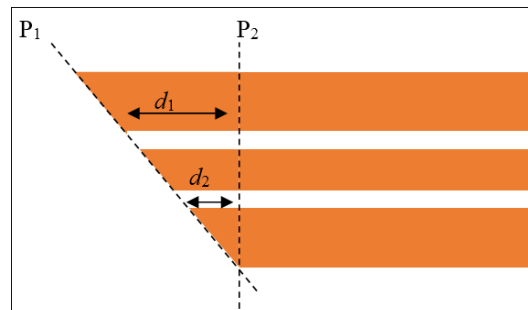


FIGURE IV.17 – Asymétrie au niveau des accès de la ligne favorisant l'excitation du mode fente vers les hautes fréquences

En appliquant une tension  $V_0$  au niveau du plan  $P_1$ , nous obtenons deux tensions différentes au niveau du plan  $P_2$  en raison de la longueur des plans de masse, ce qui excite le *mode fente*. Ainsi, en mode quasi-TEM, la propagation dans la ligne coplanaire à droite de  $P_2$  est la superposition du *mode coplanaire* et du *mode fente*. Mais puisque la distance entre les plans  $P_1$  et  $P_2$  est très courte, le *mode fente* n'apparaît qu'aux fréquences très élevées (au-delà de 50 GHz dans notre cas).

La suppression du *mode fente* est possible en reliant les plans de masse par l'utilisation *ponts à air* (airbridges) [132]. Ce qui permet d'égaliser la tension au niveau des plans de masse.

Vu la difficulté technologique de la réalisation des *ponts à air* et aussi la limitation de la bande de fréquence du calibrage TRL, nous n'avons pas ajouté ces ponts jusqu'à présent. Nous

souhaitions, dans cette première approche, vérifier la validité de notre méthode. L'ajout des ponts à air fait partie des perspectives de ce travail pour étendre la plage de fréquence.

#### IV.2.1.3 Impédance caractéristique des standards

L'impédance caractéristique des standards est également un paramètre déterminant dans la procédure de calibrage *TRL*. Elle est l'impédance de calibrage. Elle peut être calculée à partir des paramètres *S* mesurés (après calibrage – *SOLT*) d'une ligne de transmission, à l'aide de l'équation (IV.1).

$$Z_C = \sqrt{\frac{ABCD_{12}}{ABCD_{21}}} \quad (\text{IV.12})$$

La figure IV.18 présente les impédances caractéristiques des standards et d'une ligne de transmission de longueur égale à 4 mm.

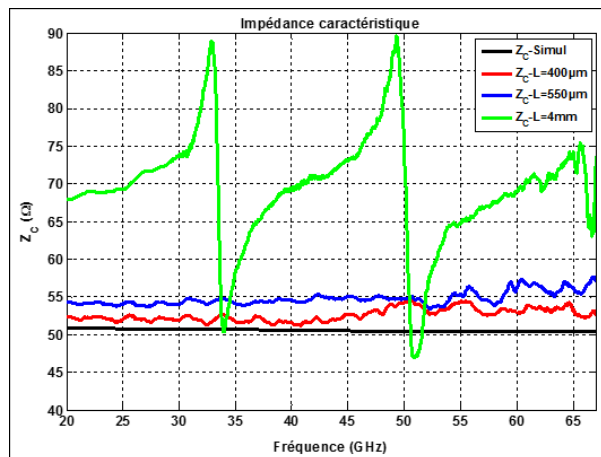


FIGURE IV.18 – Impédances caractéristiques des lignes de transmission en fonction de la fréquence

Les problèmes de sur-gravure, qui sont les sources de variation des dimensions des échantillons réalisés, engendrent quelques variations sur la valeur de l'impédance mesurée. Ces résultats mettent également en évidence deux phénomènes distincts.

Premièrement, l'impédance de la ligne de plus grande longueur présente des « sauts » à certains points de fréquence, qui sont liés à la résonance de longueur de ligne. Ce phénomène interdit l'utilisation de la ligne autour des fréquences de résonance et limite la bande de fréquence dans le cas du calibrage *TRL*. Cependant, pour les lignes de 400  $\mu\text{m}$  (*THRU*) et 550  $\mu\text{m}$  (*LINE*) de longueur, nous constatons que la valeur de l'impédance est constante et ne dépend pratiquement pas de la fréquence sur toute la bande considérée. De ce fait, elles peuvent servir au calibrage *TRL* sans limiter la bande fréquentielle de travail.

Deuxièmement, en dehors des points de résonance, l'écart observé sur les valeurs d'impédances entre les trois échantillons s'explique par la désadaptation engendrée par la méthode de mesure utilisée. En effet, comme nous l'avons montré plus haut, la réorientation des points à 120° après le calibrage pour effectuer la mesure influe sur les paramètres mesurés.

A titre de comparaison, les impédances de quelques lignes du kit de calibrage ISS Cascade Microtech (qui sont des lignes droites) sont tracées sur la figure IV.19.

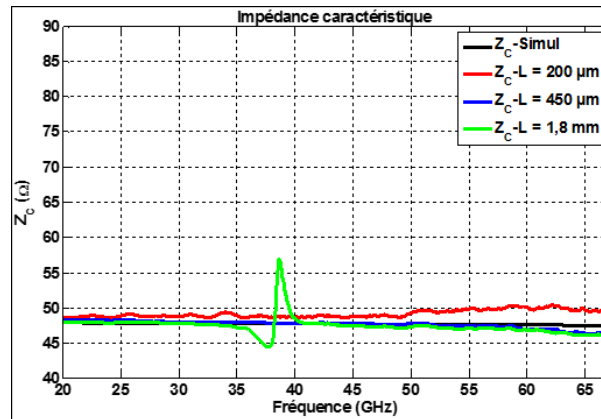


FIGURE IV.19 – Impédances caractéristiques des lignes de transmission en fonction de la fréquence du kit ISS Cascade Microtech

Nous constatons que les impédances mesurées sont proches de la valeur simulée car les conditions de mesure n'ont pas changé entre le calibrage et la mesure. Cependant, le « saut » de la valeur d'impédance de la ligne la plus longue montre la limitation de la bande de fréquence déjà observée avec les lignes que nous avons réalisées.

La réalisation et la caractérisation des échantillons ont montré les points suivants.

- Les échantillons présentent forcément quelques variations sur les largeurs à cause du phénomène de sur-gravure. Ce qui a nécessité la fabrication d'un deuxième masque tenant compte de ces variations.
- Des porosités plus ou moins importantes résident sur les surfaces de ces échantillons et qui sont fonctions de la gravure humide et de la rugosité du substrat d'alumine utilisé. Elles peuvent être minimisées en contrôlant le temps de gravure.
- Les standards de transmission et de réflexion présentent respectivement des transmissions et réflexions suffisantes ;
- la constante de propagation  $\gamma$  et l'impédance caractéristique  $Z_C$  sont proches des valeurs obtenues par la simulation.

Les standards ainsi réalisés peuvent être utilisés pour un calibrage TRL sur la bande de fréquence de 20 GHz – 60 GHz pour la mesure des dispositifs ayant des accès inclinés à 120°.

## IV.2.2 Extraction des termes d'erreurs à l'aide de la mesure des standards

Dans cette partie, nous utiliserons les standards réalisés pour un calibrage « TRL à 120° » externe, puis nous comparerons les « mesures directes » ainsi effectuées aux « mesures du VNA ».

L'obtention des « mesures du VNA » d'un dispositif sous test est décrite au paragraphe II.1.1 de ce chapitre ; c'est-à-dire calibrer le VNA avec des pointes placées *face-à-face* puis

mesurer le DST avec des *pointes positionnées* à 120°.

Les « *mesures directes* » d'un dispositif sous test consistent à faire des *mesures brutes* (sans calibrage) des trois standards réalisés et du dispositif sous test et ensuite à appliquer un *calibrage externe* via le logiciel de correction d'erreurs.

Il existe plusieurs algorithmes de correction des termes d'erreurs (voir chapitre II), mais nous utiliserons, premièrement, la méthode développée par Silvonen [77] dont les calculs se basent directement sur l'exploitation des paramètres S mesurés.

Ensuite, nous effectuerons la correction des termes d'erreurs à l'aide de la méthode de calcul que nous avons développée et qui s'inspire de la méthode proposée par Reynozo-Hernandez en 2012 [129].

Et enfin nous comparerons les résultats de mesure obtenus par les deux méthodes de calibrage externe et ceux du VNA.

#### IV.2.2.1 Algorithme de SILVONEN

La relation entre les paramètres S mesurés ( $S_m$ ), intrinsèques ( $S$ ) et des termes d'erreurs ( $e_{ij}$ ) est décrite de comme suit :

$$\begin{pmatrix} 1 & S_{11} & S_{m11} & -S_{11} & 0 & S_{21} & S_{m12} & 0 \\ 0 & S_{12} & S_{m11} & -S_{12} & 0 & S_{22} & S_{m12} & 0 \\ 0 & S_{11} & S_{m21} & 0 & 0 & S_{21} & S_{m22} & -S_{21} \\ 0 & S_{12} & S_{m21} & 0 & 1 & S_{22} & S_{m22} & -S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_{00} \\ e_{11} \\ \Delta S_A \\ ke_{22} \\ ke_{33} \\ k\Delta S_B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{m11} \\ kS_{m12} \\ S_{m21} \\ kS_{m22} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.13})$$

$\Delta S_A$  et  $\Delta S_B$  sont respectivement les déterminants des quadripôles d'erreurs A et B et k est un coefficient de symétrie déterminé lors des calculs des termes d'erreurs.

Après la détermination des termes d'erreurs à partir de la mesure des standards *THRU* ( $S_{Tm}$ ), *LINE* ( $S_{Lm}$ ) et *SHORT* ( $S_{Rm}$ ), les paramètres S intrinsèques sont donnés par le système d'équations (IV.14).

$$\begin{pmatrix} a & 0 & b & 0 \\ 0 & a & 0 & b \\ c & 0 & d & 0 \\ 0 & c & 0 & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{11} \\ S_{12} \\ S_{21} \\ S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_{11} \\ X_{12} \\ X_{21} \\ X_{22} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

Toutes les étapes de calcul sont détaillées dans l'Annexe A.

### IV.2.2.2 Nouvel algorithme de correction par calculs des matrices ABCD

Cette méthode est basée sur les calculs développés par [129], mais la détermination de chaque quadripôle d'erreurs s'effectue indépendamment. Cela nous permettra d'introduire les effets des accès à  $120^\circ$  au processus de calibrage dans les cas où les accès du dispositif sous test sont orientés à  $120^\circ$  mais de géométrie différente de ceux des standards fabriqués. La figure IV.20 représente les conditions de mesure des standards utilisés.

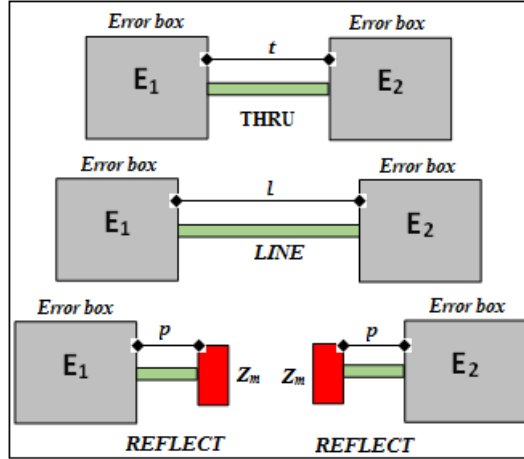


FIGURE IV.20 – Conditions de mesure des standards utilisés pour le calibrage TRL

Cette méthode est détaillée par les calculs suivants.

#### a. La mesure des standards *THRU* et *LINE*

Les matrices ABCD des standards *THRU* et *LINE* peuvent s'écrire en fonction de la constante de propagation ( $\gamma$ ), de l'impédance caractéristique ( $Z_C$ ) et d'une matrice de passage ( $P$ ) comme donné par les équations (IV.1) – (IV.2).

$$T = PT_\lambda P^{-1} \quad (\text{IV.15a})$$

$$L = PL_\lambda P^{-1} \quad (\text{IV.15b})$$

Avec  $P = \begin{pmatrix} Z_C & -1 \\ 1 & \frac{1}{Z_C} \end{pmatrix}$  et  $(T_\lambda, L_\lambda)$  les matrices diagonales.

En introduisant les expressions de l'équation (IV.15) dans l'équation (IV.6), les matrices ABCD mesurées des deux standards s'écrivent comme suit :

$$M_T = T_X T_\lambda T_Y \quad (\text{IV.16a})$$



$$M_L = T_X L_\lambda T_Y \quad (\text{IV.16b})$$

Avec :

$$T_X = E_1 P \quad (\text{IV.17a})$$

$$T_Y = P^{-1} E_2 \quad (\text{IV.17b})$$

En multipliant la matrice  $M_L$  par l'inverse de la matrice  $M_T$ , on obtient :

$$M_L M_T^{-1} = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{pmatrix} = T_X L_\lambda T_\lambda^{-1} T_X^{-1} \quad (\text{IV.18})$$

En posant  $E_1 = \begin{pmatrix} a_1 & b_1 \\ c_1 & d_1 \end{pmatrix}$  l'équation (IV.17a) devient :

$$T_X = \begin{pmatrix} a_1 & b_1 \\ c_1 & d_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Z_C & -1 \\ 1 & \frac{1}{Z_C} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 Z_C + b_1 & -a_1 + \frac{b_1}{Z_C} \\ c_1 Z_C + d_1 & -c_1 + \frac{d_1}{Z_C} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.19a})$$

Nous simplifions l'écriture de cette équation de la façon suivante :

$$T_X = \begin{pmatrix} A_X & B_X \\ C_X & D_X \end{pmatrix} = D_X \begin{pmatrix} \frac{A_X}{D_X} & \frac{B_X}{D_X} \\ \frac{C_X}{D_X} & 1 \end{pmatrix} = D_X \begin{pmatrix} a_x & b_x \\ c_x & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{IV.19b})$$

En tirant l'expression  $L_\lambda T_\lambda^{-1}$  à partir de l'équation (IV.18), nous obtenons les expressions suivantes :

$$L_\lambda T_\lambda^{-1} = T_X^{-1} \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{pmatrix} T_X = \begin{pmatrix} e^{\gamma(l-t)} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma(l-t)} \end{pmatrix}$$

$$m_{21} b_x^2 - (m_{11} - m_{22}) b_x - m_{12} = 0 \quad (\text{IV.20a})$$

$$m_{21} \frac{a_x^2}{c_x^2} - (m_{11} - m_{22}) \frac{a_x}{c_x} - m_{12} = 0 \quad (\text{IV.20b})$$

$$\frac{\frac{a_x}{c_x} m_{11} + m_{12} - b_x \left( \frac{a_x}{c_x} m_{21} + m_{22} \right)}{\frac{a_x}{c_x} - b_x} = e^{\gamma(l-t)} \quad (\text{IV.20c})$$

$$\frac{\frac{a_x}{c_x}m_{22} - m_{12} + b_x \left( \frac{a_x}{c_x}m_{21} - m_{11} \right)}{\frac{a_x}{c_x} - b_x} = e^{-\gamma(l-t)} \quad (\text{IV.20d})$$

En résolvant les équations (IV.20a) et (IV.20b), nous obtenons les expressions de  $b_x$  et de  $\frac{a_x}{c_x}$  qui sont solutions de l'équation du second degré.

La constante de propagation peut être calculée à partir des équations (IV.20c) et (IV.20d) :

$$\gamma = \frac{1}{2(l-t)} \ln \left( \frac{\frac{a_x}{c_x}m_{11} + m_{12} - b_x \left( \frac{a_x}{c_x}m_{21} + m_{22} \right)}{\frac{a_x}{c_x}m_{22} - m_{12} + b_x \left( \frac{a_x}{c_x}m_{21} - m_{11} \right)} \right) \quad (\text{IV.21})$$

En posant les hypothèses suivantes, à savoir que les lignes de transmission et les quadripôles d'erreurs sont passifs et réciproques, on a :

$$\begin{aligned} m_{11}m_{22} - m_{12}m_{21} &= 1 \\ a_1d_1 - b_1c_1 &= 1 \end{aligned} \quad (\text{IV.22})$$

Ce qui donne les expressions ci-dessous :

$$\begin{aligned} A_X D_X - B_X C_X &= 2 \Rightarrow a_x - b_x c_x = \frac{2}{D_X^2} \\ \frac{a_x}{c_x} - b_x &= \frac{2}{D_X^2 \cdot c_x} = \frac{2}{D_X C_X} \\ D_X C_X &= \frac{2m_{21}}{\sqrt{(m_{11} + m_{22} + 2)(m_{11} + m_{22} - 2)}} \end{aligned} \quad (\text{IV.23})$$

A partir de la mesure des standards *THRU* et *LINE*, les expressions suivantes ont été déterminées jusqu'à présent :  $b_x$ ,  $\frac{a_x}{c_x}$  et  $D_X C_X$ .

### **b. La mesure du standard REFLECT**

Une étape supplémentaire est nécessaire pour compléter la procédure du calibrage. Elle consiste à mesurer le *REFLECT* afin de déterminer l'expression de  $c_x$ . Nous pouvons ainsi obtenir la matrice ABCD du quadripôle d'erreurs  $E_1$ . A partir de la mesure de ce *REFLECT*, on a :

$$\begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{pmatrix} = T_X R_\lambda P^{-1} Y_m \quad (\text{IV.24})$$

$$\text{Avec : } Y_m = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ y_m & 1 \end{pmatrix}; R_\lambda = \begin{pmatrix} e^{\gamma p} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma p} \end{pmatrix}$$

Le développement de l'équation (IV.24) donne :

$$\begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{pmatrix} = \frac{D_X}{2} \begin{pmatrix} a_x e^{\gamma p} \left( \frac{1}{Z_C} + y_m \right) + b_x e^{-\gamma p} (Z_C y_m - 1) & a_x e^{\gamma p} + b_x e^{-\gamma p} Z_C \\ c_x e^{\gamma p} \left( \frac{1}{Z_C} + y_m \right) + b_x e^{-\gamma p} (Z_C y_m - 1) & c_x e^{\gamma p} + e^{-\gamma p} Z_C \end{pmatrix} \quad (\text{IV.25})$$

L'impédance d'entrée peut être calculée comme ci-dessous :

$$Z_{m1} = \frac{r_{11}}{r_{21}} = \frac{a_x e^{\gamma p} \left( \frac{1}{Z_C} + y_m \right) + b_x e^{-\gamma p} (Z_C y_m - 1)}{c_x e^{\gamma p} \left( \frac{1}{Z_C} + y_m \right) + b_x e^{-\gamma p} (Z_C y_m - 1)} \quad (\text{IV.26})$$

Nous pouvons alors extraire l'expression du paramètre  $c_x$  :

$$c_x = \frac{(Z_C y_m - 1)(b_x - Z_{m1})}{\left( \frac{1}{Z_C} + y_m \right) \left( Z_{m1} - \frac{a_x}{c_x} \right) e^{2\gamma p}} \quad (\text{IV.27a})$$

Le *REFLECT* peut être un circuit ouvert ou un court-circuit. Ainsi, en prenant un court-circuit dans notre cas, nous remarquons que  $Z_C y_m \gg 1$  et  $y_m \gg \frac{1}{Z_C}$  ; et donc l'expression de  $c_x$  peut être simplifiée comme donnée par l'équation (IV.27b).

$$c_x = \frac{Z_C (b_x - Z_{m1}^{short})}{\left( Z_{m1}^{short} - \frac{a_x}{c_x} \right) e^{2\gamma p}} \quad (\text{IV.27b})$$

Nous pouvons alors calculer les paramètres  $A_X$ ,  $B_X$ ,  $C_X$  et  $D_X$  en choisissant les racines appropriées des solutions.

Posons  $b_x = \frac{B_X}{D_X}$ ,  $c_x = \frac{C_X}{D_X}$ ,  $\alpha = \frac{a_x}{c_x} = \frac{A_X}{C_X}$  et  $\beta = D_X C_X$ . Ce qui conduit à :

$$\begin{cases} \beta \cdot c_x = C_X^2 \Rightarrow C_X = \pm \sqrt{\beta \cdot c_x} \\ \frac{\beta}{c_x} = D_X^2 \Rightarrow D_X = \pm \sqrt{\frac{\beta}{c_x}} \\ A_X = \alpha \cdot C_X \\ B_X = b_x \cdot D_X \end{cases} \quad (\text{IV.28})$$

L'équation (IV.17a) permet finalement d'avoir l'expression du quadripôle d'erreurs  $E_1$  en fonction des paramètres  $A_X$ ,  $B_X$ ,  $C_X$ ,  $D_X$  et de l'impédance caractéristique  $Z_C$ .

$$E_1 = \begin{pmatrix} \frac{A_X - B_X Z_C}{2Z_C} & \frac{A_X + B_X Z_C}{2} \\ \frac{C_X - D_X Z_C}{2Z_C} & \frac{C_X + D_X Z_C}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.29})$$

La détermination du quadripôle d'erreur  $E_2$  est possible à l'aide des équations (IV.16a), (IV.17) et (IV.29).

$$T_Y = T_\lambda^{-1} T_X^{-1} M_T \quad (\text{IV.30a})$$

$$E_2 = PT_Y \quad (\text{IV.30b})$$

L'équation (IV.31) donne la mesure d'un dispositif sous test en fonction des quadripôles d'erreurs  $E_1$ ,  $E_2$ , et des paramètres S intrinsèques de ce dispositif ( $D$ ).

$$M_D = E_1 D E_2 \quad (\text{IV.31a})$$

$$D = E_1^{-1} M_D E_2^{-1} \quad (\text{IV.31b})$$

### IV.2.2.3 Application de l'algorithme de correction aux données de simulation

Pour vérifier la validité de la méthode développée ci-haut, nous allons premièrement faire quelques simulations, avec le logiciel Ansoft Designer, dans le but d'observer l'état des paramètres S corrigés.

#### a. Standards et dispositifs sous test avec des quadripôles d'erreurs identiques

Les conditions de mesure des standards et du DST sont montrées sur la figure IV.21. Les quadripôles d'erreurs  $E_1$  et  $E_2$  considérés sont identiques et représentent l'ensemble des erreurs de mesure. Nous avons ainsi, en tenant compte de ces conditions, simulé les standards *THRU*, *LINE*, *SHORT* et le DST qui est une ligne coplanaire de longueur égale à 10 mm.

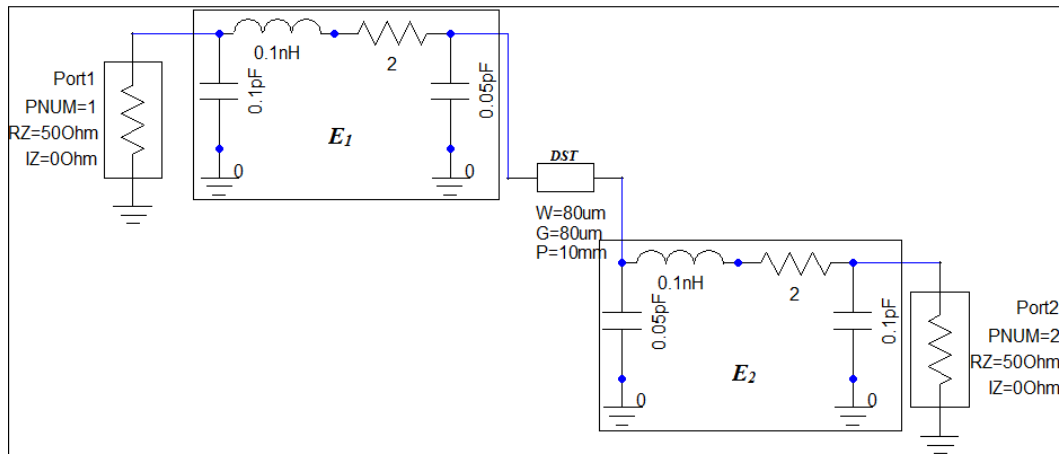


FIGURE IV.21 – Simulation des conditions de mesure d'un DST ( $E_1 = E_2$ )

Les résultats des paramètres S corrigés de la ligne coplanaire de 10 mm sont représentés sur les figures IV.22 – IV.24. Ils comparent les paramètres S incluant les erreurs de mesure, les paramètres S corrigés par les deux méthodes de calcul, à savoir l'algorithme de Silvonen et celui des calculs ABCD, et les paramètres S du DST simulés sans les conditions de mesure.

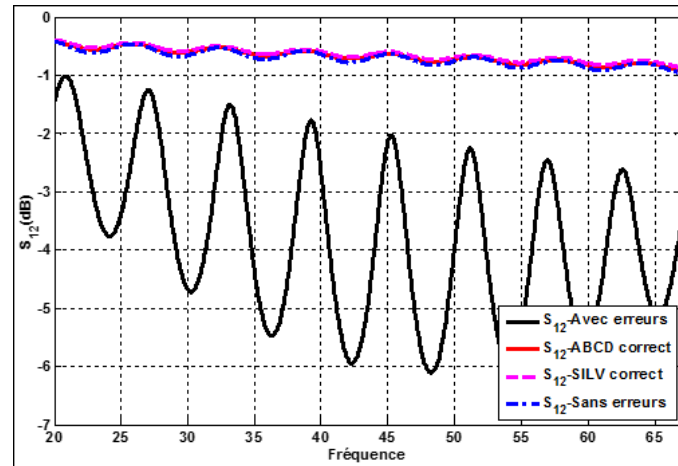


FIGURE IV.22 – Paramètre  $S_{12}$  simulé avec erreurs, sans erreurs et corrigé par les deux algorithmes

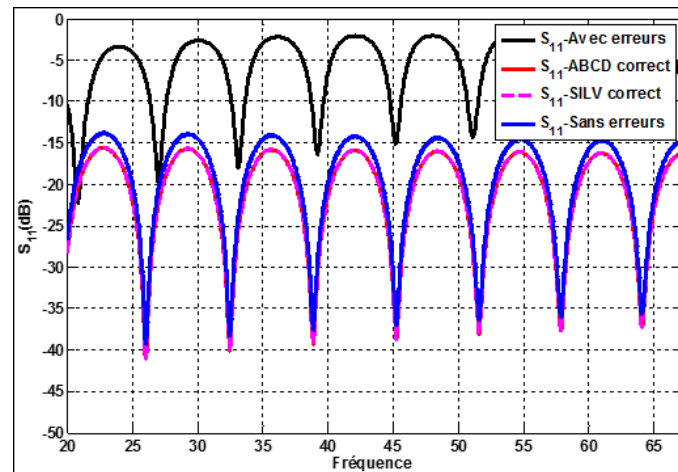


FIGURE IV.23 – Paramètre  $S_{11}$  simulé avec erreurs, sans erreurs et corrigé par les deux algorithmes

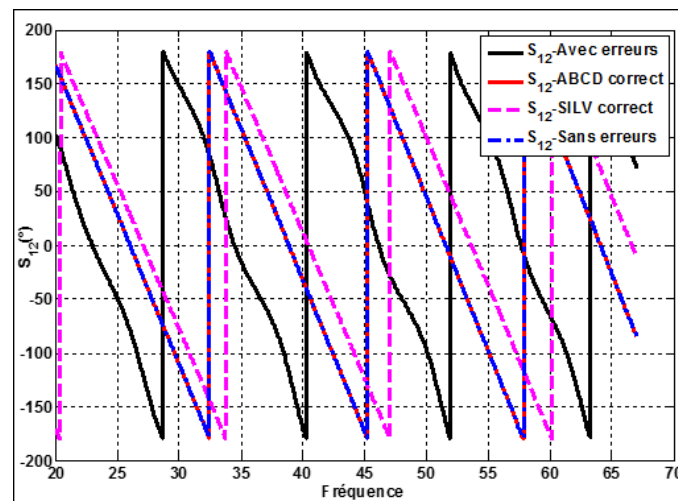


FIGURE IV.24 – Phase de  $S_{12}$  simulée avec erreurs, sans erreurs et corrigée par les deux algorithmes

Ces résultats montrent une bonne correction des paramètres S de la ligne car les paramètres S ainsi obtenus sont identiques à ceux obtenus par la simulation sans les conditions de mesure. On note également que la méthode par calculs ABCD est efficace ; les paramètres de transmission et

de réflexion corrigés se superposent exactement à ceux trouvés par la méthode de SILVONEN. L'écart sur la phase de  $S_{12}$  entre les deux méthodes s'explique par le fait que les plans de référence considérés par les deux méthodes ne sont pas les mêmes. Comme nous observons sur la figure IV.24, le calibrage externe par SILVONEN est réalisé avec un plan de référence situé au bout du *THRU* ( $400 \mu\text{m}$ ), conduisant à une phase corrigée d'une ligne plus courte que la ligne simulée. Tandis que le calibrage externe par notre méthode est réalisé avec un plan de référence situé au centre du *THRU* : la phase corrigée par la méthode ABCD et la phase simulée sans les erreurs sont exactement superposées.

### b. Standards et dispositifs sous test avec des quadripôles d'erreurs différents

Le cas traité au paragraphe précédent reste un cas idéal, car en pratique, les erreurs de mesure du port 1 peuvent être différentes des erreurs de mesure au niveau du port 2 (figure IV.25).

Les mêmes simulations que précédemment ont été faites et les données sont appliquées aux deux algorithmes.

Nous constatons également qu'en prenant deux quadripôles d'erreurs différents, cette méthode reste toujours efficace.

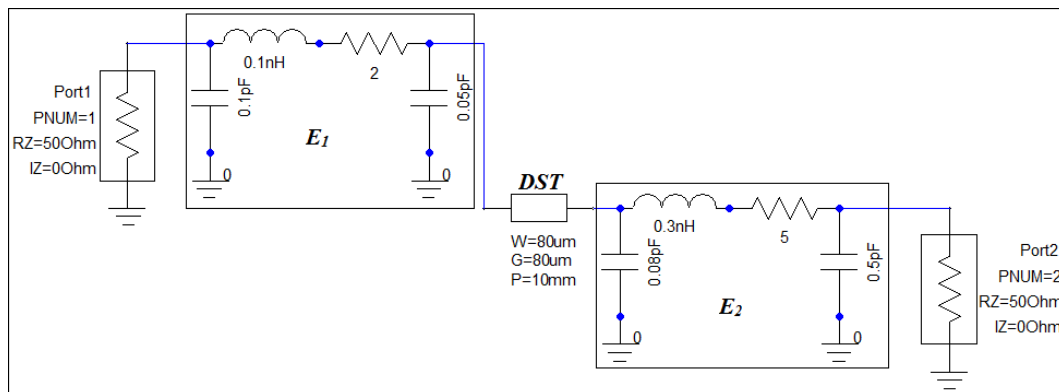


FIGURE IV.25 – Simulation des conditions de mesure d'un DST ( $E_1 \neq E_2$ )

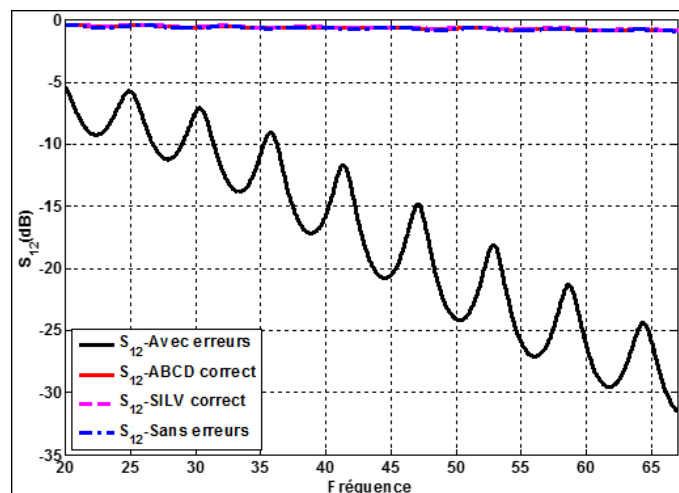


FIGURE IV.26 – Paramètre  $S_{12}$  simulé avec erreurs, sans erreurs et corrigé par les deux algorithmes

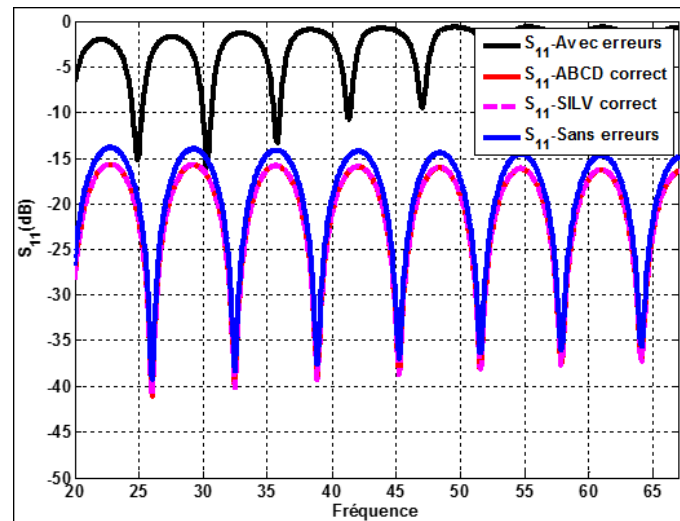


FIGURE IV.27 – Paramètre  $S_{11}$  simulé avec erreurs, sans erreurs et corrigé par les deux algorithmes

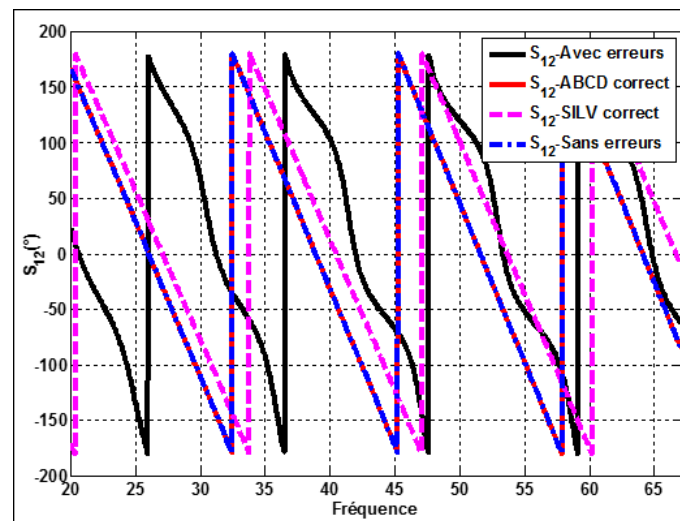


FIGURE IV.28 – Phase de  $S_{12}$  simulée avec erreurs, sans erreurs et corrigée par les deux algorithmes

### c. Standards à accès à $120^\circ$ et dispositifs sous test à accès droits

Comme dit précédemment, les standards à accès inclinés que nous avons réalisés servent à faire un calibrage avec les pointes de mesure placées à  $120^\circ$  afin de caractériser, par exemple, un circulateur coplanaire ou un diviseur de puissance. Cependant, bien que les accès de ces dispositifs soient à  $120^\circ$  les uns des autres, les ports sont fixés par des lignes coplanaire qui n'ont pas des accès à  $120^\circ$  (voir dispositifs 3-ports figure IV.32). Pour illustrer ce cas, nous faisons la simulation des standards à accès à  $120^\circ$  et d'une ligne coplanaire conventionnelle.

Un standard de transmission à accès à  $120^\circ$  est obtenu (en simulation) en mettant en série les circuits équivalents des coudes de  $120^\circ$  (circuits équivalents accès 1 et 2 décrits au chapitre III paragraphe III.3.3.4) avec une ligne coplanaire conventionnelle de longueur  $l$  (figure IV.29).

Ainsi, le standard *THRU* coudé ( $L = 400 \mu m$ ) est la mise en série des deux modèles des coudes des accès 1 et 2. Le standard *LINE* coudé ( $L = 550 \mu m$ ) est obtenu en mettant en série une ligne coplanaire conventionnelle de longueur égale à  $150 \mu m$  avec les modèles des coudes 1

et 2. Le standard *SHORT* est le modèle équivalent d'un coude court-circuité au bout.

Ensuite, chaque standard à  $120^\circ$  est simulé avec deux quadripôles d'erreurs arbitraires  $E_1 \neq E_2$  (figure IV.25). Nous avons de cette façon les paramètres S simulés des standards à accès à  $120^\circ$  contenant les termes d'erreurs.

Les mêmes conditions ( $E_1 \neq E_2$ ) sont utilisées pour simuler le *DST* qui est une ligne coplanaire conventionnelle (sans accès à  $120^\circ$ ) de longueur égale à 10 mm.

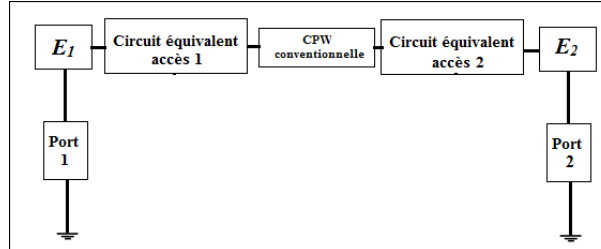


FIGURE IV.29 – Simulation avec les erreurs de mesure sous Ansoft Designer des standards réalisés

Les résultats de la correction sont montrés figures IV.30 – IV.31.

Ces figures montrent que les résultats du DST après la correction sont différents des paramètres S simulés sans erreurs. Les écarts, plus importants en hautes fréquences, correspondent à la limite de validité du modèle des accès couvés.

Ces écarts sont dus aux coudes de  $120^\circ$  car les standards ont des accès à  $120^\circ$  et le dispositif sous test est à accès droits. De ce fait, pendant les étapes de calcul de correction par la méthode ABCD, les nouveaux quadripôles d'erreurs retrouvés comprennent également les effets des coudes. La correction du *DST*, qui est la ligne sans accès à  $120^\circ$ , est donc égale :

$$S_{DST}^{\text{correction}} = S_{DST}^{\text{mesure}} - \text{erreurs} - \text{effets coudes}$$

Les expressions des nouveaux quadripôles d'erreurs sont :

$$\begin{aligned} E'_1 &= E_1 \cdot M_{C_1} \\ E'_2 &= E_2 \cdot M_{C_2} \end{aligned} \tag{IV.32}$$

$M_{C_1}$  et  $M_{C_2}$  sont les matrices ABCD des coudes de  $120^\circ$  sur les ports 1 et 2 obtenues à partir du modèle présenté au dernier paragraphe du troisième chapitre.



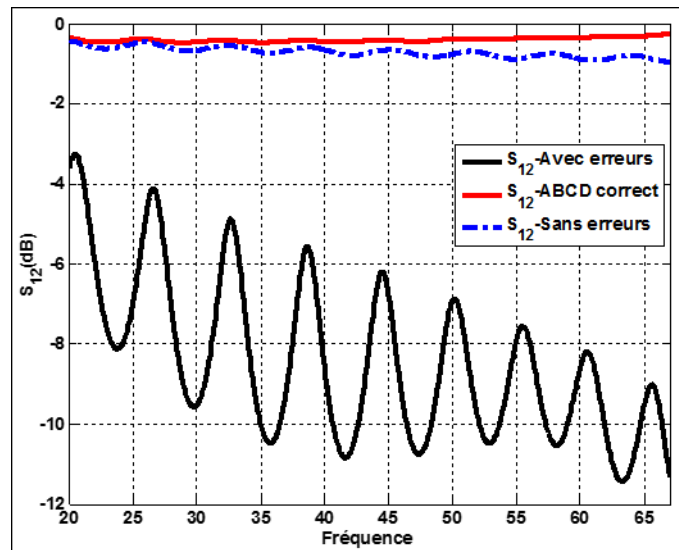


FIGURE IV.30 – Paramètre  $S_{12}$  corrigé avec un DST à accès droits et des standards à accès à  $120^\circ$

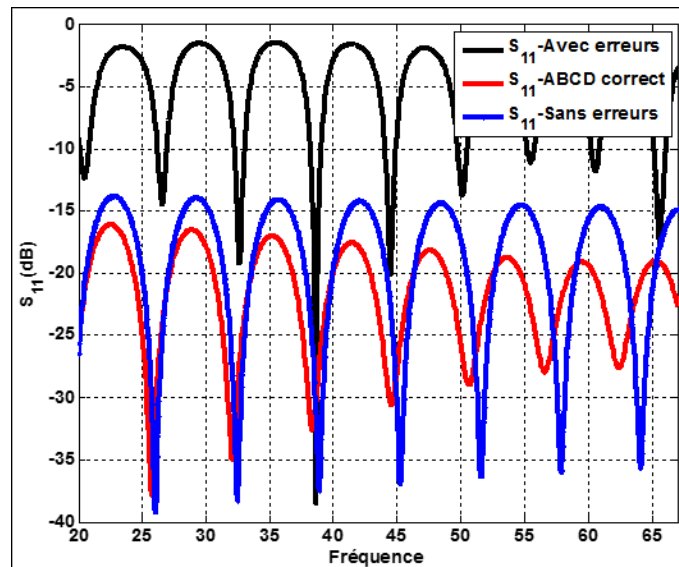


FIGURE IV.31 – Paramètre  $S_{11}$  corrigé avec un DST à accès droits et des standards à accès à  $120^\circ$

Et comme le principal avantage de cette méthode est la détermination de chaque quadripôle d'erreurs indépendamment, nous pouvons ainsi déterminer les quadripôles d'erreurs sans les effets des coudes avant de faire la correction de la mesure du DST (simulation avec les erreurs). Dans un tel cas, l'équation (IV.31) devient alors :

$$D = \left(E_1' M_{C_1}^{-1}\right)^{-1} \cdot M_D \cdot \left(E_2' M_{C_2}^{-1}\right)^{-1} \quad (\text{IV.33})$$

## IV.3 Application de l'algorithme aux données de mesure

Nous avons réalisé quelques échantillons de test pour confirmer les résultats de cette méthode trouvés en simulation. Ces échantillons sont des lignes coplanaires à accès à  $120^\circ$ , de dimensions géométriques différentes de celles des standards, et des diviseurs de puissance dont les accès sont des lignes coplanaires conventionnelles placées à  $120^\circ$  mais non coudées (figure IV.32).

Toutes les mesures ont été faites dans la bande fréquentielle de 20 GHz – 67 GHz et en deux étapes.

La première consiste à calibrer conventionnellement le VNA avec le kit de calibrage commercial cité plus haut et ensuite réorienter minutieusement les pointes à  $120^\circ$  afin de faire la mesure des paramètres S de la ligne coplanaire. Et la deuxième est de faire la mesure, sans calibrage préalable du VNA, des trois standards réalisés et de la ligne coplanaire à caractériser et ensuite utiliser l'algorithme pour la correction des termes d'erreurs.

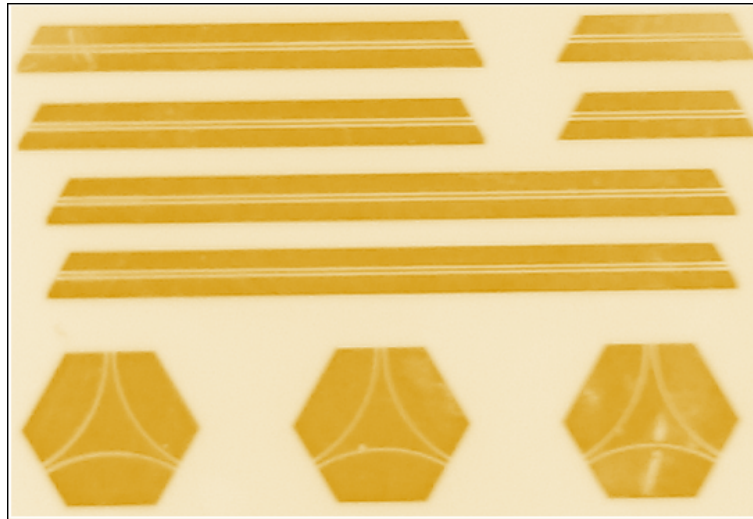


FIGURE IV.32 – Échantillons test réalisés (respectivement des lignes coplanaires de 10 mm, de 4 mm, de 15 mm, et des diviseurs de puissance)

### IV.3.1 Mesure des lignes coplanaires à accès à $120^\circ$

Ces lignes coplanaires, présentant les mêmes accès que ceux des standards, nous permettent de ne pas prendre en considération les effets des coudes de  $120^\circ$  lors de la détermination des quadripôles d'erreurs.

Les figures IV.33 – IV.35 comparent les mesures obtenues par les deux étapes de mesure. Nous présentons uniquement les mesures pour la ligne coplanaire de longueur égale à 10 mm.

Les résultats obtenus montrent que les paramètres de transmission, mesurés après le calibrage conventionnel (en noir) et par les corrections externes (en rouge et bleu), sont quasiment identiques jusqu'à 50 GHz.

Cependant, la réflexion mesurée doit être assez basse sur toute la bande de fréquence car l'impédance caractéristique du DST considéré est proche de  $50 \Omega$ . Mais nous observons que les

réflexions mesurées directement par le VNA (en noir) sont importantes et atteignent -10dB, ce qui montre clairement que faire la mesure en réorientant les pointes après le calibrage engendrent des erreurs pour les mesures en réflexion.

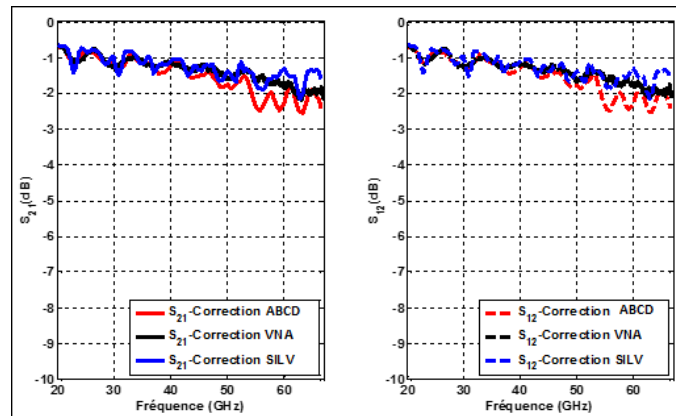


FIGURE IV.33 – Paramètres  $S_{21}$  et  $S_{12}$  de la ligne coplanaire à accès à  $120^\circ$  ( $L = 10$  mm)

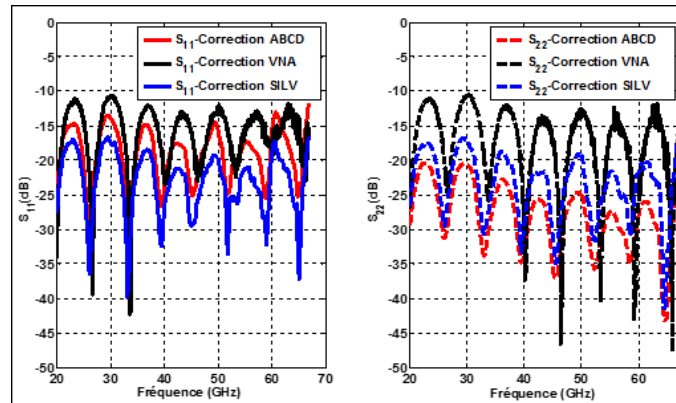


FIGURE IV.34 – Paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  de la ligne coplanaire à accès à  $120^\circ$  ( $L = 10$  mm)

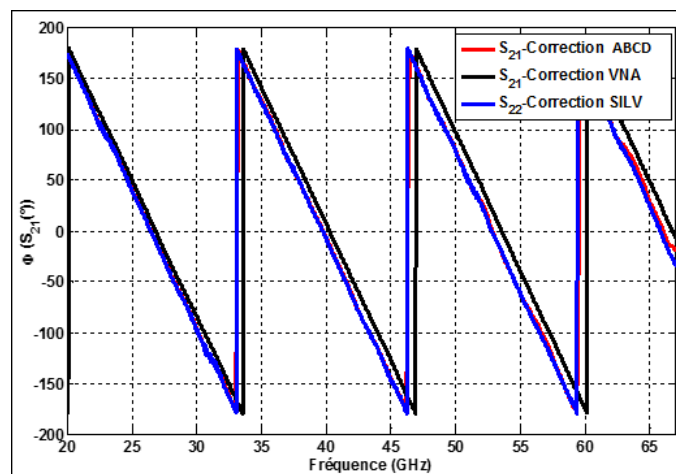


FIGURE IV.35 – Phase du paramètre  $S_{21}$  de la ligne coplanaire à accès à  $120^\circ$  ( $L = 10$  mm)

Le calibrage du VNA par les nouveaux standards réalisés supprime ce problème, car les réflexions corrigées par les deux algorithmes (en rouge et bleu) sont globalement inférieures à -15

dB. Cela représente une nette amélioration de la méthode de mesure pour la caractérisation des dispositifs à accès inclinés à  $120^\circ$  et confirme également la validité de nos calculs de correction externe par matrices ABCD.

Le petit écart entre les phases des paramètres de transmission est dû à la différence entre les plans de référence lors des différents calibrages.

La figure IV.36 montre une comparaison entre les paramètres simulés (HFSS) et les paramètres obtenus par l'algorithme ABCD. Nous remarquons que ces derniers sont plus proches de la simulation que les paramètres mesurés par le VNA après un calibrage conventionnel.

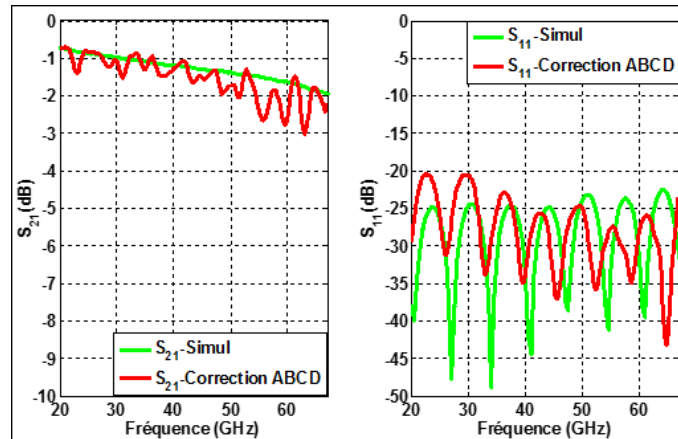


FIGURE IV.36 – Paramètres  $S_{21}$  et  $S_{11}$  simulés et corrigés par l'algorithme ABCD de la ligne coplanaire à accès à  $120^\circ$  ( $L = 10$  mm)

### IV.3.2 Mesure des diviseurs de puissance à accès à $120^\circ$

Comme nous l'avons expliqué au deuxième chapitre, la mesure d'un dispositif « 3-ports » avec un analyseur « 2-ports » consiste à faire successivement trois mesures « 2-ports », le troisième port devant être terminé par une charge adaptée fabriquée avec le dispositif à mesurer. Vu la difficulté technologique d'une telle procédure, nous connectons une charge adaptée coaxiale sur une pointe à placer sur le troisième port (figure IV.37).

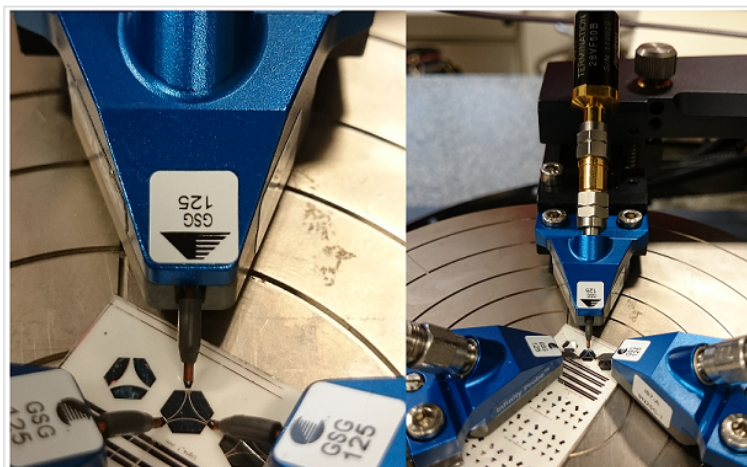


FIGURE IV.37 – Mesure du diviseur de puissance réalisé avec un analyseur « 2-ports »

### IV.3.2.1 Influence de la charge adaptée sur la mesure

Pour démontrer l'influence de la charge adaptée placée sur la troisième pointe que nous posons sur le troisième port, nous faisons des mesures sur le diviseur de puissance avec les trois charges que sont une charge adaptée (*LOAD*) de  $50\ \Omega$ , un *SHORT* et un *OPEN*.

#### a. Mesures des trois charges utilisées

Des mesures « 1-port » ont été effectuées sur les trois charges. Le signal du port 1 du VNA est envoyé sur l'un des ports d'une ligne de transmission très courte (longueur égale à  $200\ \mu\text{m}$ ) et la pointe sur laquelle se trouve la charge est posée sur l'autre port. Les paramètres de réflexion ainsi mesurés sont ceux des charges placées au bout de la ligne (figure IV.38).

On remarque bien qu'il s'agit d'une charge adaptée (tracé en bleu) car la réflexion est très basse ( $< -20\ \text{dB}$  jusqu'à  $50\ \text{GHz}$ ), d'un court-circuit et d'un circuit ouvert (respectivement tracé en rouge et en noir) car ils présentent un fort coefficient de réflexion.

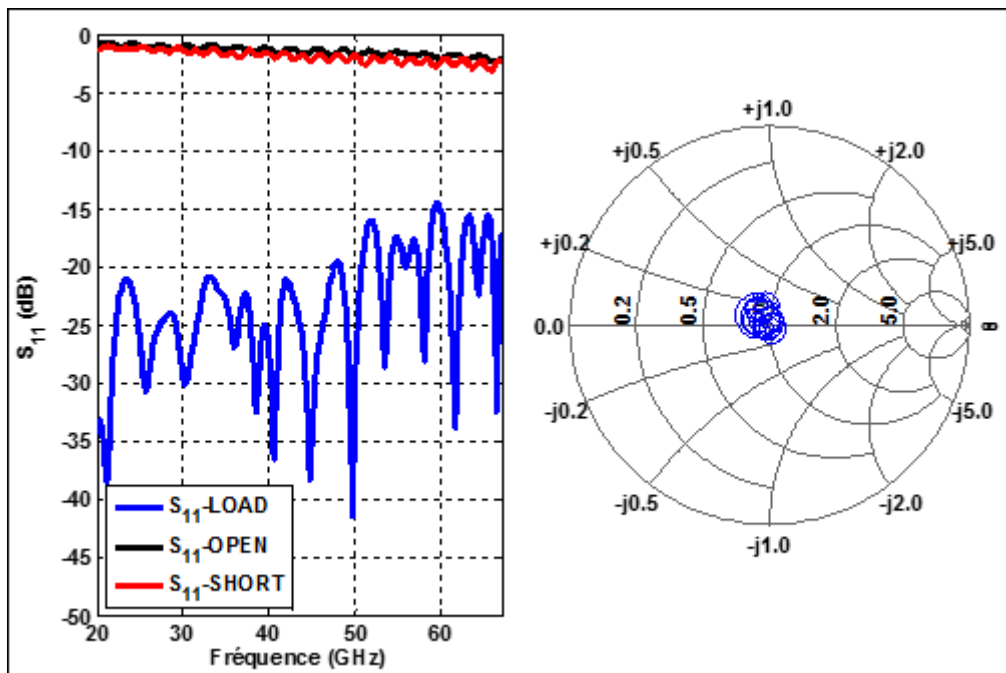


FIGURE IV.38 – Paramètres de réflexion  $S_{11}$  des charges coaxiales utilisées : charge adaptée, court-circuit et circuit ouvert

#### b. Mesures « 2-ports » du diviseur de puissance

Nous faisons trois mesures du diviseur entre les ports 1 et 2 en connectant successivement sur la troisième pointe la charge adaptée, le court-circuit et le circuit ouvert. Nous obtenons ainsi, à chaque mesure, les quatre paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{12}$  et  $S_{22}$  influencés par la charge connectée.

Par les calculs que nous détaillons ci-dessous, nous allons retrouver les paramètres réels du diviseur mesurés en soustrayant les effets de ces charges.

Soient  $\Gamma_a$ ,  $\Gamma_b$ ,  $\Gamma_c$  les coefficients de réflexion respectifs de la charge adaptée, du court-circuit et du circuit ouvert.

- La première mesure donne les paramètres  $S_{11}^a, S_{21}^a, S_{12}^a, S_{21}^a$ .
- La deuxième mesure donne les paramètres  $S_{11}^b, S_{21}^b, S_{12}^b, S_{21}^b$ .
- La troisième mesure donne les paramètres  $S_{11}^c, S_{21}^c, S_{12}^c, S_{21}^c$ .

Le graphe de fluence de la figure IV.39 nous permet d'écrire, par exemple pour les paramètres  $S_{11}^i$  et  $S_{21}^i : i = a, b, c$

$$S_{21}^i = S_{21} + \frac{S_{31}S_{23}\Gamma_i}{1 - S_{33}\Gamma_i} \quad (\text{IV.34})$$

$$S_{11}^i = S_{11} + \frac{S_{31}S_{13}\Gamma_i}{1 - S_{33}\Gamma_i} \quad (\text{IV.35})$$

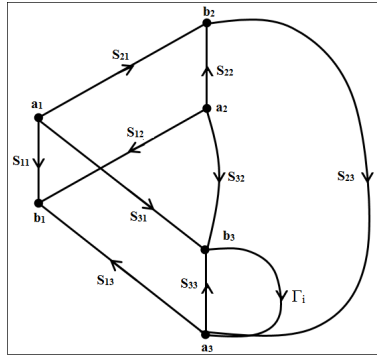


FIGURE IV.39 – Graphe de fluence d'une mesure « 2-ports » avec une charge sur le 3ème port

Pour calculer le paramètre de transmission  $S_{21}$ , nous considérons les équations suivantes :

$$S_{21}^a - S_{21}^b = S_{31}S_{23} \left[ \frac{\Gamma_a}{1 - S_{33}\Gamma_a} - \frac{\Gamma_b}{1 - S_{33}\Gamma_b} \right] = S_{31}S_{23} \left[ \frac{\Gamma_a - \Gamma_b}{(1 - S_{33}\Gamma_a)(1 - S_{33}\Gamma_b)} \right] \quad (\text{IV.36})$$

$$S_{21}^a - S_{21}^c = S_{31}S_{23} \left[ \frac{\Gamma_a}{1 - S_{33}\Gamma_a} - \frac{\Gamma_c}{1 - S_{33}\Gamma_c} \right] = S_{31}S_{23} \left[ \frac{\Gamma_a - \Gamma_c}{(1 - S_{33}\Gamma_a)(1 - S_{33}\Gamma_c)} \right] \quad (\text{IV.37})$$

En faisant le rapport des équations (IV.36) et (IV.37), on obtient :

$$\frac{S_{21}^a - S_{21}^b}{S_{21}^a - S_{21}^c} = \frac{\Gamma_a - \Gamma_b}{\Gamma_a - \Gamma_c} \cdot \frac{1 - S_{33}\Gamma_c}{1 - S_{33}\Gamma_b} \quad (\text{IV.38})$$

Posons :

$$m = \frac{S_{21}^a - S_{21}^b}{S_{21}^a - S_{21}^c} \cdot \frac{\Gamma_a - \Gamma_c}{\Gamma_a - \Gamma_b} \quad (\text{IV.39})$$

Avec  $\Gamma_a \neq \Gamma_b$ , et donc  $S_{21}^a \neq S_{21}^b$ .

Nous pouvons calculer  $S_{33}$  à partir des équations (IV.38) et (IV.39) :

$$S_{33} = \frac{1 - m}{\Gamma_c - m\Gamma_b} \quad (\text{IV.40})$$

On peut ensuite recalculer l'expression de  $S_{31}S_{23}$  :

$$S_{31}S_{23} = \frac{(S_{21}^a - S_{21}^b)(1 - S_{33}\Gamma_a)(1 - S_{33}\Gamma_b)}{\Gamma_a - \Gamma_b} \quad (\text{IV.41})$$

Finalement, le paramètre  $S_{21}$ , sans les effets des charges sur la mesure, est déduit de l'équation (IV.34) :

$$S_{21} = S_{21}^a - \frac{S_{31}S_{23}\Gamma_a}{1 - S_{33}\Gamma_a} \quad (\text{IV.42})$$

La même procédure de calcul peut être appliquée pour le calcul des paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{12}$  et  $S_{22}$ .

Les mesures avec les trois charges ont été obtenues en calibrant l'analyseur vectoriel de réseau de façon externe, avec la méthode de calcul par matrices ABCD avec soustraction de l'effet des coudes car les accès à 120° du diviseur ne sont pas coudés.

Ensuite nous nous servons des calculs détaillés ici pour trouver les paramètres S intrinsèques du diviseur coplanaire de puissance.

Les figures IV.40 – IV.48 montrent une comparaison des mesures effectuées avec les trois charges avant et après ces calculs de correction pour les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$ .

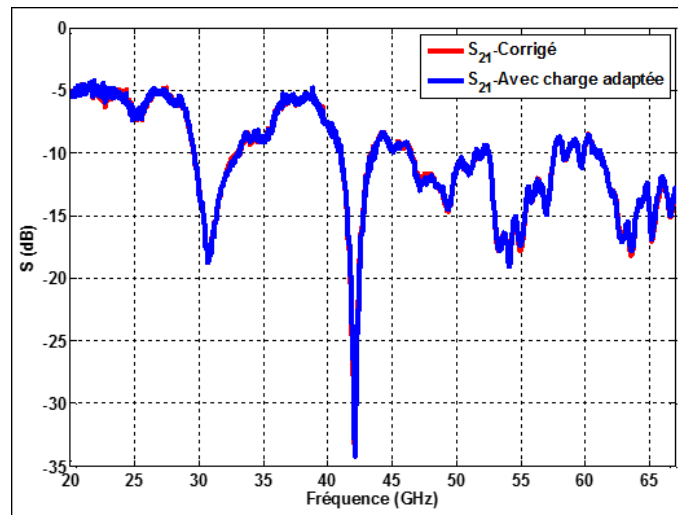
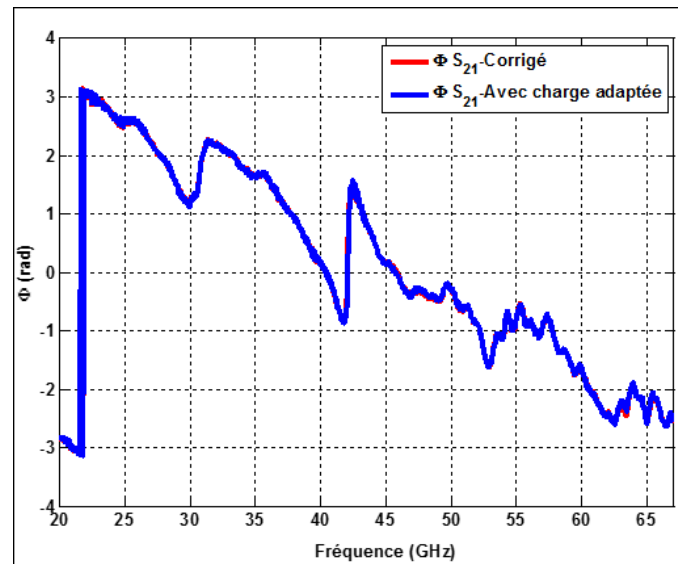
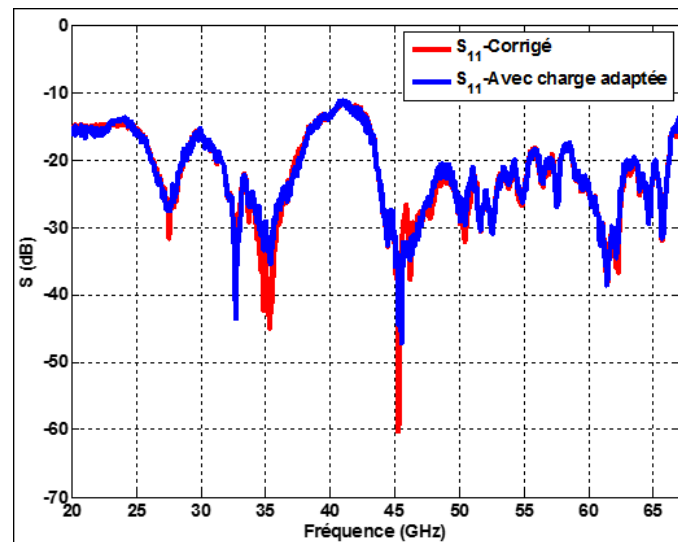


FIGURE IV.40 – Paramètre  $S_{21}$  du diviseur mesuré avec une charge adaptée sur le 3ème port et corrigé

FIGURE IV.41 – Phase de  $S_{21}$  du diviseur mesurée avec une charge adaptée sur le 3ème port et corrigéeFIGURE IV.42 – Paramètre  $S_{11}$  du diviseur mesuré avec une charge adaptée sur le 3ème port et corrigé



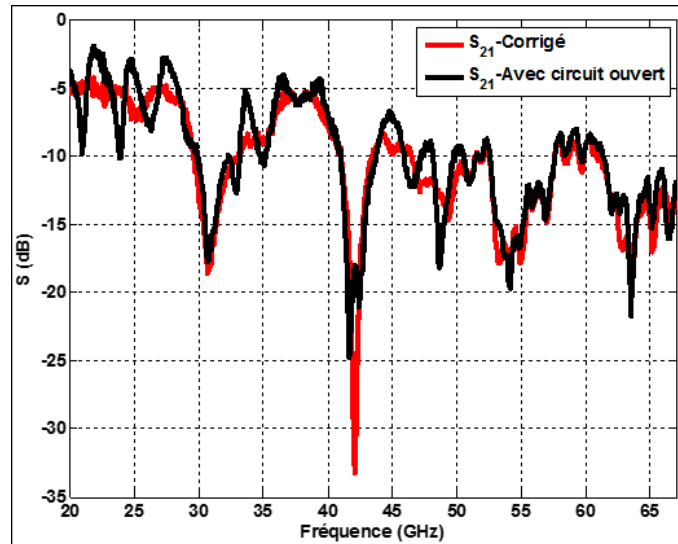


FIGURE IV.43 – Paramètre  $S_{21}$  du diviseur mesuré avec un circuit ouvert sur le 3ème port et corrigé

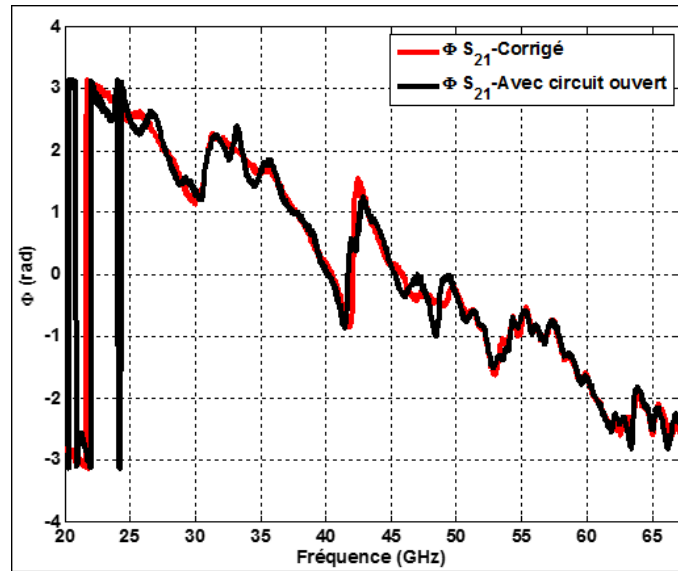


FIGURE IV.44 – Phase de  $S_{21}$  du diviseur mesurée avec un circuit ouvert sur le 3ème port et corrigée

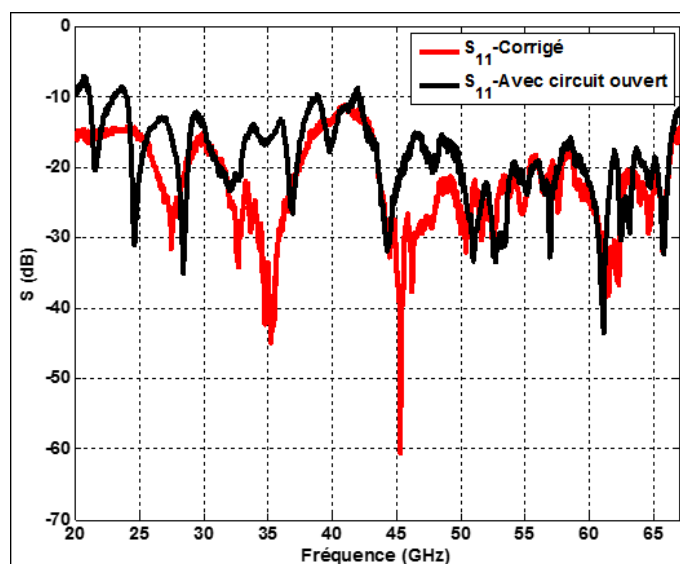


FIGURE IV.45 – Paramètre  $S_{11}$  du diviseur mesuré avec un circuit ouvert sur le 3ème port et corrigé

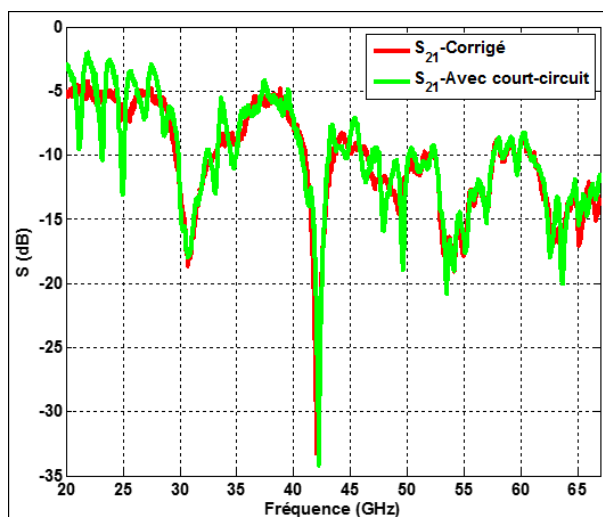


FIGURE IV.46 – Paramètre  $S_{21}$  du diviseur mesuré avec un court-circuit sur le 3ème port et corrigé

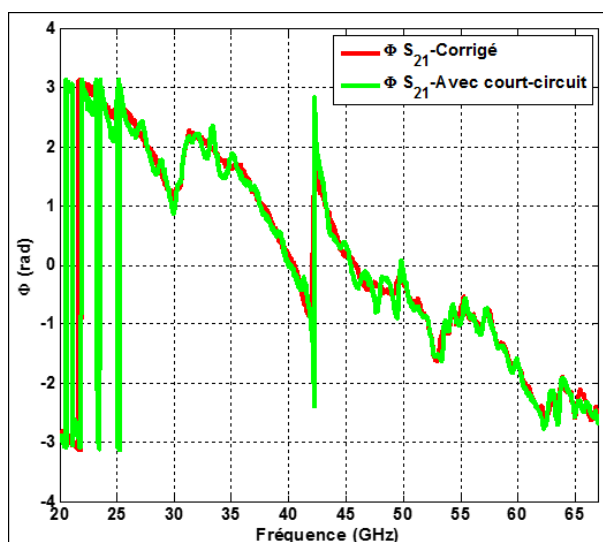


FIGURE IV.47 – Phase de  $S_{21}$  du diviseur mesurée avec un court-circuit sur le 3ème port et corrigée

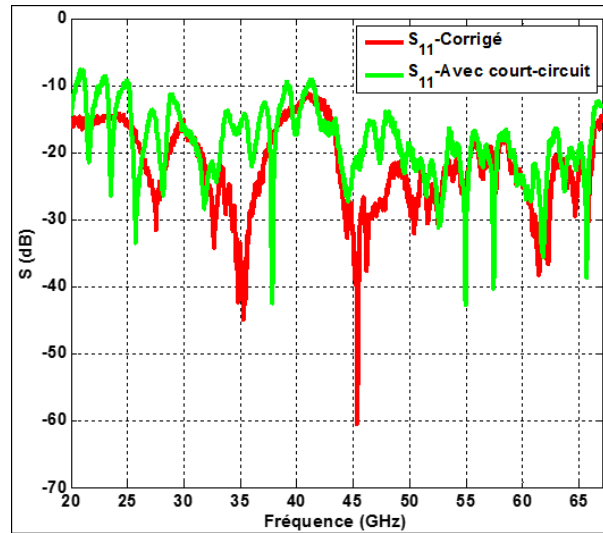


FIGURE IV.48 – Paramètre  $S_{11}$  du diviseur mesuré avec un court-circuit sur le 3ème port et corrigé

Nous constatons que la mesure des paramètres avec la charge adaptée est proche de la mesure après la correction. Avec une charge adaptée de bonne qualité, les mesures « 2-ports » sont peu perturbées. Cependant, il est souvent utile de vérifier cette hypothèse par des mesures complètes avec trois charges connues et différentes.

#### IV.3.2.2 Comparaison entre les mesures directes du VNA et les mesures par calibrage externe du diviseur de puissance

Nous traçons (figures IV.49 – IV.51) les mesures des paramètres S ( $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ) du diviseur de puissance en utilisant les résultats précédents et en les comparant aux paramètres S simulés par le logiciel HFSS du diviseur de puissance.

Les courbes en noir sont les paramètres S simulés par le logiciel HFSS du diviseur de puissance. Les courbes en bleu sont les mesures directes effectuées par le VNA après le calibrage par le kit commercial ISS Cascade Microtech. Et les courbes en rouge sont les mesures obtenues après la correction par les calculs ABCD des mesures brutes.

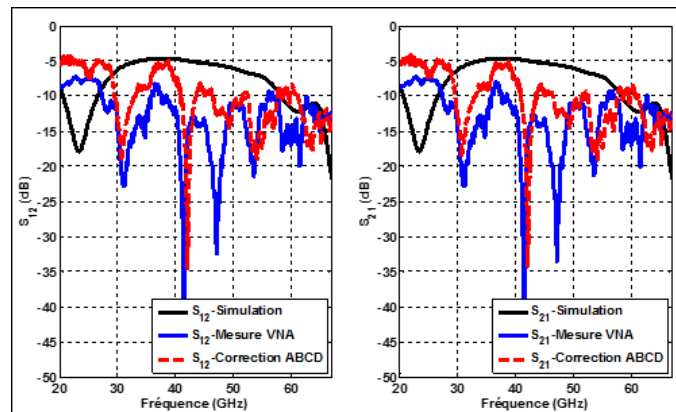
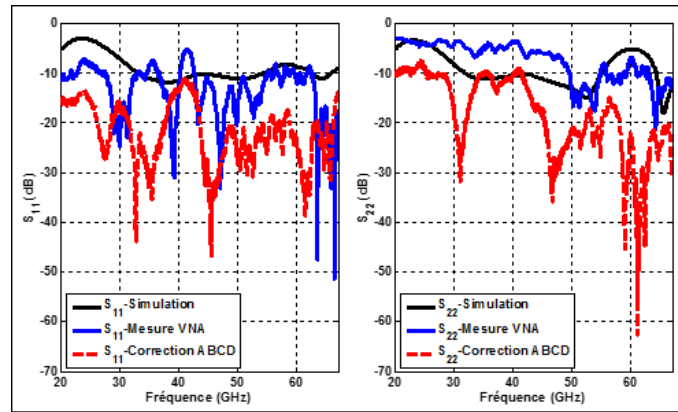
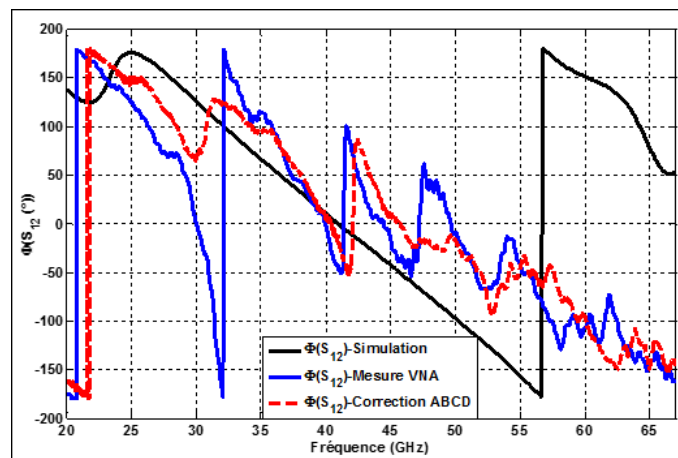


FIGURE IV.49 – Paramètres  $S_{12}$  et  $S_{21}$  du diviseur de puissance avec une charge sur le 3ème port

FIGURE IV.50 – Paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  du diviseur de puissance avec une charge sur le 3ème portFIGURE IV.51 – Phase du paramètre  $S_{12}$  du diviseur de puissance avec une charge sur le 3ème port

Il ressort clairement de cette comparaison que les paramètres  $S$  obtenus par la correction externe en utilisant les standards réalisés sont améliorés par rapport à la mesure directe après un calibrage avec le kit droit ; car les conditions de mesure restent inchangées.

L'utilisation des standards réalisés offre donc une meilleure performance pour la caractérisation des dispositifs « 3-ports » à accès à  $120^\circ$ .

Toutefois, il est à noter que les difficultés technologiques (particulièrement la gravure chimique) ne nous ont pas permis de réaliser un diviseur de puissance avec des bons paramètres, car il est difficile de comparer la simulation et la mesure dans la bande considérée. Si la phase mesurée peut s'approcher de celle obtenue en simulation, c'est plus difficile sur la mesure des modules des paramètres  $S$ . Des problèmes de gravure induisent apparemment des réflexions chaotiques et des pics d'absorption imprévus. On notera aussi que ces diviseurs de puissance sont de petites dimensions et que les pointes sont directement posées sur les accès sans ligne de transition, cela pouvant conduire à la génération d'autres modes, surtout si la symétrie de la structure n'est pas parfaite. La prise en compte de tous ces paramètres est difficile, ne serait-ce que pour établir des conditions de rétro-simulation, et constitue une partie des perspectives de ce travail.

## Conclusion

Dans ce dernier chapitre, les étapes technologiques de fabrication du kit de calibrage (dépôt de cuivre par pulvérisation cathodique, photolithographie, gravure humide) ont été brièvement décrites. Les caractérisations mécaniques (microscope optique, profilomètre) ont permis de mettre en évidence les limites du procédé de fabrication utilisé par le laboratoire (dans notre cas, principalement la variation des largeurs des fentes des lignes coplanaires).

Les standards fabriqués sont ensuite caractérisés et les paramètres mesurés (transmission, réflexion, constante de propagation, impédance caractéristique, etc.) concordent avec la simulation sur la bande de fréquence considérée (20 GHz – 67 GHz).

Une méthode de correction externe par calculs ABCD a été utilisée. La différence (qui est aussi le principal avantage) avec celle de [129] est la détermination des tous les termes des quadripôles d'erreurs indépendamment. Ce qui nous permet de tenir compte des effets des coudes de 120° quand les accès du DST sont de forme géométrique différente de celle des standards de calibrage.

Enfin, des mesures de quelques échantillons test (ligne coplanaire et diviseur de puissance) ont été effectuées de deux manières différentes : mesures directes par le VNA et mesures brutes puis corrigées par l'algorithme de façon externe. Elles confirment, par rapport aux résultats obtenus par la simulation des dispositifs sous test considérés, que le calibrage à 120° du VNA avec nos standards donne des meilleurs résultats que le calibrage avec un kit droit. Ainsi, les conditions de mesure restent inchangées.

---

---

# Conclusion générale

---

---

La méthode de mesure actuelle utilisée au laboratoire pour la mesure des dispositifs « 3-ports » à  $120^\circ$  consiste à faire un calibrage avec les pointes en face-à-face à l'aide d'un kit commercial puis à réorienter minutieusement les pointes à  $120^\circ$  afin de caractériser le dispositif sous test.

Les objectifs visés dans cette thèse étaient de mettre en évidence l'influence de cette réorientation des pointes sur les résultats de mesure et de proposer une solution adéquate permettant de faire le calibrage et la mesure à  $120^\circ$ , sans avoir à bouger les pointes.

Après avoir rappelé les notions de base sur les mesures des paramètres S et les différentes procédures de calibrage, nous avons calibré conventionnellement l'analyseur vectoriel avec le kit commercial ISS Cascade Microtech et fait la mesure d'une ligne coplanaire par les deux méthodes suivantes :

- mesure avec les pointes en face-à-face ;
- mesure avec les pointes orientées à  $120^\circ$  après le calibrage.

Il ressort clairement de cette comparaison que la réorientation des pointes à  $120^\circ$  après le calibrage influe énormément sur la mesure, surtout sur les paramètres de réflexion. Ce constat s'explique par le changement de l'impédance de référence du calibrage, et donc par le changement des conditions de mesure.

Nous avons proposé la solution qui consiste à concevoir un ensemble d'étalons de calibrage à accès à  $120^\circ$ , dans la bande de 20 GHz – 67 GHz. Nous avons retenu la procédure de calibrage *TRL* (*THRU – REFLECT – LINE*) car elle est la plus utilisée pour la mesure des dispositifs planaires et la fabrication des standards considérés n'est pas compliquée. Les standards sont fabriqués en technologie planaire en utilisant des lignes coplanaires à accès inclinés à  $120^\circ$ .

L'étude de simulation sous le logiciel HFSS a montré que, malgré leurs accès particuliers, ces lignes sont proches des lignes coplanaires conventionnelles. Par exemple, les écarts en transmission entre les deux types de ligne n'excède pas 0,2 dB sur la bande fréquentielle de travail. Nous avons aussi déterminé un modèle électrique équivalent de ces accès à  $120^\circ$ .

Les standards ont été ensuite réalisés et les résultats de la caractérisation des échantillons ont montré une bonne concordance avec les résultats de simulation. Néanmoins, la constante de propagation calculée à partir de la mesure des standards de transmission (*THRU* et *LINE*) limite la plage de calibrage de ce nouveau kit à 55 GHz.

Nous avons aussi présenté une méthode de calculs de correction externe, pour le calibrage TRL, avec les matrices ABCD. Elle diffère de la méthode présente dans la littérature par le fait

que tous les termes du premier quadripôle peuvent être déterminés indépendamment de ceux du deuxième quadripôle. Nous avons pu ainsi tenir compte des effets des accès à  $120^\circ$  au niveau des quadripôles d'erreurs dans le cas où le dispositif à mesurer présente des accès normaux.

Nous avons également réalisés, comme dispositifs sous test, des lignes coplanaires à accès à  $120^\circ$  (dimensions géométriques différentes de celles des standards) et des diviseurs de puissance coplanaires dont les ports sont à  $120^\circ$ . Les mesures des échantillons ont été effectuées après deux calibrages distincts :

- calibrage avec le kit commercial afin de faire les mesures directement avec le VNA après la réorientation des pointes ;
- calibrage avec le nouveau kit réalisé et correction externe des paramètres S du dispositif sous test en utilisant la méthode de correction proposée.

Les mesures obtenues montrent clairement que l'utilisation des standards de calibrage à  $120^\circ$  donne des meilleurs résultats que l'utilisation des standards commerciaux (à accès droits) pour la caractérisation de tels dispositifs. Globalement, le calibrage avec ces nouveaux standards a surtout permis d'apporter une correction de 5 dB sur les paramètres de réflexion mesurés.

Les perspectives possibles de ce travail sont énumérées ci-dessous.

- L'amélioration du procédé de fabrication de ces standards par le dépôt d'une couche d'accrochage afin d'augmenter l'adhérence de la couche conductrice ou par l'utilisation de la gravure sèche ou par laser afin d'éviter les variations des dimensions géométriques des échantillons.
- Ajouter des ponts à air pour éviter le mode *slotline* qui intervient plus particulièrement au-delà de 50 GHz.
- Faire cette étude avec un analyseur vectoriel « 3-ports » afin de comparer les résultats avec nos résultats obtenus.
- Faire le calcul pour un calibrage large bande (*TRL multiline*) avec ce kit en réalisant des lignes supplémentaires.

Ce travail montre qu'il est possible de développer des kits de calibrage pour tout type d'accès des dispositifs planaires et que la procédure de calibrage TRL reste encore une procédure efficace pour ces problématiques.

# Annexes





---

---

# Calcul d'extraction des termes d'erreurs. Algorithme de SILVONEN - Calibrage TRL

---

---

## Sommaire

---

<b>A.1</b>	<b>Le modèle à huit termes d'erreurs</b>	<b>146</b>
A.1.1	Modèle de la mesure du Thru	146
A.1.2	Modèle de la mesure du Line	147
A.1.3	Modèle de la mesure du Reflect	147
<b>A.2</b>	<b>Extraction des termes d'erreurs par l'algorithme de Silvonen</b>	<b>147</b>
A.2.1	Calcul de l'excès de ligne	149
A.2.2	Détermination des coefficients de symétrie et de réflexion	150
A.2.3	Extraction des paramètres S du dispositif sous test	151

---

Les résultats de mesure (paramètres S) donnés par un analyseur vectoriel de réseaux sont tout d'abord traités afin d'en extraire, de façon numérique, les erreurs liées aux conditions de mesure. Plusieurs auteurs ont développé des méthodes d'extraction d'erreurs (précisément des algorithmes de calibrage). Nous présentons les calculs pour l'obtention des termes d'erreurs par l'algorithme de Silvonen.

## A.1 Le modèle à huit termes d'erreurs

Le modèle utilisé pour la correction des termes d'erreurs par la méthode de Silvonen est le modèle à huit termes d'erreurs :

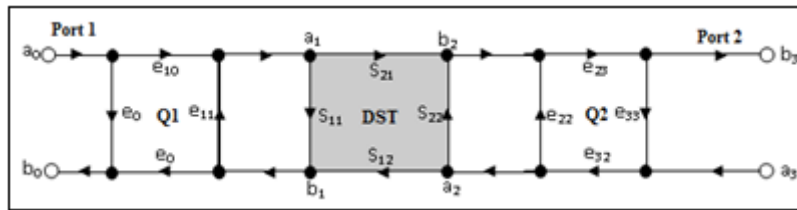


FIGURE A.1 – Modèle à huit termes d'erreurs

$e_{00}, e_{33}$  : erreurs de directivité

$e_{11}, e_{22}$  : erreurs dues aux désadaptations des ports

$(e_{10}e_{01}), (e_{32}e_{23})$  : erreurs en transmission et en réflexion (ou erreurs de poursuite)

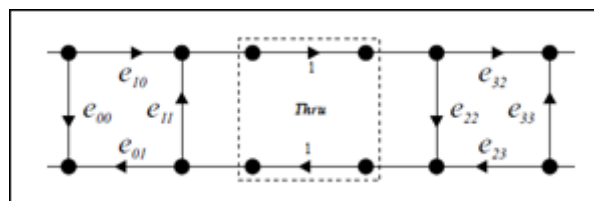
$S_{ij}$  : paramètres intrinsèques du dispositif sous test (DST)

Les défauts de chacun des deux ports sont représentés par un quadripôle d'erreurs comprenant quatre termes  $e_{ij}$  (figure A.1).

La représentation du modèle de mesure correspondant à chaque standard est illustrée dans les paragraphes suivants.

### A.1.1 Modèle de la mesure du Thru

C'est la connexion directe des lignes d'accès traduisant une transmission totale du signal émis d'un port vers l'autre.

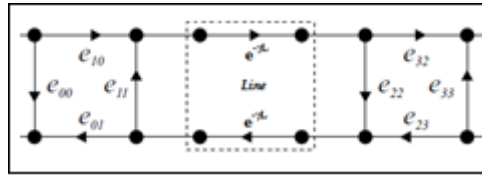


$$S_T = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

FIGURE A.2 – Graphe de fluence de la mesure du Thru

### A.1.2 Modèle de la mesure du Line

C'est une ligne plus longue que le *Thru* ayant une constante de propagation  $\gamma$ .

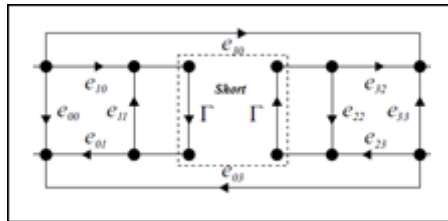


$$S_T = \begin{pmatrix} 0 & e^{-\gamma L} \\ e^{-\gamma L} & 0 \end{pmatrix}$$

FIGURE A.3 – Graphe de fluence de la mesure du Line

### A.1.3 Modèle de la mesure du Reflect

Les erreurs d'isolation ne sont pas prises en compte avec le modèle à huit termes d'erreurs mais il est possible de les intégrer lors de la résolution du problème en considérant ces erreurs égales aux coefficients de transmission mesurés du standard *Short*.



$$S_T = \begin{pmatrix} \Gamma & 0 \\ 0 & \Gamma \end{pmatrix}$$

FIGURE A.4 – Graphe de fluence de la mesure du Short

Ces mesures effectuées sur les trois standards permettent de déterminer les termes des quadripôles d'erreurs à l'aide de cet algorithme de calibrage.

## A.2 Extraction des termes d'erreurs par l'algorithme de Silvonen

L'exploitation directe des matrices des paramètres S mesurés pour le calcul des termes d'erreurs est l'un des avantages de cette méthode développée par Silvonen en 1992 ; les autres méthodes de calcul utilisant plutôt les matrices chaines, ABCD, etc. Elle exclut la connaissance des caractéristiques intrinsèques de tous les étalons à utiliser. Seul le *Thru* doit être connu.

Elle permet aussi de déterminer l'exposant de propagation  $\gamma l$  d'excès de ligne et le coefficient de réflexion  $\Gamma$  du standard *Reflect* indépendamment de la nature de celui-ci ; c'est-à-dire qu'un court-circuit ou un circuit ouvert peuvent être indifféremment utilisés pour la détermination des termes d'erreurs. Elle est aussi bien valable pour les dispositifs symétriques que les dispositifs « un port ».

Les erreurs de mesures du modèle à huit termes sont représentées par deux matrices  $S_A$  et  $S_B$ .

$$S_A = \begin{pmatrix} e_{00} & e_{01} \\ e_{10} & e_{11} \end{pmatrix} \text{ et } S_B = \begin{pmatrix} e_{22} & e_{23} \\ e_{32} & e_{33} \end{pmatrix} \quad (\text{A.1})$$

L'objectif est alors de trouver les valeurs des erreurs en réflexion ( $e_{00}$ ,  $e_{11}$ ,  $e_{22}$ ,  $e_{33}$ ) et des déterminants des quadripôles d'erreurs ( $\Delta S_A$ ,  $\Delta S_B$ ). Ces derniers permettront de déterminer les valeurs des erreurs de poursuite en transmission ( $e_{10}e_{01}$ ,  $e_{23}e_{32}$ ).

La programmation de cette méthode se fait en trois parties :

- seules les mesures du *Thru* ( $S_{Tm}$ ) et du *Line* ( $S_{Lm}$ ) permettent de calculer l'excès de ligne (ou la différence de longueur entre les deux standards) et d'obtenir des coefficients liant les mesures de ces deux standards à leurs caractéristiques réelles ( $S_T$  et  $S_L$ ) ;
- les coefficients de réflexion et de symétrie ( $k$ ) ainsi que les quadripôles d'erreurs sont calculés à partir des différents coefficients obtenus précédemment et de la mesure du *Reflect* ( $S_{Rm}$ ) ;
- la troisième partie consiste à extraire les quadripôles d'erreurs des paramètres mesurés du DST ( $S_m$ ) afin de retrouver ses paramètres  $S$  intrinsèques.

L'application de la règle de Mason a permis d'obtenir une relation entre les paramètres  $S$  mesurés d'un DST, ses paramètres intrinsèques et les quadripôles d'erreurs. L'expression matricielle de cette relation est la suivante :

$$\begin{pmatrix} 1 & S_{11} & S_{m11} & -S_{11} & 0 & S_{21} & S_{m12} & 0 \\ 0 & S_{12} & S_{m11} & -S_{12} & 0 & S_{22} & S_{m12} & 0 \\ 0 & S_{11} & S_{m21} & 0 & 0 & S_{21} & S_{m22} & -S_{21} \\ 0 & S_{12} & S_{m21} & 0 & 1 & S_{22} & S_{m22} & -S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_{00} \\ e_{11} \\ \Delta S_A \\ ke_{22} \\ ke_{33} \\ k\Delta S_B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{m11} \\ kS_{m12} \\ S_{m21} \\ kS_{m22} \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

$S_{ij}$  : paramètres intrinsèques du DST ;

$S_{mij}$  : paramètres mesurés du DST ;

$e_{00}$ ,  $e_{11}$ ,  $e_{22}$ ,  $e_{33}$ ,  $\Delta S_A$ ,  $\Delta S_B$  : erreurs de mesure et déterminants des quadripôles d'erreurs  $S_A$  et  $S_B$  ;

$k$  : coefficient de symétrie

### A.2.1 Calcul de l'excès de ligne

Par ailleurs, les paramètres  $S$  intrinsèques du Thru étant connus (matrice  $ST$ ), les expressions suivantes sont applicables.

$$\begin{aligned} (\Delta S_T + \Delta S_L - S_{T11}S_{L22} - S_{T22}S_{L11}) S_{Tm12}S_{Lm21} = \\ (\Delta S_{Tm} + \Delta S_{Lm} - S_{Tm11}S_{Lm22} - S_{Tm22}S_{Lm11}) S_{T12}S_{L21} \end{aligned} \quad (\text{A.3a})$$

$$S_{Tm21}S_{Lm12}S_{T12}S_{L21} = S_{Tm12}S_{Lm21}S_{T21}S_{L12} \quad (\text{A.3b})$$

$S_{Tij}$  et  $S_{Lij}$  : matrices des paramètres  $S$  du Thru et du Line ;

$\Delta S_T$  et  $\Delta S_L$  : déterminants des matrices du Thru et du Line ;

$S_{Tmij}$  et  $S_{Lmij}$  : matrices des paramètres mesurés du Thru et du Line

Suivant que l'excitation se fait du port 1 vers le port 2 ou inversement, le système peut ne pas être symétrique. Par conséquence, l'excès de ligne dans le premier sens de transmission du signal peut être différent de celui dans le sens contraire. La matrice de cet excès de ligne est donnée par l'équation (A.4).

$$S_l = \begin{pmatrix} 0 & e_1 \\ e_2 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.4})$$

$$e_i = e^{-\gamma l_i}; i = 1, 2$$

En considérant les équations de (A.3)-(A.4), nous obtenons une équation (A.5) dont une des solutions (celle qui a un argument positif) est l'excès de ligne notée  $e$ .

$$Ae_2^2 + Be_2 + C = 0 \quad (\text{A.5})$$

$$A = S_{Tm21}S_{Lm21}$$

$$B = \Delta S_{Tm} + \Delta S_{Lm} - S_{Tm11}S_{Lm22} - S_{Tm22}S_{Lm11}$$

$$C = S_{Tm12}S_{Lm21}$$

L'expression finale de l'excès de ligne est :

$$\sqrt{e_1 e_2}; e_1 = Ae_2/C$$

$e_1$  est l'excès de ligne dans le sens opposé.

A partir de la mesure de ces deux standards (*Thru* et *Line*), de leur matrice  $S$  (tout en les considérant parfaits et symétriques) et de l'excès de ligne calculé, nous pouvons déterminer les expressions des différents termes d'erreurs.

$$e_{00} = a_1 = \frac{S_{Tm12}S_{Lm11} - eS_{Tm11}S_{Lm12}}{D_1}; D_1 = S_{Tm12} - eS_{Lm12} \quad (\text{A.6a})$$

$$e_{11} = ka_2 = k \frac{S_{Tm22} - S_{Lm22} - eS_{Tm11}S_{Lm12}}{D_2}; D_2 = S_{Tm21} - eS_{Lm21} \quad (\text{A.6b})$$

$$\Delta S_A = ka_3 = k \frac{\Delta S_{Tm} - S_{Tm11}S_{Lm22} + eS_{Tm12}S_{Lm21}}{D_2} \quad (\text{A.6c})$$

$$e_{22} = b_1 = \frac{S_{Tm21}S_{Lm22} - eS_{Tm22}S_{Lm21}}{D_2} \quad (\text{A.6d})$$

$$e_{33} = \frac{b_2}{k} = \frac{1}{k} \frac{S_{Tm11} - S_{Lm11}}{D_1} \quad (\text{A.6e})$$

$$\Delta S_B = \frac{b_3}{k} = \frac{1}{k} \frac{\Delta S_{Tm} - S_{Tm22}S_{Lm11} + eS_{Tm21}S_{Lm12}}{D_1} \quad (\text{A.6f})$$

$$e_{30} = S_{Rm21} \quad (\text{A.6g})$$

$$e_{03} = S_{Rm12} \quad (\text{A.6h})$$

Ces expressions (nombres complexes) sont les termes des quadripôles d'erreurs permettant de trouver les valeurs numériques des paramètres S d'un DST grâce à l'existence des relations entre celles-ci et les paramètres mesurés. Cependant, il existe un coefficient de symétrie entre certaines de ces expressions à déterminer.

## A.2.2 Détermination des coefficients de symétrie et de réflexion

En réalité, les dispositifs ne sont pas parfaitement symétriques, d'où la nécessité de la mesure d'un autre standard qui est le *Reflect* afin de pouvoir trouver l'expression du coefficient de symétrie. En utilisant les équations précédentes, on obtient :

$$D_3 = (a_3 - a_2S_{Rm11})(b_2S_{Rm22} - b_3) \quad (\text{A.7a})$$

$$c_1 = (a_3 - a_2S_{Rm11})(S_{Rm22} - b_1) \quad (\text{A.7b})$$

$$c_2 = (b_3 - b_2S_{Rm22})(S_{Rm11} - a_1) \quad (\text{A.7c})$$

Le coefficient de symétrie est alors :

$$k = \pm \sqrt{c_2/c_1} \quad (\text{A.8})$$

Pour réussir le calibrage, ce coefficient doit être proche du nombre  $1 + 0j$ . Le coefficient de réflexion est aussi calculé à partir de l'équation :

$$\Gamma = \pm \frac{\sqrt{c_1 c_2}}{D_3} \quad (\text{A.9})$$

### A.2.3 Extraction des paramètres S du dispositif sous test

A partir de l'équation (A.2) et des calculs effectués précédemment, il devient possible d'extraire les paramètres intrinsèques du DST ( $S_{ij}$ ). La relation donnant ces paramètres est la suivante :

$$\begin{pmatrix} a & 0 & b & 0 \\ 0 & a & 0 & b \\ c & 0 & d & 0 \\ 0 & c & 0 & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{11} \\ S_{12} \\ S_{21} \\ S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_{11} \\ X_{12} \\ X_{21} \\ X_{22} \end{pmatrix} \quad (\text{A.10})$$

$$a = e_{11}S_{m11} - \Delta S_A$$

$$b = ke_{33}S_{m12}$$

$$c = e_{11}S_{m21}$$

$$d = k(e_{33}S_{m22} - \Delta S_B)$$

$$X_{11} = S_{m11} - e_{00}$$

$$X_{12} = kS_{m12}$$

$$X_{21} = S_{m21}$$

$$X_{22} = k(S_{m22} - e_{22})$$

$a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $d$  et  $X_{ij}$  sont des coefficients exprimant une relation entre les paramètres S mesurés du DST ( $S_{mij}$ ) et les termes d'erreurs ( $e_{ij}$ ,  $\Delta S_A$  et  $\Delta S_B$ ). Après résolution de l'équation (A.10), on obtient finalement les paramètres S du dispositif sous test :

$$S_{11} = \frac{dX_{11} - bX_{21}}{ad - bc} \quad (\text{A.11a})$$

$$S_{12} = \frac{dX_{12} - bX_{22}}{ad - bc} \quad (\text{A.11b})$$

$$S_{21} = \frac{aX_{21} - cX_{11}}{ad - bc} \quad (\text{A.11c})$$

$$S_{22} = \frac{aX_{22} - cX_{11}}{ad - bc} \quad (\text{A.11d})$$





---

---

# Bibliographie

---

---

- [1] M. J. Cunningham. Measurement errors and instrument inaccuracies. *Journal of Physics E-Scientific Instruments*, 8(8), August 1981.
- [2] E. Bénévent. *Contribution à l'étude et à la réalisation d'un circulateur hyperfréquence à couche magnétique dans la bande 40-50 GHz*. Thèse de doctorat, Université Jean Monnet de Saint-Etienne, 2006.
- [3] O. Zahwe. *Conception et réalisation d'un circulateur coplanaire à couche magnétique de YIG en bande X pour des applications en télécommunications*. Thèse de doctorat, Université Jean Monnet de Saint-Etienne, 2009.
- [4] T. Boyajian. *Etude et réalisation d'un circulateur hyperfréquence à nano particules magnétiques orientées dans la bande 40-60 GHz*. Thèse de doctorat, Université Jean Monnet de Saint-Etienne, 2011.
- [5] Ardaches Tchanguoulian. *Utilisation de matériaux composites magnétiques à nanoparticules pour la réalisation de composants passifs non réciproques micro-ondes*. Thèse de doctorat, Université Jean Monnet de Saint-Etienne, 2014.
- [6] Shicheng Yang. *Etude des composants passifs non réciproques hyperfréquences sur substrat ferrite LTCC : application aux circulateurs*. Thèse de doctorat, Université Jean Monnet de Saint-Etienne, October 2015.
- [7] F. Gardiol. *Electromagnétisme*, volume 3. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Dunod, 1987.
- [8] R. Badoual, C. Martin, and S. Jacquet. *Les micro-ondes 2ème édition*. Collection Technologies, Masson, January 1995.
- [9] D. M. Pozar. *Microwave Engineering*. Wily, 4th edition, December 2011.
- [10] C.A. Balanis. *Antenna Theory, Analysis and Design*. Wily, 3rd edition, 2005.
- [11] F. Gardiol, editor. *Hyperfréquences*. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Dunod, 1990.
- [12] S. Blin. Guides d'ondes hyperfréquences, GMEE109, 2013.
- [13] Bernard Bayard. *Contribution au développement de composants passifs magnétiques pour l'électronique hyperfréquence*. Thèse de doctorat, Université Jean Monnet de Saint-Etienne, 2000.
- [14] L. Chusseau. Hyperfréquence, Paramètres S-Antennes, 2005.

- [15] G. Simpson. Vector network analysis and ARFTG : A historical perspective. In *IEEE 50th ARFTG Conference Digest-Fall*, volume 32, Dember 1997.
- [16] D. Rytting. ARFTG 50 years network analyzer history. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 2008.
- [17] Dossier Electronique. Les analyseurs de réseaux scalaires et vectoriels, September 2005. numéro 161.
- [18] Joseph Achkar. Analyseurs de réseaux en micro-ondes. *Techniques de l'Ingénieur*, December 2006.
- [19] Agilent. *Agilent Network Analyzer Basics*. Agilent Technologies, August 2004.
- [20] G. H. Bryant. Principles of microwave measurements. *IEE Electrical Measurement Series 5*, 1988.
- [21] Agilent. *Agilent Scalar Network Analyzer-Migrating from scalar to vector network analyzer systems*. Agilent Technologies, October 2009.
- [22] A. Estrada. The vector network analyzer-an essential tool in modern ATE measurements. *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, August 2012.
- [23] B. Neumeyer. A low-cost phase measurement extension for scalar network analyzers. In *16th European Microwave Conference*, September 1986.
- [24] J.R. Juroshek and R.B. Marks. Microwave circuits measurements. In *Metrologia 29*, 1992.
- [25] Anritsu. *Time domain measurements using vector network analyzers, Application Note*. Anritsu, March 2009.
- [26] D. Allal and A. Litwin. Equivalence de deux analyseurs de réseaux vectoriels pour la traçabilité des paramètres S. In *Revue française de métrologie n°12*, volume 4, 2007.
- [27] M. Bahouche. *Etude et traçabilité du calibrage Line-Attenuator-Reflect pour des mesures sous pointes à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel*. Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, December 2010.
- [28] K. Kouicem. *Analyse et correction des erreurs résiduelles sur analyseur de réseau hyperfréquence-Développement de méthodes relatives à la méthode d'autocalibrage TRL*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, December 1996.
- [29] G. F. Engen. The six-port reflectometer : an alternative network analyzer. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, MTT-25(12), December 1977.
- [30] C. A. Hoer. A network analyzer incorporating two six-port reflectometers. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, MTT-25, December 1977.
- [31] Bernard Huyart, Eric Bergeault, Gérard Geneves, and Louis Jallet. Conception et résultats de mesure d'un analyseur de réseaux à six accès dans la bande de fréquence 1-18 GHz. In *Annals of Telecommunications*, volume 46 of 7, pages 443-451, 1991.
- [32] R. D. Pollard. *Microwave measurements-Chapter 10 : Microwave network analysers*. The Institution of Engineering and Technoligy, London, 3rd edition, 2007.

- [33] M. Ney. Simulation électromagnétique-Modèles et optimisation. *Techniques de l'ingénieur*, November 2006.
- [34] M. Hiebel. Vector network analyzer calibration-The basics, White Paper-75 years of driving innovation. *Rohde & Schwarz*, 2008.
- [35] R.B. Marks and D.F. Williams. A general waveguide circuit theory. *Journal of Research of the National Institute of Standards of Technology*, 97(5), September 1992.
- [36] Anritsu. *Arbitrary impedance, Application note*. Anritsu, May 2002.
- [37] R.S. Schwartz and R.J. Pescatore. Instrument test cables extend measuring ports of HP8510 VNA. In *IEEE 26th ARFTG Conference Digest-Winter*, December 1985.
- [38] Axon. Cordons coaxiaux hyperfréquences AXOWAVE, September 2008.
- [39] D. Herstein. A novel technique for evaluating and integrating of connectorless (drop-in) microwave components. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 1987.
- [40] J.D. King and B. Biron. Direct characterization of non-inserable microwave test fixture for packaged MMICs. In *IEEE 57th ARFTG Conference Digest-Spring*, May 2001.
- [41] Cascade Microtech. Layout rules for GHz probing.
- [42] M. Bauwens, L. Chen, C. Zhang, and A. Arsenovic. A terahertz micro machined on-wafer probe for WR-1.2 waveguide. In *IEEE 7th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, October 2012.
- [43] D. F. Williams and T. H. Miers. A coplanar probe to microstrip transition. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, 36(7), July 1988.
- [44] T. Bednorz. Measurement uncertainties for vector network analysis, Application note IEZ29-1E. Technical report, Rohde & Schwartz, October 1996.
- [45] D. Rytting. Network analyzer error models and calibration methods. In *ARFTG/NIST Short Course on RF Measurements for a Wireless World*, San Diego, November 2001.
- [46] H. J. Eul and B. Schiek. A generalized theory and new calibration procedures for network analyzer self-calibration. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, 39 :724–731, April 1991.
- [47] R.B. Marks. Formulations of the basic vector network analyzer error model including switch terms. In *50th ARFTG Conference Digest*, December 1997.
- [48] S. Vandenberghe, D. Schreurs, G. Carchon, B. Nauwelaers, and W. De Raedt. Identifying error-box parameters from the twelve-term vector network analyzer error model. In *IEEE 60th ARFTG Conference Digest-Fall*, December 2002.
- [49] J. V. Butler, D. K. Rytting, M. F. Iskander, and R. D. Pollard. 16-term error model and calibration procedure for on-wafer network analysis measurements. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, 39(12), December 1991.
- [50] S. Lucyszyn. *RFIC and MMIC measurement techniques, Microwave Measurements*. R. J. Collier & A. D. Skinner, IET, 3rd edition, 2007.

- [51] J. Hurl. Uncertainty and confidence in measurements. *The 14th IET Microwave Measurements Training Course*, May 2005.
- [52] S.E. Rosenbaum, O. Pitzalis, and J.M. Marzan. A calibration method for de-embedding a microwave test fixture. In *IEEE 27th ARFTG Conference Digest-Spring*, volume 9, July 1986.
- [53] Agilent. *Advanced calibration techniques for vector network analyzers*. Agilent Technologies, 2006.
- [54] Anritsu. *Understanding VNA calibration*. Anritsu Company, June 2012.
- [55] Agilent. *8719ET/20ET/22ET, 8719ES/20ES/22ES Network analyzers - User's guide*. Agilent Technologies, April 2000.
- [56] Instone Iane. Microwave measurements-Chapter 12 : Calibration of automatic network analysers,3rd edition. In *The Institution of Engineering and Technoligy*, London, 2007.
- [57] K. Wong. Using precision coaxial air dielectric transmission lines as calibration and verification standards. *Microwave Journal*, December 1988.
- [58] W. Kruppa and K. F. Sodomsy. An explicit solution for the scattering parameters of a linear two-port measured with an imperfect test set. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, 19, January 1971.
- [59] S. Rehnmark. On the calibration process of Automatic Network Analyzer systems. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 22(4), April 1974.
- [60] Y. Chou and H. Lu. Accurate on-wafer measurement of orthogonal four-port networks using the Thru-Reflection-Unequal-Line (TRuL) calibration method. In *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2010.
- [61] Agilent. Specifying calibration standards for the HP 8510 network analyzer, Product Note 8510-5a, February 1988.
- [62] A. W. Scott. *RF measurements of Die and Packages*. Artech House Microwave Library, 1st edition edition, June 2002.
- [63] A. Rumiantsev and N. Ridler. VNA calibration. *IEEE Microwave Magazine*, June 2008.
- [64] A. Basu. An introduction to microwave measurements. *CRC Press*, December 2014.
- [65] M. Imparato, T. Weller, and L. Dunleavy. On-wafer calibration using space conservative (SOLT) standards. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 1999.
- [66] S. Padmanabhan, L. Dunleavy, J. E. Daniel, A. Rodriguez, and P. L. Kirby. Broadband space conservative on-wafer network analyzer calibration with more complex load and thru models. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, 54(9), September 2006.
- [67] Cascade Microtech. A guide to better vector network analyzer calibrations probe-tip measurements. Technical brief, 1994.
- [68] Anritsu. *360B/37XXXA/B Series vector network analyzer, Application note*. Anritsu, July 1998.

- [69] H. J. Eul and B. Schiek. Reducing the number of calibration standards for network analyzer calibration. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IM-40 :732–735, August 1991.
- [70] A. Ferrero. Two-port network analyzer calibration using an unknown "thru". *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 2(12) :505–507, December 1992.
- [71] S. Basu and L. Hayden. An SOLR calibrations for accurate measurement of orthogonal on-wafer duts. *IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium Digest*, pages 1335–1338, June 1997.
- [72] D. K. Walker and D. F. Williams. Comparison of SOLR and TRL calibrations. In *51st ARFTG Conference Digest*, Baltimore, June 1998.
- [73] Anritsu. *Techniques for VNA measurements for non insertable devices*, Technical article. Anritsu, November 2005.
- [74] A. Ferrero and U. Pisani. QSOLT : A new fast calibration algorithm for two port S parameter measurements. In *IEEE Proceeding 38th ARFTG Microwave Measurements Conference-Fall*, pages 15–24, 1991.
- [75] J. A. Jargon, R. B. Marks, and D. K. Rytting. Robust SOLT and alternative calibrations for four- sampler vector network analyzers. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, 47(10) :2008–2013, 1999.
- [76] R.A. Soares. A unified mathematical approach to two port calibration techniques and some applications. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, 37(11) :1669–1674, November 1989.
- [77] K. J. Silvonon. A general approach to network analyzer calibration. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, 40(4), April 1992.
- [78] H. Heurmann and B. Shiek. Robust algorithms for TXX network analyzer self-calibration procedures. *IEEE Transactions Instrument Measurements*, 43(1) :18–23, April 1994.
- [79] K. J. Silvonon. Calibration of test fixtures using at least two standards. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, 39(4), April 1991.
- [80] G. F. Engen and C. A. Hoer. Thru-Reflect-Line : An improved technique for calibrating the dual 6-Port Automatic Network Analyzer. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, MTT-27(12) :983–987, December 1979.
- [81] R. A. Speciale. A generalization of the TSD network analyzer procedure, covering n-port scattering parameters measurement, affected by leakage errors. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, MTT-25(12) :1100–1115, December 1977.
- [82] J. H. Eul and B. Schiek. Thru-Match-Reflect : One result of a rigorous theory for de-embedding and network analyzer calibration. In *Proceeding 18th European Microwave Conference*, pages 909–914, September 1988.
- [83] D. Andrew, S. Eric, and J. Keith. Achieving greater on-wafer s-parameters accuracy with the LRM calibration techniques. In *34th ARFTG Conference Digest*, pages 61–66, November 1989.

- [84] R. Doerner and A. Rumiantsev. Verification of the wafer-level LRM+ calibration technique for GaAs applications up to 110 GHz. In *65th ARFTG Microwave Measurements Conference-Spring*, June 2005.
- [85] D. Andrew, S. Eric, and J. Keith. LRM and LRRM calibrations with automatic determination of load inductance. *Proceedings 36th ARFTG Microwave Measurements Conference-Fall*, pages 57–63, November 1990.
- [86] R. Doerner. Evaluation of wafer-level LRRM and LRM+ calibration techniques. In *Proceeding 69th ARFTG Microwave Measurements Conference-Spring*, pages 86–89, June 2007.
- [87] M. B. Steer, S. B. Goldberg, G. Rinne, P. D. Franzon, I. Turlik, and J. S. Kasten. Introducing the Through-Line deembedding procedure. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 1455–1458, June 1992.
- [88] K. Wong. Network analyzer calibrations-Yesterday, today and tomorrow. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 19–25, June 2008.
- [89] O. Ostwald. 3-port measurements with vector network analyzer ZVR. Application note iez26-1e, Rohde & Schwartz, July 1996.
- [90] O. Ostwald. 4-port measurements with vector network analyzer ZVR. Application note iez25-1e, Rohde & Schwartz, October 1996.
- [91] T. G. Ruttan, B. Grossman, A. Ferrero, V. Teppati, and J. Martens. Multiport VNA measurements. *IEE Microwave Magazine*, June 2008.
- [92] A. Ferrero. Multiport VNA measurements and their digital applications. In *Proceeding of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2010.
- [93] S. B. Goldberg, M. B. Steer, and P. D. Franzon. Accurate experimental characterization of three-ports. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, July 1991.
- [94] H. Lu and T. Chu. Multiport scattering matrix measurement using a reduced-port network analyzer. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, 51(5) :1525–1533, May 2003.
- [95] F. Lenk and R. Doerner. A new multiport measurement-method using a two-port network analyzer. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 2005.
- [96] S. Quintanel, D. Pasquet, E. Bourdel, C. Duperrier, D. Lesénéchal, T. V. Dinh, and P. Descamps. On wafer multi-port circuits characterization technique with a two-port VNA. In *IEEE 81st ARFTG Microwave Measurement Conference*, June 2013.
- [97] I. Rolfes and B. Schiek. Multiport method for measurement of the scattering parameters of N-ports. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, June 2005.
- [98] S. Kolb and R. Stolle. Multiport VNA self-calibration of a partially leaky error model with a reciprocal standard. In *VDE German Microwave Conference*, March 2014.
- [99] Agilent. *Specifying calibration standards and kits for Agilent Vector Network Analyzers-Application note 1287-11*. Agilent Technologies, March 2011.

- [100] R.B. Marks, J. A. Jargon, and D. K. Rytting. Accuracy of lumped-element calibrations for four sampler vector network analyzers. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 3 :1487–1490, June 1998.
- [101] E. Danaci, O. N. Ucan, and M. Bayrak. VNA calibration by random neural network. In *IEEE Conference Digest on Precision Electromagnetic Measurements*, pages 82–83, June 2002.
- [102] Stergios Papantonis, Nick M. Ridler, Alan Wilson, and Stepan Lucyszyn. Reconfigurable waveguide for vector network analyzer verification. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, 62(10) :2415–2422, October 2014.
- [103] L. Wan. Improved Multimode TRL calibration method for characterization of homogeneous differential discontinuities. *IEEE Transactions Instrument Measurements*, 64(3) :694–703, March 2015.
- [104] R. Tucker. The history of the Automatic RF Techniques Group. *IEEE Microwave Magazine*, 8(4) :69–74, 2007.
- [105] R.W. Beatty. Calculated and measured S11, S21 and group delay for simple types of coaxial and rectangular waveguide 2-port standards. Technical note, NBS, December 1974.
- [106] M. A. Maury Jr and G.R. Simpson. Two-port verification standards in 3.5 mm and 7 mm for vector network analyzers. *Microwave Journal*, 29 :101–110, June 1984.
- [107] R. B. Marks. A multiline method of network analyzer calibration. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 39(7) :1205–1215, July 1991.
- [108] J. P. Mondal and T. Chen. Propagation constant determination in microwave fixture de-embedding procedure. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 36(4) :706–714, April 1988.
- [109] V. Adamian. Electronic calibration of a vector network analyzer (VNA) for non-insertable devices. In *IEEE 43rd ARFTG Conference Digest Spring*, volume 25, May 1994.
- [110] R. Ginley, D. Williams, and D. LeGolvan. A new electronic verification method for vector network analyzers. In *IEEE Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, pages 587–586, June 2010.
- [111] J. Stenarson, C. Eio, and K. Yhland. A calibration procedure for electronic units. In *IEEE 84th ARFTG Microwave Measurement Conference*, December 2014.
- [112] J.S. Kasten, M.B. Steer, and R. Pomerleau. Enhanced Through-Reflect-Line characterization of two-port measuring systems using free space capacitance calculation. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, 38(2) :215–217, February 1990.
- [113] Q. Li and K. L. Melde. Broadband on wafer calibration comparison for accuracy and repeatability on coplanar waveguide structures. *IEEE Electrical Performance of Electronic Packaging*, (315-318), October 2007.



- [114] T. L. Smith. Vector network analyzer techniques to measure WR340 waveguide windows. *Advanced Photon Source*, June 2002.
- [115] D. Williams, R. Marks, K. Phillips, and T. Miers. Progress toward MMIC on wafer standards. In *IEEE 36th ARFTG Conference Digest-Fall*, volume 18, pages 73–83, November 1990.
- [116] N. I. Dib, W. P. Harokopus, P. B. Katehi, and C. C. Ling. Study of a novel planar transmission line. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2 :623–626, July 1991.
- [117] L. P. B. Katehi and G. M. Rebeiz. Novel micro machined approaches to MMICs using low parasitic, high performance transmission media and environments. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2 :1145–1148, June 1996.
- [118] R. N. Simons. *Coplanar waveguide circuits, components and systems*. Microwave and Optical Engineering, Wiley Series, April 2001.
- [119] C. P. Wen. Coplanar waveguide : A strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device application. *IEEE G-MTT International Microwave Symposium*, pages 110–115, May 1969.
- [120] K. C. Gupta, Ramesh Garg, and I. J. Bahl. Microstrip lines and slotlines. *Artech House Inc*, 2nd Edition 1996.
- [121] Ansoft. *An introduction to HFSS : fundamental principles, concepts and use*. Ansoft LCC, 2009.
- [122] W. Keith. Lecture 22 : Measurement errors. TRL calibration of VNA, 2008.
- [123] Hiroyuki Ito and Kazuya Masuy. A simple through only de-embedded method for on-wafer S-parameter measurements up to 110 GHz. In *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, July 2008.
- [124] Michel Massénat. Circuits en couches minces-MCM et techniques connexes. *Techniques de l'Ingénieur*, May 2003.
- [125] Orlando Auciello and Angus I. Kingon. A critical review of Physical Vapor Deposition techniques for synthesis ferroelectric thin films. *Proceedings of the eighth IEEE International Symposium on Applications of ferroelectrics*, August 1992.
- [126] DEKTAK. *DEKTAK 150 surface profiler user's manual*. Veeco Instruments Inc., 2009.
- [127] Henri Baudrand. Conducteurs en hautes fréquences. *Techniques de l'Ingénieur*, August 2013.
- [128] J. A. Reynoso-Hernández. Unified method for determining the complex propagation constant of reflecting and nonreflecting transmission lines. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 13(8) :351–353, August 2003.
- [129] J. A. Reynoso-Hernández, M. A. Pulido-Gaytán, M. C. Maya-Sánchez, and J. R. Loo-Yau. What can the ABCD parameters tell us about the TRL? In *79th ARFTG Microwave Measurement Conference*, pages 1–4. IEEE, June 2012.

- [130] N. I. Dib, M. Gupta, G. E. Ponchak, and L. P. B. Katehi. Characterization of asymmetric coplanar waveguide discontinuities. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, 41(9) :1549–1558, September 1993.
- [131] R. N. Simons and G. E. Ponchak. Modeling of discontinuities waveguide discontinuities. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, 36(12) :1796–1803, December 1988.
- [132] G. E. Ponchak, J. Papapolymerou, and M. M. Tenzeris. Excitation of coupled slotline mode in finite-ground CPW with unequal ground-plane widths. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, 53(2) :713–717, February 2005.

## LISTE DE PUBLICATIONS

---

Arafat O.B and D. Vincent, “*Designing TRL Standards for Accurate Measurements of 120° Accesses CPW devices*”, 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON), Krakow, 9-11 May 2016.

Arafat O.B and D. Vincent, “*120° Access CPW Transmission lines for TRL Calibration Standards in a Band of 20 GHz – 67 GHz*”, European Microwave Week (EuMC), London, 4-7 October 2016.

Arafat & al., “*TRL Calibration Technique using ABCD Matrices for Bended Access Ports*”, International Journal of Microwave and Wireless Technologies (IJMWT).



## RÉSUMÉ

La caractérisation des composants hyperfréquences après leur fabrication, est généralement réalisée par la mesure de paramètres  $S$  à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseau (VNA). La précision de mesure dépend étroitement de la qualité du calibrage de l'analyseur vectoriel, qui permet de corriger les erreurs inhérentes au système de mesure. Des composants particuliers, dits *étalons ou standards*, dont les paramètres sont complètement ou partiellement connus, sont mesurés lors de la procédure de calibrage afin de déterminer les erreurs systématiques du système. La réalisation d'un circulateur coplanaire (les trois ports sont à  $120^\circ$  les uns des autres) travaillant autour de 40 GHz est l'un des axes de recherche du laboratoire depuis plusieurs années et la caractérisation des prototypes a toujours été un souci important. Le calibrage est réalisé avec un kit commercial, avec les pointes positionnées en face à face. La mesure des dispositifs CPW à *accès orthogonaux ou obliques* après un calibrage avec un ensemble de standards conventionnels (droits) peut engendrer des erreurs supplémentaires. L'objectif de notre travail est donc de concevoir un ensemble de standards à accès inclinés à  $120^\circ$  permettant de calibrer l'analyseur vectoriel « 2-ports » en positionnant directement les pointes à  $120^\circ$ . La méthode de calibrage *TRL (THRU – REFLECT – LINE)* a été choisie. Le travail à accomplir se résume comme suit :

- faire une étude de simulation du nouveau kit de calibrage à concevoir ;
- mettre en évidence l'effet des accès coudés sur les lignes de transmission des standards ;
- proposer une méthode de calcul qui tient compte de ces effets lors de la procédure de calibrage ;
- mesurer quelques échantillons réalisés afin de vérifier la validité de la procédure de calibrage proposée.

Les résultats obtenus au cours de ce travail ont pu être validés expérimentalement et offrent de nouvelles perspectives pour la mesure des composants planaires à accès non conventionnels.

*Mots-clés : Standards de calibrage TRL, dispositifs coplanaires, accès à  $120^\circ$ , analyseur vectoriel de réseau (VNA), mesure des paramètres  $S$ , correction par matrice ABCD.*

---

## ABSTRACT

Microwave components characterization after the fabrication steps is usually performed by measuring  $S$ -parameters using a Vector Network Analyzer (VNA). The measurement accuracy is highly dependent on the quality of the VNA calibration, which corrects the inherent errors in the measurement system. Specific components, called *standards* and whose parameters are completely or partially known, are measured during the calibration procedure to determine systematic errors of the system. Fabricating a coplanar circulator (the three ports are at  $120^\circ$  position) functioning around 40 GHz is one of the laboratory's research areas for several years and characterization of prototypes has always been a major concern. Usually, the calibration is made with a commercial kit ; probes are in face-to-face position. Measurements of CPW devices with *orthogonal or bended accesses* ( $120^\circ$  in our case) after VNA calibration with conventional (straight) set of standards may generate additional errors. The aim of our work is to design a set of standards with  $120^\circ$  bended accesses allowing the calibration of the "2-ports" network analyzer. Therefore, probes are directly set at  $120^\circ$  position. *TRL (THRU – REFLECT – LINE)* calibration procedure is chosen for the standards design. The work to be done is as follows :

- to make a simulation study of the new calibration kit to design ;
- to determine the bended accesses effects on the standards transmission lines ;
- to propose a calculation method that takes account of these effects during the calibration procedure ;
- to measure some fabricated samples to verify the validity of the proposed calibration procedure.

The results of this research work have been experimentally validated and offer new perspectives for measuring planar components with unconventional accesses.

*Keywords : TRL calibration standards, coplanar devices,  $120^\circ$  bended accesses, Vector Network Analyzer (VNA),  $S$  parameters measurements, ABCD matrices correction.*