

# Chapitre III. Conception d'étalons intégrés pour la méthode d'étalonnage Multimode TRL

## 3.1. Choix de la structure des étalons

### 3.1.1. Choix de la technologie planaire

Des étalons Multimode TRL planaires ont été développés sur les lignes micro-ruban (MS) couplées [7], [8]. Même si cette technologie est très répandue pour la conception des circuits intégrés grâce à ses avantages liés à la structure géométrique simple et à la possibilité de calculer analytiquement les impédances caractéristiques en tenant compte de la dispersion, son inconvénient réside dans la nécessité de réaliser des trous métallisés (vias). Outre des difficultés de conception supplémentaires, les vias sont susceptibles de produire une discontinuité dans la transmission du signal et d'en affecter l'intégrité dans des circuits à haute vitesse à cause des éléments parasites (capacités, inductances). De plus, il est difficile de caractériser avec précision ces effets dans la conception des circuits hyperfréquences. Nous utilisons donc des lignes coplanaires CCPW ayant les conducteurs (signal et référence de masse) déposés à la surface supérieure du substrat pour la mesure des circuits différentiels.

Parmi les technologies planaires disponibles (ligne MS, ligne à fente, etc.), la ligne coplanaire est la plus large bande. Les lignes de transmission coplanaires (CPW) ont été utilisées pour la réalisation de kits d'étalonnage TRL conventionnels [9] mais à notre connaissance, il n'existe pas encore d'étalons Multimode TRL sur lignes CCPW. Leur conception dans cette étude s'appuie sur la structure CCPW en configurations GSGSG (CCPW-GSGSG) et GSSG (CCPW-GSSG) afin d'évaluer l'efficacité de l'algorithme Multimode TRL sur des structures ayant différents niveaux de couplage entre les deux lignes conductrices. L'intérêt de la structure CCPW-GSGSG provient principalement du niveau de couplage réduit entre les lignes conductrices grâce au troisième plan de masse. Nous présenterons par la suite les étapes de conception du kit d'étalonnage sur ce type de structure (Figure III.1).

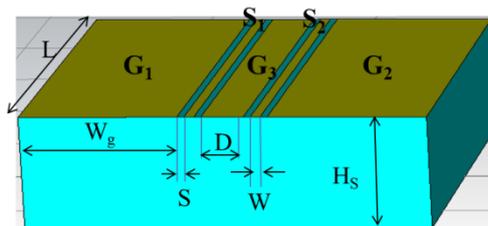


Figure III.1 - Ligne CCPW en configuration GSGSG

La conception du kit d'étalonnage sur lignes CCPW-GSSG est décrite dans l'Annexe 3.

### 3.1.2. Choix des matériaux

Le choix des matériaux est une étape importante dans la conception et la mise en œuvre des circuits intégrés. Les MMIC peuvent être fabriqués sur substrat d'Arséniure de Gallium (AsGa), un matériau coûteux couramment utilisé dans les applications militaires et spatiales en hyperfréquences. Pour répondre aux exigences liées aux larges domaines d'applications, les circuits intégrés sont développés sur divers matériaux semi-conducteurs mais également isolants, tels que l'alumine, le téflon et le quartz. Le Tableau III.1 donne des valeurs de référence en termes de permittivité relative et de pertes diélectriques pour quelques matériaux à 10 GHz [72].

Matériau	Fréquence	Permittivité relative	tg $\delta$
Alumine	10 GHz	9,5 - 10	0,0003
Arséniure de Gallium	10 GHz	13	0,006
Quartz (silice fondue)	10 GHz	3,78	0,0001
Téflon	10 GHz	2,08	0,0004

Tableau III.1 - Permittivité relative et pertes diélectriques de quelques matériaux

Le quartz (silice, dioxyde de silicium  $\text{SiO}_2$ ), présente une grande uniformité d'épaisseur et de surface et des pertes diélectriques parmi les plus faibles à haute fréquence. Nous l'utiliserons donc pour la conception des étalons planaires couplés, réalisant ainsi pour la première fois, des étalons Multimode TRL de type lignes CCPW sur ce type de substrat.

Les spécifications des matériaux ont été fournies par l'Institut d'Électronique de Microélectronique et de Nanotechnologies (IEMN), qui réalise les circuits utilisés dans ce projet (Tableau III.2). Les éléments du kit ont une permittivité relative  $\epsilon_r$ , égale à 3,81, une tangente d'angle de pertes de  $3 \times 10^{-4}$  à 10 MHz et une épaisseur  $H_s$  égale à 500  $\mu\text{m}$ .

Substrat	Conducteur	Matériau résistif
Quartz	Or	Titane
$\epsilon_r = 3,81$ ; tg $\delta = 3 \times 10^{-4}$ à 10 MHz Épaisseur $H_s = 500 \mu\text{m}$	Conductivité électrique $\sigma = 3,8 \times 10^7 \text{ S/m}$ Épaisseur $H_m = 500 \text{ nm}$	Résistance par carré $R_s = 50 \Omega$ Épaisseur $H_r = 28 \text{ nm}$

Tableau III.2 - Matériaux des lignes CCPW-Fonderie IEMN

Bien que l'argent soit le meilleur conducteur électrique, l'or est utilisé le plus souvent dans les applications électriques en hyperfréquences car il allie une conductivité électrique élevée à une forte résistance à la corrosion, limitant ainsi les variations de la conductivité. L'or utilisé ici pour la réalisation de la couche de métallisation a une conductivité électrique de  $3,8 \times 10^7$  S/m et une épaisseur de 500 nm [73].

La couche résistive employée pour les résistances de la charge de l'étalon Reflect et de certains étalons de vérification, en titane, présente une résistance par carré de  $50 \Omega$  et une épaisseur très mince de 28 nm. De plus, une couche de titane également très mince, de 25 nm d'épaisseur, est déposée entre la couche d'or et le substrat pour assurer une bonne adhérence.

### 3.1.3. Choix des dimensions

Etant donné que les caractéristiques du substrat (permittivité relative, tangente de l'angle de pertes, épaisseur) et du plan métallique (conductivité électrique, épaisseur) sont fixées, l'impédance caractéristique de la ligne peut être ajustée en fonction de différentes valeurs de largeurs des conducteurs et des fentes ( $W$ ,  $D$ ,  $S$ ). Nous tenons compte des critères essentiels suivants dans le choix de ces dimensions :

- La largeur des lignes doit être choisie de telle manière que les sondes puissent être déposées correctement sur la partie métallique. Il faut ainsi tenir compte de la zone de contact des pointes qui est de  $12 \mu\text{m}$  [74] et de leur espacement qui est de  $100 \mu\text{m}$  pour les sondes GSGSG disponibles au laboratoire (Figure III.2).

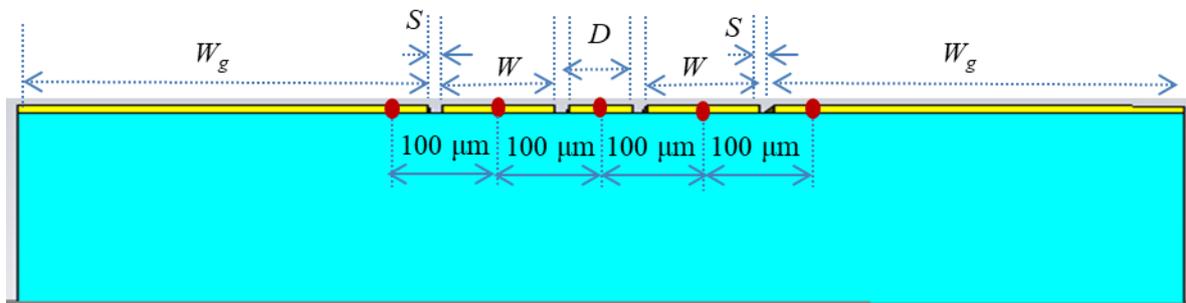


Figure III.2 - Espacement entre les pointes de la sonde GSGSG

Dans ce cas, pour que les pointes puissent être déposées au milieu des lignes, la relation entre les valeurs de  $W$ ,  $D$  et  $S$  est :

$$S + \frac{(W+D)}{2} = 100 \mu\text{m} \quad (\text{III.1})$$

Concernant la séparation entre les deux rubans  $S_1$  et  $S_2$  en configuration GSSG par une fente de largeur  $D$  (Figure III.3), il est recommandé d'avoir une valeur de  $D$  plus grande que la somme de  $(2S + W)$  si nous voulons minimiser le couplage [29].

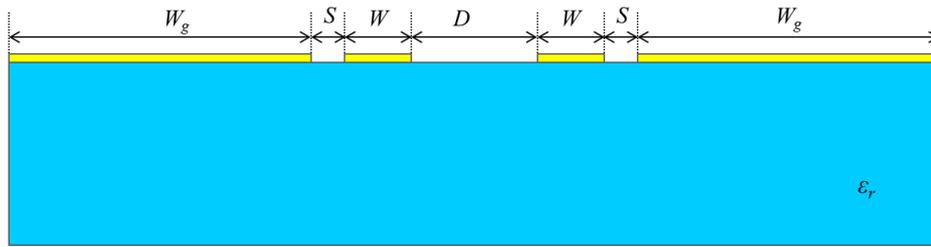


Figure III.3 - Coupe transversale d'une ligne CCPW-GSSG sur un substrat diélectrique

Pour la ligne CCPW-GSSG, la largeur du plan de masse central ( $D$ ) est choisie selon la valeur d'impédance caractéristique désirée tout en respectant l'espacement entre les pointes de la sonde.

- Les dimensions sont choisies en considérant la valeur d'impédance caractéristique de la ligne qui définit l'impédance de référence de mesure. Les impédances de référence des modes différentiel et commun sont respectivement proches de  $100 \Omega$  et de  $25 \Omega$  afin que l'impédance de référence à chaque port physique soit proche de  $50 \Omega$ . Les valeurs des largeurs  $W$ ,  $D$  et  $S$  sont déterminées par calcul quasi-statique basé sur la technique des transformations conformes selon les équations présentées dans l'Annexe 1 en supposant une largeur semi-infinie des deux plans de masse latéraux. Les valeurs de  $W$ ,  $D$  et  $S$  ainsi obtenues et la valeur statique des impédances caractéristiques des modes différentiel et commun sont indiquées dans le Tableau III.3.

Paramètre	$S$ ( $\mu\text{m}$ )	$W$ ( $\mu\text{m}$ )	$D$ ( $\mu\text{m}$ )	$Z_{0dm}$ ( $\Omega$ )	$Z_{0cm}$ ( $\Omega$ )
Valeur	14	110	62	100,44	28,51

Tableau III.3 - Largeurs des conducteurs et valeurs des impédances caractéristiques de la ligne CCPW-GSSG

Le couplage est calculé à partir des impédances  $Z_{0dm}$  et  $Z_{0cm}$  :

$$K = \frac{2Z_{0cm} - \frac{Z_{0dm}}{2}}{2Z_{0cm} + \frac{Z_{0dm}}{2}} = 0,06 \quad (\text{III.2})$$

Ce choix de dimensions montre un faible couplage entre les deux lignes.

- La largeur des deux conducteurs latéraux  $W_g$  devrait être au moins cinq fois ( $2S + W$ ) pour s'assurer qu'elle agit bien en tant que plan de masse [36]. Dans ce cas, la valeur de  $W_g$  devrait donc être supérieure à  $690 \mu\text{m}$ . Comme mentionné dans [29], lorsque cette condition est satisfaite, l'effet de l'épaisseur de masse sur les impédances caractéristiques peut être négligé.

Le choix de la valeur de  $W_g$  est conforté par la simulation électromagnétique 2D à l'aide du module AC/DC du logiciel COMSOL Multiphysics [75]. Ce module est dédié à la modélisation numérique du champ électromagnétique de composants, de dispositifs et de systèmes électriques en résolvant le système d'équations différentielles de Maxwell par la méthode des éléments finis. Les modèles construits avec COMSOL Multiphysics présentent un vaste champ d'applications dans les domaines électrique, mécanique et thermique. Nous l'utilisons dans notre cas pour obtenir la valeur statique des capacités linéiques de la ligne CCPW. Une différence de potentiel est appliquée entre les lignes et les plans de masse en fonction du mode de propagation.

Les modes impair et pair sont définis par les valeurs de potentiel  $V_1$  et  $V_2$  appliquées sur les deux lignes de signaux (Figure III.4).

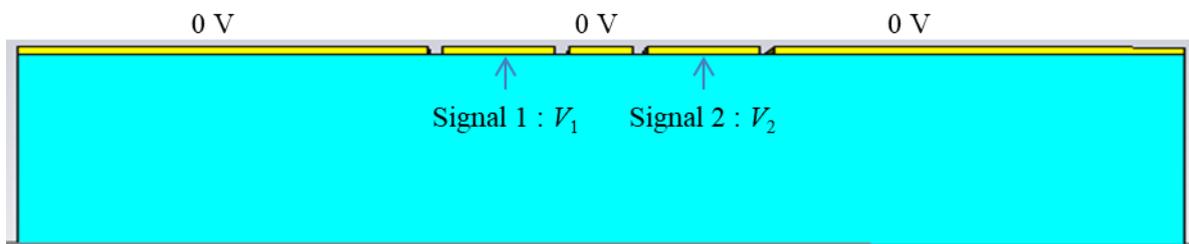


Figure III.4 - Tensions sur les deux lignes conductrices de la ligne CCPW

	<b>Mode impair</b>	<b>Mode pair</b>
<b>Signal 1 (V)</b>	$V_1 = 1$	$V_1 = 1$
<b>Signal 2 (V)</b>	$V_2 = -1$	$V_2 = 1$

Tableau III.4 - Tensions des modes impair et pair avec COMSOL Multiphysics

Par définition, le potentiel des trois plans de masse est égal à zéro, les potentiels  $V_1$  et  $V_2$  sont opposés pour le mode impair et sont égaux pour le mode pair. (Tableau III.4).

Grâce à la simulation numérique avec COMSOL, nous trouvons les capacités linéiques totales de la structure ( $C_{to}$  de mode impair et  $C_{te}$  de mode pair) et également les capacités linéiques dans le cas où le matériau diélectrique est remplacé par l'air ( $C_{ao}$  de mode impair et  $C_{ae}$  de mode pair) [76]. Les impédances caractéristiques statiques en modes différentiel et commun sont déduites à partir de ces capacités [34] :

$$Z_{0dm} = 2Z_{0o} = \frac{2}{c\sqrt{C_{ao}C_{to}}} \quad (\text{III.3})$$

$$Z_{0cm} = \frac{Z_{0e}}{2} = \frac{1}{2c\sqrt{C_{ae}C_{te}}} \quad (\text{III.4})$$

Etant donné que les valeurs de  $W$ ,  $D$  et  $S$  sont fixées (Tableau III.3), la Figure III.5 montre les valeurs des impédances caractéristiques en mode différentiel et commun en fonction de largeur  $W_g$  du plan de masse latéral.

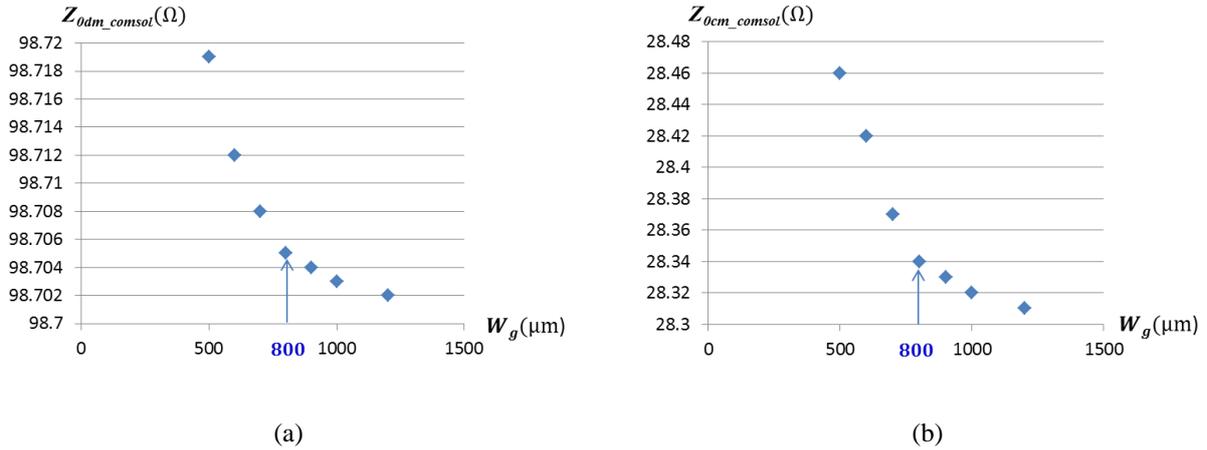


Figure III.5 - (a) impédance caractéristique en mode différentiel en fonction de largeur  $W_g$ , (b) impédance caractéristique en mode commun en fonction de largeur  $W_g$

Nous constatons que les valeurs des impédances caractéristiques convergent à partir d'une largeur  $W_g$  égale à 800  $\mu\text{m}$ . Nous choisissons donc cette valeur qui est effectivement supérieure à  $5 \times (2S + W)$ .

Compte-tenu de l'espacement entre les pointes des sondes et les contraintes d'adaptation d'impédance, les dimensions (en  $\mu\text{m}$ ) choisies sont présentées dans le Tableau III.5.

Paramètres	$S$	$W$	$D$	$W_g$
Dimensions ( $\mu\text{m}$ )	14	110	62	800

Tableau III.5 - Dimensions des lignes CCPW-GSGSG sur le substrat de quartz

Le Tableau III.6 résume les valeurs des capacités linéiques (en pF), des permittivités et des impédances caractéristiques (en  $\Omega$ ).

$C_{to}$	$C_{ao}$	$C_{te}$	$C_{ae}$	$\epsilon_{eff\_dm}$	$\epsilon_{eff\_cm}$	$Z_{0dm\_comsol}$	$Z_{0cm\_comsol}$
104,74 pF	43,56 pF	91,10 pF	37,94 pF	2,41	2,40	98,71 $\Omega$	28,34 $\Omega$

Tableau III.6 - Capacités linéiques, permittivités et impédances caractéristiques obtenues avec COMSOL

Les impédances caractéristiques données par COMSOL se rapprochent de celles du calcul analytique (présentées dans le Tableau III.3).

Après avoir sélectionné les matériaux et les dimensions pour la conception des étalons, nous utiliserons le logiciel « CST Microwave Studio » pour la simulation électromagnétique des éléments du kit d'étalonnage et de vérification.

### ***3.2. Simulation 3D électromagnétique à l'aide du logiciel « CST Microwave Studio »***

L'ARV N5227A 4-ports utilisé dans cette étude permet de réaliser des mesures dans la bande de fréquence de 10 MHz à 67 GHz. Parmi les techniques d'étalonnage, la méthode TRL présente des contraintes au niveau des longueurs de lignes qui deviennent excessivement longues en basse fréquence avec des pertes importantes. Par conséquent, la bande de fréquence envisagée pour la conception du kit d'étalonnage Multimode TRL commence à 1 GHz. Les simulations 3D électromagnétiques des lignes CCPW dans une large bande de fréquence allant de 1 GHz à 67 GHz sont effectuées à l'aide du logiciel CST Microwave Studio [77]. Il est à noter que la propagation de modes d'ordre supérieur est susceptible d'imposer une limite supérieure aux dimensions de la ligne ou, de manière équivalente, une limite supérieure en termes de fréquence de fonctionnement de la ligne (notamment au-delà de 40 GHz dans notre cas).

#### **3.2.1. Simulation des paramètres S en mode mixte des lignes CCPW**

Des simulations sous CST peuvent être effectuées dans le domaine fréquentiel ou temporel en s'appuyant sur les différentes méthodes de calcul : la méthode des éléments finis (FEM) pour le domaine fréquentiel et la technique d'intégration finie (FIT) pour le domaine temporel. Les simulations dans ce travail ont été réalisées dans le domaine temporel parce qu'il convient mieux à la simulation large bande. Comme pour la plupart des logiciels de modélisation électromagnétique, le logiciel CST résout les équations de Maxwell pour une géométrie donnée. Les paramètres du prétraitement permettent de construire l'objet en 3D, de définir les propriétés des matériaux, de mailler la structure et d'indiquer les conditions de simulation (ports d'excitation, conditions aux limites, bande de fréquence, etc.).

Le port de type guide d'onde (« waveguide port ») est une surface perpendiculaire à une ligne de transmission permettant d'imposer la zone où les énergies incidente et réfléchie sont propagées. La définition du type et de la taille du port d'excitation est importante pour la précision de la simulation. Pour la modélisation des lignes CCPW, nous pouvons obtenir la matrice **S** classique basée sur la définition des quatre ports physiques à condition que les deux lignes conductrices soient assez éloignées l'une de l'autre pour éviter la superposition de deux ports adjacents (Figure III.6).

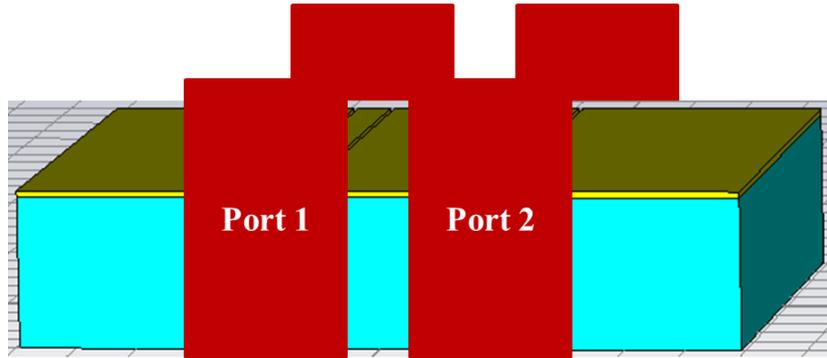


Figure III.6 - Définition des quatre ports physiques de la ligne CCPW sous CST

Il est aussi possible de déterminer directement les paramètres S en mode mixte pour des structures différentielles grâce au port de type guide d'onde multi broches (« multipin waveguide port ») à deux conducteurs supportant différents types de signaux selon les modes de propagation différentiel et commun (Figure III.7).

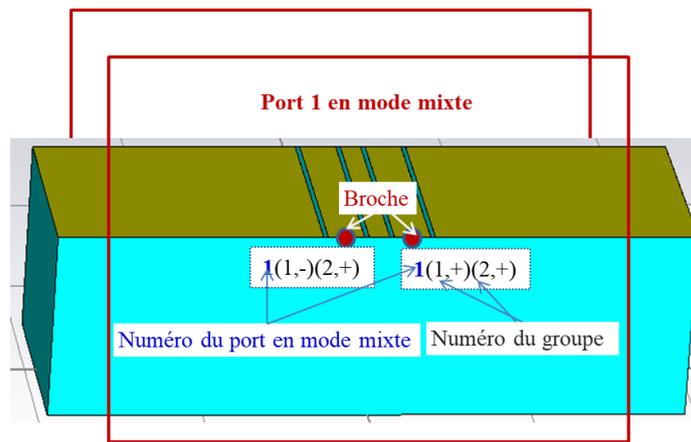


Figure III.7 - Port en mode mixte avec multibroche sous CST

Le mode différentiel est défini par une paire de potentiels opposés (1,-) et (1,+) tandis que le mode commun est présenté par une paire de potentiels positifs (2,+) et (2,+) définis sur chaque extrémité des lignes conductrices. Avec cette définition des deux ports, les paramètres S en mode mixte sont équivalents à ceux donnés par CST :

$$\begin{bmatrix} S_{11}^{dd} & S_{11}^{dc} & S_{12}^{dd} & S_{12}^{dc} \\ S_{11}^{cd} & S_{11}^{cc} & S_{12}^{cd} & S_{12}^{cc} \\ S_{21}^{dd} & S_{21}^{dc} & S_{22}^{dd} & S_{22}^{dc} \\ S_{21}^{cd} & S_{21}^{cc} & S_{22}^{cd} & S_{22}^{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S1(1),1(1) & S1(1),1(2) & S1(1),2(1) & S1(1),2(2) \\ S1(2),1(1) & S1(2),1(2) & S1(2),2(1) & S1(2),2(2) \\ S2(1),1(1) & S2(1),1(2) & S2(1),2(1) & S2(1),2(2) \\ S2(2),1(1) & S2(2),1(2) & S2(2),2(1) & S2(2),2(2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

### 3.2.2. Permittivité effective et impédance caractéristique de la ligne à partir de la simulation sous CST

A partir de la simulation de la ligne adaptée, nous obtenons les valeurs des constantes diélectriques effectives. Dans la bande de fréquence d'intérêt, la permittivité relative effective du mode différentiel est plus grande que celle du mode commun.

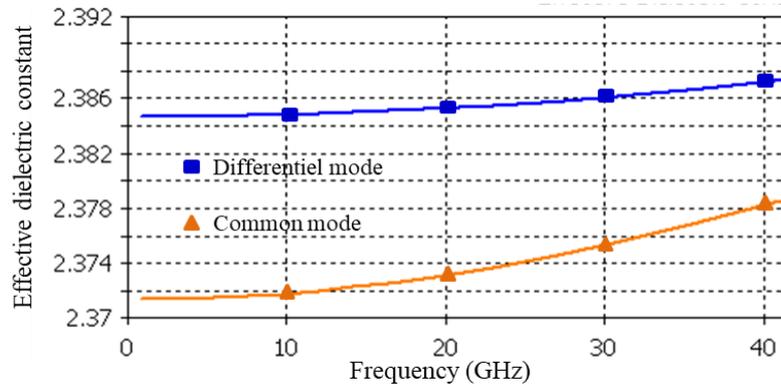


Figure III.8 - Permittivité relative effective de la ligne CCPW-GSGSG (simulation sous CST)

La simulation donne également la valeur des impédances de la ligne en fonction de la fréquence.

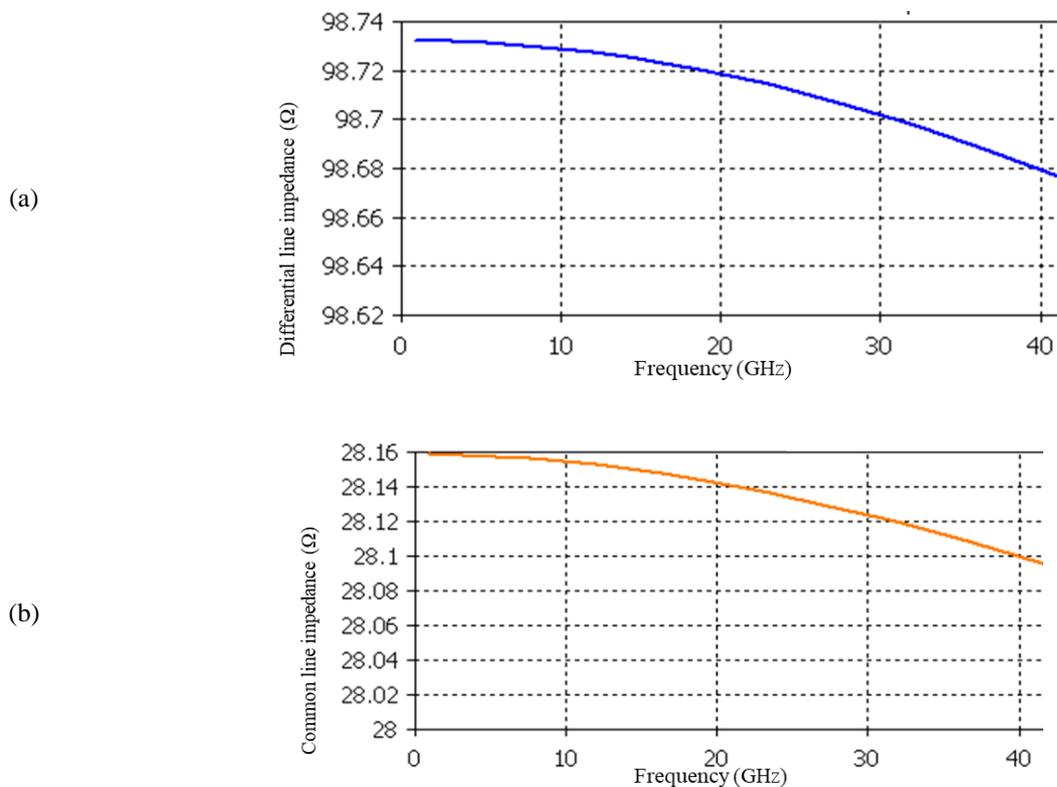


Figure III.9 - Impédance caractéristique de la ligne Thru (simulations sous CST) : (a) mode différentiel, (b) mode commun

Les simulations sous CST donnent les seules impédances réelles calculées selon la définition des ports d'excitation (« waveguide port »). Les calculs des impédances caractéristiques complexes en fonction de la fréquence seront abordés dans le paragraphe 3.4.2.

Le Tableau III.7 représente les valeurs des permittivités relatives effectives et les impédances caractéristiques de la ligne CCPW-GSGSG obtenues à partir des simulations sous COMSOL et CST.

	$\epsilon_{eff\_dm}$	$\epsilon_{eff\_cm}$	$Z_{0\_dm}$	$Z_{0\_cm}$
<b>COMSOL (statique)</b>	2,41	2,40	98,71	28,34
<b>CST (1 GHz)</b>	2,39	2,37	98,73	28,16

Tableau III.7 - Permittivités relatives effectives et impédances caractéristiques de la ligne CCPW-GSGSG à partir des simulations sous COMSOL et CST

Nous constatons une bonne concordance entre les résultats donnés par les deux logiciels de simulation. La détermination de l'impédance caractéristique par l'approche numérique réalisée avec COMSOL est donc confortée par celle réalisée avec CST. Nous réalisons ensuite la conception des étalons Multimode TRL et des éléments de vérification.

### 3.3. Kit d'étalonnage et de vérification

#### 3.3.1. Etalons Multimode TRL

##### 3.3.1.1. Lignes étalons Thru et Line

Puisque les sondes de mesures sous pointes ne peuvent pas se connecter directement, une ligne de transmission de courte longueur est choisie comme étalon Thru. Une distance minimale entre les sondes des deux accès de mesure doit être respectée selon leurs caractéristiques pour éviter la diaphonie. Les sondes « infinity dual » doivent avoir une séparation minimale supérieure à 200  $\mu\text{m}$  [74], ce qui définit la limite inférieure de la longueur de l'étalon Thru. En pratique, pour assurer un niveau de diaphonie négligeable, nous choisissons une longueur de 500  $\mu\text{m}$ .

Comme mentionné dans le paragraphe 2.4.2.1, un couple de lignes étalons [Thru - Line] fonctionne au mieux sur une plage de fréquences de 8 : 1. Plusieurs lignes sont donc nécessaires pour couvrir une bande plus large. Dans la bande de fréquence  $[f_1 : f_2]$ , la différence de longueur entre les deux lignes étalons est déterminée par :

$$\Delta l_{(dm,cm)} = l_L - l_T = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff(dm,cm)}}(f_1 + f_2)} \quad (\text{III.6})$$

avec  $c \approx 3 \cdot 10^8$  m/s

Puisque les valeurs de permittivité relative effective  $\epsilon_{eff(dm,cm)}$  sont proches l'une de l'autre (Tableau III.7), la valeur de  $\Delta l$  en mode commun est proche de celle en mode différentiel. Les longueurs des trois lignes étalons présentées dans le Tableau III.8 sont calculées pour obtenir trois sous-bandes de fréquence se superposant en partie et correspondant chacun à un couple [Thru - Line].

Longueur des lignes étalons ( $\mu\text{m}$ )	[500 - 11252]	[500 - 5876]	[500 - 1477]
$[f_1 : f_2]$ (GHz)	[1 : 8]	[2 : 16]	[11 : 40]

Tableau III.8 - Longueurs des lignes étalons

### 3.3.1.2. Etalon Reflect

La longueur de l'étalon Reflect ( $l_{RFL}$ ) est égale à la moitié de la longueur de l'étalon Thru. L'étalon Reflect est choisi de telle manière que ses paramètres S en mode mixte soient non-nuls puisque les valeurs de ces quatre paramètres contribuent à la détermination des ambiguïtés de signe dans l'algorithme d'étalonnage (l'Annexe 2). Les structures déséquilibrées facilitent la conversion entre les deux modes.

La topologie « circuit-ouvert – charge adaptée – circuit ouvert » (OLO) (Figure III.10a) a été proposée [7] car tous ses paramètres S en mode mixte restent à un niveau important (théoriquement - 6 dB).



Figure III.10 - Structure de Reflect : (a) OLO, (b) OSO

La résistance ohmique  $R_L$  de  $50 \Omega$  est réalisée en titane et placée en bout de ligne. Puisque la résistance par carré est de  $50 \Omega$ , la charge a une forme carrée avec des largeur ( $W_{RL}$ ) et longueur ( $l_{RL}$ ) égales :

$$l_{RL} = W_{RL} \cdot \frac{R_L}{R_S} = 110 \cdot \frac{50}{50} = 110 (\mu\text{m}) \quad (\text{III.7})$$

L'inconvénient de ce choix réside dans la difficulté de modéliser et de réaliser la résistance de  $50 \Omega$  avec précision aux fréquences plus élevées. La variation de la valeur de résistance en fonction de la fréquence est due aux résidus laissés entre le conducteur et la résistance à couche mince dans le processus de fabrication [78].

Par conséquent, une topologie déséquilibrée de type « circuit-ouvert – court-circuit – circuit ouvert » (OSO) sans résistance donc (Figure III.10b) qui présente un fort niveau de conversion entre les deux modes sans résistance est choisie comme étalon Reflect.

### 3.3.2. Elements de vérification

Un kit de vérification est développé pour s'assurer de l'exactitude du processus d'étalonnage et du bon fonctionnement de l'ARV. Il contient généralement des lignes adaptées et désadaptées ainsi que des atténuateurs. Ces éléments sont mesurés après l'étalonnage et comparés à leurs caractéristiques connues. Pour notre kit, nous concevons des doubles atténuateurs en T, des lignes désadaptées et déséquilibrées respectivement obtenues en introduisant une discontinuité au niveau de la largeur, ou en insérant une résistance sur l'une des deux lignes couplées.

#### 3.3.2.1. Ligne CCPW adaptée

Le dispositif différentiel le plus simple est la ligne de transmission couplée adaptée. Nous choisissons des lignes de différentes longueurs (2 mm, 6 mm et 10 mm) pour vérifier la valeur du facteur de transmission en fonction de la longueur  $l$  des lignes :

$$\begin{aligned} S_{21}^{dd} &= S_{12}^{dd} = e^{-\gamma_{dm}l} \\ S_{21}^{cc} &= S_{12}^{cc} = e^{-\gamma_{cm}l} \end{aligned} \quad (\text{III.8})$$

Théoriquement, les facteurs de réflexion et les termes de conversion entre les deux modes sont négligeables dans les matrices  $\mathbf{S}$  en mode mixte.

#### 3.3.2.2. Double atténuateur en T

La plupart des kits de vérification des fabricants contiennent un dispositif d'atténuation. Nous choisissons des atténuateurs adaptés et symétriques. Afin de respecter la géométrie des lignes CCPW, quelques doubles atténuateurs en T de 20 dB et 30 dB sont réalisés.

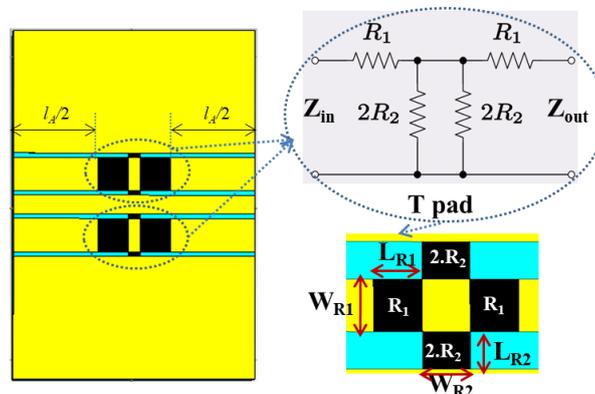


Figure III.11 - Double atténuateur 20 dB en T

En considérant la même impédance de référence  $Z_{ref} = 50 \Omega$  pour l'entrée et la sortie ( $Z_{ref} = Z_{in} = Z_{out}$ ), les valeurs des résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont calculées à l'aide de l'équation (III.9) [79] :

$$R_1 = Z_{ref} \frac{N-1}{N+1}; R_2 = 2Z_{ref} \frac{N}{N^2-1} \quad (III.9)$$

Pour un atténuateur de 20 dB, à titre d'exemple, le coefficient d'atténuation  $N$  est égal à 0,1. Les valeurs des résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont respectivement égales à 40,91  $\Omega$  et 10,10  $\Omega$ . Les dimensions en  $\mu\text{m}$  des résistances des atténuateurs sont données dans le Tableau III.9.

Atténuation	$N$	$W_{R1}$	$L_{R1}$	$W_{R2}$	$L_{R2}$
20 dB	0,1	110	90	34,7	14
30 dB	0,031	110	103,3	110,6	14

Tableau III.9 - Dimensions des doubles atténuateurs en T

La longueur  $l_A$  de la ligne de l'atténuateur est égale à la longueur de la ligne Thru ( $l_T$ ) pour qu'il puisse être considéré de longueur nulle. Dans le cas de l'atténuateur idéal de longueur nulle et parfaitement adapté, la matrice  $S_{mm}$  s'écrit :

$$S_{mm} = \begin{bmatrix} S_{11}^{dd} & S_{11}^{dc} & S_{12}^{dd} & S_{12}^{dc} \\ S_{11}^{cd} & S_{11}^{cc} & S_{12}^{cd} & S_{12}^{cc} \\ S_{21}^{dd} & S_{21}^{dc} & S_{22}^{dd} & S_{22}^{dc} \\ S_{21}^{cd} & S_{21}^{cc} & S_{22}^{cd} & S_{22}^{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & N & 0 \\ 0 & 0 & 0 & N \\ N & 0 & 0 & 0 \\ 0 & N & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

### 3.3.2.3. Ligne désadaptée

La ligne désadaptée du kit de vérification est réalisée en introduisant une discontinuité dans la géométrie au niveau de la largeur du ruban (Figure III.12) dont les dimensions sont présentées dans le Tableau III.10.

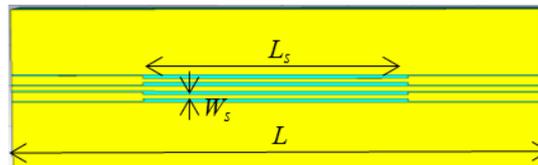


Figure III.12 - Ligne désadaptée avec discontinuité au niveau de la largeur du ruban

Longueur totale de la ligne	Longueur de la partie de ligne ayant le saut	Largeur de la partie de ligne ayant le saut
$L = 4 \text{ mm}$	$L_s = 2 \text{ mm}$	$W_s = 50 \mu\text{m}$

Tableau III.10 - Dimensions de la ligne désadaptée à l'aide d'une discontinuité au niveau de la largeur du ruban

Un saut d'impédance caractéristique existe à la jonction de la ligne où il y a un changement abrupt de la géométrie de la ligne conductrice. Lorsqu'une onde rencontre la discontinuité sur son chemin de propagation, une partie de l'énergie est réfléchiée par cette discontinuité et la puissance du signal n'est donc pas transmise intégralement à la charge [80]. Les coefficients de réflexion en mode mixte à un accès de cette ligne désadaptée se trouvent dans le paragraphe 3.3.4.

Cette technique de désadaptation d'impédances est couramment utilisée pour concevoir des éléments de vérification pour des mesures connectées comme la ligne coaxiale à air « Stepped Impedance Airline » (« Beatty standard ») [81] ce qui permet d'avoir un niveau de désadaptation de quelques dB.

#### 3.3.2.4. Ligne déséquilibrée

Les paramètres S de conversion entre modes des éléments symétriques sont théoriquement négligeables. Dans le but de vérifier la validité de la correction de l'algorithme pour les termes de conversion, nous avons considéré des éléments déséquilibrés, en insérant une résistance en série dans l'une des deux lignes.

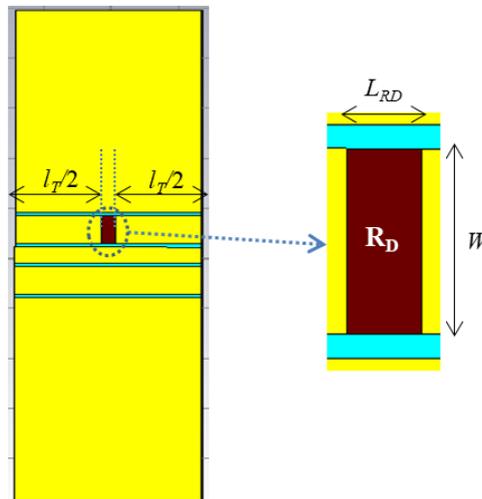


Figure III.13 - Ligne déséquilibrée avec une résistance série

La longueur  $l_{RD}$  de la résistance  $R_D$  égale à  $20 \Omega$  déposée sur la ligne de largeur  $110 \mu\text{m}$ , est donnée par :

$$l_{RD} = W \cdot \frac{R_D}{R_S} = 110 \cdot \frac{20}{50} = 44 \mu\text{m} \quad (\text{III.11})$$

La Figure III.14 montre des termes de la conversion (en amplitude) du mode différentiel vers le mode commun de la ligne déséquilibrée avec la résistance de 20 Ω (courbes vertes) comparés à ceux de la ligne adaptée de la même longueur sans discontinuité (courbes rouges) obtenus par la simulation sous CST.

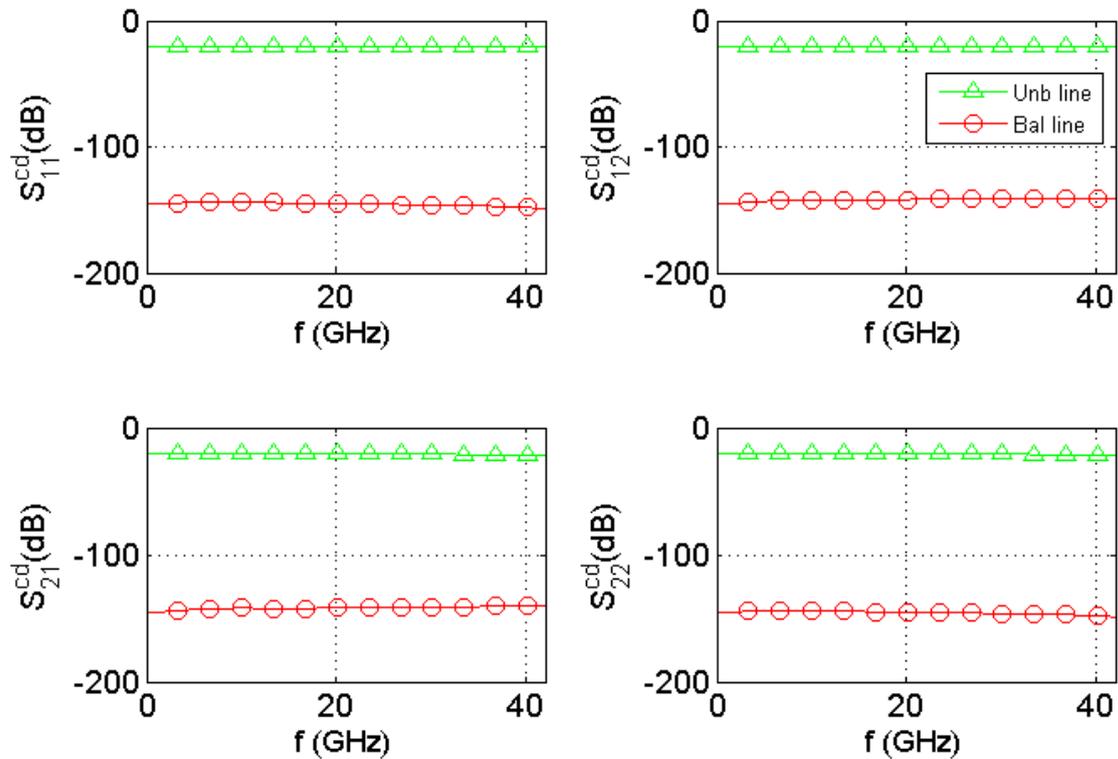


Figure III.14 – Termes de la conversion du mode différentiel vers le mode commun des lignes adaptée et déséquilibrée (données de simulation avec CST)

L'insertion d'une résistance en série dans l'une des deux lignes génère un niveau non-négligeable de conversion entre les deux modes. Par exemple, l'amplitude du terme  $S^{cd}_{11}$  de la ligne déséquilibrée avec une résistance série de 20 Ω se situe autour de - 21 dB tandis que celle de la ligne adaptée est proche de - 145 dB.

Le Tableau III.11 résume les éléments de vérification utilisés dans cette étude :

Nom	DST <sub>1</sub>	DST <sub>2</sub>	DST <sub>3</sub>	DST <sub>4</sub>	DST <sub>5</sub>	DST <sub>6</sub>
Type	Ligne adaptée	Ligne adaptée	Ligne adaptée	Atténuateur	Ligne désadaptée	Ligne déséquilibrée avec une résistance série
Caractéristiques	$L = 2$ mm	$L = 6$ mm	$L = 10$ mm	Atténuation : - 20 dB	$L = 4$ mm $L_S = 2$ mm	$R_D = 20 \Omega$

Tableau III.11 - Résumé des éléments de vérification

### 3.3.3. Ensemble du kit d'étalonnage et du kit de vérification

Le masque du kit d'étalonnage et du kit de vérification a été dessiné à l'aide du logiciel « Klayout ». L'espacement entre les composants adjacents doit être plus grand que  $500 \mu\text{m}$  ( $> 250 \mu\text{m}$  dans le cas où les sondes de type « infinity » sont utilisées) pour éviter le couplage entre les différents éléments [74]. Les trois conducteurs de masse sont reliés entre eux afin d'empêcher l'apparition de modes parasites. Les figures III.15 et III.16 montrent la surface de quelques étalons et éléments de vérification réalisés sur wafer de quartz.

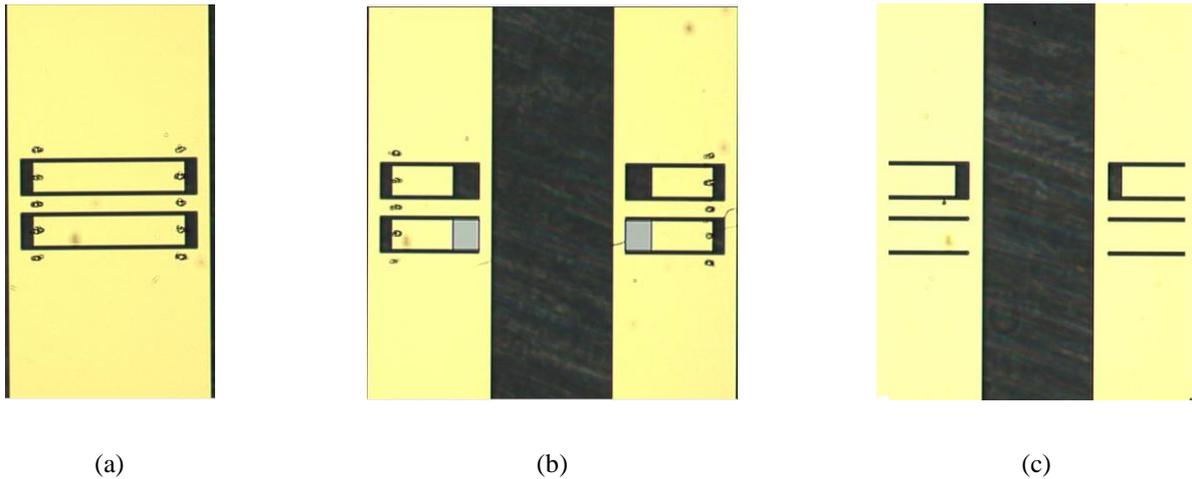


Figure III.15 - Etalons Multimode TRL réalisés sur wafer de quartz : (a) Thru, (b) Reflect « OLO », (c) Reflect « OSO »

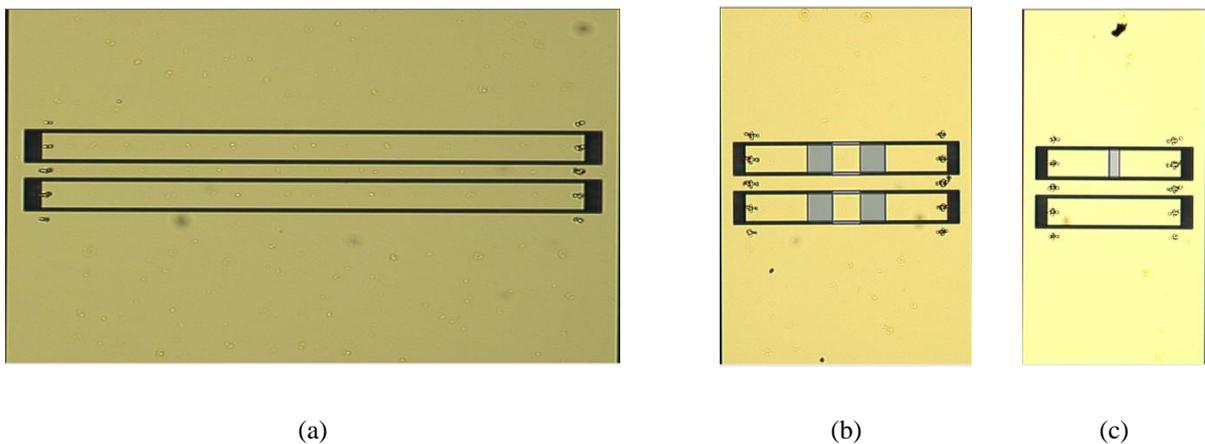


Figure III.16 - Eléments de vérification réalisés sur wafer de quartz : (a) ligne adaptée, (b) atténuateur, (c) ligne déséquilibrée

La fabrication est réalisée au moyen d'un procédé photo-lithographique par l'IEMN. La résistance par carré donnée par le fabricant est de  $48,2 \Omega$ . La variation d'épaisseur des couches métalliques en or, obtenue par des mesures en microscopie à force atomique (AFM), est de  $\pm 10 \text{ nm}$  [82].

### 3.3.4. Validation de l'algorithme Multimode TRL par les données de simulation

Les lignes englobant les boîtes d'erreur X et Y et les matrices chaines « vraies »  $N_x$  du DST ou des étalons sont simulées sous CST. Afin de valider l'algorithme Multimode TRL, nous avons simulé les étalons et le DST seul (valeur vraie) (Figure III.17a), puis le DST inséré entre deux boîtes d'erreur fictives (valeur non corrigée) (Figure III.17b). Par simplicité, nous choisissons par exemple des lignes avec des résistances de  $20 \Omega$  et de  $10 \Omega$ , respectivement pour les boîtes d'erreur X et Y.

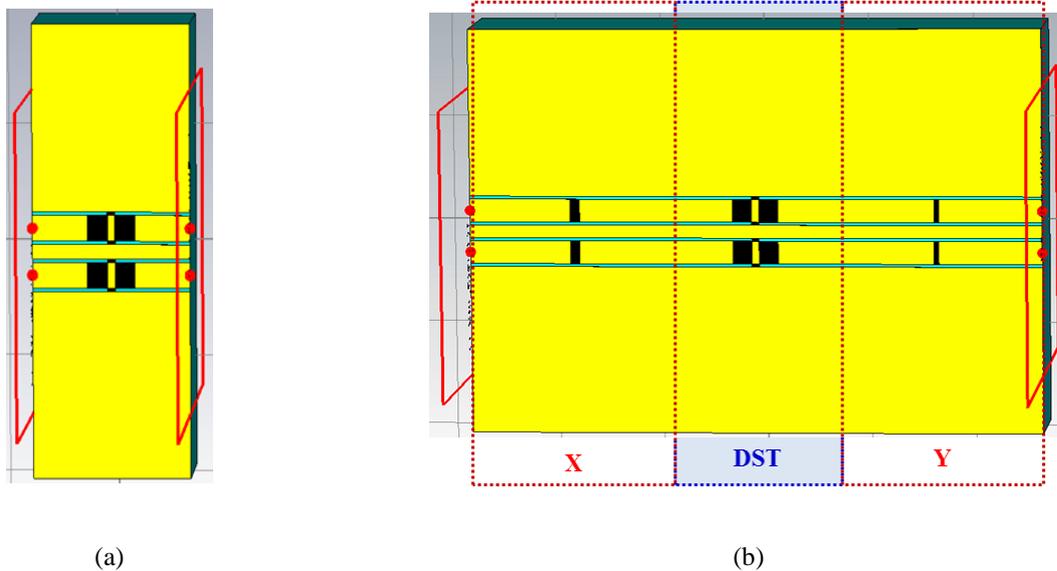


Figure III.17 - Simulation sous CST : (a) composant seul (valeur vraie), (b) composant inséré entre les boîtes d'erreur (valeur non corrigée)

Dans l'algorithme Multimode TRL, l'impédance de référence est l'impédance caractéristique  $Z_0$  de la ligne étalon. La méthode Multimode TRL a été développée sous Matlab et appliquée pour déterminer la matrice  $S$  vraie du DST à partir de la matrice non corrigée.

Sur les figures III.18 et III.19, les courbes rouges (spécifiées par les triangles) représentent le module (en dB) des paramètres  $S$  vrais en mode mixte de la ligne désadaptée ( $DST_5$  dans le Tableau III.11), tandis que les courbes bleues (spécifiées par les cercles) représentent le module (en dB) des paramètres  $S$  en mode mixte du  $DST_5$  après étalonnage.

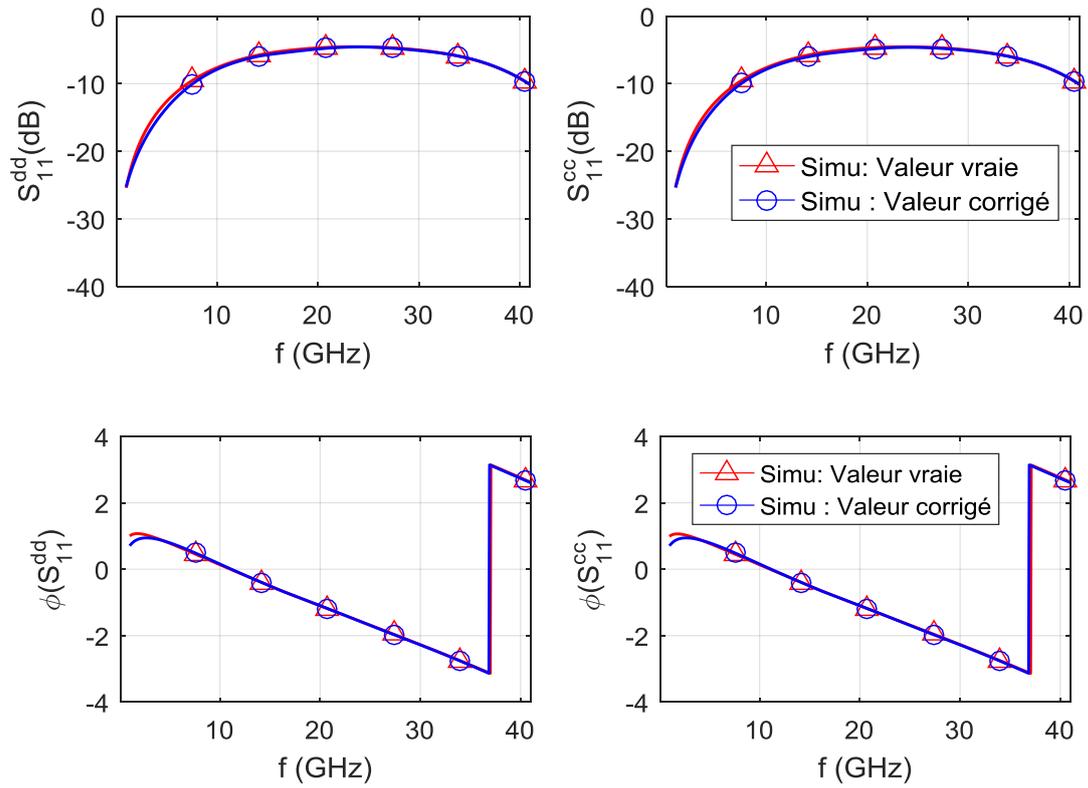


Figure III.18 - Amplitude (dB) et phase (rad) des coefficients de réflexion au port 1 en mode mixte ( $S_{11}^{dd}, S_{11}^{cc}$ ) de la ligne désadaptée (données de simulation)

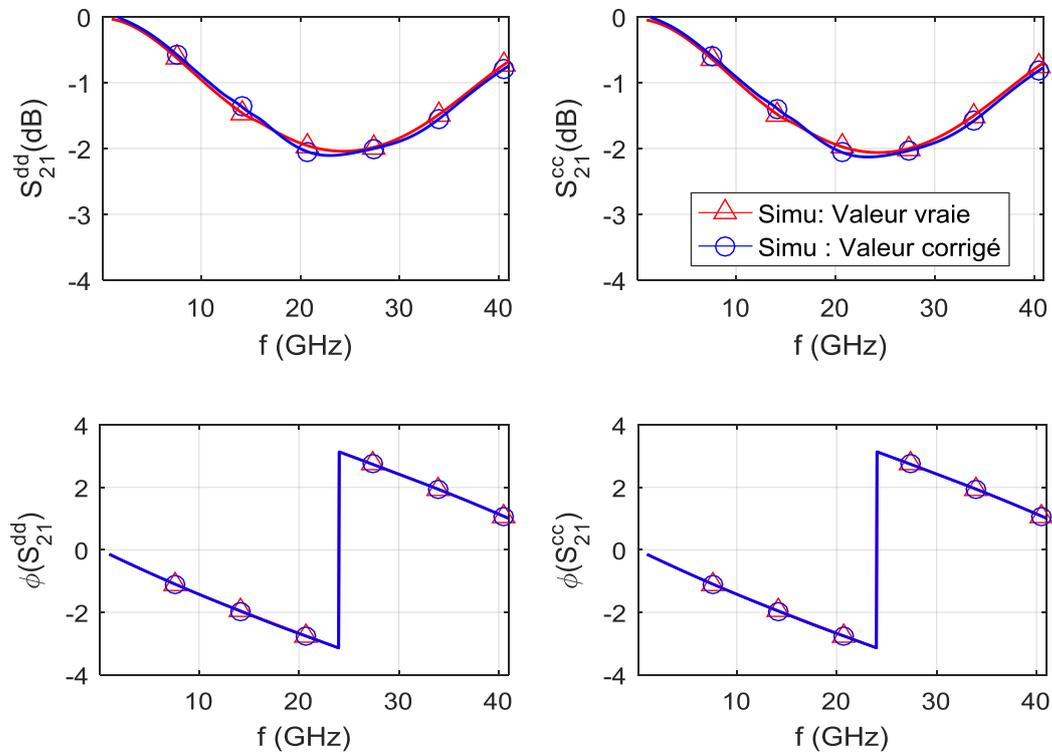


Figure III.19 - Amplitude (dB) et phase (rad) des coefficients de transmission ( $S_{21}^{dd}, S_{21}^{cc}$ ) de la ligne désadaptée (données de simulation)

Nous constatons que les facteurs de réflexion ( $S_{11}^{dd}$ ,  $S_{22}^{dd}$ ,  $S_{11}^{cc}$ ,  $S_{22}^{cc}$ ) (Figure III.18) et les facteurs de transmission ( $S_{12}^{dd}$ ,  $S_{21}^{dd}$ ,  $S_{12}^{cc}$ ,  $S_{21}^{cc}$ ) (Figure III.19) en modes différentiel et commun après correction, correspondent à ceux donnés par la simulation de la ligne désadaptée seule dans la bande de fréquence étudiée de 1 GHz à 40 GHz.

Concernant les paramètres S de conversion entre modes ( $S_{11}^{dc}$ ,  $S_{12}^{dc}$ ,  $S_{21}^{dc}$ ,  $S_{22}^{dc}$ ,  $S_{11}^{cd}$ ,  $S_{12}^{cd}$ ,  $S_{21}^{cd}$ ,  $S_{22}^{cd}$ ), l'écart entre les paramètres S vrais du DST seul et les paramètres S après étalonnage est négligeable ( $\sim -50$  dB) dans toute la bande de fréquence d'intérêt de 1 GHz à 40 GHz.

La ligne déséquilibrée (DST<sub>6</sub> dans le Tableau III.11) est ensuite utilisée pour vérifier l'algorithme Multimode TRL sur tous les termes de la matrice **S** en mode mixte. Les coefficients de réflexion (Figure III.20), de transmission (Figure III.21) et les conversions entre les deux modes (Figure III.22) après correction correspondent à ceux donnés par la simulation du DST seul (courbes rouges spécifiées par les triangles).

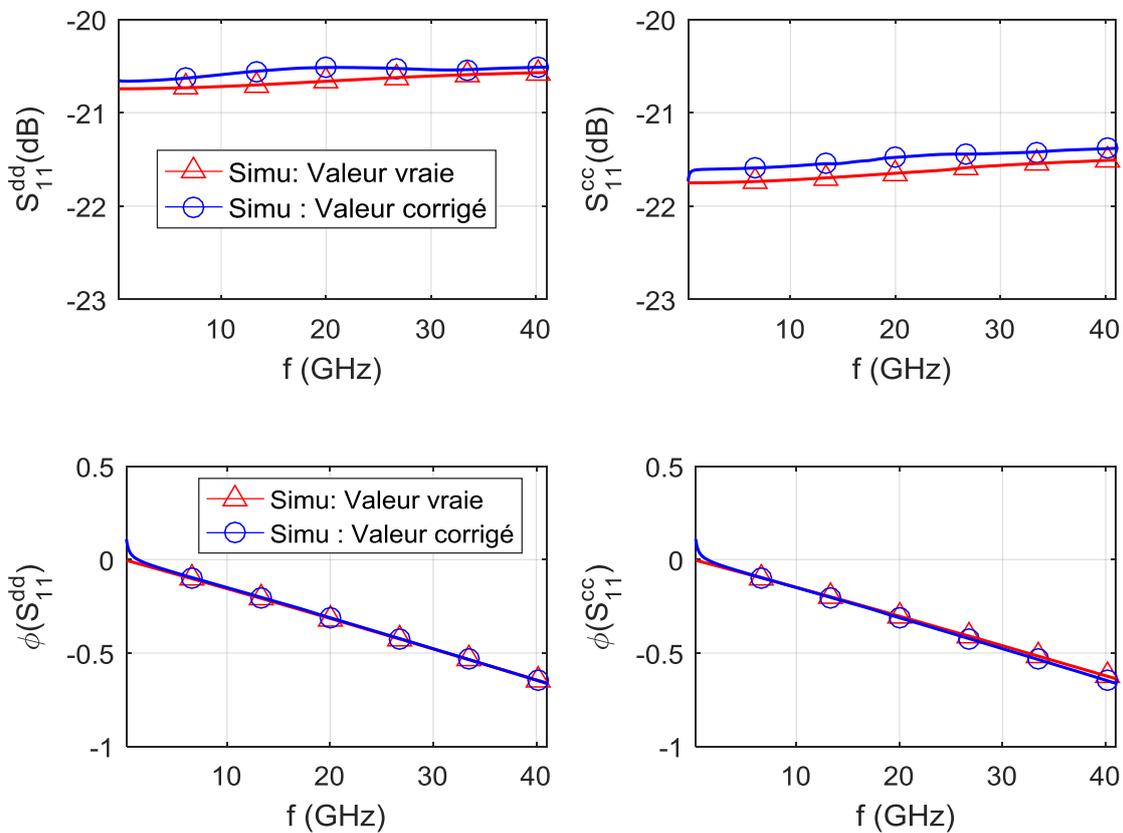


Figure III.20 - Amplitude (dB) et phase (rad) des coefficients de réflexion au port 1 en mode mixte ( $S_{11}^{dd}$ ,  $S_{11}^{cc}$ ) de la ligne déséquilibrée (données de simulation)

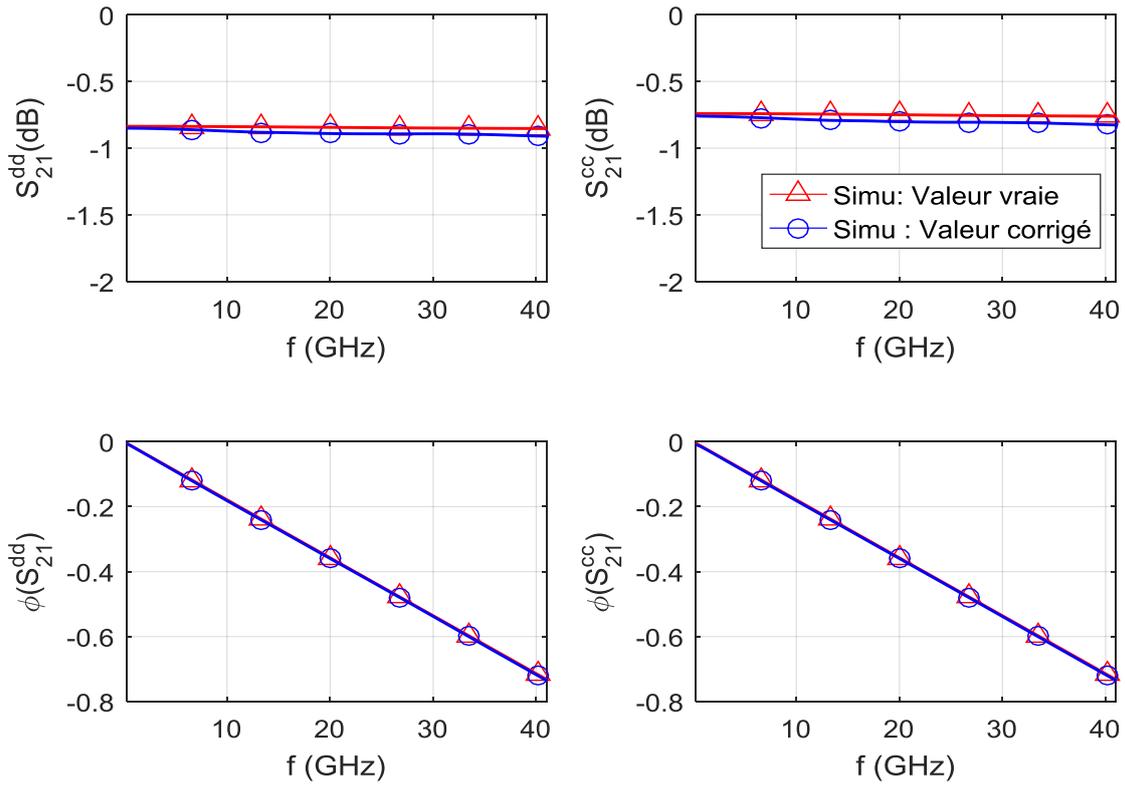


Figure III.21 - Amplitude (dB) et phase (rad) des coefficients de transmission ( $S_{21}^{dd}$ ,  $S_{21}^{cc}$ ) de la ligne déséquilibrée (données de simulation)

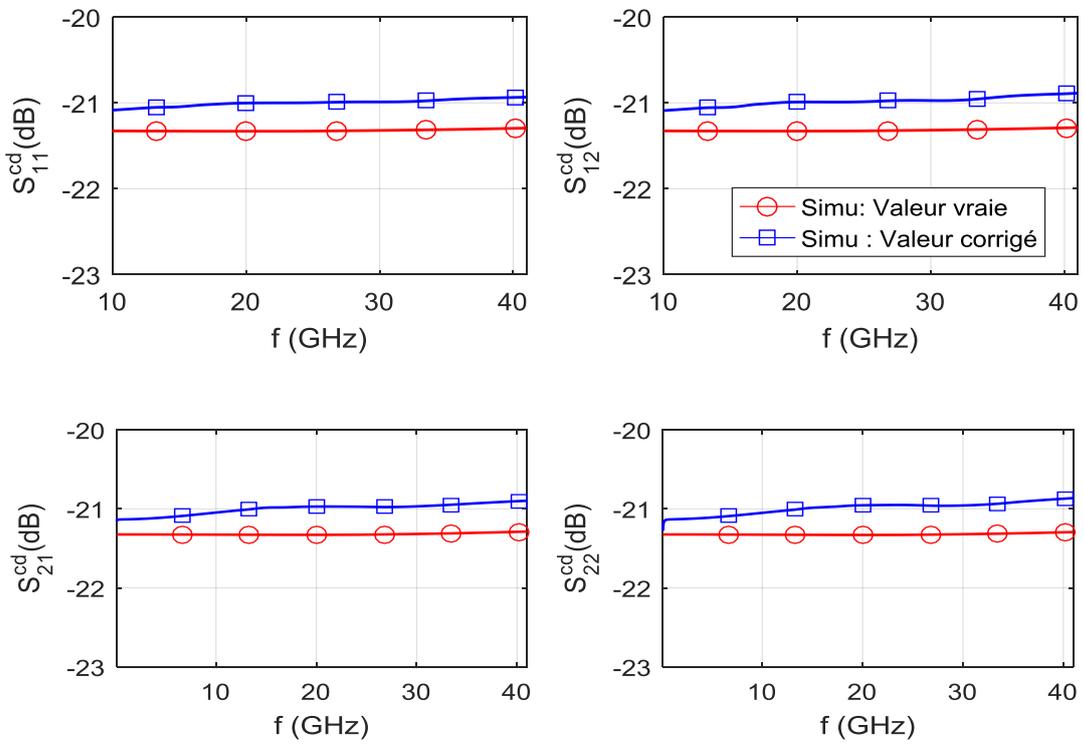


Figure III.22 - Amplitude (dB) des termes de conversion ( $S_{11}^{cd}$ ,  $S_{12}^{cd}$ ,  $S_{21}^{cd}$ ,  $S_{22}^{cd}$ ) de la ligne déséquilibrée (données de simulation)

Les faibles écarts observés entre les paramètres  $S$  vrais et ceux corrigés par l'étalonnage pourrait s'expliquer par la différence des impédances de référence entre les deux cas simulés : composant seul et composant plus les deux boîtes d'erreur  $X$  et  $Y$  (Figure III.23).

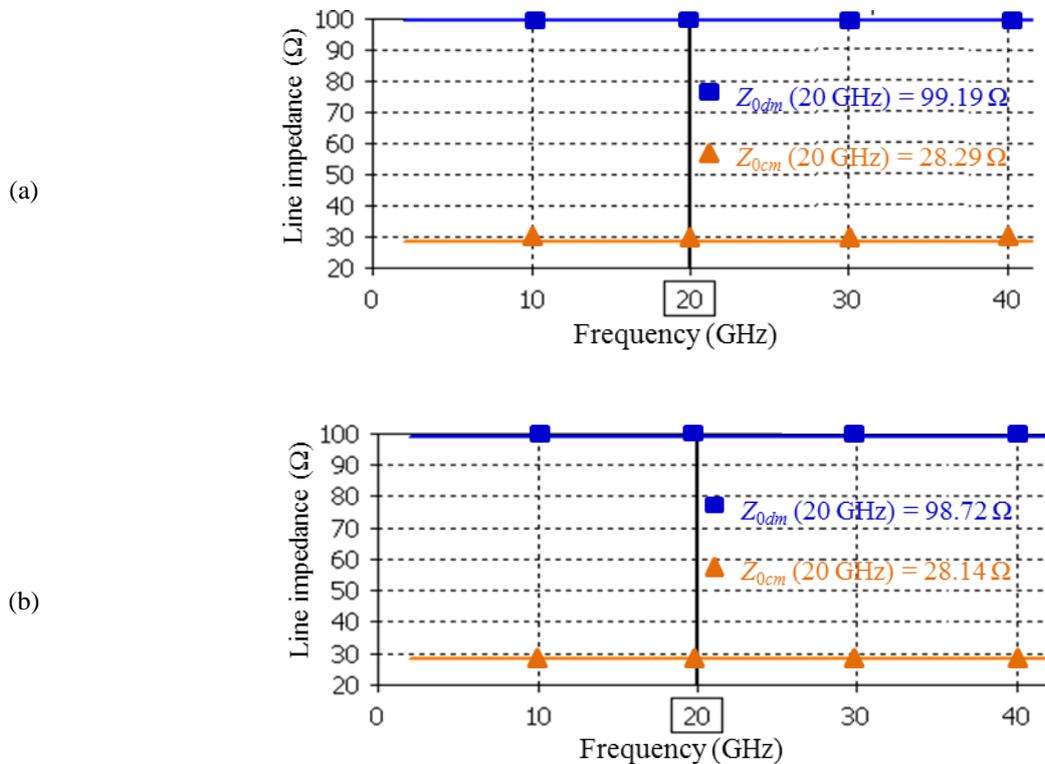


Figure III.23 - (a) impédance caractéristique de la ligne lors de la simulation du composant seul, (b) impédance caractéristique de la ligne lors de la simulation du composant et des boîtes d'erreur

En résumé, la concordance entre les paramètres  $S$  en mode mixte après étalonnage et ceux obtenus pour la simulation du DST seul (ligne désadaptée, ligne déséquilibrée) permet de valider notre algorithme avant la réalisation d'un kit d'étalonnage pour la mesure sous pointes de circuits différentiels.

### 3.4. Détermination de l'impédance caractéristique de la ligne CCPW

#### 3.4.1. Valeur statique de l'impédance caractéristique de la ligne

Les valeurs statiques de  $Z_{0dm}$  et  $Z_{0cm}$  obtenues par les deux méthodes, soit par le calcul analytique basé sur la technique de transformation conforme ou bien par la simulation des capacités linéiques à l'aide du logiciel COMSOL, sont proches les unes des autres.

	$Z_{0dm}$	$Z_{0cm}$
Calcul analytique	100,44	28,51
Simulation sous COMSOL	98,705	28,34

Tableau III.12 - Valeur statique de l'impédance caractéristique en modes différentiel et commun

Cependant, ces méthodes de détermination des impédances ne prennent pas en compte la dépendance en fréquence.

### 3.4.2. Détermination de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence

Avec la méthode d'étalonnage TRL, les mesures de paramètres S par rapport à une impédance de référence inconnue et dépendante de la fréquence peuvent être difficiles à interpréter. Lorsque  $Z_0$  est déterminée, une transformation d'impédance permettra de ramener les paramètres S après étalonnage (normalisés à  $Z_0$ ) à ceux exprimés relativement à une impédance de référence définie et fixe.

A partir de l'équation des télégraphistes, les éléments localisés  $R$ ,  $L$ ,  $G$  et  $C$  sont reliés à l'impédance caractéristique  $Z_0$  et la constante de propagation [83].

$$\gamma Z_0 = j\omega L + R \quad (\text{III.12})$$

$$\frac{\gamma}{Z_0} = j\omega C + G \quad (\text{III.13})$$

La constante de propagation  $\gamma$  est estimée au cours de l'étalonnage TRL. En théorie, le couple des éléments localisés ( $L$ ,  $R$ ) ou bien le couple ( $C$ ,  $G$ ), associé à la constante de propagation déterminée par l'étalonnage, permet de déterminer l'impédance caractéristique  $Z_0$ . Dans le cas de substrats à faible pertes où la valeur de  $G$  est négligeable devant  $\omega C$  ( $G \ll \omega C$ ), la détermination de l'impédance caractéristique de la ligne de transmission se base sur la connaissance de la constante de propagation à partir de la mesure et de la capacité linéique  $C$ , souvent choisie par sa valeur en DC car celle-ci varie peu avec la fréquence [84]. Nous pouvons appliquer dans cette étude cette approximation pour la détermination des impédances caractéristiques de la ligne CCPW car le substrat de quartz présente de faibles pertes (tangente d'angle de perte de  $3 \times 10^{-4}$  à 10 MHz). Il faut noter que l'hypothèse  $R \ll \omega L$  n'est pas utilisable en pratique car les valeurs de  $L$  et de  $R$  dépendent fortement de la conductivité et de la fréquence en raison de la répartition du courant dans le métal de manière très différente selon la fréquence.

L'équation (III.13) est appliquée dans le cas de la structure différentielle pour la détermination des impédances caractéristiques des modes différentiel et commun :

$$Z_{0(dm,cm)} = \frac{\gamma_{(dm,cm)}}{j2\pi f C_{t(dm,cm)}} \quad (\text{III.14})$$

La valeur de la capacité linéique en DC des deux modes  $C_{t(dm,cm)}$  est obtenue par la simulation sous COMSOL comme présenté dans le paragraphe 3.1.3. Les constantes de propagation  $\gamma_{(dm,cm)}$  sont données par l'algorithme Multimode TRL après mesure des étalons Thru et Line (voir Chapitre IV). Une fois l'impédance caractéristique  $Z_0$  connue, les mesures pourront être référencée par rapport à une impédance

strictement égale à  $50 \Omega$ . La connaissance de l'impédance de référence est une étape primordiale pour un laboratoire de métrologie.

Le chapitre suivant est consacré à la caractérisation des dispositifs réalisés à partir des différentes méthodes de mesures proposées dans cette thèse.

# Chapitre IV. Application de l'étalonnage Multimode TRL aux mesures des paramètres S en mode mixte sous pointes

## 4.1. Introduction

Après avoir réalisé le kit d'étalonnage Multimode TRL de type CCPW-GSGSG sur un substrat de quartz, nous réalisons les mesures des paramètres S en mode mixte dans la bande de fréquence de 1 GHz à 40 GHz à l'aide de l'ARV 4-ports (N5227A). Puis, nous analyserons les résultats corrigés par la méthode d'étalonnage Multimode TRL avec deux approches de mesure : mesure en une seule étape avec l'étalonnage Multimode TRL (l'approche « one-tier ») et mesure en deux étapes avec l'étalonnage Multimode TRL appliqué à la deuxième étape (l'approche « two-tier »). Nous comparerons également les valeurs obtenues entre la mesure et la simulation pour les éléments du kit de vérification.

L'estimation des erreurs est établie à partir de la propagation des incertitudes liées à la procédure de mesure (répétabilité de mesure, isolation entre les sondes, stabilité des câbles, stabilité des commutateurs) et aux imperfections des étalons est primordiale pour un laboratoire de métrologie. A cause de la complexité du modèle de mesure et de l'algorithme d'étalonnage, nous nous limitons à étudier l'influence de la répétabilité de mesure sur les paramètres S en mode mixte. L'estimation des incertitudes est étudiée par deux approches, une analytique basée sur le calcul de dérivées partielles à l'aide de l'outil de calcul Metas.Unclib [10], et l'autre numérique à partir de la méthode de Monte Carlo décrite dans le supplément du « Guide pour l'expression de l'incertitude de mesure » (GUM) [85].

## 4.2. Résultats de mesure des étalons Multimode TRL

### 4.2.1. Configuration de mesure

Il est important d'utiliser une configuration de mesure identique lors de l'étalonnage et de la mesure du DST. Par exemple, les paramètres de mesure typiques qui doivent rester constants incluent les paramètres de fréquence, la puissance de la source, la largeur de bande à fréquence intermédiaire (IFBW) et la moyenne des traces. Le Tableau IV.1 représente quelques paramètres de la configuration de mesure.

Points	Plage de fréquence	Puissance de la source	IFBW	Moyenne
2001	1 GHz à 40 GHz	-5 dBm	300 Hz	3

Tableau IV.1 - Configuration de mesure des paramètres S à l'aide d'ARV 4-ports

En mode mixte, le port 1 est constitué des deux ports physiques 1 et 2, tandis que le port 2 est constitué des deux ports physiques 3 et 4 (Figure 8).

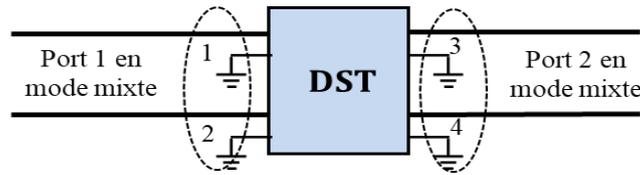


Figure IV.1 - Modèle de mesure du DST différentiel à quatre-ports physiques correspondant à deux ports logiques en mode mixte

Dans le cas de la mesure de composants différentiels par l'approche « one-tier », les paramètres S sont mesurés en mode asymétrique. La transformation des paramètres S classiques en paramètres S en mode mixte est effectuée avant d'appliquer l'algorithme Multimode TRL.

Concernant l'approche « two-tier », dans la première étape, les paramètres S sont mesurés en mode asymétrique. L'étalonnage SOLR est appliqué pour la correction des termes d'erreur jusqu'au plan coaxial des sondes à pointes, à l'aide du kit d'étalonnage commercialisé 85058B [86]. Dans la deuxième étape, les paramètres S sont mesurés en mode différentiel vrai. Par conséquent, la transformation des paramètres S classiques en paramètres S en mode mixte n'est pas nécessaire dans ce cas.

#### 4.2.2. Choix de l'étalon Reflect

Concernant le choix de l'étalon Reflect, nous appliquons l'algorithme Multimode TRL en utilisant les deux structures « OLO » et « OSO » pour obtenir les facteurs de réflexion de la ligne désadaptée ( $DST_5$  dans le Tableau III.11). La Figure IV.2 montre les facteurs de réflexion corrigés (courbes bleues) au port 1 en mode mixte ( $S_{11}^{dd}$ ,  $S_{11}^{cc}$ ) avec l'utilisation du Reflect « OLO ». En comparant les facteurs de réflexion de la ligne désadaptée en mode commun avec ceux obtenus par la simulation sous CST (courbes rouges), nous constatons une fluctuation de mesure sur ( $S_{11}^{cc}$ ) après étalonnage à certaines fréquences, notamment à 18 GHz.

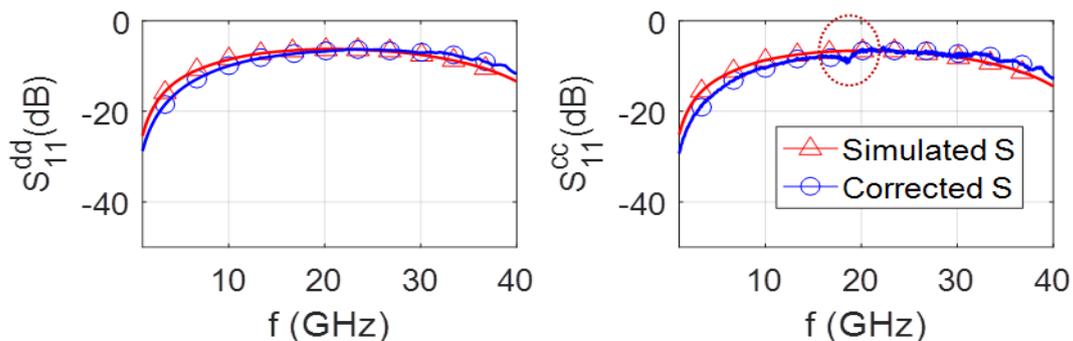


Figure IV.2 - Facteurs de réflexion corrigés de la ligne désadaptée avec l'utilisation du Reflect « OLO »

Ce problème n'apparaît pas dans le cas où le Reflect « OSO », qui ne nécessite pas la réalisation d'une résistance, est choisi dans l'étalonnage (Figure IV.3). Ce phénomène pourrait être expliqué par l'imperfection de la fabrication de la résistance réalisée sur une couche très mince de titane (28 nm).

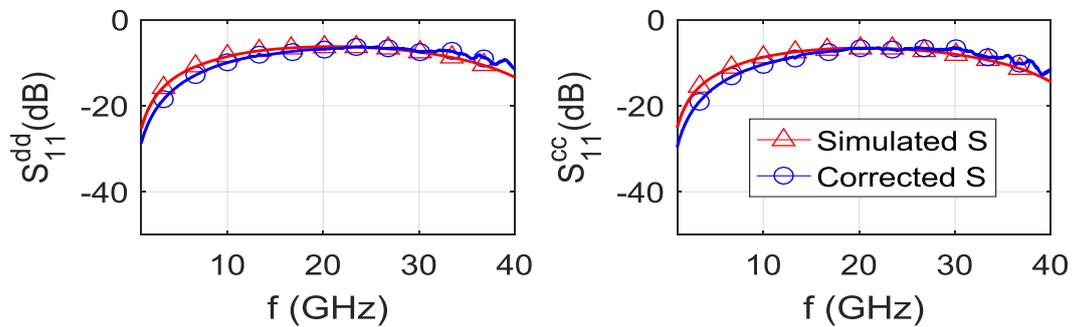


Figure IV.3 - Facteurs de réflexion corrigés de la ligne désadaptée avec l'utilisation du Reflect « OSO »

Au niveau de la correction des termes d'erreur, notamment pour le facteur de réflexion du mode commun, nous constatons que la structure « OSO » est un meilleur choix par rapport à la structure « OLO » comme pressenti dans le chapitre précédent. Nous utiliserons donc désormais cette structure pour l'étalonnage de tous les composants de vérification.

### 4.2.3. Termes d'erreur des commutateurs de l'ARV 4-ports

Au cours de la mesure de l'étalon Thru, les quatre termes d'erreur des commutateurs sont obtenus à l'aide de l'outil « METAS VNA Tools II » [87] (Figure IV.4).

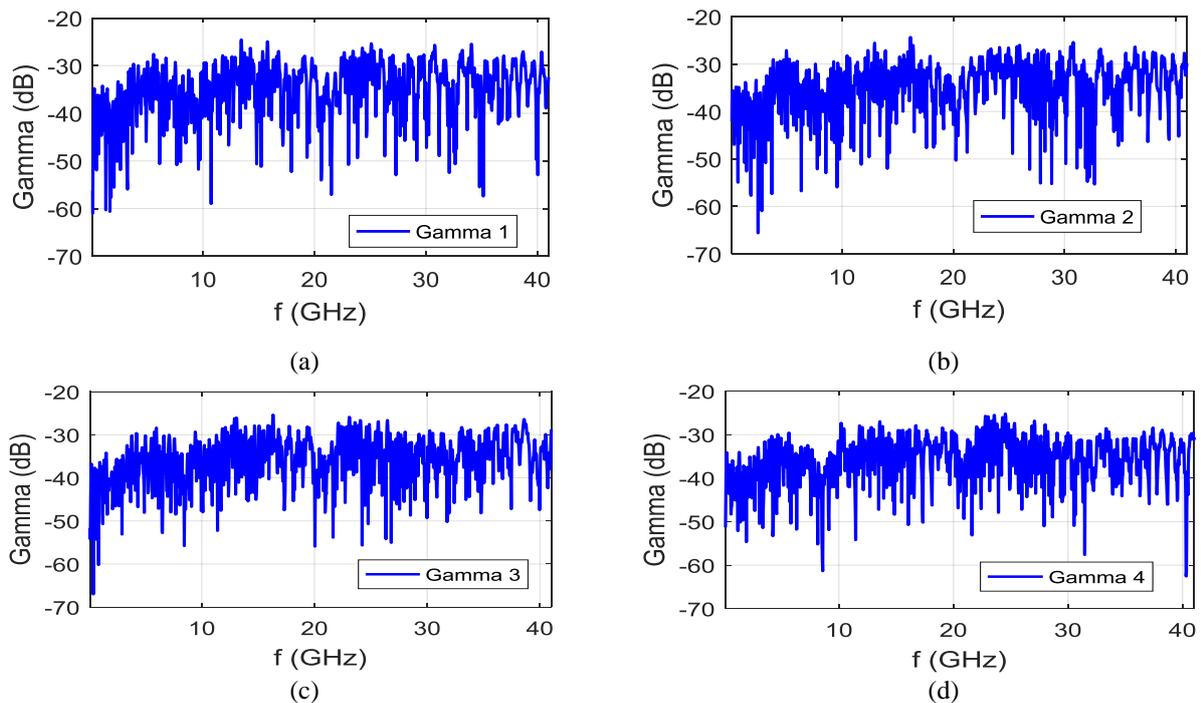


Figure IV.4 - Termes d'erreur des commutateurs : (a)  $\Gamma_1$ , (b)  $\Gamma_2$ , (c)  $\Gamma_3$ , (d)  $\Gamma_4$

Même si ces erreurs restent à un niveau assez faible ( $< -30$  dB), elles seront intégrées dans le processus d'étalonnage. Les équations permettant de prendre en compte l'influence de ces termes ont été présentées dans le paragraphe 2.5.1.2.

#### 4.2.4. Comparaison des constantes de propagation entre les deux approches « one-tier » et « two-tier »

Puisque la détermination des constantes de propagation ( $\gamma = \alpha + j\beta$ ) des modes différentiel et commun est une étape clé de l'étalonnage Multimode TRL, nous comparons les constantes de propagation obtenues à partir des mesures avec celles données par la simulation sous CST.

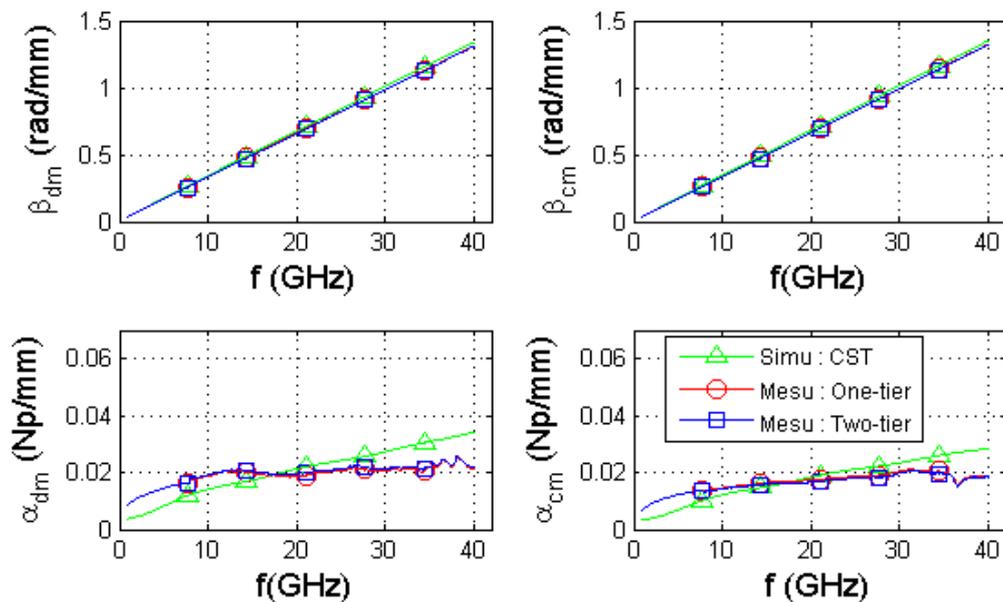


Figure IV.5 - Comparaison entre les constantes de propagation des modes différentiel et commun de la simulation et des deux approches de mesure

La Figure IV.5 montre la comparaison entre les valeurs simulées (courbes spécifiées par les triangles) et celles obtenues par les mesures « one-tier » (marqué par des cercles) et « two-tier » (marqué par des carrés). Les trois courbes de constante de phase  $\beta$  (rad/mm), partie imaginaire de la constante de propagation complexe, montrent une excellente concordance pour les modes différentiel et commun sur toute la bande de fréquence. Les écarts maximums pour la constante de phase entre les deux approche de mesures (« one-tier et « two-tier ») sont de  $4,7 \cdot 10^{-6}$  rad/mm et de  $4 \cdot 10^{-6}$  rad/mm, respectivement pour les modes différentiel et commun. Les écarts observés entre les valeurs de  $\beta$  des deux modes données par la mesure « one-tier » et la simulation sont du même ordre de grandeur, avec des différences maximales à peu près égales à  $3 \cdot 10^{-5}$  rad/mm.

En ce qui concerne la constante d'atténuation  $\alpha$ , partie réelle de la constante de propagation complexe, les deux méthodes de mesure donnent des résultats semblables avec des déviations maximales

négligeables de  $1,1 \cdot 10^{-3}$  Np/mm et de  $0,86 \cdot 10^{-3}$  Np/mm, respectivement pour les modes différentiel et commun. Les écarts maximums entre la mesure « one-tier » et la simulation de  $\alpha_{dm}$  et  $\alpha_{cm}$  ne dépassent pas respectivement 0,013 Np/mm et 0,012 Np/mm. Cette différence est probablement due à une moindre précision de la solution numérique relative à la configuration du maillage et à la définition des ports d'excitation. En effet, il est particulièrement difficile de caractériser précisément l'influence de la couche d'accrochage en titane, très mince, située entre la couche métallique en or et le substrat de quartz.

#### 4.2.5. Evaluation des impédances caractéristiques

L'un des avantages incontestable des étalonnages TRL et Multimode TRL, réside dans la possibilité de déterminer l'impédance de référence définie comme l'impédance caractéristique de la ligne de transmission. Les courbes sur la Figure IV.6 montrent la partie imaginaire et la partie réelle de l'impédance caractéristique de la ligne de transmission en modes différentiel et commun, déterminées à partir de la capacité linéique obtenue sous COMSOL (Tableau III.6), et de la constante de propagation obtenue par l'étalonnage Multimode TRL.

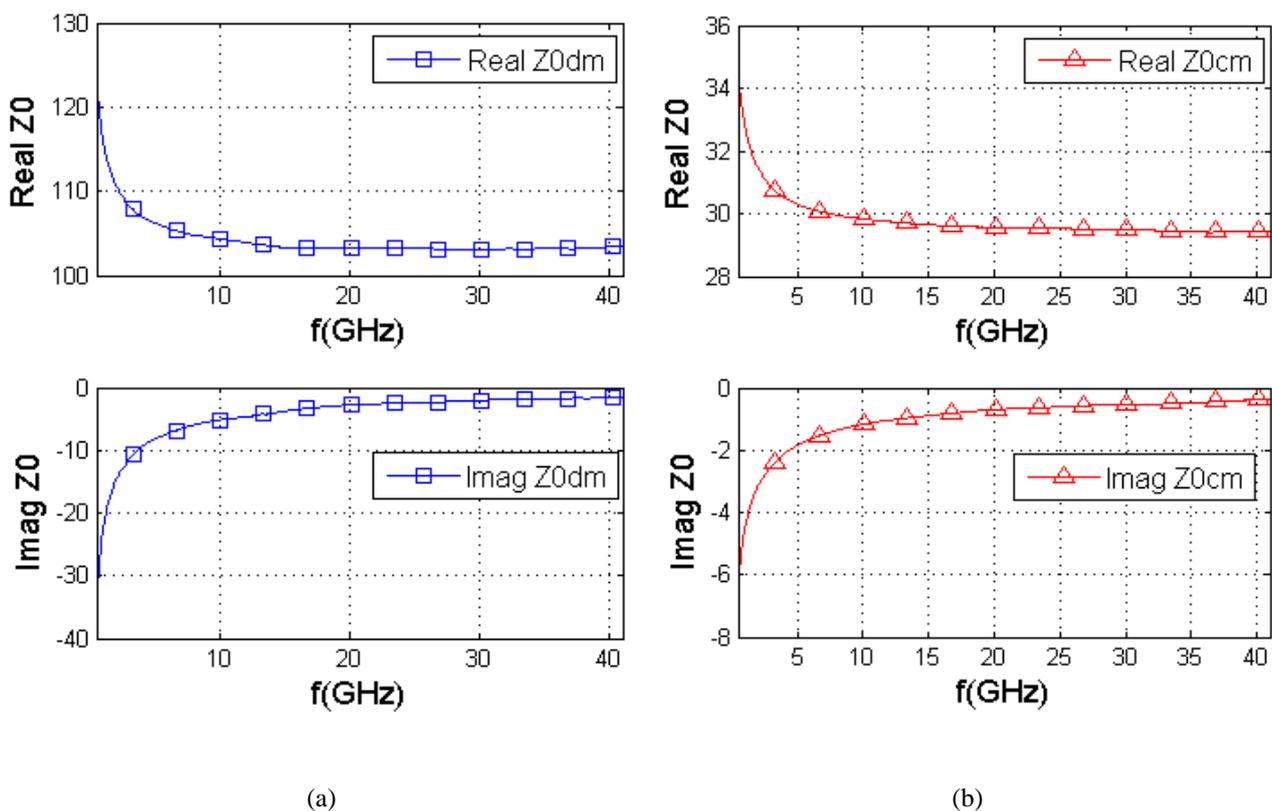


Figure IV.6 - Impédance caractéristique des lignes CCPW du kit : (a) mode différentiel, (b) mode commun

En basse fréquence, les parties réelle et imaginaire évoluent respectivement en augmentant et en diminuant fortement. Ceci est dû à l'effet de l'augmentation de l'épaisseur de peau sur l'impédance caractéristique qui s'éloigne d'une valeur purement réelle et devient complexe aux basses fréquences. Au-delà de 10 GHz, la partie réelle reste constante et la partie imaginaire tend vers zéro, ce qui traduit un comportement faiblement

dispersif. A titre d'exemple, l'impédance caractéristique des modes différentiel et commun à 20 GHz sont respectivement  $(103,29 - 2,77j) \Omega$  et  $(29,57 - 0,70j) \Omega$ , ce qui montre un faible couplage de 0,07 entre les deux lignes :

$$K(20 \text{ GHz}) = \frac{2Z_{0cm} - Z_{0dm}/2}{2Z_{0cm} + Z_{0dm}/2} = 0,07 \quad (\text{IV.1})$$

### 4.3. Validation de l'algorithme Multimode TRL pour les mesures des différents éléments de vérification

L'algorithme Multimode TRL est validé en mesurant après l'étalonnage les différents éléments de vérification tels que les atténuateurs, les lignes adaptées, les lignes désadaptées et déséquilibrées.

#### 4.3.1. Ligne adaptée

Théoriquement, la propagation est représentée par le coefficient de transmission d'une ligne  $e^{\pm\gamma \cdot l}$  où le signe  $\pm$  dépend du sens de propagation. Les coefficients de transmission ( $S_{21}^{dd}$ ,  $S_{21}^{cc}$ ) des lignes de transmission CCPW avec des longueurs de 2 mm, 6 mm et 10 mm (DST<sub>1</sub> à DST<sub>3</sub> dans le Tableau III.11) sont obtenus après application de l'étalonnage Multimode TRL aux paramètres S bruts mesurés à l'aide de la méthode « one-tier » (Figure IV.7).

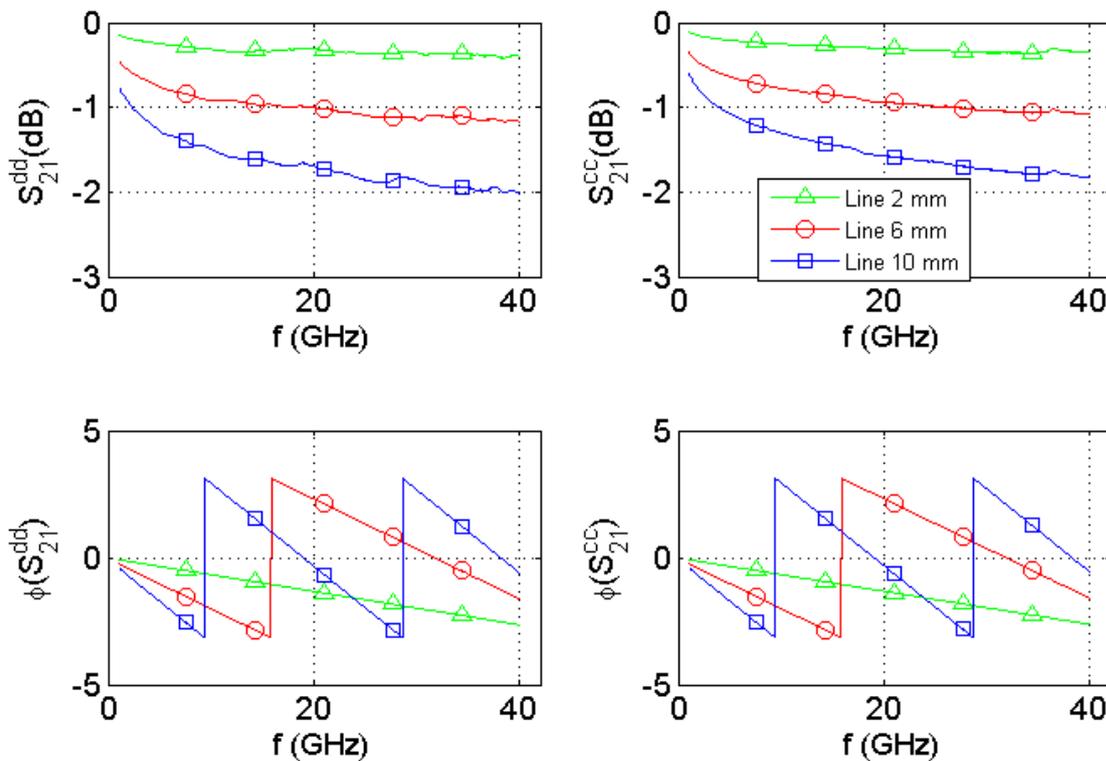


Figure IV.7 - Amplitude (dB) et phase (rad) corrigés des coefficients de transmission des modes différentiel ( $S_{21}^{dd}$ ) et commun ( $S_{21}^{cc}$ ) des lignes adaptées de longueurs 2 mm, 6 mm et 10 mm

Plus la ligne est longue, plus les pertes sont importantes. Par exemple, à 10 GHz, l'atténuation en mode différentiel pour les lignes de longueur 2 mm, 6 mm et 10 mm est respectivement de -0,313 dB, -0,916 dB et -1,488 dB. Le rapport entre les amplitudes du coefficient de transmission de deux lignes différentes respecte bien la loi de variation en  $e^{-\alpha \Delta l}$ . Par exemple, la mesure de ce terme pour les lignes de longueur 2 mm et 6 mm du mode différentiel à 10 GHz s'établit à 1,072 tandis que le calcul  $e^{\alpha_{am} \Delta l}$  donne une valeur similaire égale à 1,077.

### 4.3.2. Atténuateur

À des fins de comparaison entre les deux méthodes de mesure, la Figure IV.8 présente les coefficients de transmission ( $S_{21}^{dd}$ ,  $S_{21}^{cc}$ ) du double atténuateur en T de 20 dB (DST<sub>4</sub> dans le Tableau III.11) après étalonnage par les approches « one-tier » et « two-tier ».

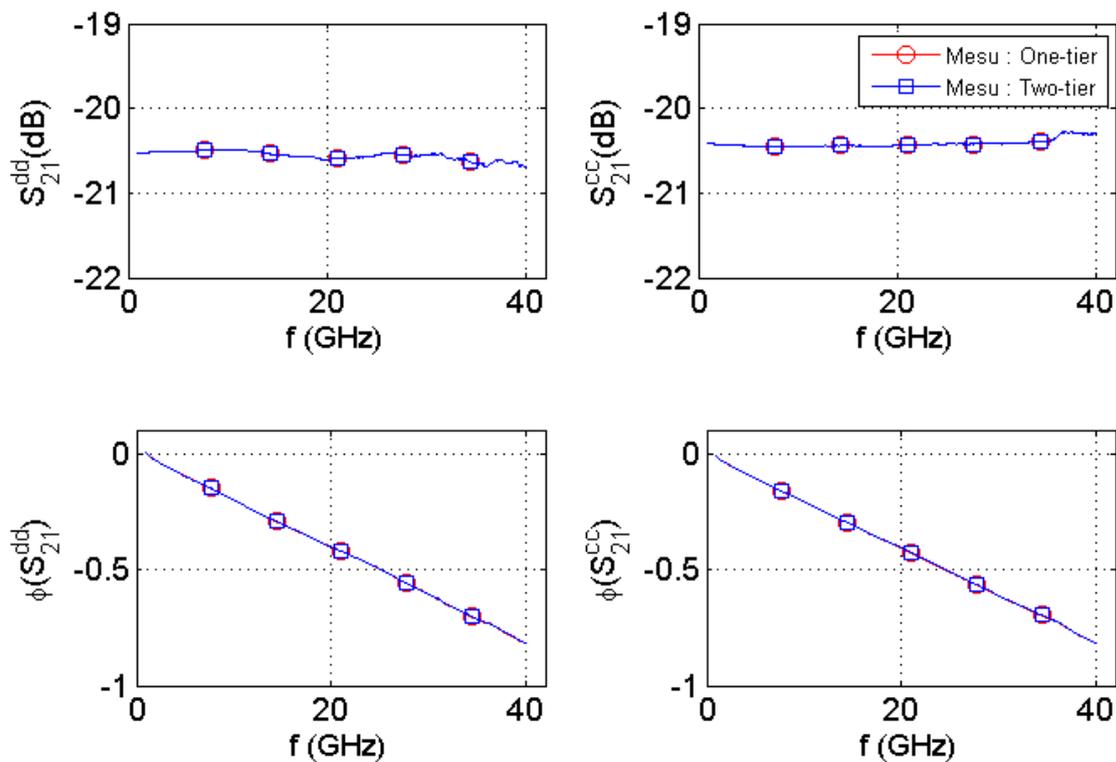


Figure IV.8 - Amplitude (dB) et phase (rad) des coefficients de transmission des modes différentiel et commun ( $S_{21}^{dd}$  et  $S_{21}^{cc}$ ) du double atténuateur 20 dB en T

Le bon accord entre les deux résultats conforte la possibilité de mesurer des paramètres S en mode mixte par l'une ou l'autre approche en excitant les sources de l'ARV, soit en mode asymétrique ou bien en mode différentiel vrai. De 1 GHz à 40 GHz, le niveau d'atténuation est compris dans l'intervalle -20,694 dB et -20,485 pour le mode différentiel et entre -20,461 dB et -20,279 dB pour le mode commun. Ces faibles écarts sont attribués en partie à la couche mince de titane, entre le métal et le substrat, qui n'est pas prise en compte dans le modèle de calcul. De plus, les valeurs de résistance sont calculées en utilisant une valeur de résistance par carré parfaitement égale à  $50 \Omega$ , ce qui n'est pas le cas dans la pratique.

### 4.3.3. Ligne désadaptée

Les figures IV.9 et IV.10 établissent une comparaison entre les résultats des coefficients de transmission ( $S_{21}^{dd}$ ,  $S_{21}^{cc}$ ) et de réflexion ( $S_{11}^{dd}$ ,  $S_{11}^{cc}$ ) de la ligne désadaptée (DST<sub>5</sub> dans le Tableau III.11) obtenues par la simulation sous CST et par les deux approches de mesure.

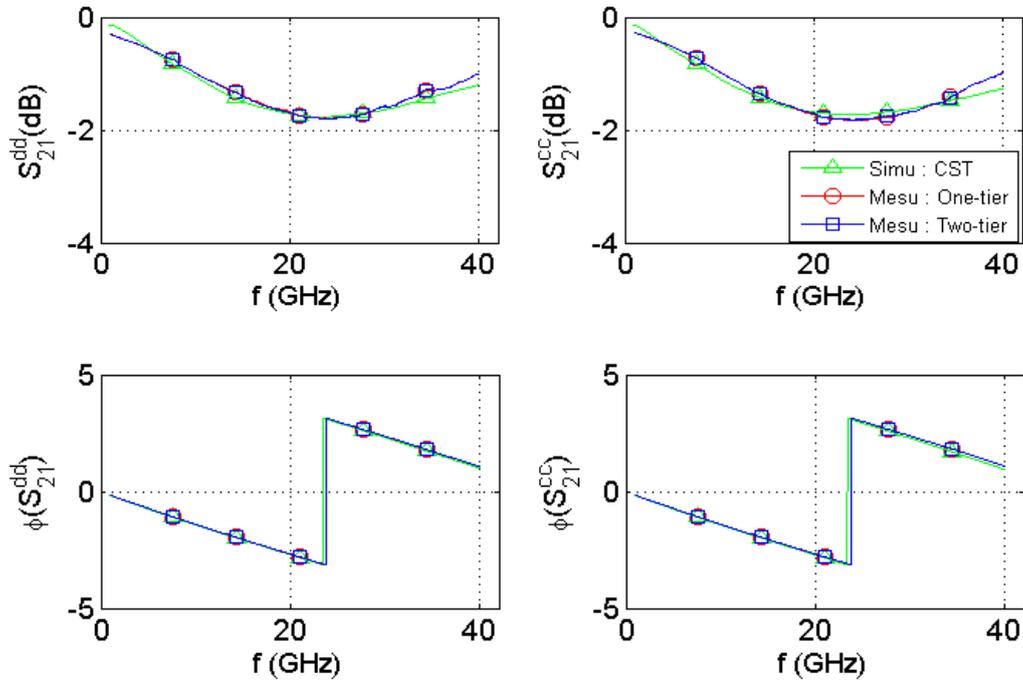


Figure IV.9 : Comparaison entre les amplitudes (dB) et les phases (rad) des coefficients de transmission ( $S_{21}^{dd}$ ,  $S_{21}^{cc}$ ) mesurés et simulés pour la ligne désadaptée

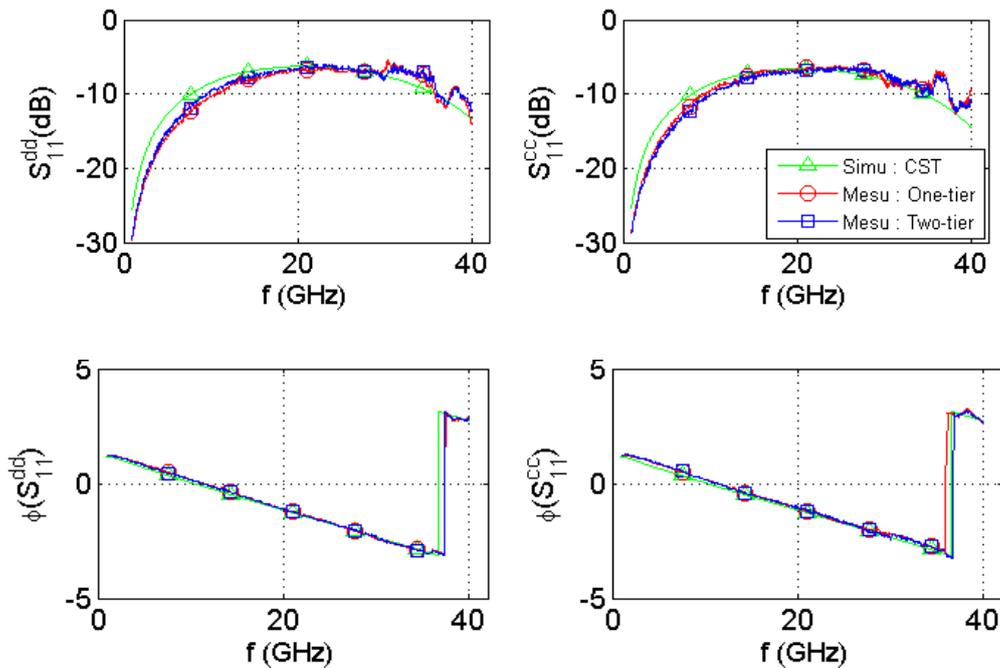


Figure IV.10 - Comparaison entre les amplitudes (dB) et les phases (rad) des coefficients de réflexion ( $S_{11}^{dd}$ ,  $S_{11}^{cc}$ ) mesurés et simulés pour la ligne désadaptée

Les mesures des coefficients de transmission des modes différentiel et commun ( $S_{21}^{dd}$ ,  $S_{21}^{cc}$ ) (courbes rouges pour la méthode « one-tier » et courbes bleues pour la méthode « two-tier ») sont très cohérentes avec les données simulées (courbes vertes). De plus, il n'y a presque pas de différences entre les deux méthodes de mesure comme dans le cas de l'atténuateur. Les écarts maximums observés pour l'amplitude des coefficients de transmission des modes différentiel et commun, entre la simulation sous CST et la mesure « one-tier », ne dépassent pas respectivement 0,027 et 0,021. Les coefficients de réflexion ( $S_{11}^{dd}$ ,  $S_{11}^{cc}$ ) donnés par les mesures sont très proches des valeurs simulées. Dans toute la bande de fréquence, les erreurs quadratiques moyennes sur l'amplitude des coefficients de réflexion des modes différentiel et commun s'établissent à 0,003 et 0,001. Ces écarts peuvent être principalement expliqués par la légère différence entre les structures réelles et simulées en termes de dimensions, de propriétés des matériaux et de configuration de la simulation (maillage, ports d'excitation, etc.). La Figure IV.10 montre la comparaison de phase entre les valeurs simulées et mesurées pour les deux modes ( $\angle(S_{11}^{dd})$  et  $\angle(S_{11}^{cc})$ ).

La Figure IV.11 montre les termes de conversion du mode différentiel vers le mode commun pour la ligne désadaptée.

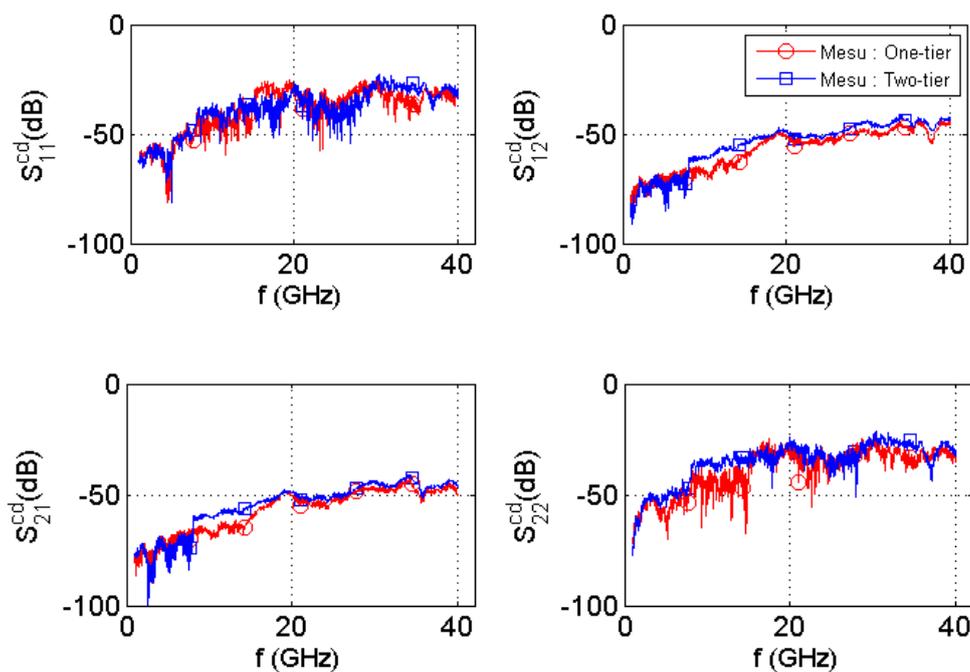


Figure IV.11 - Sous-matrice  $S^{cd}$  (amplitude en dB) de conversion du mode différentiel vers le mode commun pour la ligne désadaptée

Les imperfections de fabrication des étalons et la dégradation de la qualité des pointes des sondes RF génèrent inévitablement des valeurs non nulles. Néanmoins, les termes de conversion entre les modes restent à des niveaux négligeables ( $< -30$  dB).

#### 4.3.4. Ligne déséquilibrée

La ligne déséquilibrée (DST6 dans le Tableau III.11) est utilisée pour vérifier l'algorithme d'étalonnage pour toutes les sous-matrices ( $\mathbf{S}^{dd}$ ,  $\mathbf{S}^{cc}$ ,  $\mathbf{S}^{dc}$ ,  $\mathbf{S}^{cd}$ ) de la matrice  $\mathbf{S}_{mm}$ , notamment au niveau des conversions entre les deux modes ( $\mathbf{S}^{dc}$ ,  $\mathbf{S}^{cd}$ ). Les figures IV.12, IV.13 et IV.14 représentent la comparaison entre les résultats (amplitudes en linéaire) des coefficients de réflexion ( $S_{11}^{dd}$ ,  $S_{11}^{cc}$ ), de transmission ( $S_{21}^{dd}$ ,  $S_{21}^{cc}$ ) et la sous-matrice  $\mathbf{S}^{cd}$  de conversion du mode différentiel vers le mode commun obtenues par la simulation sous CST et par la mesure « one-tier ».

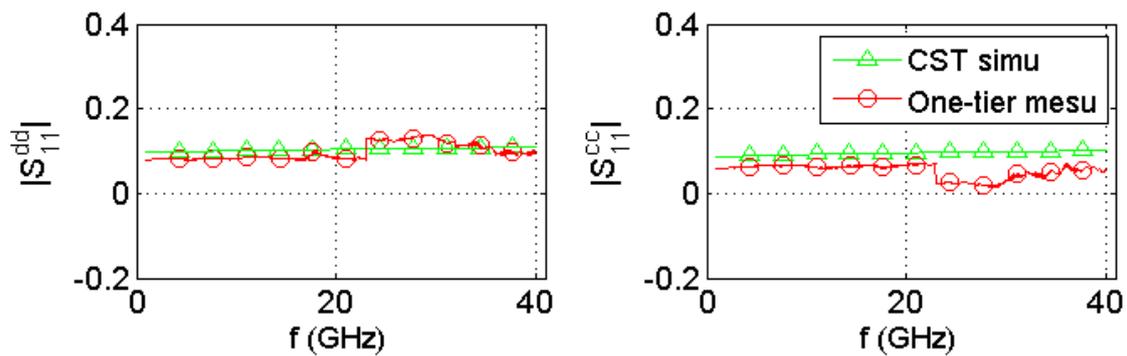


Figure IV.12 - Comparaison entre les amplitudes (en linéaire) des facteurs de réflexion ( $S_{11}^{dd}$ ,  $S_{11}^{cc}$ ) mesurés et simulés pour la ligne déséquilibrée

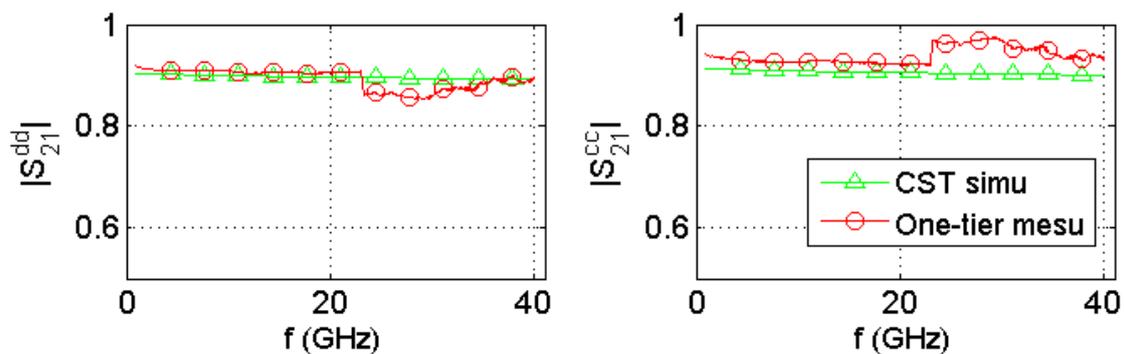


Figure IV.13 - Comparaison entre les amplitudes (en linéaire) des facteurs de transmission ( $S_{21}^{dd}$ ,  $S_{21}^{cc}$ ) mesurés et simulés pour la ligne déséquilibrée

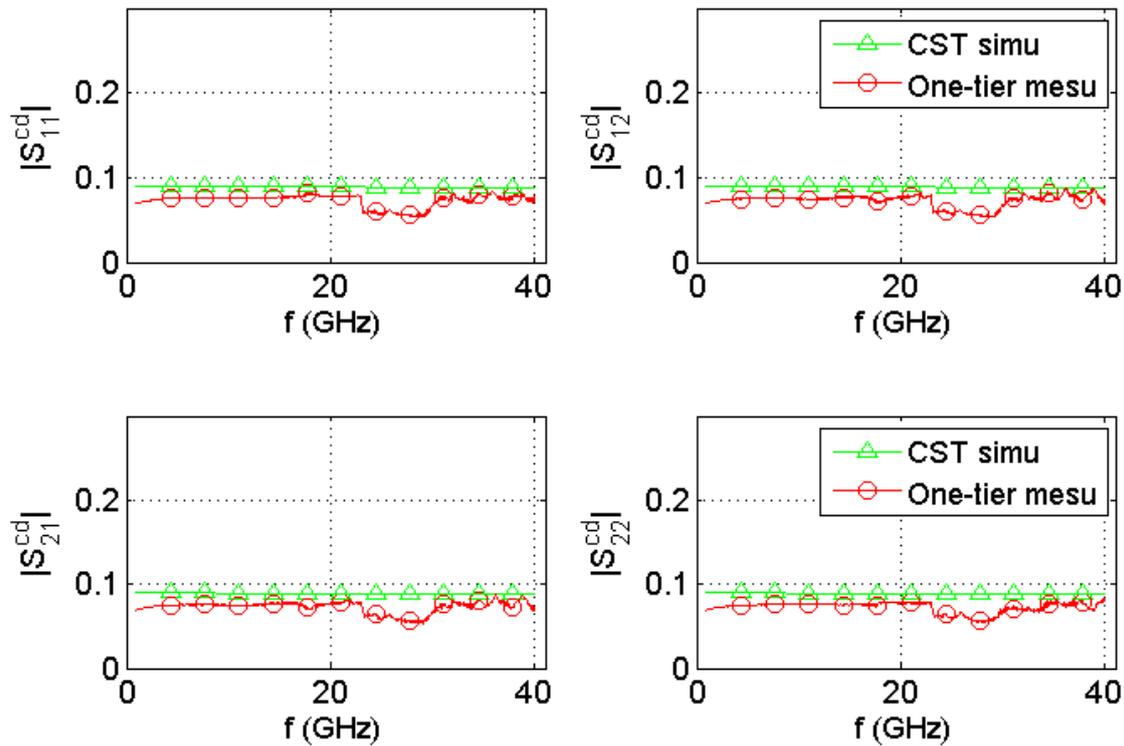


Figure IV.14 - Sous-matrice  $S^{cd}$  (amplitude en linéaire) de conversion du mode différentiel vers le mode commun pour la ligne déséquilibrée

Nous constatons sur ces courbes une très bonne cohérence entre les résultats de mesure et de simulation dans la bande de fréquence de 1 GHz à 23 GHz où les deux lignes étalons de longueurs 11252  $\mu\text{m}$  et 5876  $\mu\text{m}$  sont utilisées pour l'étalonnage. Des écarts plus importants sont constatés dans la plage de fréquence de 23 GHz à 30 GHz lorsque l'étalon Line de courte longueur (1477  $\mu\text{m}$ ) est utilisé. Par exemple, les écarts maximums pour l'amplitude des coefficients de transmission différentiel (égal à 0,0418) et commun (égal à 0,0719) se trouvent respectivement à 29,02 GHz et 29,39 GHz. Le problème d'étalonnage dans cette plage de fréquence n'apparaît pas dans le cas de mesure de lignes adaptée et désadaptée et d'atténuateurs. Puisque cette ligne déséquilibrée n'est pas un vrai composant différentiel, il ne serait peut-être pas recommandé de mesurer les composants déséquilibrés avec ce kit d'étalonnage Multimode TRL.

En résumé, la faisabilité et la validation de la méthode Multimode TRL sont démontrées par des mesures des éléments d'un kit de vérification constitué de lignes et d'atténuateurs, qui montrent un bon accord entre les valeurs mesurées et simulées jusqu'à 40 GHz. Comparée à l'approche de mesure « two-tier », l'approche « one-tier » requiert moins de temps car le nombre d'étalons et de connexions est considérablement réduit. La prochaine étape de l'étude porte sur l'estimation de l'incertitude pour les mesures de paramètres S en mode mixte sous pointes en utilisant l'approche « one-tier ».

## 4.4. Estimation des incertitudes des paramètres $S$ en mode mixte

### 4.4.1. Modèle de mesure prenant en compte l'influence des incertitudes

La propagation des incertitudes est établie classiquement à travers un modèle de mesure complet prenant en compte des grandeurs d'influence liées à la procédure de mesure et aux imperfections des étalons. La Figure IV.15 montre le modèle de mesure des paramètres  $S$  à l'aide d'un ARV à  $n$ -ports [88].

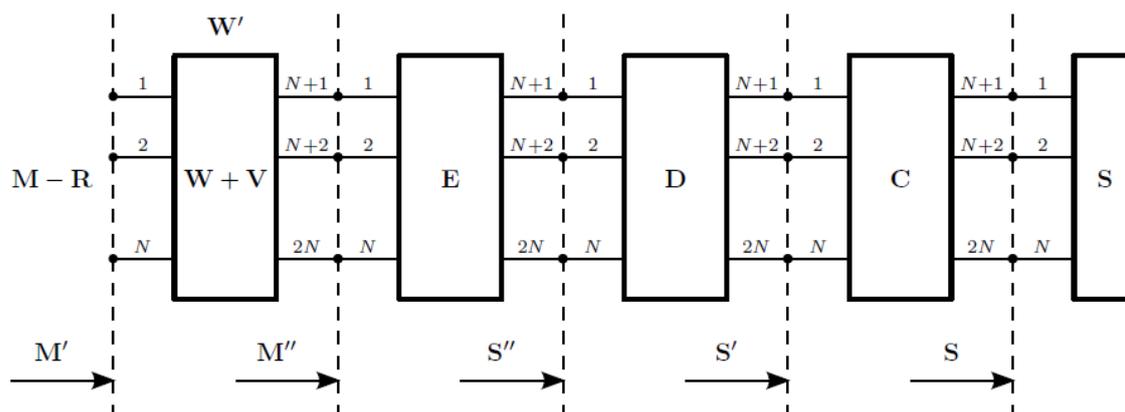


Figure IV.15 - Modèle de mesure des paramètres  $S$  à l'aide d'un ARV à  $n$ -ports

La description des termes dans ce modèle de mesure est présentée dans le Tableau IV.2.

Termes	Description
M	Données brutes mesurées par l'ARV
R	Bruit et linéarité
W+V	Termes d'erreur des commutateurs avec ses dérives
E	Termes d'erreur systématiques du système (prise en compte dans la procédure d'étalonnage)
D	Dérive des termes d'erreur d'étalonnage
C	Stabilité des câbles et répétabilité des connecteurs
S	Paramètres $S$ corrigés après étalonnage

Tableau IV.2 - Description des termes dans le modèle de mesure des paramètres  $S$

La précision des mesures sous pointes de paramètres  $S$  dépend des sources d'influence liées aux sondes, à la station de mesure sous pointes, aux câbles, à l'ARV et aux étalons :

- sondes et station de mesure sous pointes : répétabilité de mesure associée à la répétabilité des connecteurs, isolation entre les sondes,

- câbles : stabilité des câbles
- ARV : plancher de bruit, bruit de trace, linéarité, termes d'erreur des commutateurs,
- étalons : caractéristiques des étalons (épaisseur du substrat et de la couche métallique, largeur des lignes conductrices, permittivité relative du substrat, etc.).

Dans le cas de la mesure de circuits différentiels, les données brutes mesurées  $S_n$  par l'ARV (terme M sur la Figure IV.15), sont les grandeurs d'entrée du modèle. Les paramètres S corrigés après étalonnage (terme S dans la Figure IV.15) sont les paramètres  $S_{mm}$  en mode mixte d'un DST (Tableau IV.3) :

$$\mathbf{S}_n = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad \mathbf{S}_{mm} = \begin{bmatrix} S_{11}^{dd} & S_{11}^{dc} & S_{12}^{dd} & S_{12}^{dc} \\ S_{11}^{cd} & S_{11}^{cc} & S_{12}^{cd} & S_{12}^{cc} \\ S_{21}^{dd} & S_{21}^{dc} & S_{22}^{dd} & S_{22}^{dc} \\ S_{21}^{cd} & S_{21}^{cc} & S_{22}^{cd} & S_{22}^{cc} \end{bmatrix}$$

(a) (b)

Tableau IV.3 - (a) grandeurs d'entrée de l'étalonnage : matrice  $S_n$  classique mesurée (données brutes), (b) grandeurs de sortie après étalonnage : matrice  $S_{mm}$  en mode mixte

Dans la matrice  $S_n$  mesurée, les coefficients de transmission sont les paramètres  $S_{31}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{42}$ , et  $S_{24}$  (les ports 1 et 2 sont les ports d'entrée et les ports 3 et 4 sont les ports de sortie) tandis que les coefficients de réflexion sont représentés par  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$ , et  $S_{44}$ . Nous étudions d'abord les composantes d'incertitudes sur les paramètres  $S_n$  mesurés puis la loi de propagation des incertitudes permettra de propager les incertitudes des sources d'influence jusqu'aux mesurandes (matrice  $S_{mm}$  du DST, notamment les coefficients de réflexion ( $S_{11}^{dd}$ ,  $S_{11}^{cc}$ ,  $S_{22}^{dd}$ ,  $S_{22}^{cc}$ ) et de transmission ( $S_{21}^{dd}$ ,  $S_{21}^{cc}$ ,  $S_{12}^{dd}$ ,  $S_{12}^{cc}$ )).

#### 4.4.2. Composantes d'incertitudes attribuées aux mesures

La répétabilité de mesure, l'isolation entre les sondes, la stabilité des câbles et la stabilité des commutateurs ont été caractérisées en vue d'estimer les incertitudes liées à la procédure de mesure elle-même.

##### 4.4.2.1. Répétabilité de mesure

La répétabilité de mesure sur wafer est liée principalement au repositionnement des pointes en déplaçant les sondes ou le wafer et à l'alignement des pointes sur wafer, comme montré sur la Figure IV.16.

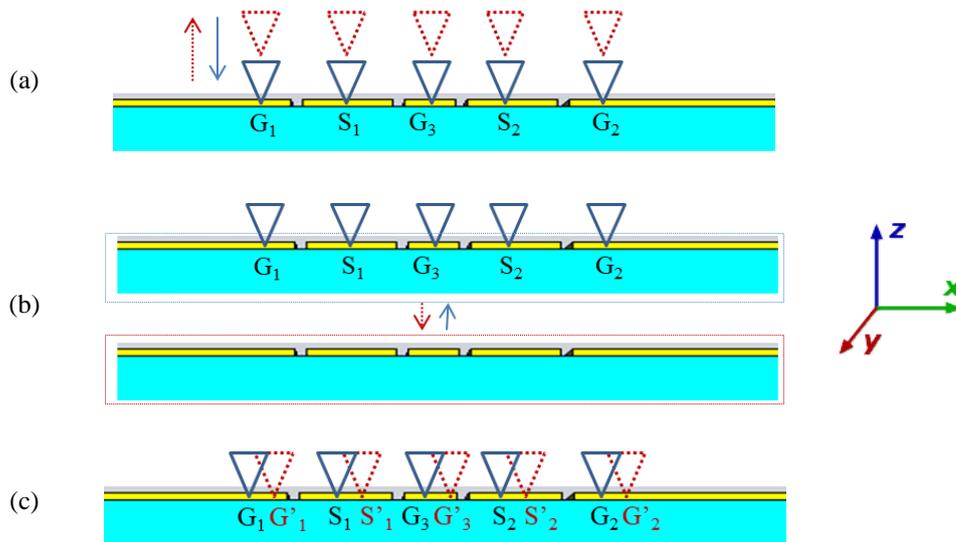


Figure IV.16 - Répétabilité de mesure : (a) repositionnement des pointes en déplaçant les sondes, (b) repositionnement des points en déplaçant le wafer, (c) alignement des pointes sur wafer

Le Tableau IV.4 représente les procédures mises en œuvre pour estimer les erreurs qui contribuent à la répétabilité de mesure sous pointes.

Sources d'influence de la répétabilité	Description	Mesure	Nombre de mesures
<b>Repositionnement des pointes en déplaçant les sondes</b>	Evaluation de l'influence du repositionnement des micro-positionneurs liés aux sondes en mesurant plusieurs fois le même composant	Fixer la position du wafer Déplacer les sondes selon les axes X, Y et Z Repositionner les pointes à leur position initiale en ajustant les micro-positionneurs	6 fois en déplaçant les sondes selon l'axe Z 6 fois en déplaçant les sondes selon l'ensemble des axes XYZ
<b>Repositionnement des pointes en déplaçant le wafer</b>	Evaluation de l'influence du repositionnement du Chuck lié au wafer en mesurant plusieurs fois le même composant	Faire monter les sondes avant de déplacer le Chuck selon les axes X, Y et Z Repositionner le wafer à sa position initiale en ajustant le Chuck	9 fois en déplaçant séquentiellement le Chuck selon chaque axe X, Y, Z (3 fois selon chaque axe)
<b>Alignement des pointes sur wafer</b>	Evaluation de l'influence de la position de contact entre les « pads » du composant et les pointes	Faire monter les sondes avant de les déplacer selon les axes X et Y Mesurer chaque composant aux différentes positions de contact	18 fois en changeant séquentiellement la position de contact selon chaque axe X, Y (9 fois selon chaque axe)

Tableau IV.4 - Sources d'influence contribuant à la répétabilité de mesure sous pointes

Nous avons donc réalisé 39 mesures pour chaque étalon afin d'obtenir l'incertitude liée à la répétabilité de mesure.

En supposant que les covariances entre les sources d'influence sont négligeables, l'incertitude de la répétabilité est obtenue expérimentalement à partir du calcul de la somme quadratique des incertitudes de ces trois sources d'influence pour l'ensemble des 16 paramètres  $S$  de la matrice  $S_n$  classique des composants 4-ports (lignes étalons, éléments de vérification), ou pour les 4 paramètres  $S$  de l'étalon Reflect.

La Figure IV.17 présente l'amplitude des incertitudes attribuées à la répétabilité de mesure de l'étalon Reflect «OSO» entre les deux ports 1 et 2 (port 1 en mode mixte).

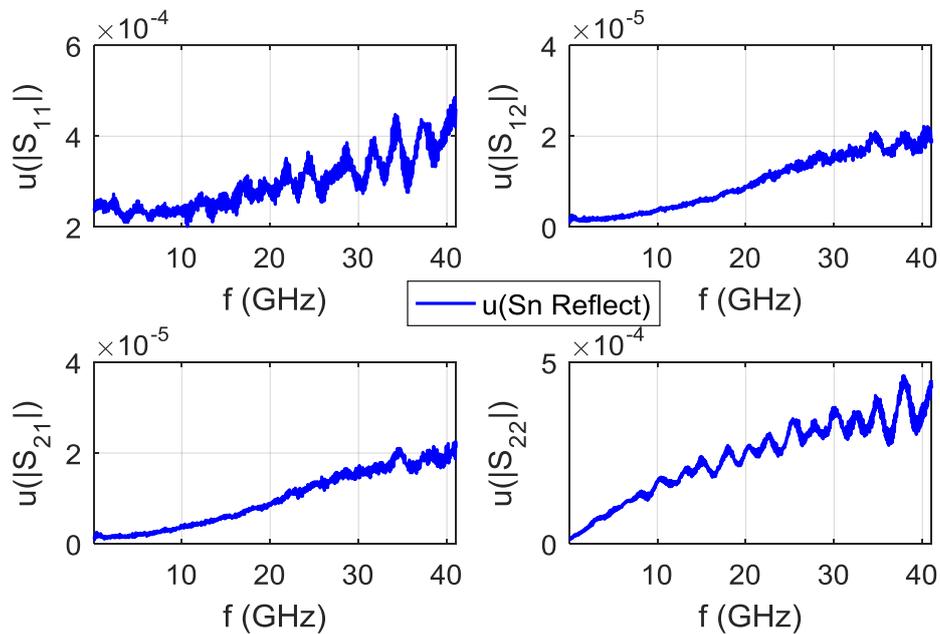


Figure IV.17 - Amplitude des incertitudes de la répétabilité de mesure pour l'étalon Reflect «OSO»

La Figure IV.18 montre l'amplitude des incertitudes de la répétabilité de mesure des coefficients de réflexion et de transmission (ports 1 et 3) de l'étalon Thru de longueur 500  $\mu\text{m}$ . Sur la bande de fréquence de 1 GHz à 40 GHz, ces valeurs restent inférieures à  $10^{-3}$ .

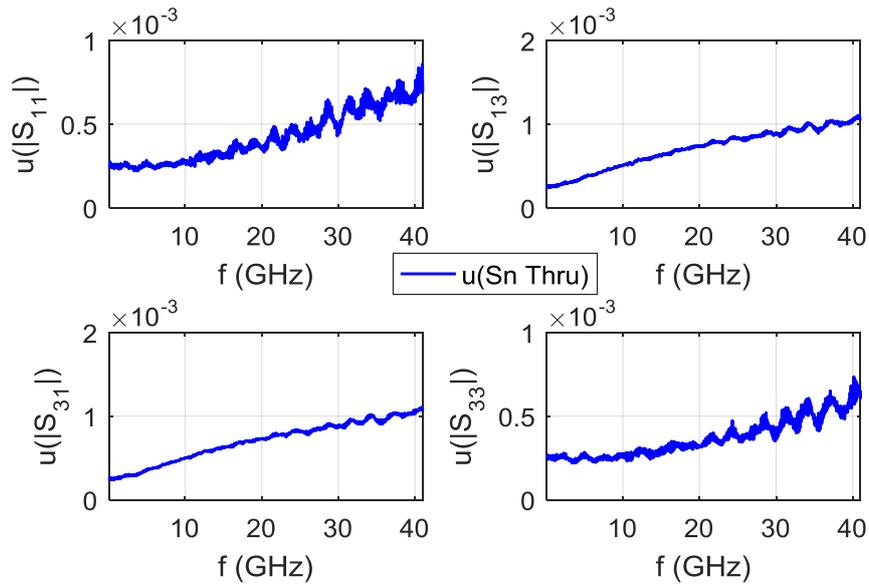


Figure IV.18 - Amplitude des incertitudes de la répétabilité de mesure sur le coefficient de réflexion et de transmission (ports 1 et 3) pour l'étalon Thru

Le niveau d'incertitude de la répétabilité sur les diaphonies ( $S_{21}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{41}$ ,  $S_{14}$ ,  $S_{32}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{43}$  et  $S_{34}$ ) de la mesure de l'étalon Thru, pour lequel quelques courbes sont montrées sur la Figure IV.19, est plus faible (de l'ordre de  $10^{-4}$ ) par rapport à celui des coefficients de réflexion et de transmission.

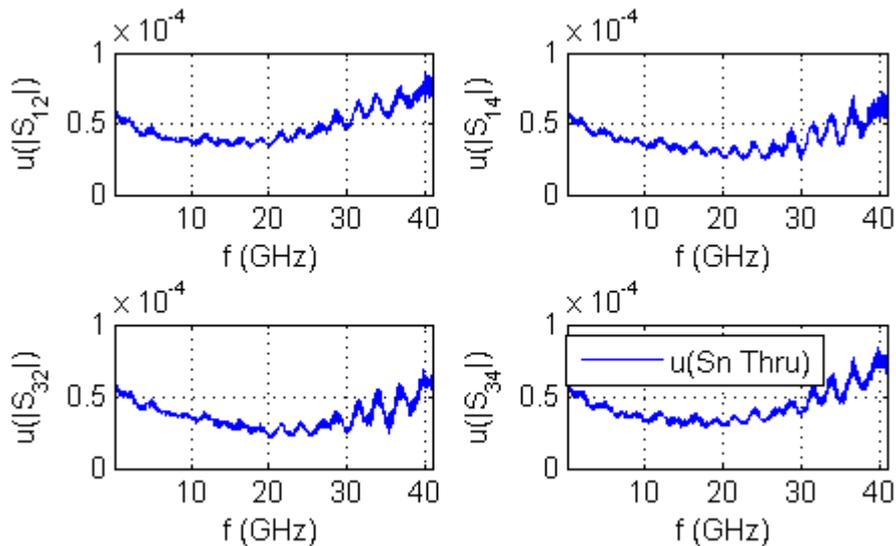


Figure IV.19 - Amplitude des incertitudes de la répétabilité de mesure sur les facteurs de diaphonie ( $S_{12}$ ,  $S_{14}$ ,  $S_{32}$ ,  $S_{34}$ ) pour l'étalon Thru

De même pour la mesure des lignes adaptées ou désadaptées, le niveau d'incertitude sur les facteurs de diaphonie reste de l'ordre de  $10^{-4}$ . Nous présentons seulement les courbes de l'incertitude de la répétabilité sur le coefficient de réflexion et de transmission de l'étalon Line de longueur  $1477 \mu\text{m}$  (Figure IV.20) et de la ligne désadaptée (Figure IV.21).

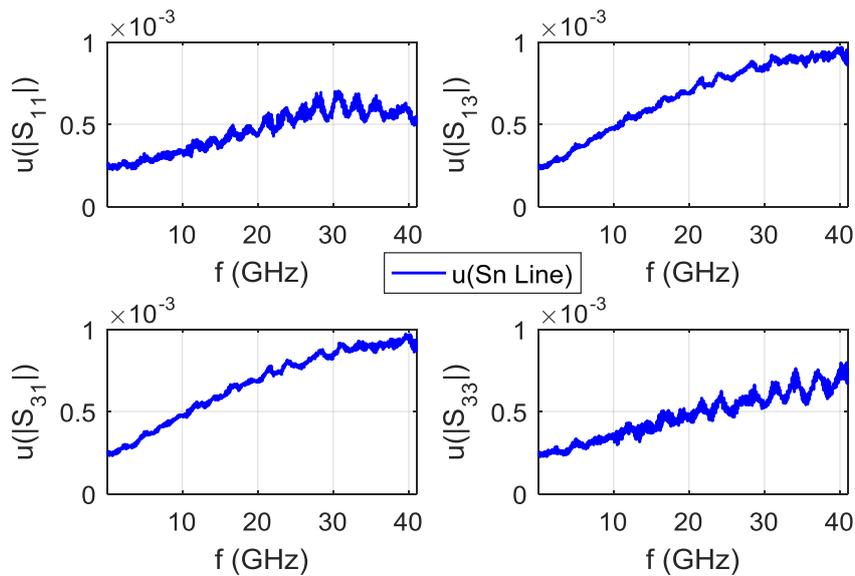


Figure IV.20 - Amplitude des incertitudes de la répétabilité de mesure sur le coefficient de réflexion et de transmission (ports 1 et 3) pour l'étalon Line de longueur 1477  $\mu\text{m}$

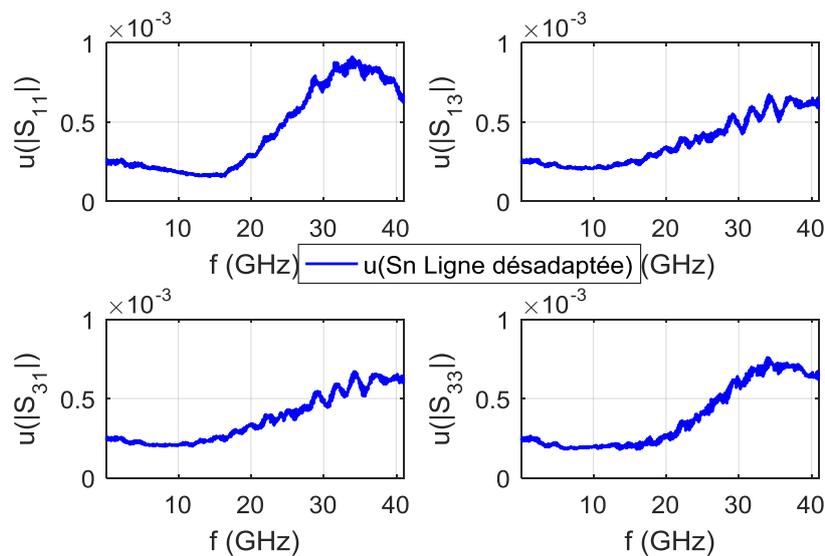


Figure IV.21 - Amplitude des incertitudes de la répétabilité de mesure sur le coefficient de réflexion et de transmission (ports 1 et 3) de la ligne désadaptée (DST<sub>5</sub>)

#### 4.4.2.2. Stabilité des câbles

La caractérisation expérimentale de la stabilité des câbles, l'une des composantes principales d'incertitudes pour la mesure des paramètres S sur ligne coaxiale, est donnée dans le guide « Guidelines on the Evaluation of Vector Network Analysers » publié par EURAMET [89]. La mesure d'un court-circuit est réalisée à un seul port pour vérifier la stabilité de chaque câble. Nous avons utilisé le court-circuit du kit d'étalonnage 85058B. Pour la mesure sur wafer, il faut s'assurer que le court-circuit mesuré se déplace avec les sondes fixées sur la station de mesure sous pointes. La zone de déplacement des câbles est bornée par la

limite de mouvement des sondes selon l'axe X, Y et Z, ce qui permet alors de réduire le degré de liberté de mouvement des câbles. Cela conduit à la diminution de l'incertitude attribuée à la stabilité des câbles pour des mesures sous pointes par rapport à des mesures coaxiales.

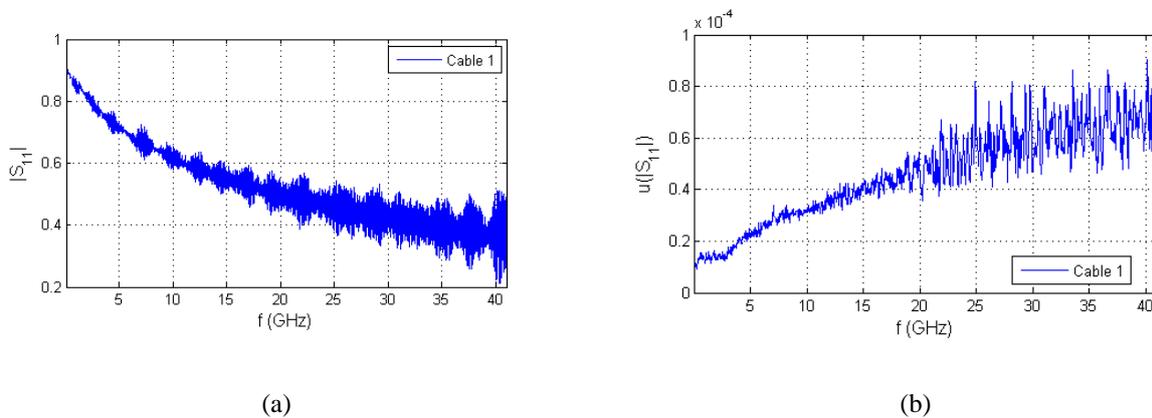


Figure IV.22 - (a) amplitude du coefficient de réflexion de mesure d'un court-circuit, (b) amplitude de l'incertitude attribuée à la stabilité du câble

A titre d'exemple, l'incertitude attribuée aux câbles de mesure coaxiaux est du même ordre de grandeur ( $10^{-3}$ ) que celle attribuée à la répétabilité des connecteurs comme montré dans [90]. Dans notre système de mesure sous pointes, l'incertitude liée à la stabilité du câble est de l'ordre de  $10^{-4}$  (Figure IV.22), plus faible donc que l'incertitude attribuée à la répétabilité de mesure.

#### 4.4.2.3. Diaphonie entre les deux sondes

La diaphonie permet d'évaluer la transmission entre deux sondes en fonction de leurs positions. Plus les deux sondes sont proches, plus la diaphonie est grande (Figure IV.23).

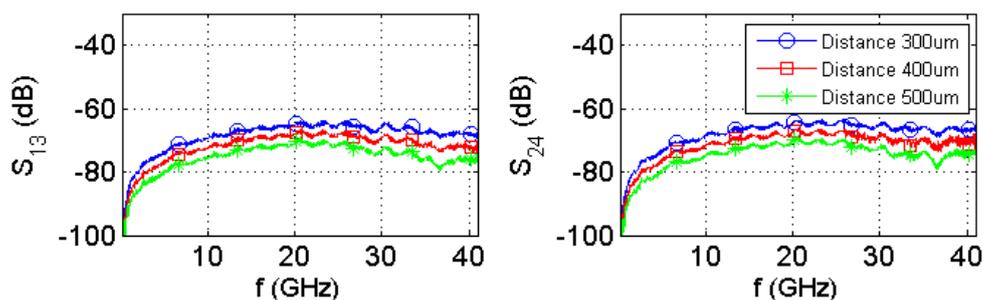


Figure IV.23 - Diaphonie entre les deux sondes à différentes distances

La longueur de la ligne la plus courte (étalon Thru) de 500  $\mu\text{m}$  définit la distance minimale entre les deux sondes de mesure. A cette distance, la diaphonie est négligeable ( $< -70$  dB) ce qui permet de ne pas prendre en compte la diaphonie dans le modèle de mesure. Par conséquent, nous n'étudions pas l'incertitude attribuée à cette source d'incertitudes.

#### 4.4.2.4. Stabilité des commutateurs

Au cours de la mesure de l'étalon Thru, les quatre termes d'erreur des commutateurs  $\Gamma_i$  ( $i = 1, \dots, 4$ ) sont déterminés.

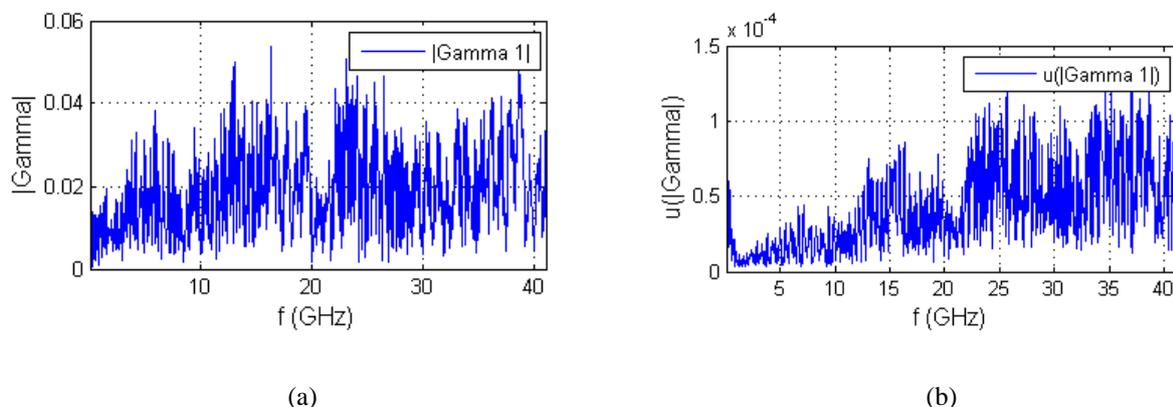


Figure IV.24 - (a) amplitude du terme de commutateurs  $\Gamma_1$ , (b) amplitude de l'incertitude attribuée à la stabilité du commutateur  $u(|\Gamma_1|)$

Pour estimer l'incertitude attribuée à la stabilité des commutateurs, nous répétons la mesure de ces quatre termes en respectant un long laps de temps entre chaque mesure (par exemple après une ou deux semaines). La Figure IV.24 représente le terme d'erreur  $\Gamma_1$  du premier commutateur, qui reste faible dans toute la bande de fréquence d'intérêt. L'ordre de grandeurs des quatre termes  $\Gamma_1$  à  $\Gamma_4$  est de  $10^{-4}$ .

#### 4.4.2.5. Composantes d'incertitudes liées à l'ARV

Des composantes d'incertitudes liées à l'ARV comme le bruit (plancher de bruit, le bruit de trace), la linéarité ont été évaluées dans le cadre d'un autre projet au LNE.

Composante	Valeur
Bruit	$10^{-3}$ à $2,5 \cdot 10^{-3}$ (de 1 GHz à 40 GHz)
Linéarité	$< 2 \cdot 10^{-4}$

Tableau IV.5 - Incertitudes attribuées à l'ARV

### 4.4.3. Composantes d'incertitudes attribuées à la réalisation des étalons

Le Tableau IV.6 présente les sources d'incertitudes attribuées aux étalons que nous avons réalisés. Les valeurs liées à ces sources d'incertitudes ont été fournies par l'IEMN.

Source d'incertitudes	Paramètre	Valeur	Demi-étendue	Intervalle des valeurs	Distribution
Epaisseur du substrat ( $\mu\text{m}$ )	$H_s$	500	5	[495 : 505]	Rectangulaire
Epaisseur de la couche métallique (nm)	$H_m$	500	10	[490 : 510]	Rectangulaire
Largeur de la ligne ( $\mu\text{m}$ )	$W$	110	1	[109 : 111]	Rectangulaire
	$D$	62	1	[61 : 63]	Rectangulaire
Permittivité relative du substrat	$\varepsilon_r$	3,810	0,038	[3,772 : 3,848]	Rectangulaire

Tableau IV.6 - Sources d'incertitudes attribuées aux imperfections des étalons

La méthode de l'estimation d'incertitudes attribuées aux imperfections des étalons est décrite ci-dessous :

- Pour chaque paramètre lié à une source d'incertitudes listée dans le Tableau IV.6, quelques simulations sous CST sont effectuées en choisissant sa valeur dans l'intervalle et en fixant la valeur des autres paramètres. Nous avons choisi cinq simulations pour chaque source d'incertitudes. Par exemple, pour étudier la sensibilité des paramètres  $S_{mm}$  de l'étalon Thru en fonction de l'épaisseur du substrat, nous simulons cette ligne avec cinq valeurs de  $H_s$  (495  $\mu\text{m}$ , 497,5  $\mu\text{m}$ , 500  $\mu\text{m}$ , 502,5  $\mu\text{m}$ , 505  $\mu\text{m}$ ) en fixant les valeurs de  $H_m$ , de  $W$ , de  $D$  et de  $\varepsilon_r$ .  
Au total, nous avons réalisé 20 simulations pour chaque étalon afin d'obtenir les incertitudes des paramètres  $S_{mm}$  en mode mixte, qui sont liées aux quatre sources d'influence.

Paramètres de sources d'incertitudes	$H_s$	$H_m$	$W$ et $D$	$\varepsilon_r$
Incertitude sur des paramètres $S_{mm}$	$u_{H_s}(S_{mm})$	$u_{H_m}(S_{mm})$	$u_{WD}(S_{mm})$	$u_{\varepsilon_r}(S_{mm})$

Tableau IV.7 - Incertitudes des paramètres  $S_{mm}$  en mode mixte dues aux imperfections des étalons

- Supposons que la covariance entre ces paramètres est négligeable, l'incertitude attribuée aux imperfections des étalons est alors une somme quadratique de quatre incertitudes listées dans le Tableau IV.7 :

$$u(S_{mm}) = \sqrt{(u_{H_s}(S_{mm}))^2 + (u_{H_m}(S_{mm}))^2 + (u_{WD}(S_{mm}))^2 + (u_{\varepsilon_r}(S_{mm}))^2} \quad (\text{IV.2})$$

Les figures IV.25 et IV.26 montrent le niveau des incertitudes sur les coefficients de réflexion et de transmission attribuées aux imperfections des étalons Thru et Line.

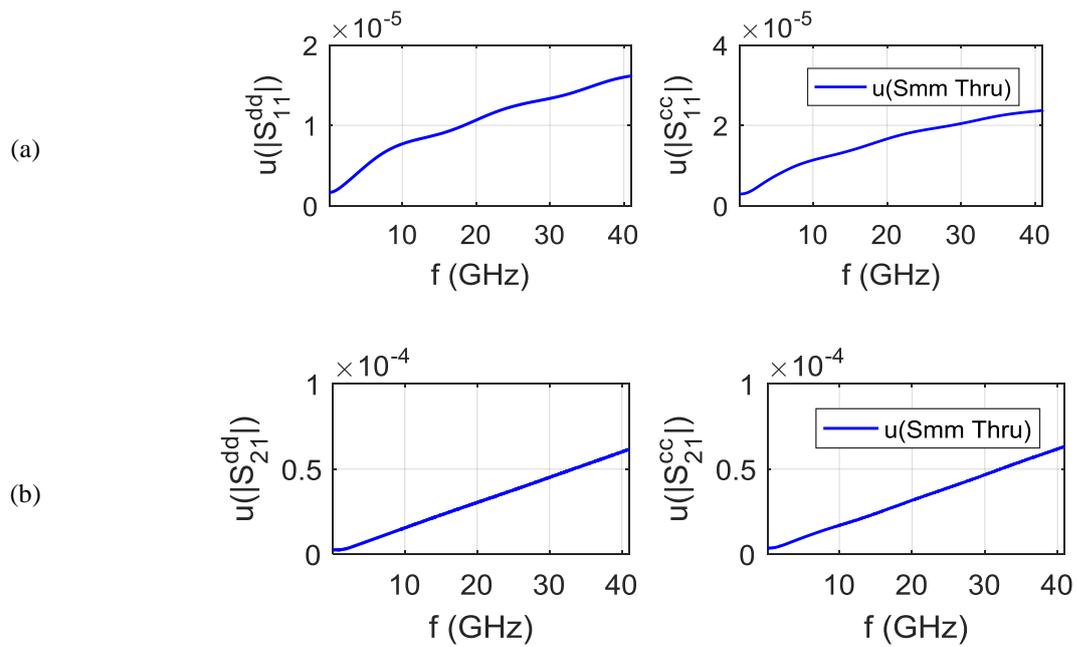


Figure IV.25 - Amplitude des incertitudes liées à l'étalon Thru : (a) sur le coefficient de réflexion, (b) sur le coefficient de transmission

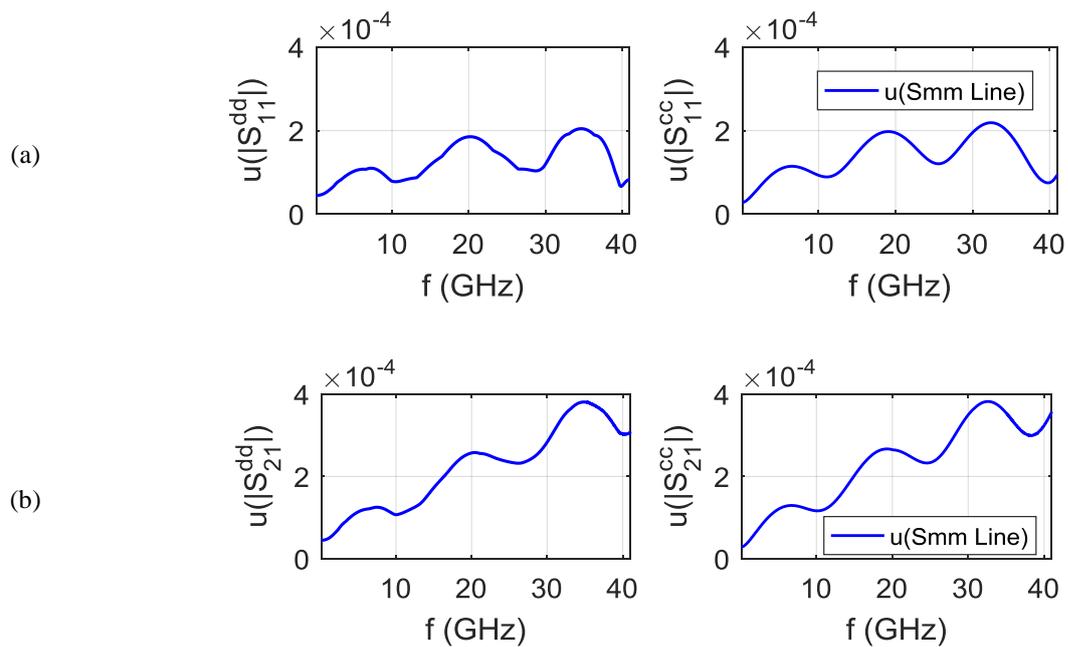


Figure IV.26 - Amplitude des incertitudes liées à l'étalon Line : (a) sur le coefficient de réflexion, (b) sur le coefficient de transmission

La Figure IV.27 présente l'amplitude des incertitudes liées à l'étalon Reflect.

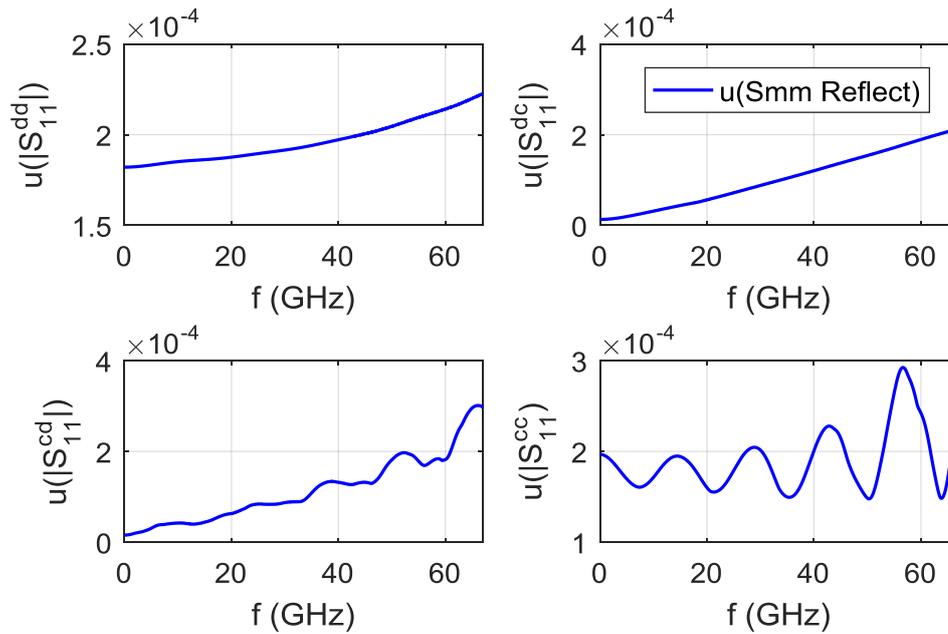


Figure IV.27 - Amplitude des incertitudes liées à l'étalon Reflect

Une fois estimées, les incertitudes attribuées aux mesures et aux imperfections des étalons doivent être intégrées dans le modèle de mesure incluant l'étalonnage pour étudier la sensibilité des grandeurs d'influence sur les résultats de mesure et en faisant propager les incertitudes des grandeurs d'entrée jusqu'aux grandeurs de sortie que sont les paramètres  $S_{mm}$  corrigés du DST.

A cause de la complexité du modèle de mesure et de l'algorithme d'étalonnage Multimode TRL, dans une première approche, nous nous limitons à étudier l'influence de la répétabilité de mesure des étalons et du dispositif sous test (DST), qui constitue une des sources d'influence les plus importantes incluant à la fois le système, la méthode de mesure ainsi que la manipulation par l'opérateur.

#### 4.4.4. Influence de la répétabilité de mesure sur les paramètres S en mode mixte

Nous appliquons le principe du calcul d'incertitudes pour la mesure de la ligne désadaptée (Figure III.12) à partir de l'étalonnage Multimode TRL. Les grandeurs d'entrée sont les incertitudes de 64 variables complexes ( $16 \times 4$ ), qui résultent de la mesure des 16 paramètres S des trois étalons d'étalonnage et du DST (ligne désadaptée), pour lesquelles quelques valeurs sont données dans le Tableau IV.8. Ces grandeurs représentent les grandeurs des incertitudes attribuées à la répétabilité de mesure des coefficients de réflexion au port 1 ( $u(S_{11})$ ) et de transmission entre les ports 1 et 3 ( $u(S_{31})$ ). Elles sont obtenues expérimentalement à partir du calcul de la somme quadratique des incertitudes liées à la répétabilité des positions de contact entre les « pads » des composants et les pointes.

Répétabilité		5 GHz	15 GHz	25 GHz	35 GHz
<b>Thru</b>	$u(S_{11})$	$2,552 \cdot 10^{-4}$	$3,236 \cdot 10^{-4}$	$4,276 \cdot 10^{-4}$	$5,946 \cdot 10^{-4}$
	$u(S_{31})$	$3,554 \cdot 10^{-4}$	$6,291 \cdot 10^{-4}$	$8,205 \cdot 10^{-4}$	$9,434 \cdot 10^{-4}$
<b>Line</b>	$u(S_{11})$	$2,716 \cdot 10^{-4}$	$3,918 \cdot 10^{-4}$	$5,156 \cdot 10^{-4}$	$5,934 \cdot 10^{-4}$
	$u(S_{31})$	$3,513 \cdot 10^{-4}$	$6,022 \cdot 10^{-4}$	$7,789 \cdot 10^{-4}$	$8,850 \cdot 10^{-4}$
<b>Reflect</b>	$u(S_{11})$	$2,514 \cdot 10^{-4}$	$2,582 \cdot 10^{-4}$	$3,080 \cdot 10^{-4}$	$3,397 \cdot 10^{-4}$
	$u(S_{22})$	$8,717 \cdot 10^{-5}$	$2,151 \cdot 10^{-4}$	$3,333 \cdot 10^{-4}$	$3,743 \cdot 10^{-4}$
<b>DST</b>	$u(S_{11})$	$2,147 \cdot 10^{-4}$	$1,619 \cdot 10^{-4}$	$5,450 \cdot 10^{-4}$	$8,291 \cdot 10^{-4}$
	$u(S_{31})$	$2,134 \cdot 10^{-4}$	$2,405 \cdot 10^{-4}$	$4,294 \cdot 10^{-4}$	$5,790 \cdot 10^{-4}$

Tableau IV.8 - Amplitude des incertitudes sur le coefficient de réflexion ( $u(S_{11})$ ) et de transmission ( $u(S_{31})$ ) des étalons et de la ligne désadaptée (DST)

L'incertitude de la grandeur de sortie (à titre d'exemple, facteurs de réflexion  $S_{11}^{dd}$  et de transmission  $S_{21}^{dd}$  du mode différentiel du DST) est étudiée par propagation des incertitudes de la répétabilité de mesure considérées. La propagation des erreurs est obtenue soit par l'approche des dérivées partielles (série de Taylor) à l'aide de l'outil de calcul Metas.Unclib, soit par l'approche numérique basée sur la méthode de Monte Carlo. Il est important de noter que la méthode d'étalonnage Multimode TRL contient des fonctions mathématiques non-linéaires telles que le calcul des valeurs propres ou bien la fonction logarithme. Si la non-linéarité de ces fonctions devient significative, les termes des dérivées partielles d'ordre supérieur à un de la série de Taylor doivent être pris en compte dans la loi de propagation des incertitudes, ce qui n'est pas encore possible avec Metas.Unclib pour le calcul des valeurs propres.

L'approche numérique de Monte Carlo est effectuée en utilisant  $10^6$  échantillons pour obtenir la distribution de chaque grandeur d'entrée. L'algorithme Multimode TRL est donc exécuté  $10^6$  fois à partir de  $10^6$  valeurs aléatoires de chacun des 64 paramètres S classiques générées selon une distribution gaussienne des données ; puis les valeurs moyennes (estimation des valeurs vraies) et les incertitudes de paramètres S en mode mixte sont calculées.

L'histogramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de  $S_{11}$  de l'étalon Thru à 15 GHz (Figure IV.28) montre que la distribution d'échantillonnage du facteur de réflexion est proche d'une distribution gaussienne avec une moyenne de 0,0249 et un écart-type de  $3 \cdot 10^{-4}$ .

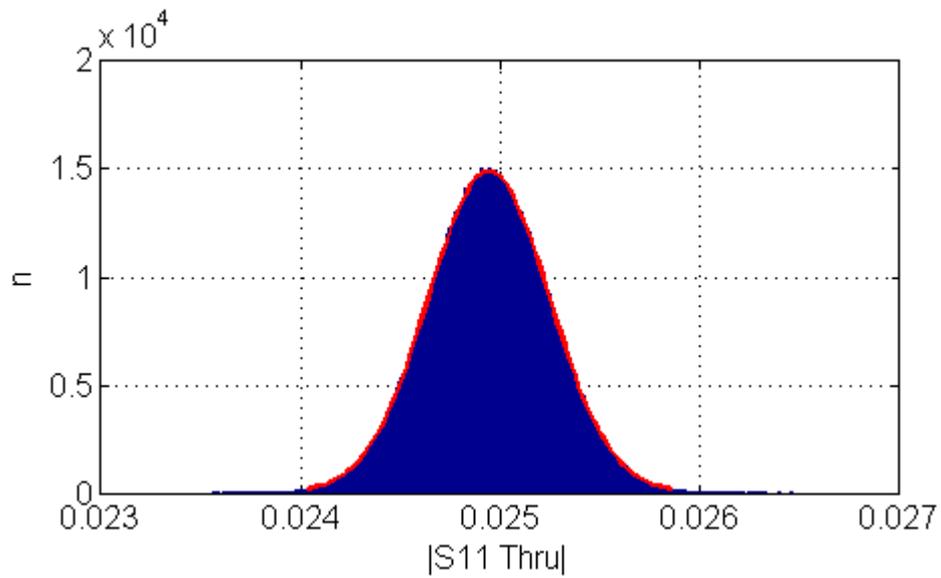


Figure IV.28 - Histogramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de  $S_{11}$  de l'étalon Thru à 15 GHz

De même, l'historgramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de  $S_{31}$  de l'étalon Thru à 15 GHz (Figure IV.29) montre que la distribution d'échantillonnage du facteur de transmission est proche d'une distribution gaussienne avec une moyenne de 0,4997 et un écart-type de  $6 \cdot 10^{-4}$ .

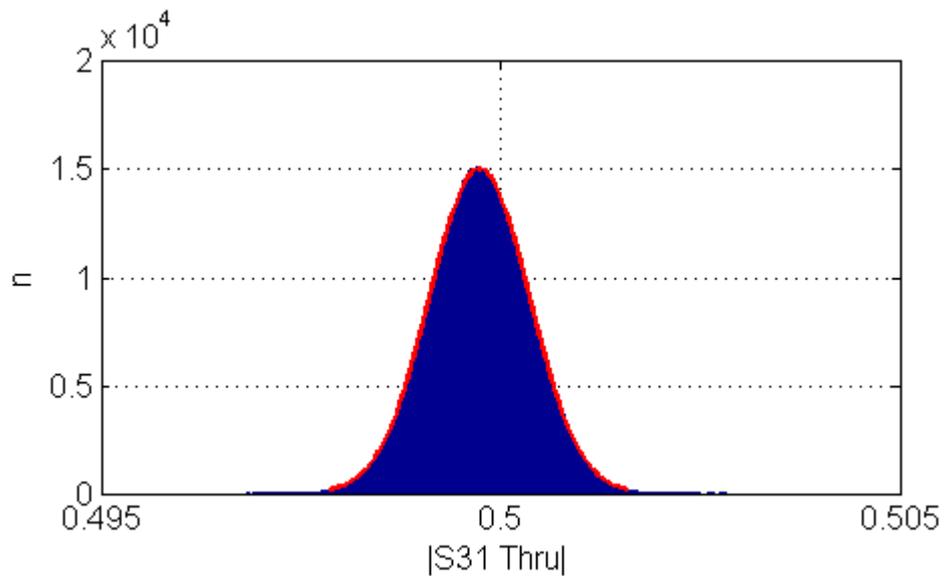


Figure IV.29 - Histogramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de  $S_{31}$  de l'étalon Thru à 15 GHz

Après étalonnage, nous comparons l'amplitude des incertitudes des facteurs de réflexion  $S_{11}^{dd}$  (Tableau IV.9) et de transmission  $S_{21}^{dd}$  (Tableau IV.10) du DST estimée par les deux méthodes.

$S^{dd}_{11}$		5 GHz	15 GHz	25 GHz	35 GHz
<b>Valeurs moyennes</b>	Metas.Unclib	0,1750	0,4251	0,4626	0,3763
	Monte Carlo	0,1696	0,2501	0,3956	0,3441
<b>Incertitudes</b>	Metas.Unclib	0,0061	0,0120	0,0084	0,0120
	Monte Carlo	0,0182	0,1895	0,1612	0,1003

Tableau IV.9 - Incertitudes sur le facteur de réflexion  $S^{dd}_{11}$  de la ligne désadaptée

$S^{dd}_{21}$		5 GHz	15 GHz	25 GHz	35 GHz
<b>Valeurs moyennes</b>	Metas.Unclib	0,9384	0,8542	0,8108	0,8646
	Monte Carlo	0,9383	0,8526	0,8108	0,8636
<b>Incertitudes</b>	Metas.Unclib	$7 \cdot 10^{-4}$	$20 \cdot 10^{-4}$	$15 \cdot 10^{-4}$	$20 \cdot 10^{-4}$
	Monte Carlo	$8 \cdot 10^{-4}$	$18 \cdot 10^{-4}$	$13 \cdot 10^{-4}$	$13 \cdot 10^{-4}$

Tableau IV.10 - Incertitudes sur le facteur de transmission  $S^{dd}_{21}$  de la ligne désadaptée

Nous constatons un écart assez prononcé entre les résultats calculés par les deux approches sur les facteurs de réflexion. En effet, pour la méthode de Monte Carlo, les valeurs moyennes sont éloignées de celles attendues mais l'incertitude des mesurandes est importante relativement à leur moyenne. Par exemple, l'incertitude sur  $S^{dd}_{11}$  est de 0,1895 en amplitude par rapport à sa valeur moyenne de 0,2501 à 15 GHz (Tableau IV.9), ce qui démontre l'influence de la non-linéarité des fonctions mathématiques de l'algorithme d'étalonnage. Dans ce cas, il est alors difficile d'estimer la valeur vraie cherchée avec précision. Ce phénomène est moins prononcé en transmission, l'incertitude sur  $S^{dd}_{21}$  restant limitée car l'influence des non-linéarités sur la distribution des valeurs de  $S^{dd}_{21}$  est moins importante que sur celle de  $S^{dd}_{11}$ . Par contre, les valeurs moyennes données par Metas.Unclib sont correctes mais les incertitudes associées sont minimisées car la méthode ne prend pas correctement en compte les non-linéarités (série de Taylor au premier ordre). Dans ce cas, il n'est donc pas possible d'estimer correctement le niveau d'incertitudes. Ces résultats apparaissent cohérents puisque les non-linéarités des fonctions mathématiques sont significatives si les incertitudes sur les variables d'entrée deviennent conséquentes.

Les figures IV.30 et IV.31 représentent l'histogramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de  $S^{dd}_{11}$  et de  $S^{dd}_{21}$  de la ligne désadaptée à 15 GHz.

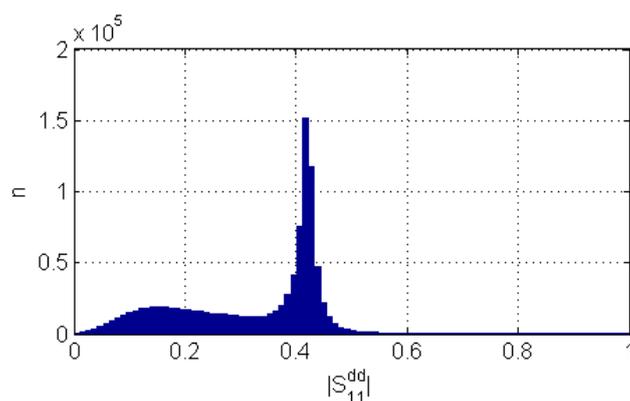


Figure IV.30 - Histogramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de  $S_{11}^{dd}$  à 15 GHz

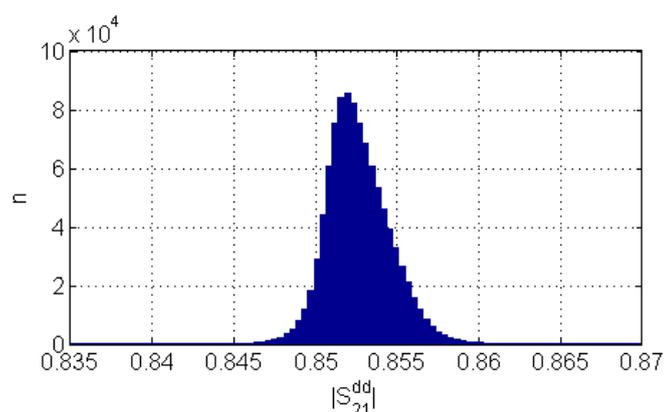


Figure IV.31 - Histogramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de  $S_{21}^{dd}$  à 15 GHz

Pour corroborer notre analyse, nous réduisons les incertitudes sur les variables d'entrée pour les étalons Thru et Line d'un facteur dix (de l'ordre de  $10^{-4}$ ) par rapport à celles représentées dans le Tableau IV.8 en conservant les valeurs des incertitudes de l'étalon Reflect et du DST données. Nous trouvons alors en réflexion et en transmission un accord entre les valeurs moyennes et les incertitudes obtenues par les deux approches (Tableau IV.11 et Tableau IV.12).

$S_{11}^{dd}$		5 GHz	15 GHz	25 GHz	35 GHz
<b>Valeurs moyennes</b>	Metas.Unclib	0,1750	0,4251	0,4626	0,3763
	Monte Carlo	0,1750	0,4251	0,4625	0,3761
<b>Incrtitudes</b>	Metas.Unclib	$7 \cdot 10^{-4}$	$15 \cdot 10^{-4}$	$15 \cdot 10^{-4}$	$17 \cdot 10^{-4}$
	Monte Carlo	$7 \cdot 10^{-4}$	$16 \cdot 10^{-4}$	$17 \cdot 10^{-4}$	$19 \cdot 10^{-4}$

Tableau IV.11 - Incertitudes sur le facteur de réflexion  $S_{11}^{dd}$  de la ligne désadaptée (incertitudes de la répétabilité de mesure des étalons Thru et Line de l'ordre  $10^{-4}$ )

$S_{21}^{dd}$		5 GHz	15 GHz	25 GHz	35 GHz
<b>Valeurs moyennes</b>	Metas.Unclib	0,9384	0,8542	0,8108	0,8646
	Monte Carlo	0,9384	0,8542	0,8108	0,8646
<b>Incertitudes</b>	Metas.Unclib	$2 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^{-4}$	$9 \cdot 10^{-4}$
	Monte Carlo	$2 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-4}$

Tableau IV.12 - Incertitudes sur le facteur de transmission  $S_{21}^{dd}$  de la ligne désadaptée (incertitudes de la répétabilité de mesure des étalons Thru et Line de l'ordre  $10^{-4}$ )

On peut donc estimer que dans ce cas le premier ordre est suffisant, les deux approches de Monte Carlo et des dérivées partielles donnant le même résultat. Par exemple, nous retrouvons exactement les mêmes valeurs pour la moyenne et l'incertitude de  $S_{11}^{dd}$  (respectivement 0,1750 et  $7 \cdot 10^{-4}$ ) et de  $S_{21}^{dd}$  (respectivement 0,9384 et  $2 \cdot 10^{-4}$ ) à 5 GHz.

En divisant pas dix l'incertitude attribuée à la répétabilité de mesure des étalons Thru et Line, le niveau d'incertitude sur le paramètres  $S_{11}^{dd}$  à 15 GHz est diminué considérablement ( $16 \cdot 10^{-4}$  par rapport à 0,2501, valeur présentée dans le Tableau IV.9). Dans ce cas, la distribution d'échantillonnage du facteur de réflexion est proche d'une distribution gaussienne avec une moyenne de 0,4251 et un écart-type de  $16 \cdot 10^{-4}$ .

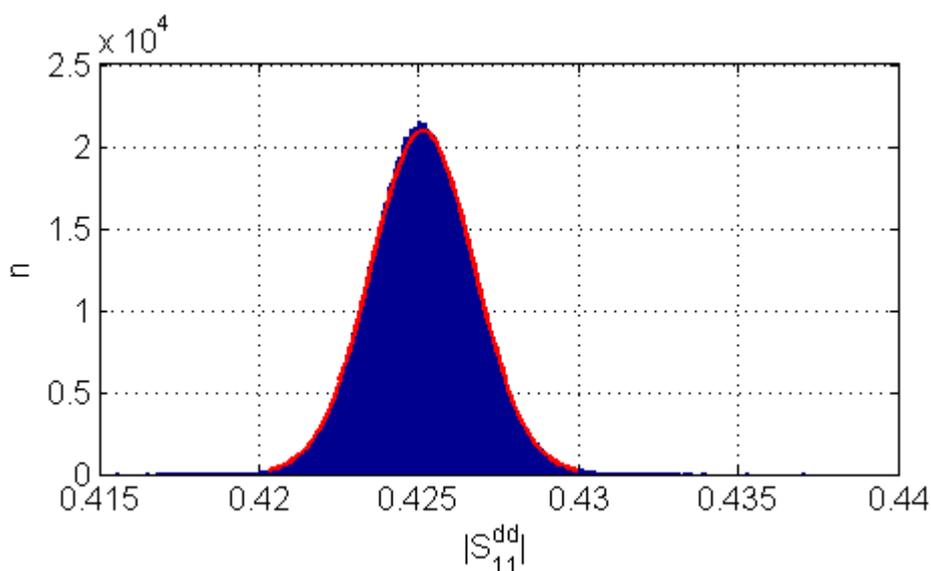


Figure IV.32 - Histogramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de  $S_{11}^{dd}$  à 15 GHz (incertitudes de la répétabilité de mesure des étalons Thru et Line de l'ordre  $10^{-4}$ )

La distribution d'échantillonnage du facteur de transmission est également proche d'une distribution gaussienne avec une moyenne de 0,8542 et un écart-type de  $3 \cdot 10^{-4}$ .

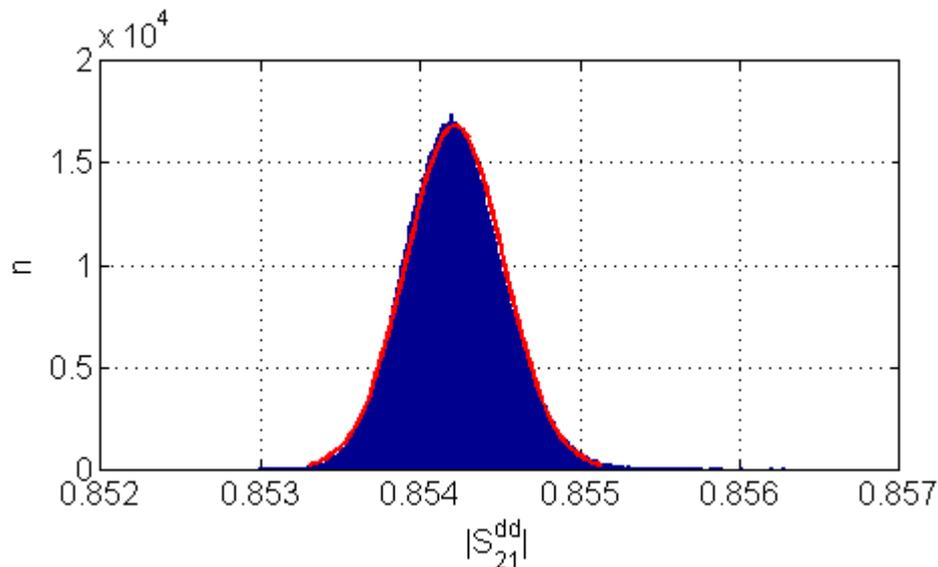


Figure IV.33 - Histogramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de  $S_{21}^{dd}$  à 15 GHz (incertitudes de la répétabilité de mesure des étalons Thru et Line de l'ordre  $10^{-4}$ )

Cependant, avec la station de mesure sous pointes manuelle utilisée dans cette étude, il est difficile de minimiser le niveau des incertitudes de la répétabilité de mesure jusqu'à  $10^{-4}$ . La propagation des erreurs doit donc s'appuyer sur la méthode de Monte Carlo même si cette technique est généralement moins appropriée en termes de temps de calcul à cause du grand nombre de données à prendre en compte dans la bande de fréquence considérée. A titre d'exemple, pour une simulation de Monte Carlo à une fréquence, le temps de calcul est de 20 minutes sur un PC avec 8 Go de RAM.

En conclusion, la méthode Monte Carlo peut être utilisée de manière fiable dès lors que le nombre d'échantillons est conséquent et que la distribution des grandeurs d'entrée est correcte. Elle est considérée comme une méthode de référence pour valider les résultats du calcul d'incertitudes obtenus par l'approche analytique. De plus, elle présente l'avantage de fournir une estimation de la distribution des grandeurs de sortie, ce qui permet de mettre en évidence l'influence des non-linéarités dans le processus d'étalonnage. D'un autre côté, l'approximation par la série de Taylor au premier ordre ne peut pas être appliquée dans le cas de la mesure de circuits différentiels à partir d'un certain niveau d'incertitudes sur les variables d'entrée car dans ce cas cette approche sous-estime le niveau d'incertitude en supposant comme linéaires toutes les fonctions de l'algorithme d'étalonnage.

Nous venons de présenter l'influence de l'incertitude liée à la répétabilité de mesure. De la même manière, les autres incertitudes liées au système peuvent être évaluées à l'aide de la méthode de Monte-Carlo. L'évaluation de la propagation des incertitudes permet d'estimer l'influence des incertitudes relatives aux mesures mais également celles liées aux imperfections lors de la réalisation des étalons. Par contre, certaines méthodes d'auto-étalonnage, comme la TRL ou bien la Multimode TRL, ne permettent pas la

propagation directe de ces incertitudes via les équations du modèle de mesure. Nous présentons donc ci-dessous une approche indirecte pour la propagation des incertitudes relatives aux imperfections des étalons.

#### 4.4.5. Propagation automatique des incertitudes pour les techniques d'auto-étalonnage

##### 4.4.5.1. Propagation des incertitudes relatives aux imperfections des étalons

Les équations de la méthode d'étalonnage Multimode TRL ne font pas explicitement référence aux valeurs « vraies » des étalons utilisés car la connaissance précise de ces éléments n'est pas nécessaire.

Par exemple, la matrice  $\mathbf{S}_{\text{mm}}$  de la ligne d'étalon s'écrit :

$$\mathbf{S}_{\text{mm\_Line}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{-\gamma_{dm}L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-\gamma_{cm}L} \\ e^{-\gamma_{dm}L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_{cm}L} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.3})$$

où le coefficient de transmission de la ligne, fonction de la constante de propagation et de la longueur de la ligne, n'est pas considéré comme une valeur étalon, mais comme une inconnue du système d'équations déterminée pendant l'exécution de l'algorithme d'auto-étalonnage. Par ailleurs, les coefficients de réflexion de la ligne de transmission sont nuls et n'apparaissent pas dans les équations. En conséquence, les incertitudes ne peuvent pas être propagées directement. Il faut alors un processus de calcul indirect des coefficients de sensibilité.

##### 4.4.5.2. Approche indirecte du calcul d'incertitudes appliquée à la technique d'auto-étalonnage TRL

La mesure des paramètres S nécessite l'étalonnage pour corriger les termes d'erreur. De manière générale, les paramètres S bruts ( $x_i$ ) sont représentés en fonction des paramètres S vrais ( $y_i$ ) et des termes d'erreur  $e_i$  :

$$\{x_i\} = \mathbf{f}(\{y_i\}; \{e_i\}) \quad (\text{IV.4})$$

Le processus d'étalonnage, représenté par la fonction  $\mathbf{h}$ , permet d'estimer les termes d'erreur  $\hat{e}_j$  en mesurant les étalons ( $\{x_j\}$ ) :

$$\{\hat{e}_j\} = \mathbf{h}(\{x_j\}; \{y_j\}) \quad (\text{IV.5})$$

Dans cette équation, les paramètres  $\{y_j\}$  sont les paramètres S connus des étalons.

Après étalonnage, la fonction  $\mathbf{g}$ , inverse de la fonction  $\mathbf{f}$ , est utilisée pour estimer ( $\{\hat{y}_k\}$ ) correspondant à une réponse observée ( $\{x_k\}$ ) par la mesure d'un DST :

$$\{\hat{y}_k\} = \mathbf{g}(\{x_k\}; \{\hat{e}_j\}) = \mathbf{g}(\{x_k\}; \mathbf{h}(\{x_j\}; \{y_j\})) \quad (\text{IV.6})$$

Afin d'estimer l'incertitude des paramètres  $\hat{y}_k$ , il faut connaître les coefficients de sensibilité de la fonction  $\mathbf{g}$  liés aux grandeurs d'influence, y compris la sensibilité des mesures (incertitudes sur les termes  $\{x_j\}$  des étalons et sur les termes  $\{x_k\}$  du DST) et les imperfections des étalons (incertitudes sur les termes  $\{y_j\}$ ). Cependant, la difficulté réside sur la nature de la fonction  $\mathbf{h}$  qui ne peut être différenciée directement par rapport aux  $\{y_j\}$ . C'est pour cette raison que l'approche indirecte a été introduite [90], [91] dont les principales étapes sont les suivantes :

- appliquer la fonction  $\mathbf{h}$  représentant aux données de mesure brutes des étalons, ce qui permet d'obtenir des estimations des termes d'erreur contenant leurs incertitudes relatives aux mesures,
- calculer des pseudo-mesures en appliquant la fonction  $\mathbf{f}$  sur les données des étalons contenant à la fois leurs valeurs et les incertitudes attribuées aux imperfections et en utilisant les valeurs estimées des termes d'erreur sans leurs incertitudes,
- appliquer pour la deuxième fois la fonction  $\mathbf{h}$  à ces pseudo-mesures, ce qui permet d'obtenir une estimation des termes d'erreur contenant les incertitudes dues aux étalons,
- combiner les deux estimations des termes d'erreur pour obtenir les termes d'erreur complets contenant les incertitudes relatives aux mesures et aux imperfections des étalons,
- appliquer la fonction  $\mathbf{g}$  aux mesures d'un DST en prenant les valeurs estimées des termes d'erreur et leurs incertitudes dues aux mesures et aux imperfections des étalons.

Le Tableau IV.13 représente les variables d'entrée et de sortie dans le modèle de calcul d'incertitudes à l'aide de l'approche indirecte.

Etape	Fonction	Variables d'entrée	Variables de sortie
1	$\mathbf{h}$	Moyenne des paramètres S mesurés des étalons et leurs incertitudes dues aux mesures ( $u_{mesu}$ )  Thru : $m(S_{Thru\_mesu}), u_{mesu}(S_{Thru\_mesu})$ Line : $m(S_{Line\_mesu}), u_{mesu}(S_{Line\_mesu})$ Reflect : $m(S_{RFL\_mesu}), u_{mesu}(S_{RFL\_mesu})$	Moyenne des termes d'erreur estimés et leurs incertitudes ( $u_{mesu}$ ) dues aux mesures  $m_{mesu}(e_j), u_{mesu}(e_j)$
2	$\mathbf{f}$	Moyenne des termes d'erreur estimés : $m_{mesu}(e_j)$  Moyenne des paramètres S connus des étalons et leurs incertitudes relatives aux imperfections des étalons ( $u_{etalon}$ )  Thru : $m(S_{Thru\_vrai}), u_{etalon}(S_{Thru\_vrai})$ Line : $m(S_{Line\_vrai}), u_{etalon}(S_{Line\_vrai})$ Reflect : $m(S_{RFL\_vrai}), u_{etalon}(S_{RFL\_vrai})$	Moyenne des paramètres S pseudo-mesurés des étalons et leurs incertitudes dues aux étalons ( $u_{etalon}$ )  Thru : $m(S_{Thru\_pseu\_mesu}), u_{etalon}(S_{Thru\_pseu\_mesu})$ Line : $m(S_{Line\_pseu\_mesu}), u_{etalon}(S_{Line\_pseu\_mesu})$ Reflect : $m(S_{RFL\_pseu\_mesu}), u_{etalon}(S_{Line\_pseu\_mesu})$

<b>3</b>	<b>h</b>	Moyenne des paramètres S pseudo-mesurés des étalons et leurs incertitudes dues aux étalons ( $u_{etalon}$ ) Thru : $m(S_{Thru\_pseu\_mesu}), u_{etalon}(S_{Thru\_pseu\_mesu})$ Line : $m(S_{Line\_pseu\_mesu}), u_{etalon}(S_{Line\_pseu\_mesu})$ Reflect : $m(S_{RFL\_pseu\_mesu}), u_{etalon}(S_{Line\_pseu\_mesu})$	Moyenne des termes d'erreur estimés et leurs incertitudes ( $u_{etalon}$ ) dues aux étalons $m_{etalon}(e_j), u_{etalon}(e_j)$
<b>4</b>	<b>Somme quadratique des incertitudes</b>	Deux estimations des termes d'erreur Mesures : $m_{mesu}(e_j), u_{mesu}(e_j)$ Étalons : $m_{etalon}(e_j), u_{etalon}(e_j)$	Termes d'erreur contenant leurs moyennes et leurs incertitudes dues aux étalons et aux mesures : $m(e_j), u(e_j)$
<b>5</b>	<b>g</b>	Moyenne des paramètres S mesurés du DST et leurs incertitudes dues aux mesures $m(S_{DST\_mesu}), u_{mesu}(S_{DST\_mesu})$ Termes d'erreur contenant leurs moyennes et leurs incertitudes dues aux étalons et aux mesures : $m(e_j), u(e_j)$	Moyenne des paramètres S estimés du DST et leurs incertitudes dues aux mesures $m(S_{DST}), u(S_{DST})$

Tableau IV.13 - Variables d'entrée et de sortie dans le modèle de calcul d'incertitudes à l'aide de l'approche indirecte

Cette approche a été appliquée à la méthode TRL pour le calcul d'incertitudes des paramètres S conventionnels [90] à l'aide de l'outil de calcul Metas.Unclib qui permet de définir des nombres incertains contenant la valeur estimée et les sensibilités de chaque grandeur d'influence. Comme mentionné précédemment, l'influence de la non-linéarité des fonctions de la méthode Multimode TRL ne permet pas d'utiliser la même approche à l'aide de l'outil Metas.Unclib pour la propagation d'incertitudes des paramètres S en mode mixte. La méthode de Monte Carlo sera donc utilisée dans ce cas.

Il faut noter que, lorsque l'influence des fonctions non-linéaires est importante, l'incertitude des mesurandes augmente sensiblement et la moyenne est alors forcément éloignée de la valeur attendue. Par exemple, les moyennes sur le facteur de réflexion  $S_{11}^{dd}$  de la ligne désadaptée représentées dans les tableaux IV.9 et IV.11 sont sensiblement différentes à la fréquence de 15 GHz (0,2501 par rapport à 0,4251) à cause des niveaux d'incertitudes des grandeurs d'entrée. Par conséquent, avec le niveau d'incertitudes des variables d'entrée constaté dans cette étude, appliquer deux fois la fonction **h** pour obtenir des incertitudes dues aux mesures et aux imperfections des étalons, peut conduire à des mauvais résultats de correction car les moyennes des termes d'erreur dans les deux étapes 1 et 3 du Tableau IV.13 n'auront pas la même valeur ( $m_{mesu}(e_j) \neq m_{etalon}(e_j)$ ). Faute de temps, cette partie n'est pas encore été évaluée dans cette étude et constitue donc une des perspectives envisagées pour la suite de ce travail.

#### 4.5. Conclusion

Nous avons présenté la première conception et réalisation d'un kit d'étalonnage Multimode TRL et d'un kit de vérification à base de lignes CCPW et d'atténuateurs sur un substrat de quartz dans la configuration

GSGSG pour des mesures de paramètres S en mode mixte sur wafer. Les mesures sont effectuées à l'aide de deux méthodes dites « one-tier » et « two-tier » dans la bande de fréquence de 1 GHz à 40 GHz. Nous constatons un très bon accord entre les valeurs corrigées obtenues par ces deux approches. La cohérence des résultats valide l'utilisation de l'option du « stimulus » en mode différentiel vrai de l'ARV 4-ports.

L'estimation de l'incertitude pour les mesures de paramètres S en mode mixte sous pointes est effectuée en utilisant l'approche « one-tier » qui permet de réduire considérablement le temps de mesure et le nombre d'étalons utilisés. Nous avons estimé les incertitudes des sources d'influence attribuées aux mesures et aux imperfections des étalons. Les incertitudes liées aux mesures (répétabilité de mesure, stabilité des câbles et stabilité des commutateurs) sont obtenues expérimentalement. Parmi l'ensemble des sources d'influence, la répétabilité est l'une des plus importantes. Nous avons donc, pour une première estimation des incertitudes, étudié l'influence des incertitudes liées à la seule répétabilité de mesure des étalons et du dispositif sous test (DST) par propagation des erreurs jusqu'au dispositif mesuré.

Deux approches ont été abordées pour estimer des incertitudes des paramètres S en mode mixte du DST. L'approche analytique est basée sur le calcul des dérivées partielles à l'aide de l'outil de calcul Metas.Unclib. Ce processus peut être automatisé en intégrant des nombres incertains contenant la valeur estimée et ses sensibilités aux différentes grandeurs d'influence. Lorsque ces nombres incertains sont définis dans des expressions mathématiques, les incertitudes se propagent dans le modèle mathématique pour obtenir finalement les incertitudes sur les grandeurs de sortie du modèle sans avoir besoin de calculer les dérivées partielles manuellement, opération qui peut s'avérer très fastidieuse, étant donné le nombre conséquent d'expressions mathématiques mises en jeu dans l'algorithme Multimode TRL. L'approche numérique basée sur la méthode de Monte Carlo permet d'estimer non seulement les valeurs moyennes et les incertitudes mais également la loi de distribution des mesurandes. Nous avons utilisé  $10^6$  échantillons pour représenter les valeurs et distributions des grandeurs d'entrée, conduisant à exécuter l'algorithme Multimode TRL autant de fois pour obtenir  $10^6$  valeurs de paramètres S en mode mixte du DST. Le très grand nombre de résultats permet d'extraire de manière précise les valeurs moyennes et les incertitudes des grandeurs de sortie.

Nous avons utilisé ces deux approches pour la mesure de la ligne désadaptée. Les résultats montrent que l'approche des dérivées partielles, basée sur une approximation de la série de Taylor au premier ordre, ne peut pas être utilisée à cause de l'influence significative de la non-linéarité des fonctions mathématiques de l'algorithme Multimode TRL dès lors que les incertitudes sur les grandeurs d'entrée sont conséquentes. La méthode Monte Carlo s'avère alors bien plus précise bien qu'elle nécessite des temps de calcul très longs.

Outre les incertitudes attribuées au processus de mesure, il convient également prendre en compte celles liées à la conception et à la réalisation des étalons. Ces valeurs sont obtenues par la simulation sous CST en étudiant la sensibilité des paramètres S des étalons en fonction de la variation des valeurs caractéristiques des lignes de transmission (épaisseur du substrat et de la couche métallique, largeur des lignes conductrices, permittivité relative du substrat). La méthode d'auto-étalonnage Multimode TRL ne permettant pas la

propagation directe de ces erreurs, nous avons donc présenté une méthode alternative de calcul indirect des coefficients de sensibilité. Faute de temps, les premiers résultats ne sont pas encore disponibles et cette partie de l'étude est en cours de développement au LNE.