



Conception et développement d'étalons pour la mesure des paramètres S en mode mixte de circuits intégrés et méthodes associées

Thi Dao Pham

► To cite this version:

Thi Dao Pham. Conception et développement d'étalons pour la mesure des paramètres S en mode mixte de circuits intégrés et méthodes associées. Electronique. Université Paris Saclay (COMUE), 2019. Français. NNT : 2019SACLT032 . tel-02313999

HAL Id: tel-02313999

<https://pastel.hal.science/tel-02313999>

Submitted on 11 Oct 2019

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

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

Conception et développement d'étalons pour la mesure des paramètres S en mode mixte de circuits intégrés et méthodes associées

Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay
préparée à Télécom Paris

École doctorale n°575
Electrical, optical, bio-physics and engineering (EOBE)
Spécialité de doctorat : Sciences de l'information et de la communication

Thèse présentée et soutenue à Paris, le 12 septembre 2019, par :

Thi Dao PHAM

Composition du Jury :

M. Denis BARATAUD
Professeur à l'Université de Limoges
M. Michel CAMPOVECCHIO
Professeur à l'Université de Limoges
M. Eric KERHERVÉ
Professeur à IMS Bordeaux
M. Christophe GAQUIERE
Professeur à l'Université de Lille
M. Jean-Christophe COUSIN
Maitre de Conférences à Télécom Paris
M. Eric BERGEAULT
Professeur à Télécom Paris
M. Djamel ALLAL
Ingénieur chercheur au LNE
M. François ZIADE
Ingénieur chercheur au LNE

Président
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Directeur de thèse
Co-encadrant
Invité

« Il n'y a pas de fin à l'éducation. Ce n'est pas en lisant un livre, en réussissant un examen que nous terminons notre éducation. Toute votre vie, à partir du moment où que vous êtes né jusqu'à l'instant de la mort, est un processus d'apprentissage »

Jiddu Krishnamurti

Remerciements

« La reconnaissance est la mémoire du cœur ».

(Hans Christian Andersen)

Le travail présenté dans ce manuscrit a été réalisé au sein du groupe Hautes Fréquences du Laboratoire National de métrologie et d'Essai (LNE) et du groupe Radio-Fréquences et Micro-Ondes (RFM) de l'école Telecom Paris dans le cadre d'un financement CIFRE. Mes remerciements seront adressés particulièrement au jury de thèse, à mes collègues de travail, à mes proches et à ceux qui m'ont aidé avec leurs soutiens scientifiques, techniques et moraux durant toutes ces trois années d'études.

J'adresse tout d'abord mes remerciements à Monsieur Denis BARATAUD, Professeur à l'université de Limoges, pour l'honneur qu'il m'a accordé en acceptant de présider le jury.

Toute ma gratitude va aux rapporteurs, Monsieur Michel CAMPOVECCHIO, Professeur à l'université de Limoges, et Monsieur Eric KERHERVE, Professeur IMS Bordeaux, pour avoir lu attentivement le manuscrit de thèse et pour leurs remarques constructives.

J'exprime ma reconnaissance envers Monsieur Christophe GAQUIERE, Professeur à l'université de Lille, et Monsieur Jean-Christophe COUSIN, Maître de Conférences à Télécom Paris, pour avoir accepté d'être examinateurs dans le jury de thèse.

J'adresse mes remerciements à Monsieur Jean-Marie LERAT, responsable du département Métrologie électrique Haute fréquence du LNE et à Monsieur Bruno THEDREZ, Professeur à Telecom Paris et responsable du département Comelec pour m'avoir donné l'opportunité de faire la thèse et pour m'avoir accueilli chaleureusement au sein de ses équipes. Ils m'ont permis de faire avancer mes travaux dans de très bonnes conditions.

Je tiens à remercier profondément Monsieur Eric BERGEAULT, Professeur à Telecom Paris, pour la confiance qu'il m'a accordée en dirigeant cette thèse ainsi que pour la grande attention qu'il a portée à la rédaction des articles et du manuscrit, et à la préparation de soutenance. Ses multiples relectures méticuleuses avec ses conseils toujours très pertinents et ses commentaires enrichissants sur les points importants de la nouveauté de recherche m'a permis de préciser mon propos. Ce travail n'aurait pu être mené à terme sans son soutien technique et moral.

Je remercie de tout cœur Monsieur Djamel ALLAL, Ingénieur Chercheur au LNE, pour son soutien ininterrompu et les discussions fructueuses tout au long de ces trois années. Son expérience et son savoir scientifique m'a beaucoup aidée à m'épanouir dans mon travail de recherche. J'ai pris énormément de plaisir à travailler sous son encadrement et je lui suis reconnaissant pour sa patience et sa gentillesse.

J'aimerais témoigner de ma reconnaissance envers Monsieur François ZIADE, Ingénieur Chercheur au LNE, pour ses conseils et son partage des connaissances lors de nos échanges techniques et pour sa participation au jury en tant qu'invité.

J'adresse aussi mes remerciements à Monsieur Antoine KHY, Ingénieur Recherche et Développement à Télécom Paris, pour leur aide précieuse lorsque j'ai pris en main le logiciel « ADS Momentum ».

J'exprime ma reconnaissance envers mes collègues, Massar WADE, Alexis LITWIN, Mohamed OUAMEUR, Mohammad Saif KHAN, José MORAN, Alexandra DELVALLEE pour les conversations techniques et pour leur aide lors de réalisation de mesures.

Mes remerciements vont à tous mes collègues du laboratoire, en particulier à Hubert BERRY, Pierre-Jean JANIN, Daniela ISTRATE, Dominique FORTUNE, Alain DURSENT, Michaël CHARLES, Emmanuel PATOIS, Remy PICOU, Omer MOREAU, Christel COSTANTINO, Mathilde GONTIER, Olivier SERON, Hanane SAADEDDINE, pour leur amitié, leurs encouragements, et pour les moments agréables avec eux.

Je remercie du fond du cœur mes parents, ma tante, mon frère et mes sœurs pour leur soutien moral tout au long de mon chemin. Mon parcours personnel et professionnel nous a amené à nous séparer mais notre grand amour est plus fort que la distance car je crois toujours que *« la distance est à l'amour ce que le vent est au feu : il attise les grands et éteint les petits. »*.

Mes remerciements chaleureux vont en particulier à mon cher époux qui a toujours su me donner de bons conseils. Sa présence et ses encouragements à ces années si particulier de ma vie est pour moi un cadeau très précieux. *« Tout est possible à qui rêve, ose, travaille et n'abandonne jamais. » (Xavier Dolan)* : cette affirmation positive qu'il m'a encouragé à pratiquer de manière régulière m'a inspirée et poussée à croire en mon potentiel pour traverser des moments difficiles et pour m'épanouir professionnellement et personnellement.

Je ne terminerai pas mes remerciements sans remercier toutes celles et tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Table des matières

REMERCIEMENTS	3
LISTE DES TABLEAUX.....	8
LISTE DES FIGURES	10
LISTE DES ANNEXES.....	15
INTRODUCTION GENERALE	16
CHAPITRE I. GENERALITES SUR LA CARACTERISATION DES CIRCUITS DIFFERENTIELS	20
1.1. INTRODUCTION	20
1.2. CIRCUITS DIFFERENTIELS	23
1.2.1. <i>Modes de propagation</i>	23
1.2.2. <i>Ligne de transmission en structure planaire couplée</i>	26
1.2.2.1. Ligne MS couplée.....	26
1.2.2.2. Ligne CPW couplée	29
1.3. CARACTERISATION DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES A HAUTE FREQUENCE	34
1.3.1. <i>Matrice des paramètres S</i>	34
1.3.1.1. Intérêt des paramètres S.....	34
1.3.1.2. Présentation des paramètres S.....	35
1.3.2. <i>Matrice S en mode mixte</i>	38
1.3.2.1. Présentation des paramètres S en mode mixte	38
1.3.2.2. Transformation des paramètres S classiques en paramètres S en mode mixte	41
1.3.3. <i>Différentes méthodes de mesure des composants différentiels</i>	43
1.4. SYSTEME DE MESURE DES PARAMETRES S	44
1.4.1. <i>Analyseur de réseau vectoriel</i>	44
1.4.1.1. Architecture principale d'un ARV	44
1.4.1.2. ARV 4-ports	48
1.4.1.3. Opération d'un ARV 4-ports en mode différentiel vrai	49
1.4.2. <i>Station de mesure sous pointes</i>	50
CHAPITRE II. METHODES D'ETALONNAGE POUR LA MESURE DE PARAMETRES S SOUS	
POINTES 53	
2.1. INTRODUCTION	53
2.2. SOURCES DES ERREURS DE MESURE DES PARAMETRES S	54
2.2.1. <i>Erreurs non-corrigées par l'étalonnage</i>	54
2.2.1.1. Erreurs aléatoires	54
2.2.1.2. Erreurs de dérive.....	54
2.2.2. <i>Erreurs systématiques corrigées par l'étalonnage</i>	55
2.2.2.1. Directivité	55
2.2.2.2. Désadaptation de la source et de la charge.....	55
2.2.2.3. Déséquilibre en réflexion et en transmission	56

2.2.2.4.	Diaphonie	56
2.3.	ETALONNAGE POUR LA MESURE D'UNE CHARGE	57
2.4.	ETALONNAGE POUR LA MESURE D'UN QUADRIPOLE	58
2.4.1.	<i>Modèle à douze termes d'erreur</i>	58
2.4.1.1.	Diagramme de fluence	58
2.4.1.2.	Méthode d'étalonnage SOLT	59
2.4.2.	<i>Modèle à huit termes d'erreur</i>	61
2.4.2.1.	Méthodes d'étalonnage TRL et Multiline TRL	64
2.4.2.2.	Méthode d'étalonnage LRM et LRRM	67
2.5.	ETALONNAGE POUR LA MESURE D'UN CIRCUIT DIFFERENTIEL	70
2.5.1.	<i>Etalonnage de l'ARV multiports</i>	70
2.5.1.1.	Modèle d'erreur d'un ARV multiports	70
2.5.1.2.	Termes d'erreur des commutateurs de l'ARV 4-ports	71
2.5.1.3.	Enjeux relatifs à la mesure sous pointes d'un circuit à quatre-ports	72
2.5.2.	<i>Méthode d'étalonnage Multimode TRL</i>	73
2.5.2.1.	Principe général	73
2.5.2.2.	Détermination des constantes de propagation complexes	76
2.5.2.3.	Détermination des termes d'erreur.....	78
2.6.	DEUX APPROCHES DE MESURE DES PARAMETRES S EN MODE MIXTE SOUS POINTES	81

CHAPITRE III. CONCEPTION D'ETALONS INTEGRES POUR LA METHODE D'ETALONNAGE

MULTIMODE TRL	84
3.1. CHOIX DE LA STRUCTURE DES ETALONS	84
3.1.1. Choix de la technologie planaire	84
3.1.2. Choix des matériaux	85
3.1.3. Choix des dimensions.....	86
3.2. SIMULATION 3D ELECTROMAGNETIQUE A L' AIDE DU LOGICIEL « CST MICROWAVE STUDIO »	90
3.2.1. Simulation des paramètres S en mode mixte des lignes CCPW.....	90
3.2.2. Permittivité effective et impédance caractéristique de la ligne à partir de la simulation sous CST	92
3.3. KIT D'ETALONNAGE ET DE VERIFICATION.....	93
3.3.1. Etalons Multimode TRL.....	93
3.3.1.1. Lignes étalons Thru et Line	93
3.3.1.2. Etalon Reflect	94
3.3.2. Elements de vérification.....	95
3.3.2.1. Ligne CCPW adaptée	95
3.3.2.2. Double atténuateur en T.....	95
3.3.2.3. Ligne désadaptée	96
3.3.2.4. Ligne déséquilibrée.....	97
3.3.3. Ensemble du kit d'étalonnage et du kit de vérification	99
3.3.4. Validation de l'algorithme Multimode TRL par les données de simulation	100
3.4. DETERMINATION DE L'IMPEDANCE CARACTERISTIQUE DE LA LIGNE CCPW	104
3.4.1. Valeur statique de l'impédance caractéristique de la ligne.....	104
3.4.2. Détermination de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence.....	105

CHAPITRE IV. APPLICATION DE L'ETALONNAGE MULTIMODE TRL AUX MESURES DES PARAMETRES S EN MODE MIXTE SOUS POINTES	107
4.1. INTRODUCTION	107
4.2. RESULTATS DE MESURE DES ETALONS MULTIMODE TRL.....	107
4.2.1. Configuration de mesure.....	107
4.2.2. Choix de l'étalon Reflect.....	108
4.2.3. Termes d'erreur des commutateurs de l'ARV 4-ports	109
4.2.4. Comparaison des constantes de propagation entre les deux approches « one-tier » et « two-tier ».....	110
4.2.5. Evaluation des impédances caractéristiques	111
4.3. VALIDATION DE L'ALGORITHME MULTIMODE TRL POUR LES MESURES DES DIFFERENTS ELEMENTS DE VERIFICATION	112
4.3.1. Ligne adaptée.....	112
4.3.2. Atténuateur.....	113
4.3.3. Ligne désadaptée	114
4.3.4. Ligne déséquilibrée.....	116
4.4. ESTIMATION DES INCERTITUDES DES PARAMETRES S EN MODE MIXTE	118
4.4.1. Modèle de mesure prenant en compte l'influence des incertitudes.....	118
4.4.2. Composantes d'incertitudes attribuées aux mesures	119
4.4.2.1. Répétabilité de mesure.....	119
4.4.2.2. Stabilité des câbles.....	123
4.4.2.3. Diaphonie entre les deux sondes.....	124
4.4.2.4. Stabilité des commutateurs	125
4.4.2.5. Composantes d'incertitudes liées à l'ARV	125
4.4.3. Composantes d'incertitudes attribuées à la réalisation des étalons	125
4.4.4. Influence de la répétabilité de mesure sur les paramètres S en mode mixte.....	128
4.4.5. Propagation automatique des incertitudes pour les techniques d'auto-étalonnage	135
4.4.5.1. Propagation des incertitudes relatives aux imperfections des étalons.....	135
4.4.5.2. Approche indirecte du calcul d'incertitudes appliquée à la technique d'auto-étalonnage TRL	135
4.5. CONCLUSION	137
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	140
BIBLIOGRAPHIE	163
PUBLICATIONS.....	167

Liste des tableaux

Tableau I.1 - Représentation des tensions et courants par modes au port 1 en mode mixte.....	25
Tableau I.2 - Paramètres Z, Y, H et ABCD.....	34
Tableau I.3 - Relations de passage entre les paramètres S et les paramètres ABCD	38
Tableau I.4 - Matrice S_{mm} regroupée par modes ou par ports	40
Tableau I.5 - Relation entre le stimulus et la réponse des paramètres S_{mm} regroupés par modes	41
Tableau I.6 - Matrices S de dimension 2×2 à partir de six couples de ports	43
Tableau I.7 - Taille et fréquence de fonctionnement des connecteurs coaxiaux	52
Tableau II.1 - Les douze termes d'erreur de l'ARV	59
Tableau II.2 - Caractéristiques requises des étalons pour les méthodes LRM et LRRM	68
Tableau II.3 - Avantages et inconvénients des méthodes d'étalonnage SOLT, SOLR, TRL, Multiline TRL, LRM et LRRM.....	69
Tableau II.4 - Combinaisons de trois impédances formant le Reflect et leurs matrices S	74
Tableau II.5 - Récapitulatif des principales étapes et équations de l'algorithme Multimode TRL	81
Tableau III.1 - Permittivité relative et pertes diélectriques de quelques matériaux	85
Tableau III.2 - Matériaux des lignes CCPW-Fonderie IEMN.....	85
Tableau III.3 - Largeurs des conducteurs et valeurs des impédances caractéristiques de la ligne CCPW-GSGSG	87
Tableau III.4 - Tensions des modes impair et pair avec COMSOL Multiphysics.....	88
Tableau III.5 - Dimensions des lignes CCPW-GSGSG sur le substrat de quartz	89
Tableau III.6 - Capacités linéiques, permittivités et impédances caractéristiques obtenues avec COMSOL .	89
Tableau III.7 - Permittivités relatives effectives et impédances caractéristiques de la ligne CCPW-GSGSG à partir des simulations sous COMSOL et CST	93
Tableau III.8 - Longueurs des lignes étalons.....	94
Tableau III.9 - Dimensions des doubles atténuateurs en T.....	96
Tableau III.10 - Dimensions de la ligne désadaptée à l'aide d'une discontinuité au niveau de la largeur du ruban	97
Tableau III.11 - Résumé des éléments de vérification	98
Tableau III.12 - Valeur statique de l'impédance caractéristique en modes différentiel et commun	104
Tableau IV.1 - Configuration de mesure des paramètres S à l'aide d'ARV 4-ports	107
Tableau IV.2 - Description des termes dans le modèle de mesure des paramètres S	118
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	119
Tableau IV.4 - Sources d'influence contribuant à la répétabilité de mesure sous pointes	120
Tableau IV.5 - Incertitudes attribuées à l'ARV	125

Tableau IV.6 - Sources d'incertitudes attribuées aux imperfections des étalons	126
Tableau IV.7 - Incertitudes des paramètres S_{mm} en mode mixte dues aux imperfections des étalons.....	126
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).....	129
Tableau IV.9 - Incertitudes sur le facteur de réflexion S_{11}^{dd} de la ligne désadaptée.....	131
Tableau IV.10 - Incertitudes sur le facteur de transmission S_{21}^{dd} de la ligne désadaptée	131
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}).....	132
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}).....	133
Tableau IV.13 - Variables d'entrée et de sortie dans le modèle de calcul d'incertitudes à l'aide de l'approche indirecte	137

Liste des figures

Figure I.1 - Structure asymétrique utilisant deux conducteurs	20
Figure I.2 - Immunité au bruit des circuits différentiels	20
Figure I.3 - Architecture classique d'un système émetteur-récepteur RF hétérodyne.....	21
Figure I.4 - Supports de transmission : (a) ligne coaxiale, (b) guide rectangulaire, (c) ligne micro-ruban.....	22
Figure I.5 - Définition des signaux de deux modes de propagation : (a) mode impair, (b) mode pair.....	23
Figure I.6 - Définition des tensions et des courants : (a) mode impair, (b) mode différentiel, (c) mode pair, (d) mode commun.....	24
Figure I.7 - Tensions et courants d'un DST : (a) quatre ports physiques, (b) deux ports logiques en mode mixte	25
Figure I.8 - Champs électrique (E) et magnétique (H) d'une ligne microstrip	26
Figure I.9 - (a) topologie de la ligne MS couplée, (b) lignes de champs électromagnétiques de mode impair, (c) lignes de champs électromagnétiques de mode pair.....	27
Figure I.10 - Circuit équivalent d'une longueur infinitésimale de la ligne (dx)	28
Figure I.11 - Représentation en éléments localisés (L , C) d'une longueur infinitésimale de ligne MS couplée sans pertes	28
Figure I.12 - Topologie d'une ligne CPW : (a) sans plan de masse supplémentaire au-dessous d'un substrat, (b) avec plan de masse supplémentaire au-dessous d'un substrat	30
Figure I.13 - Lignes de champ électromagnétique d'une ligne CPW de mode (a) quasi-TEM (b) quasi-TE .	30
Figure I.14 - Topologie de la ligne CCPW en configuration : (a) GSSG, (b) GSGSG	32
Figure I.15 - Lignes de champ électrique d'une ligne CCPW en configuration GSSG de modes : (a) impair (b) pair	32
Figure I.16 - Tensions et courants d'un quadripôle	34
Figure I.17 - Ondes incidentes et réfléchies d'un quadripôle	36
Figure I.18 - Ondes incidentes et réfléchies d'un DST : (a) à quatre ports physiques, (b) à deux ports logiques en mode mixte.....	39
Figure I.19 - Mesure du DST à quatre ports à l'aide de l'ARV 2-ports : (a) mesure des couples des ports, (b) mesure en utilisant des « baluns »	43
Figure I.20 - (a) connexions entre les quatre ports du DST et de l'ARV, (b) mesure d'une ligne couplée à l'aide de l'ARV 4-ports	44
Figure I.21 - Blocs principaux d'un ARV	45
Figure I.22 - Schéma fonctionnel d'un ARV 2-ports	45
Figure I.23 - Caractéristiques d'un coupleur directif à trois ports.....	46
Figure I.24 - Sensibilité : (a) détecteurs à diodes, (b) récepteurs accordés	47

Figure I.25 - Schéma du récepteur accordé d'un ARV	47
Figure I.26 - Architecture d'un ARV 4-ports avec une source et deux récepteurs par port	48
Figure I.27 - Architecture d'un ARV 4-ports N5227A avec deux sources d'excitation	48
Figure I.28 - Stimulus de l'ARV 4-ports N5227A	49
Figure I.29 - Opération d'un ARV 4-ports en mode différentiel vrai.....	50
Figure I.30 - Station de mesure sous pointes (SUSS PM8 MICROTEC)	51
Figure I.31 - Chuck et microscope de station de mesure sous pointes	51
Figure I.32 - Sonde Dual de Picoprobe en configuration : (a) GSSG, (b) GSGSG.....	52
Figure II.1 - Sources d'erreurs systématiques du système de mesure des paramètres S	55
Figure II.2 - Illustration de l'erreur de réponse fréquentielle de l'ARV.....	56
Figure II.3 - Diaphonie due à la fuite du signal de source.....	57
Figure II.4 - Diagramme de fluence des mesures en réflexion : (a) directivité, (b) désadaptation de la source, (c) déséquilibre en réflexion	57
Figure II.5 - (a) insertion d'un quadripôle d'erreur X pour la mesure d'une charge, (b) modèle d'erreur à un port.....	57
Figure II.6 - Diagramme de fluence selon les deux états du commutateur : (a) sens direct, (b) sens inverse .	58
Figure II.7 - Modèle équivalent de charges : (a) circuit-ouvert, (b) court-circuit, (c) charge adaptée	60
Figure II.8 - Modèle électrique de charge adaptée	61
Figure II.9 - Modèle à huit termes d'erreur	62
Figure II.10 - Modèle à huit termes d'erreur avec la prise en compte des deux états du commutateur	63
Figure II.11 - Exemple des étalons TRL : (a) Thru, (b) Line, (c) Reflect (court-circuit).....	64
Figure II.12 - Changement des plans de référence des paramètres S	66
Figure II.13 - Modèle d'erreur d'un ARV n -ports : (a) modèle complet, (b) modèle sans tenir compte de la diaphonie.....	70
Figure II.14 - Exemple d'étalons Thru pour l'étalonnage multiport : (a) ligne droite, (b) ligne coudée.....	73
Figure II.15 - Etalon Reflect constitué de trois impédances Z_1 , Z_2 et Z_{12}	74
Figure II.16 - (a) dispositif à $2n$ -ports physiques, (b) généralisation de la matrice S d'un dispositif à $2n$ -ports physiques	75
Figure II.17 - Modèle de mesure du DST différentiel à quatre-ports physiques correspondant à deux ports logiques en mode mixte	75
Figure II.18 - Mesure de l'étalon Reflect : (a) au port 1 en mode mixte, (b) au port 2 en mode mixte	79
Figure II.19 - Modèle de mesure des paramètres S en mode mixte sous pointes.....	82
Figure II.20 - Méthodes de mesure avec l'étalonnage « one-tier » et « two-tier ».....	83
Figure III.1 - Ligne CCPW en configuration GSGSG	84
Figure III.2 - Espacement entre les pointes de la sonde GSGSG	86
Figure III.3 - Coupe transversale d'une ligne CCPW-GSSG sur un substrat diélectrique	87
Figure III.4 - Tensions sur les deux lignes conductrices de la ligne CCPW	88

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	89
Figure III.6 - Définition des quatre ports physiques de la ligne CCPW sous CST	91
Figure III.7 - Port en mode mixte avec multibroche sous CST	91
Figure III.8 - Permittivité relative effective de la ligne CCPW-GSGSG (simulation sous CST)	92
Figure III.9 - Impédance caractéristique de la ligne Thru (simulations sous CST) : (a) mode différentiel, (b) mode commun.....	92
Figure III.10 - Structure de Reflect : (a) OLO, (b) OSO	94
Figure III.11 - Double atténuateur 20 dB en T	95
Figure III.12 - Ligne désadaptée avec discontinuité au niveau de la largeur du ruban	96
Figure III.13 - Ligne déséquilibrée avec une résistance série.....	97
Figure III.14 – Termes de la conversion du mode différentiel vers le mode commun des lignes adaptée et déséquilibrée (données de simulation avec CST)	98
Figure III.15 - Etalons Multimode TRL réalisés sur wafer de quartz : (a) Thru, (b) Reflect « OLO », (c) Reflect « OSO »	99
Figure III.16 - Eléments de vérification réalisés sur wafer de quartz : (a) ligne adaptée, (b) atténuateur, (c) ligne déséquilibrée	99
Figure III.17 - Simulation sous CST : (a) composant seul (valeur vraie), (b) composant inséré entre les boîtes d'erreur (valeur non corrigée).....	100
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).....	101
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).....	101
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)	102
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).....	103
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)	103
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	104
Figure IV.1 - Modèle de mesure du DST différentiel à quatre-ports physiques correspondant à deux ports logiques en mode mixte	108
Figure IV.2 - Facteurs de réflexion corrigés de la ligne désadaptée avec l'utilisation du Reflect « OLO » .	108
Figure IV.3 - Facteurs de réflexion corrigés de la ligne désadaptée avec l'utilisation du Reflect « OSO » .	109
Figure IV.4 - Termes d'erreur des commutateurs : (a) I_1 , (b) I_2 , (c) I_3 , (d) I_4	109
Figure IV.5 - Comparaison entre les constantes de propagation des modes différentiel et commun de la simulation et des deux approches de mesure	110

Figure IV.6 - Impédance caractéristique des lignes CCPW du kit : (a) mode différentiel, (b) mode commun	111
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.....	112
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.....	113
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	114
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.....	114
Figure IV.11 - Sous-matrice S^{cd} (amplitude en dB) de conversion du mode différentiel vers le mode commun pour la ligne désadaptée.....	115
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.....	116
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.....	116
Figure IV.14 - Sous-matrice S^{cd} (amplitude en linéaire) de conversion du mode différentiel vers le mode commun pour la ligne déséquilibrée	117
Figure IV.15 - Modèle de mesure des paramètres S à l'aide d'un ARV à n -ports.....	118
Figure IV.16 - Répétabilité de mesure : (a) repositionnement des pointes en déplaçant les sondes, (b) repositionnement des pointes en déplaçant le wafer, (c) alignement des pointes sur wafer	120
Figure IV.17 - Amplitude des incertitudes de la répétabilité de mesure pour l'étalon Reflect « OSO »	121
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	122
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.....	122
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 μ m.....	123
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 ₅)	123
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	124
Figure IV.23 - Diaphonie entre les deux sondes à différentes distances	124
Figure IV.24 - (a) amplitude du terme de commutateurs Γ_1 , (b) amplitude de l'incertitude attribuée à la stabilité du commutateur $u(\Gamma_1)$	125
Figure IV.25 - Amplitude des incertitudes liées à l'étalon Thru : (a) sur le coefficient de réflexion, (b) sur le coefficient de transmission	127

Figure IV.26 - Amplitude des incertitudes liées à l'étalon Line : (a) sur le coefficient de réflexion, (b) sur le coefficient de transmission	127
Figure IV.27 - Amplitude des incertitudes liées à l'étalon Reflect	128
Figure IV.28 - Histogramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de S_{11} de l'étalon Thru à 15 GHz	130
Figure IV.29 - Histogramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de S_{31} de l'étalon Thru à 15 GHz	130
Figure IV.30 - Histogramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de S_{11}^{dd} à 15 GHz	132
Figure IV.31 - Histogramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de S_{21}^{dd} à 15 GHz	132
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}).....	133
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}).....	134

Liste des annexes

Annexe 1 - Calcul quasi-statique pour des lignes coplanaires couplées.....	146
Annexe 2 - Méthode d'étalonnage Multimode TRL.....	150
Annexe 3 - Kit d'étalonnage Multimode TRL à partir de lignes coplanaires CCPW-GSSG sur un substrat d'Arséniure de Gallium.....	158

Introduction générale

Depuis plusieurs années, des circuits électroniques radiofréquence (RF) et micro-ondes (fréquences de 100 MHz à 1000 GHz) se retrouvent au cœur d'un nombre croissant de systèmes (télécommunications, réseaux sans fil, télédétection, etc.) couvrant tous types d'applications dans les secteurs militaires, industriels et commerciaux tels que l'aérospatial, l'aéronautique, l'automobile et le médical. Pour ces domaines, la qualité et la performance des produits ainsi que l'exactitude des mesures jouent un rôle extrêmement important. La conception et la caractérisation d'un composant ou d'un système électronique RF et micro-ondes se basent sur la mesure des principales grandeurs comme la tension, la puissance, les paramètres de répartition (paramètres S), les impédances et le bruit. En hyperfréquences, la puissance est plus facile à mesurer que la tension car l'amplitude de celle-ci varie périodiquement le long d'un dispositif. La mesure de la puissance peut être réalisée grâce aux wattmètres utilisant des détecteurs bolométriques, des détecteurs à thermocouple et des détecteurs à diode [1]. De plus, le niveau de puissance à l'entrée et à la sortie d'un composant ou d'un système est souvent le facteur critique dans la conception des équipements RF et micro-ondes. Contrairement aux paramètres classiques comme les impédances ou les admittances qui représentent des relations directes entre les tensions et les courants, les paramètres S expriment des relations entre les ondes de puissances à l'entrée et à la sortie d'un dispositif. Ils permettent de répondre au problème de la caractérisation d'un quadripôle ou généralement d'un multi-pôle électronique en hyperfréquences. Les niveaux de puissance entrée-sortie, l'impédance et les coefficients de réflexion et de transmission d'un multi-pôle peuvent être déduits à partir de la connaissance des paramètres S. Les paramètres S d'un dispositif sont mesurés à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel (ARV) qui utilise des techniques de génération, de séparation et de détection des signaux pour obtenir les ondes incidentes, réfléchies et transmises. Il fournit des informations sur l'amplitude et sur la phase des paramètres S de tout dispositif dans une large bande de fréquence allant de quelques dizaines de MHz jusqu'à plusieurs centaines de GHz. Par ailleurs, les évolutions de la micro-électronique et des semi-conducteurs ont facilité la fabrication de composants électroniques micro-ondes. Il est donc primordial de mettre en œuvre des systèmes de mesure précis et fiables pour la caractérisation de ces composants.

La montée en fréquence des circuits numériques entraîne l'utilisation croissante de circuits différentiels afin de préserver l'intégrité du signal numérique à haute vitesse dans les circuits à forte densité de pistes grâce à leur meilleure immunité au bruit électrique de mode commun. Un composant différentiel est un dispositif électronique à deux entrées et à deux sorties représentant des symétries électriques et géométriques. Les circuits différentiels sont largement utilisés pour la conception des différents équipements RF des systèmes de télécommunications. On peut citer les amplificateurs différentiels, les lignes de transmission couplées, les mélangeurs différentiels. En se basant sur la topologie équilibrée, la propriété fondamentale des composants différentiels est de pouvoir répondre à une excitation de deux signaux de même amplitude avec un déphasage de 180° . Cependant, à cause des imperfections de conception, un signal

de mode commun peut être généré lorsque des courants d'interférence se propagent sur les deux conducteurs dans le même sens et reviennent par la masse. La conversion entre les modes différentiel et commun se produit en cas de déséquilibre du circuit par rapport à l'axe de propagation de l'onde. Par conséquent, les circuits différentiels doivent être caractérisés au moyen de paramètres S en mode mixte fournissant un aperçu complet de la propagation du signal en mode différentiel, en mode commun et en termes de conversion entre les deux modes [2]. De plus, la tendance à la miniaturisation et à l'intégration des dispositifs hyperfréquences favorise l'utilisation de structures planaires ou coplanaires telles que les lignes micro-ruban, les lignes coplanaires, les lignes à fente facilitant ainsi le développement des circuits intégrés monolithiques micro-ondes (MMIC) spécifiques. Il est donc nécessaire de mettre en œuvre des systèmes de mesure des paramètres S adaptés à ce type de circuits différentiels et d'en estimer la précision.

Les analyseurs de réseau n'ont cessé d'évoluer avec l'apparition de nouveaux circuits pour s'adapter aux demandes de plus en plus exigeantes en termes de techniques de caractérisation et de précision des mesures. Au début des années 1950, le fabricant Rohde & Schwarz a réalisé le premier modèle d'analyseur de réseau. Dans les années 1980, la mise en œuvre de blocs fonctionnels plus sophistiqués s'appuyant sur la technologie des microprocesseurs, rend plus fiable la caractérisation des circuits. À la fin des années 1990, parallèlement au développement des composants RF en topologie équilibrée, une amélioration essentielle des ARV a été apportée par l'introduction des ARV 4-ports, comme par exemple l'ARV 4-ports E5071A de Keysight qui fonctionne jusqu'à 8,5 GHz. En 2006, une autre famille d'analyseurs de réseau 4-ports de Keysight (par exemple : N5227A) étend la fréquence d'opération jusqu'à 67 GHz.

L'apparition d'ARV 4-ports avec le concept de paramètres S en mode mixte facilite la mesure des circuits différentiels. Outre la méthode traditionnelle qui consiste à mesurer les paramètres S classiques (« single ended ») pour les convertir en mode mixte, l'ARV 4-ports permet, à partir de deux sources d'excitation, de réaliser directement des mesures en mode différentiel vrai (« true mode »). La traçabilité des mesures de paramètres S en mode mixte par ces deux approches doit être démontrée au niveau des Laboratoires Nationaux de Métrologie (LNM). L'avantage des mesures traçables est qu'elles peuvent être utilisées de manière équivalente indépendamment les unes des autres. La traçabilité est établie par la relation entre les grandeurs mesurées et les grandeurs de base du Système International d'unités (SI). Les travaux antérieurs effectués dans les LNM ont permis d'établir la traçabilité des mesures de paramètres S au SI via des mesures dimensionnelles [3], [4] des éléments de référence utilisés lors de l'étalonnage de l'ARV. Afin de mettre en place la traçabilité des paramètres S en mode mixte des circuits symétriques, la méthode d'étalonnage Multimode TRL [5] convient particulièrement parce que l'impédance caractéristique des lignes, qui définit l'impédance de référence du système de mesure, peut être déterminée à partir de la mesure et de la simulation. Il s'agit d'une extension de la méthode d'étalonnage Thru-Reflect-Line (TRL) [6] conventionnelle permettant de prendre en compte la propagation multimodes des ondes électromagnétiques. Cette technique consiste principalement à mesurer trois étalons : deux lignes de transmission de différentes longueurs (Thru et Line) respectant des conditions de déphasage ainsi qu'une charge « Reflect » ayant un coefficient de réflexion élevé et identique pour chacun des accès de mesure.

Le premier objectif de cette thèse, effectuée dans le cadre d'une convention de recherche CIFRE entre le Laboratoire National de métrologie et d'Essais (LNE) et Télécom Paris sur la métrologie des paramètres S pour les impédances de référence symétriques, consiste à développer des composants planaires traçables qui seront utilisés pour l'étalonnage et pour la vérification de la précision des mesures de paramètres S en mode mixte. Le deuxième objectif est d'évaluer les incertitudes des mesures. L'ensemble de ces objectifs permettra d'établir la traçabilité des mesures de paramètres S de circuits symétriques sur wafer.

Le travail présenté dans ce manuscrit se décompose en quatre chapitres :

Les deux premiers chapitres sont consacrés aux rappels théoriques relatifs à la caractérisation des circuits différentiels et à l'étalonnage des paramètres S. Avant d'envisager la conception des étalons planaires en topologie équilibrée, il est nécessaire de rappeler la définition des concepts de base des structures planaires couplées, des modes de propagation principaux dédiés à ce type de structure (modes impair et pair, modes différentiel et commun). Nous aborderons les modèles d'erreur liés aux mesures des paramètres S à l'aide d'un ARV ainsi que les différentes méthodes d'étalonnage pour des mesures sous pointes. La méthode d'étalonnage Multimode TRL retenue pour ce travail sera abordée dans le deuxième chapitre. Nous développerons l'algorithme associé sur Matlab en se basant sur l'analyse détaillée de cette méthode réalisée par Wojnowski [7].

Dans le troisième chapitre, nous présentons les différentes étapes de conception des étalons planaires Multimode TRL en réalisant des simulations 3D électromagnétiques à l'aide du logiciel « CST Microwave Studio » et en effectuant la caractérisation électrique des éléments sous le logiciel « COMSOL Multiphysics ». Dans la littérature, des étalons Multimode TRL basés sur des lignes micro-ruban couplées ont été proposés [7], [8]. Cependant, cette structure nécessite la réalisation de trous métallisés (via) afin de connecter le plan de masse. La ligne coplanaire couplée (CCPW) pour laquelle tous les conducteurs métalliques sont déposés sur la même face rend cette technique bien adaptée aux étalons planaires sans besoin de réaliser les trous métallisés. Nous utiliserons cette topologie afin de concevoir et développer un kit d'étalonnage et de vérification pour des mesures de circuits différentiels sur wafer. Pour évaluer l'algorithme Multimode TRL, des lignes CCPW en configurations « Ground – Signal – Signal – Ground » (GSSG) et « Ground – Signal – Ground – Signal – Ground » (GSGSG) seront réalisés. Le plan de masse supplémentaire déposé entre les deux lignes conductrices de la configuration GSGSG permet d'affaiblir considérablement le couplage. La conception implique le choix de la structure de la ligne de transmission et des matériaux utilisés notamment pour le substrat. Le dioxyde de silicium (SiO_2) sous la forme de quartz est très répandu dans les dispositifs à semi-conducteurs grâce aux faibles pertes diélectriques et aux grandes uniformités d'épaisseur et de surface. En conséquence, ce substrat servira pour la réalisation de lignes CCPW dans la configuration GSGSG dans cette étude. Le substrat de quartz a déjà été utilisé pour la réalisation de lignes CPW afin d'appliquer la méthode TRL conventionnelle [9]. Mais à notre connaissance, c'est la première fois qu'un kit d'étalonnage Multimode TRL est réalisé sur une structure CCPW et sur ce type substrat. Les étalons seront conçus pour des mesures de paramètres S en mode mixte sur wafer de 1 GHz à 40 GHz, plage de fréquence couvrant un

grand nombre d'applications dans le domaine des télécommunications. Différents éléments intégrés tels que des lignes adaptées ou bien désadaptées, des atténuateurs, ainsi que des lignes de transmission déséquilibrées seront conçus comme éléments de vérification pour valider les résultats obtenus pour la mesure des modes de propagation différentiel et commun ainsi que pour la conversion entre modes.

Le quatrième chapitre traite de l'application de l'étalonnage Multimode TRL aux mesures sous pointes des paramètres S en mode mixte pour la caractérisation des éléments de vérification. Les mesures seront réalisées, à des fins de comparaison suivant deux approches, en excitant les sources de l'ARV, soit en mode asymétrique ou bien en mode différentiel vrai. De plus, les résultats de mesure seront comparés avec ceux donnés par la simulation sous « CST Microwave Studio ». Toutes les comparaisons ont pour but de démontrer la validité de l'algorithme Multimode TRL pour la détermination et la correction des termes d'erreur en utilisant des étalons conçus dans le cadre de notre travail. Il est à noter que quel que soit le système, la méthode mise en œuvre et la rigueur dans la manipulation, chaque résultat d'une mesure contient une part d'incertitude associée à une multitude de sources d'influence. Les résultats de caractérisation ne peuvent pas être considérés comme complets et fiables si l'information sur l'incertitude de mesure n'est pas donnée. L'évaluation des incertitudes comprenant la quantification des incertitudes des grandeurs d'entrée et leur propagation jusqu'au dispositif mesuré est donc une étape indispensable dans le développement de mesures de référence. Il existe différentes méthodes d'évaluation des incertitudes adaptées à nos besoins selon la grandeur mesurée et le modèle associé. Dans notre projet de métrologie des paramètres S en mode mixte, l'approche analytique à l'aide de l'outil Metas.Unclib [10], permettant de propager des incertitudes sans avoir besoin de calculer analytiquement les expressions des dérivées partielles de l'algorithme Multimode TRL, sera envisagée. Afin d'être validée, cette approche sera comparée à l'approche numérique basée sur la méthode « Monte Carlo ». Cette dernière présente un avantage lié à la possibilité d'obtenir la distribution des valeurs des mesurandes, mais elle est souvent moins appropriée pour des mesures des paramètres S à cause du temps de calcul très long pour une large bande de fréquence. Dans cette étude, l'évaluation de la propagation d'incertitudes des mesures de paramètres S en mode mixte, présentée pour la première fois et par deux approches (analytique et numérique), permettra d'analyser les facteurs d'influence sur la précision des mesures et ainsi conduira à l'établissement de la traçabilité des paramètres S en mode mixte.

Finalement, nous terminerons le manuscrit par un rappel des objectifs, des résultats obtenus et des principales contributions de la thèse. Des perspectives ouvertes par ce travail seront mentionnées dans cette dernière partie.

Chapitre I. Généralités sur la caractérisation des circuits différentiels

1.1. Introduction

Les circuits asymétriques pour lesquels les signaux sont référencés à la masse (potentiel de référence de 0 V) constituent un moyen classique de transmission des signaux électriques entre un émetteur et un récepteur. De manière simple, un premier conducteur transporte l'information des signaux électriques et un second conducteur est relié au potentiel de référence (Figure I.1).

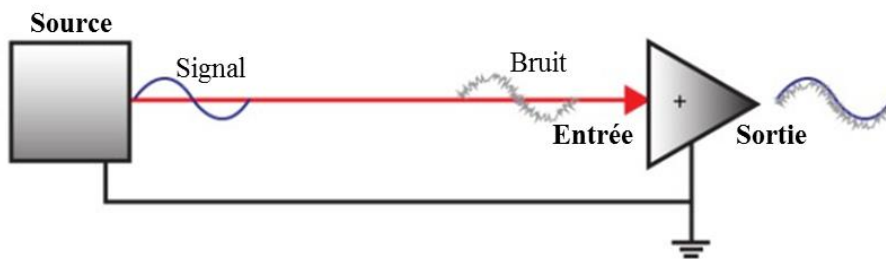


Figure I.1 - Structure asymétrique utilisant deux conducteurs

L'évolution de la conception et de la réalisation des circuits électroniques permet de développer des dispositifs RF et micro-ondes en augmentant la densité des blocs fonctionnels et des composants dans un circuit intégré. L'intégration des différentes fonctionnalités et la complexité croissante des circuits engendrent des enjeux liés aux interférences électromagnétiques et à l'alimentation électrique pour garantir le niveau de puissance de sortie et la linéarité requis. De nombreuses études ont été menées pour la conception et la caractérisation de circuits différentiels basés sur une topologie équilibrée avec l'utilisation de deux signaux de tensions opposées (même amplitude et différence de phase de 180°) afin de transmettre un signal avec un faible bruit et une gamme dynamique étendue [11]. Les signaux sur la paire de conducteurs équilibrés sont référencés les uns par rapport aux autres au lieu d'être référencés à la masse. La plupart des dispositifs différentiels sont conçus pour amplifier la composante différentielle et rejeter la composante commune ce qui permet d'éliminer pratiquement le bruit commun aux deux entrées.

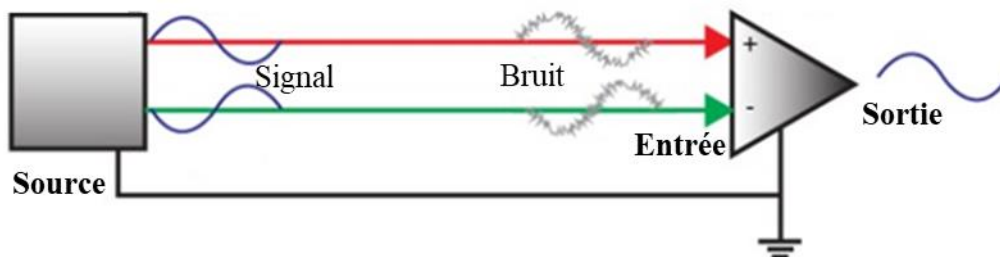


Figure I.2 - Immunité au bruit des circuits différentiels

Une illustration simple sur la Figure I.2 montre que les signaux d'interférence relatifs aux sources de bruit de mode commun sont éliminés dans le cas d'un composant différentiel idéal.

Evidemment, la structure différentielle par rapport à la structure asymétrique présente des inconvénients liés à la complexité topologique et à la difficulté de caractérisation des circuits. Malgré ces inconvénients, les circuits différentiels sont largement utilisés pour la conception des différentes fonctions RF des systèmes de télécommunication grâce à l'avantage avéré en ce qui concerne l'immunité aux sources de bruit électrique de mode commun. En effet, des structures différentielles comme les paires torsadées sont utilisées jusqu'aux centaines de MHz pour la téléphonie et la transmission de données informatiques dans le but de limiter la sensibilité aux interférences électromagnétiques. Plus récemment, des structures différentielles ont été mises en œuvre dans des blocs fonctionnels dédiés à l'amplification faible bruit [12], au filtrage [13], au mélange [14] jusqu'à l'antenne [15]. Ce sont des composants primordiaux d'une chaîne de transmission des communications radio. La Figure I.3 représente l'architecture classique d'un émetteur-récepteur RF hétérodyne.

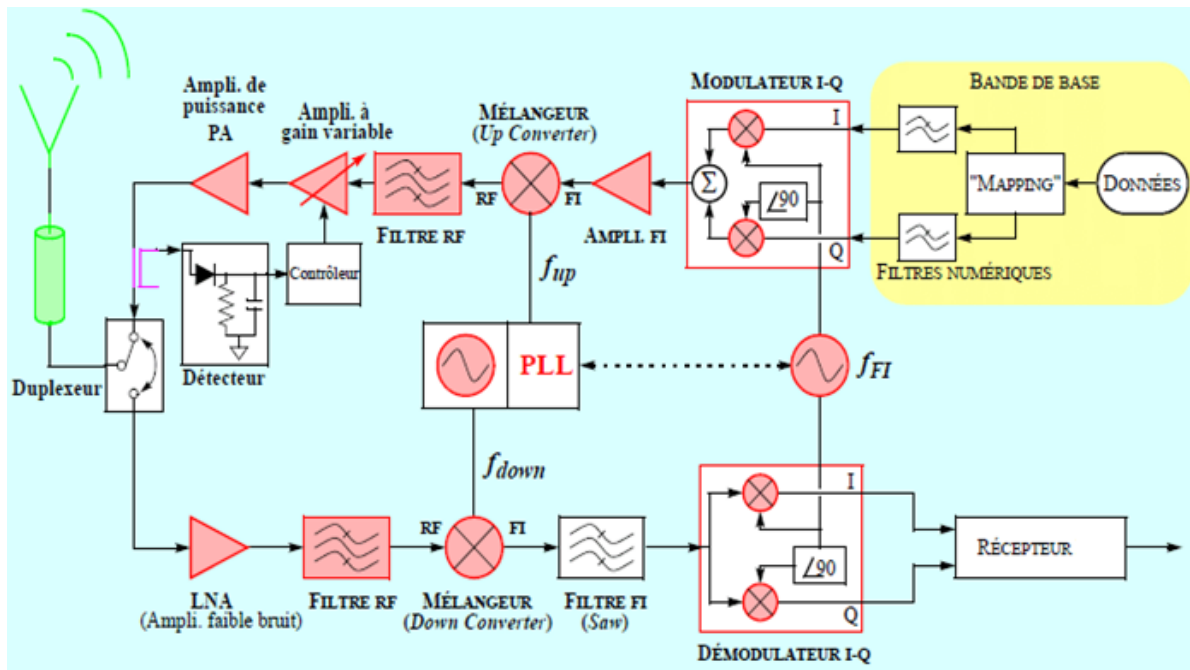


Figure I.3 - Architecture classique d'un système émetteur-récepteur RF hétérodyne

Dans les systèmes de communication et d'information, il existe différents types de supports de transmission hyperfréquences dont trois exemples sont présentés sur la Figure I.4 : la ligne coaxiale, le guide d'ondes rectangulaire et la ligne micro-ruban (MS).

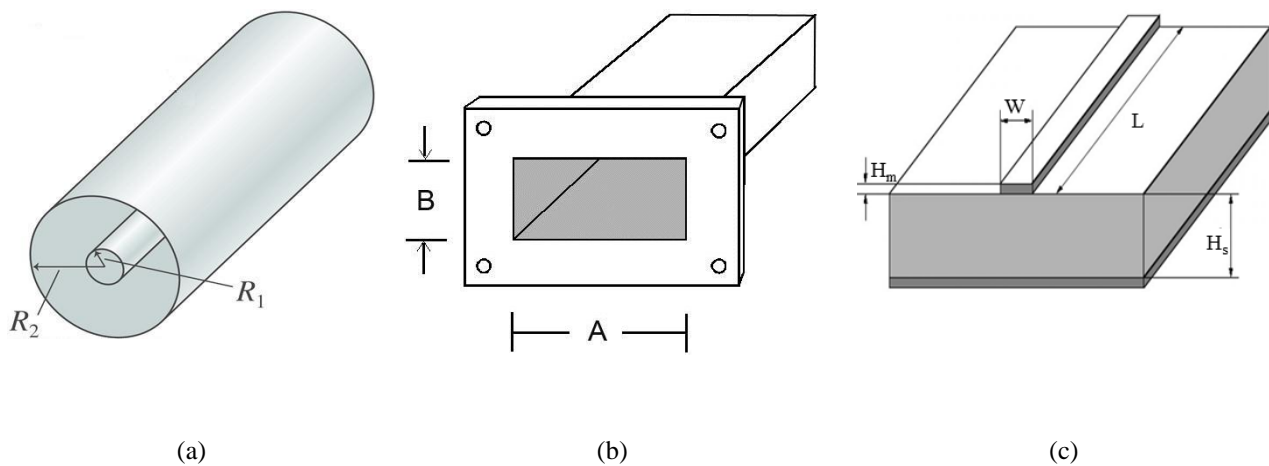


Figure I.4 - Supports de transmission : (a) ligne coaxiale, (b) guide rectangulaire, (c) ligne micro-ruban

La ligne coaxiale est composée de deux conducteurs, interne et externe séparés par une couche isolante ou diélectrique. Le terme « coaxial » signifie que l'axe géométrique est partagé entre les deux conducteurs du câble. Cette géométrie permet de transmettre des signaux sous forme d'ondes transverses électromagnétiques (TEM) dans l'espace confiné, où les champs électrique (\vec{E}) et magnétique (\vec{H}) sont perpendiculaires l'un à l'autre et à la direction de propagation. C'est l'une des lignes de transmission fondamentales grâce à sa caractéristique large bande, allant des basses fréquences aux hyperfréquences. A la différence du câble coaxial, le guide d'ondes est constitué d'un seul conducteur en forme de tube métallique creux ayant une section transversale rectangulaire, circulaire ou elliptique. Par rapport au câble coaxial, le guide d'ondes présente des avantages associés à une forte capacité en puissance et aux faibles pertes. Cependant, il est volumineux, coûteux et moins flexible et présente une bande de fréquence de fonctionnement limitée. Des lignes de transmission planaires (lignes MS, lignes à fente, lignes coplanaires, etc.) peuvent être considérées comme une meilleure alternative en termes de miniaturisation et d'intégration des circuits. Par conséquent, des circuits intégrés en technologies planaires ont trouvé progressivement leur place dans les systèmes RF et micro-ondes.

Nous allons donc définir les modes de propagation impair, pair, différentiel et commun associés à la structure différentielle, puis nous résumerons les caractéristiques et les principes de fonctionnement de la ligne MS et de la ligne coplaire couplées, habituellement utilisées pour la conception de circuits intégrés monolithiques hyperfréquences (MMIC). Nous présenterons également la caractérisation des dispositifs micro-ondes au moyen des paramètres S notamment en mode mixte pour les circuits différentiels ainsi que les différentes approches envisageables. La dernière partie du chapitre décrira plus particulièrement le système de mesure utilisé qui comprend un ARV 4-ports, une station de mesure sous pointes, des sondes RF différentielles et des câbles coaxiaux.

1.2. Circuits différentiels

1.2.1. Modes de propagation

Dans la théorie des lignes de transmission, l'énergie d'un signal électrique est transportée sous forme d'une onde électromagnétique se propageant dans un milieu comme le diélectrique, l'air ou même le vide. Un mode de propagation est une configuration spécifique du champ électromagnétique qui obéit à une distribution particulière selon la structure, la géométrie, les matériaux et la fréquence de fonctionnement. Dans les circuits différentiels, une paire de signaux électriques peut être décomposée en une paire de signaux identiques et une paire de signaux opposés engendrant deux modes principaux de propagation des ondes radiofréquences. Les deux termes impair et pair sont très souvent utilisés dans la littérature pour définir les deux modes de propagation du signal sur des lignes de transmission couplées [16], [17]. Le mode impair est défini de telle sorte que les signaux circulant dans les deux lignes conductrices ont la même amplitude mais un déphasage relatif de 180° (Figure I.5a). Les signaux du mode pair circulant sur les deux lignes ont la même amplitude avec un déphasage relatif de 0° (Figure I.5b).

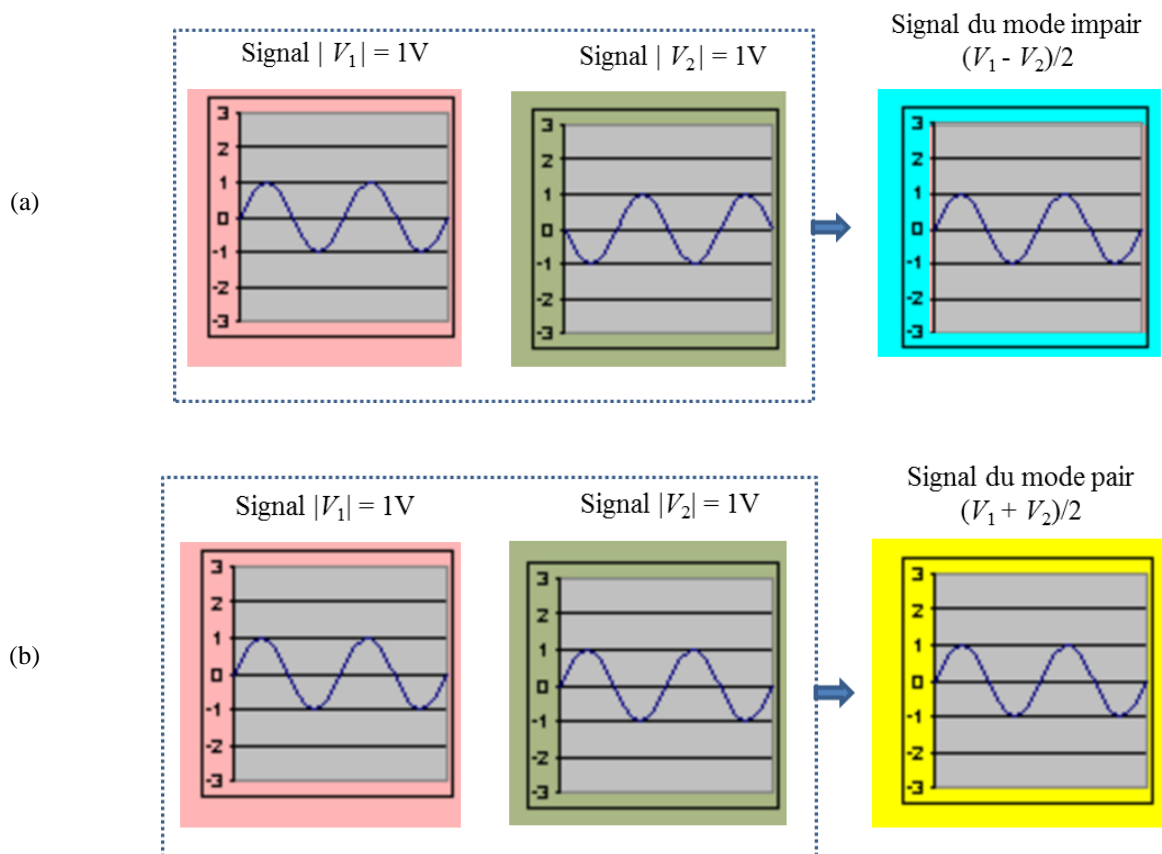


Figure I.5 - Définition des signaux de deux modes de propagation : (a) mode impair, (b) mode pair

Chaque mode possède une vitesse de propagation et une impédance caractéristique propres en raison des différentes orientations de champ. Dans le cas où des lignes de transmission sont relativement proches,

les champs générés par une ligne peuvent se propager sur une autre ligne. Ce phénomène de transfert d'énergie se représente par le facteur de couplage (K). La détermination du facteur de couplage entre les deux lignes conductrices d'une structure différentielle aide à mieux concevoir et caractériser le composant en fonction des besoins. Le couplage peut être caractérisé par la relation entre les impédances caractéristiques des modes impair (Z_{0o}) et pair (Z_{0e}) :

$$K = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \quad (I.1)$$

A partir de l'équation (I.1), on constate qu'il n'y a pas de couplage entre les deux lignes si les impédances caractéristiques de mode impair et pair sont égales.

Les modes différentiel et commun sont respectivement des terminologies équivalentes aux modes impair et pair. Pour la définition de paramètres S en mode mixte, les termes différentiel et commun sont préférables. Les paramètres des lignes couplées (courant, tension) utilisés en modes différentiel et commun peuvent être dérivés à partir de ceux en modes impair et pair. La différence des notions entre les modes impair et pair avec les modes différentiel et commun s'explique par la définition des tensions et courants relatifs à chaque mode [18] (Figure I.6).

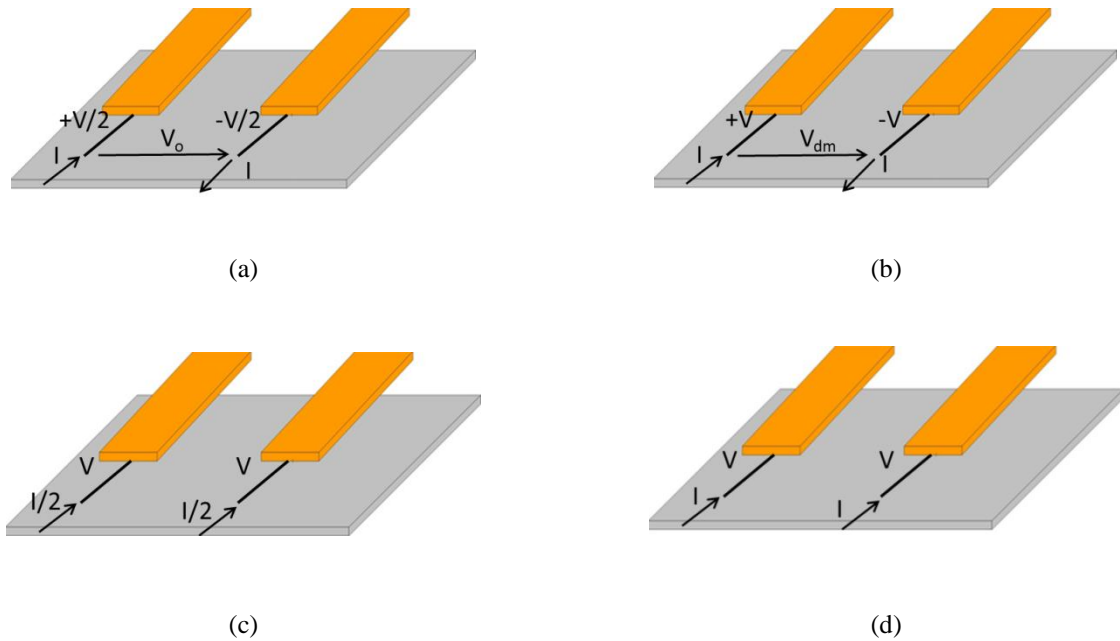


Figure I.6 - Définition des tensions et des courants : (a) mode impair, (b) mode différentiel, (c) mode pair, (d) mode commun

Prenons l'exemple d'un dispositif à quatre ports physiques en mode asymétrique dans lequel les signaux de chaque port retournent à la masse (Figure I.7a). Une autre représentation peut être introduite en regroupant les deux ports d'entrée et les deux ports de sortie pour former un dispositif sous test (DST) de deux accès en

mode mixte, autrement dit, de deux ports logiques (Figure I.7b). Le terme « mode mixte » signifie que les deux modes différentiel et commun peuvent exister simultanément.

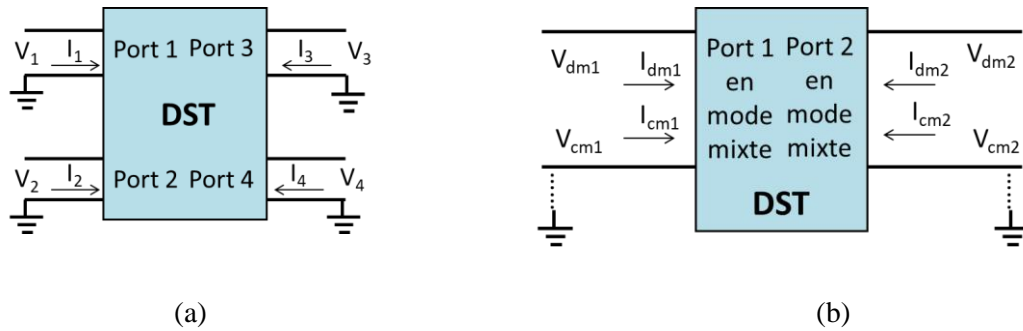


Figure I.7 - Tensions et courants d'un DST : (a) quatre ports physiques, (b) deux ports logiques en mode mixte

Etant donné que le port 1 en mode mixte est constitué de deux ports physiques 1 et 2, le Tableau I.1 présente les relations entre tensions et courants par modes.

Mode impair		Mode différentiel		Mode pair		Mode commun	
V_{o1}	I_{o1}	V_{dm1}	I_{dm1}	V_{e1}	I_{e1}	V_{cm1}	I_{cm1}
$\frac{1}{2} (V_1 - V_2)$	$\frac{1}{2} (I_1 - I_2)$	$V_1 - V_2$	$\frac{1}{2} (I_1 - I_2)$	$\frac{1}{2} (V_1 + V_2)$	$\frac{1}{2} (I_1 + I_2)$	$\frac{1}{2} (V_1 + V_2)$	$I_1 + I_2$

Tableau I.1 - Représentation des tensions et courants par modes au port 1 en mode mixte

Au port 1 en mode mixte, le courant de mode différentiel (I_{dm1}) ou de mode impair (I_{o1}) est défini par la moitié de la différence entre les courants ($\frac{1}{2}(I_1 - I_2)$) entrant aux ports 1 et 2. La différence entre le mode impair et le mode différentiel réside dans le fait que la tension en mode impair (V_{o1}) se définit comme la moitié de la différence entre les tensions aux deux ports associés, tandis que la tension de mode différentiel (V_{dm1}) représente la différence entre les deux tensions ($V_1 - V_2$). Par contre, la tension de mode pair (V_{e1}) est égale à celle de mode commun (V_{cm1}) alors que le courant de mode commun (V_{cm1}) est deux fois plus grand que celui de mode pair (I_{e1}).

En conséquence, l'impédance caractéristique de mode différentiel (Z_{0dm}) est deux fois plus grande que l'impédance caractéristique de mode impair (Z_{0e}) alors que l'impédance caractéristique de mode commun (Z_{0cm}) est égale à la moitié de l'impédance caractéristique de mode pair (Z_{0o}). Concernant l'adaptation d'impédance dans les systèmes RF et micro-ondes, l'impédance de 50 Ω est la valeur de référence la plus répandue, en raison du compromis entre les pertes et la puissance transmissible maximale. En choisissant

l'impédance caractéristique de mode impair ou de mode pair égale à 50Ω , les impédances caractéristiques des modes différentiel et commun sont donc respectivement égales à 100Ω et 25Ω .

1.2.2. Ligne de transmission en structure planaire couplée

1.2.2.1. Ligne MS couplée

La ligne MS est constituée de deux conducteurs, d'un ruban métallique de largeur W et d'un plan de masse, séparés l'un de l'autre par un substrat diélectrique d'épaisseur H_s et de permittivité relative ϵ_r [19]. C'est le type de ligne de transmission planaire fréquemment utilisée pour la fabrication de circuits intégrés en raison de nombreux avantages. La géométrie très simple facilite l'intégration et permet donc de réduire le coût. Les caractéristiques dépendent des dimensions et des matériaux du conducteur et du diélectrique. En plus des lignes de champs réparties dans le substrat, une faible partie du champ électromagnétique se retrouve dans l'air au-dessus de celui-ci (Figure I.8) et le milieu de propagation n'est donc pas homogène.

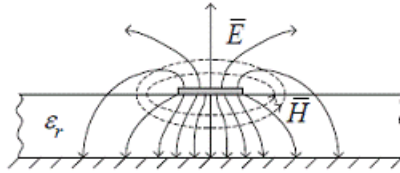


Figure I.8 - Champs électrique (\vec{E}) et magnétique (\vec{H}) d'une ligne microstrip

La différente valeur pour les permittivités relatives du substrat et de l'air signifie que la vitesse de phase dans le diélectrique diffère de celle dans l'air. A cause de l'hétérogénéité des champs, la ligne MS ne supporte pas un mode TEM pur. En pratique, et à condition que l'épaisseur du substrat soit électriquement suffisamment petite par rapport à la longueur d'onde, le mode quasi-TEM dont le rayonnement électromagnétique ressemble à celui du mode TEM est considéré. Une permittivité relative effective, définie en fonction des dimensions (W , H_s) et de la permittivité relative du substrat, rend compte de la propagation dans l'air et dans le diélectrique. La fonction approximative (I.2) de la constante diélectrique effective quasi-statique trouvée par Schneider grâce à la méthode des transformations conformes [20] a une précision de $\pm 2 \%$.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 10 \frac{H_s}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (I.2)$$

L'équation du calcul de ϵ_{eff} représentée par Hammerstad et Jensen [21] (I.3) donne une plus grande précision, de l'ordre de $0,2 \%$ pour des lignes MS ayant $\epsilon_r \leq 128$ et $0,01 \leq \frac{W}{H_s} \leq 100$.

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-ab}$$

$$u = \frac{W}{H_s}$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0,432} \right) + \frac{1}{18,7} \ln \left(1 + \left(\frac{u}{18,1} \right)^3 \right) \quad (I.3)$$

$$b = 0,564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0,9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0,053}$$

La détermination de la constante de propagation complexe et de l'impédance caractéristique est essentielle pour la caractérisation d'une ligne de transmission. Etant donné que les rubans sont déposés sur un substrat bien défini, l'impédance de la ligne MS peut être contrôlée en ajustant sa largeur W .

La technologie planaire MS en topologie couplée [22], [23] permet, à l'aide d'une méthode d'analyse analytique appropriée, de rendre compte de l'influence de la dispersion de propagation [24], [25] rendant cette structure particulièrement intéressante pour la conception et la caractérisation de circuits différentiels planaires. Plusieurs recherches ont été menées pour réaliser des fonctions hyperfréquences à partir de cette technologie comme des filtres hyperfréquences [26], des antennes différentielles [27], et des kits d'étalonnage pour la caractérisation de circuits différentiels [7]. La ligne MS couplée est constituée d'une paire de rubans métalliques en parallèle déposés sur la même face du substrat (Figure I.9a), entre lesquels il existe un couplage plus ou moins important. Le niveau de couplage dépend forcément de la distance entre les deux rubans : plus les deux lignes micro-ruban sont rapprochées, plus le couplage est fort. Pour le réduire, il faut donc augmenter l'espace entre les deux rubans ce qui engendre cependant un inconvénient lié à l'augmentation de l'encombrement de la structure. La ligne MS couplée peut supporter les deux modes impair et pair, avec une propagation quasi-TEM et des permittivités effectives différentes en raison des lignes de champ électromagnétique différentes.

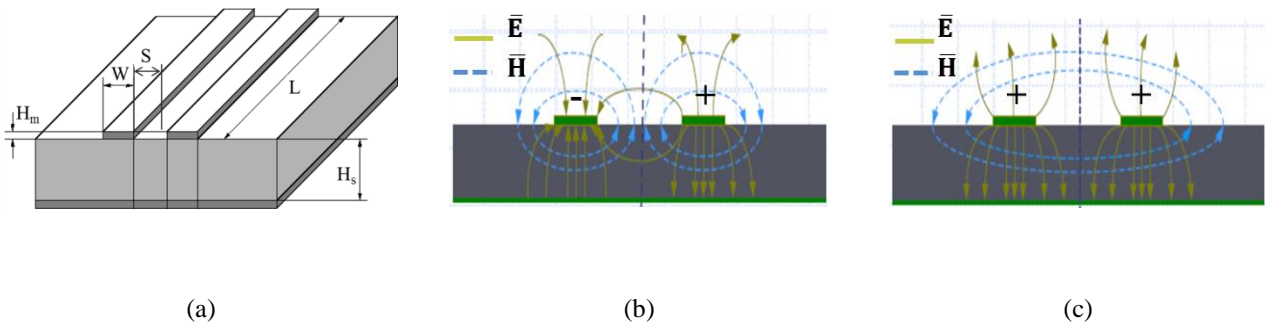


Figure I.9 - (a) topologie de la ligne MS couplée, (b) lignes de champs électromagnétiques de mode impair, (c) lignes de champs électromagnétiques de mode pair

La Figure I.9 illustre les lignes de champs électrique et magnétique des modes pair et impair d'une ligne MS couplée. La relation entre la direction du champ magnétique et la circulation du courant provient directement des équations de Maxwell. La règle de la main droite appliquée au flux de courant électrique permet de déterminer la direction des lignes de champ magnétique. Le courant de mode impair circulant dans les deux lignes dans des directions opposées conduit à des champs électriques de sens opposés. Au contraire, le champ électrique du mode pair est symétrique par rapport au plan de symétrie de la structure puisque les courants qui traversent les deux lignes sont identiques.

La modélisation des lignes de transmission peut être décrite par l'analyse des éléments linéiques de longueur infinitésimale (Figure I.10). En général, une très petite longueur d'une ligne (dx) par rapport à la longueur d'onde peut être modélisée par des éléments électriques localisés linéiques : inductance (L), capacité (C), résistance (R) et conductance (G).

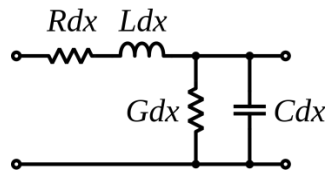


Figure I.10 - Circuit équivalent d'une longueur infinitésimale de la ligne (dx)

La capacité indique la quantité d'énergie électrique pouvant être stockée tandis que l'inductance est liée au stockage d'énergie sous forme magnétique. La résistance en série R représente la résistance due à la conductivité finie du conducteur (pertes métalliques), et la conductance en parallèle G modélise les pertes dans le matériau diélectrique. Des composants localisés sont présentés sur la Figure I.11 dans le cas simple d'une ligne MS couplée sans perte ($R = G = 0$) constituée de deux rubans identiques. En plus de la capacité (C_s) et de l'inductance propre (L_s) de chaque ruban, il existe une capacité mutuelle (C_m) et une inductance mutuelle (L_m) à cause de la proximité des deux conducteurs.

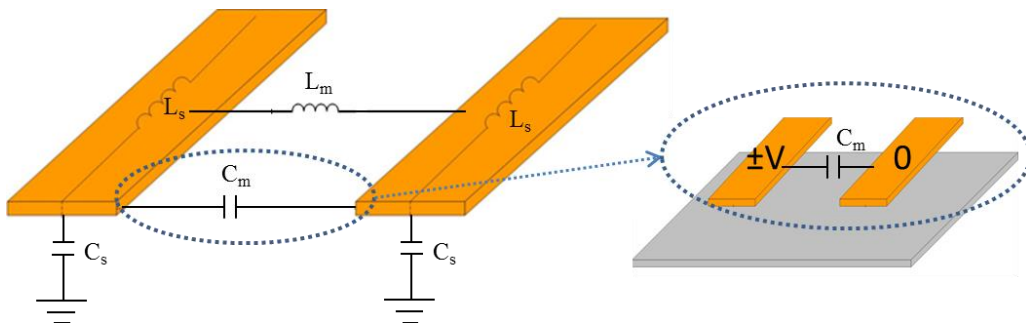


Figure I.11 - Représentation en éléments localisés (L , C) d'une longueur infinitésimale de ligne MS couplée sans pertes

Dans ce modèle, C_m est définie comme la capacité mutuelle lorsque l'un des deux conducteurs est à potentiel nul. Dans le cas du mode impair, où les signaux circulant dans les deux lignes conductrices ont la même amplitude et un déphasage de 180° , la capacité mutuelle du mode impair entre les deux conducteurs est égale à $2C_m$. Il n'y a pas de capacité mutuelle de mode pair puisqu'il n'existe pas dans ce cas de charge électrique transférée entre les deux lignes. Les inductances mutuelles de modes impair et pair sont en sens opposés à cause de la différence de densité de flux magnétique entre les deux modes.

La capacité, l'inductance et l'impédance caractéristique des modes impair (C_o , L_o , Z_{0o}) et pair (C_e , L_e , Z_{0e}) sont définies par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} C_o &= C_s + 2C_m ; C_e = C_s \\ L_o &= L_s - L_m ; L_e = L_s + L_m \\ Z_{0o} &= \sqrt{\frac{L_s - L_m}{C_s + 2C_m}} ; Z_{0e} = \sqrt{\frac{L_s + L_m}{C_s}} \end{aligned} \quad (I.4)$$

La ligne MS couplée est caractérisée par sa permittivité relative effective et par l'impédance caractéristique des modes impair et pair en prenant en compte la dispersion. Différentes méthodes de calcul analytiques ont été proposées dans la littérature. Parmi celles-ci, on peut noter la méthode d'approximation décrite par Kirschning et Jansen [24], [25] qui est valable lorsque les caractéristiques physiques satisfont les critères suivants :

$$0,1 \leq \frac{W}{H_s} \leq 10 ; 0,1 \leq \frac{S}{H_s} \leq 10 ; 1 \leq \varepsilon_r \leq 18 \quad (I.5)$$

Cette méthode permet de calculer non seulement les permittivités effectives statiques mais également celles tenant compte de la dispersion en fonction de la fréquence. Les impédances de modes impair et pair sont obtenues à partir des impédances impaire et paire statiques en appliquant les équations présentées par Hammerstadt et Jensen [21]. L'ensemble des équations permettant de calculer les impédances caractéristiques se trouvent dans les références [24], [25].

La ligne MS couplée présente de nombreux avantages mais aussi des inconvénients comme la nécessité de réaliser des trous métallisés afin de connecter le plan de masse dans les MMIC. Pour remédier à ce problème, une topologie coplanaire couplée peut être utilisée.

1.2.2.2. Ligne CPW couplée

La ligne coplanaire CPW, introduite pour la première fois par C.P. Wen en 1969 [28], est une alternative à la ligne MS, en particulier pour la conception des MMIC. Une ligne CPW classique est constituée d'un ruban de largeur W , de deux plans de masse latéraux séparés du ruban par deux fentes de

largeur S (Figure I.12a). Le terme « coplanaire » vient du fait que les deux plans de masse sont déposés sur la même face du substrat que le ruban central. En pratique, la largeur de chaque plan de masse doit être suffisamment élevée pour qu'il puisse être considéré comme semi-infini. La ligne CPW supprime la nécessité d'un conducteur métallique supplémentaire déposé au-dessous du substrat en tant que référence de masse. Cette topologie est donc très intéressante pour les MMIC. Notons qu'il existe également la topologie de ligne CPW avec un troisième plan de masse (en anglais : conductor-backed CPW ou CBCPW) afin de fournir un support mécanique au substrat fin et fragile (Figure I.12b). Cependant, la structure CBCPW confinée entre les plans métalliques favorise l'apparition de modes de propagation parasites et le niveau de couplage entre les conducteurs, ce qui rend la conception et la modélisation plus difficiles par rapport à la structure CPW classique [29].

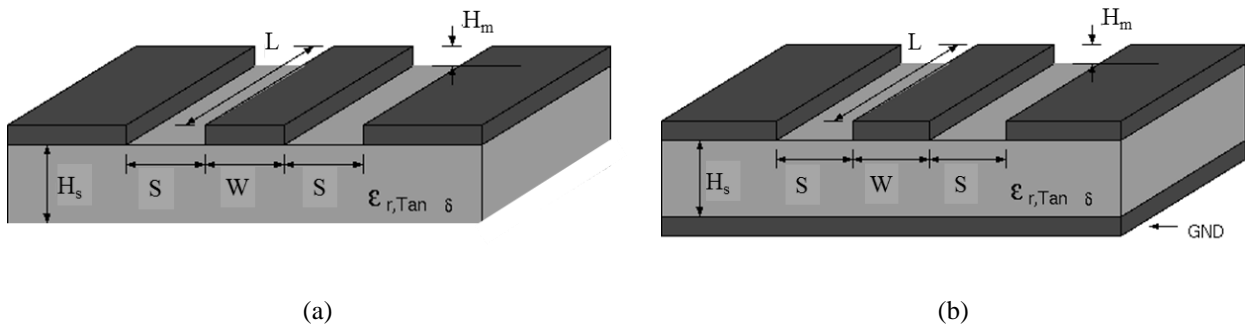


Figure I.12 - Topologie d'une ligne CPW : (a) sans plan de masse supplémentaire au-dessous d'un substrat, (b) avec plan de masse supplémentaire au-dessous d'un substrat

La ligne CPW classique ayant une topologie inhomogène et le même potentiel sur les deux plans de masse supporte un mode quasi-TEM comme pour la ligne MS (Figure I.13a). Cependant, la séparation des deux plans de masse peut mener à un cas particulier pour lequel leurs potentiels ont la même amplitude mais un déphasage de 180° , ce qui engendre également une propagation de mode quasi-TE, appelé mode de ligne à fente (Figure I.13b). Pour rappel, le mode de propagation TE (transverse électrique) est un mode tel que le champ électrique est orthogonal à la direction de propagation. Ce mode de propagation peut exister à l'intérieur de conducteurs fermés, comme dans le cas des guides d'ondes, ainsi qu'entre deux ou plusieurs conducteurs.

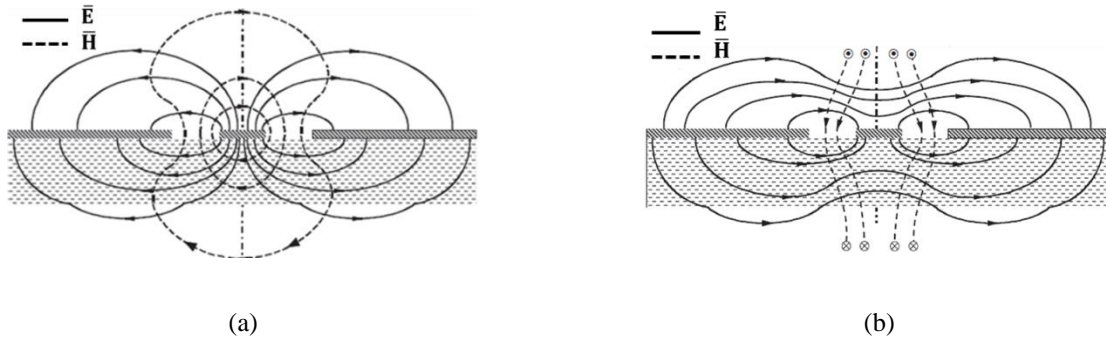


Figure I.13 - Lignes de champ électromagnétique d'une ligne CPW de mode (a) quasi-TEM (b) quasi-TE

Le mode quasi-TEM, mode principal de la ligne CPW, présente une symétrie de champ électrique par rapport à l'axe de propagation. Les lignes de champ électrique sortent du conducteur central qui porte le potentiel positif et se terminent sur les deux plans de masse latéraux ayant théoriquement un potentiel nul. Les lignes de champ magnétique du mode quasi-TEM entourent le conducteur central. Concernant le mode quasi-TE, les lignes de champ électrique commencent sur l'un des deux plans de masse et se terminent sur l'autre, ce qui signifie dans ce cas que les deux plans de masse ont des potentiels opposés. En revanche, les lignes de champ magnétique se dirigent longitudinalement ce qui représente un niveau important de pertes par rapport au mode quasi-TEM.

La principale difficulté rencontrée avec cette topologie est essentiellement liée à la modélisation des paramètres caractéristiques en raison de l'apparition du mode quasi-TE et la nécessité de le réduire lors de la conception. En dépit de cet inconvénient, la ligne CPW présente de nombreux avantages qui en font une bonne alternative à la ligne MS, particulièrement pour les circuits intégrés monolithiques hyperfréquences. La largeur de la ligne centrale (W) et de la fente (S), l'épaisseur (H_s) et la permittivité relative (ϵ_r) du substrat diélectrique sont les principaux paramètres caractéristiques permettant de déterminer la constante de propagation et l'impédance caractéristique. Comparée à la ligne MS, la ligne CPW dispose donc de plus de paramètres d'ajustement pour obtenir une valeur d'impédance définie. Étant donné que la partie métallique est déposée sur un substrat fixé, il est possible de faire varier la largeur de la ligne centrale (W) mais également celle de la fente (S) pour avoir une valeur d'impédance caractéristique attendue. Par conséquent, la technologie CPW donne une plage d'impédances caractéristiques (de 30Ω à 140Ω) plus étendue par rapport à la technologie MS (de 25Ω à 95Ω) [30]. De plus, cette technologie facilite des mesures sous pointes car toutes les parties métalliques restent sur la même face du substrat sans nécessité de réaliser des trous métallisés dans le procédé de fabrication.

Pour répondre aux besoins des applications électroniques intégrées, différentes topologies de ligne coplanaire couplée (CCPW) ont été proposées. L'une des topologies est constituée de deux rubans (S_1 et S_2) utilisés pour la transmission de signaux et de deux plans de masse (G_1 et G_2) représentant le potentiel nul. Toute cette partie métallique est déposée sur la face supérieure du substrat comme montré sur la Figure I.14a. C'est la structure de ligne CCPW en configuration électrique GSSG [31]. La symétrie des deux rubans par rapport à l'axe de propagation facilite l'usage de signaux différentiels. Lorsque les deux rubans sont proches l'un de l'autre, il existe un couplage électromagnétique des champs. Dans le cas d'une intégration très dense de circuits, l'influence de couplage peut être importante et peut donc modifier les caractéristiques de la ligne. Pour que le couplage soit négligeable, la séparation entre les deux rubans (D) doit être plus importante que la valeur de $(2S + W)$ ce qui rend la taille de la ligne conséquente [29]. Il existe une autre forme de ligne CCPW permettant de diminuer le niveau de couplage. Un plan de masse central (G_3) entre les deux rubans est alors ajouté constituant ainsi une topologie de ligne CCPW en configuration GSGSG (Figure I.14b) [32].

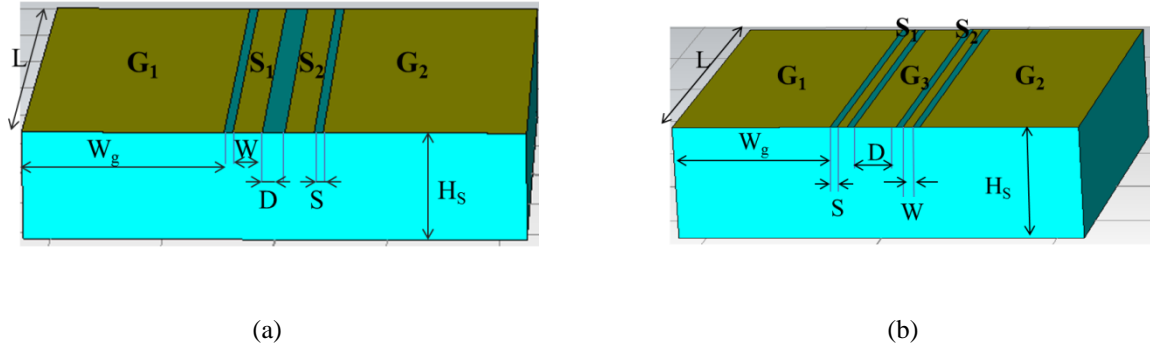


Figure I.14 - Topologie de la ligne CCPW en configuration : (a) GSSG, (b) GSGSG

La ligne CCPW supporte les deux modes de propagation impair et pair (Figure I.15) [33].

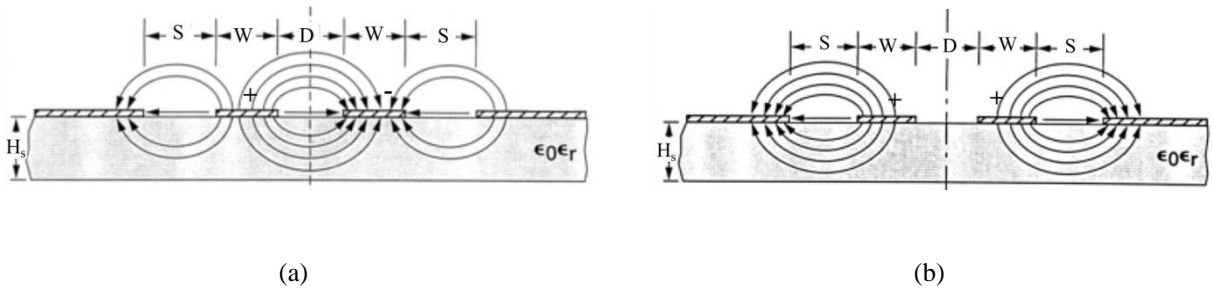


Figure I.15 - Lignes de champ électrique d'une ligne CCPW en configuration GSSG de modes : (a) impair (b) pair

Comme pour la ligne MS couplée, les deux rubans de la ligne CCPW ont des potentiels de même amplitude et de déphasage égal à 180° ce qui engendre des lignes de champ électrique du mode impair de directions opposées. En mode pair, les mêmes courants traversent les deux rubans et produisent des lignes de champ électrique symétriques par rapport à l'axe de propagation. Contrairement à la ligne MS couplée, une partie importante du champ est distribuée dans l'air car les deux plans de masse sont placés au-dessus du substrat.

La détermination de la constante de propagation et de l'impédance caractéristique est essentielle pour la conception et la modélisation du circuit. Les propriétés de transmission des modes impair et pair peuvent être déterminées à partir du calcul analytique basé sur la technique des transformations conformes [31] en négligeant les effets dus à l'épaisseur de métallisation et à la largeur finie des deux plans de masse latéraux. Ces derniers doivent être suffisamment larges pour empêcher l'apparition de modes de propagation parasites. Puisque la partie métallique est déposée dans un milieu diélectrique inhomogène, des lignes de champ se distribuent dans la région diélectrique et d'autres dans l'air. Une permittivité relative effective (ϵ_{eff}) représentant à la fois les permittivités relatives du substrat et de l'air de la structure sera utilisée dans les calculs. La vitesse de phase (v_{pho} du mode impair et v_{phe} du mode pair) est calculée à partir de la permittivité relative effective des modes impair et pair et de la vitesse de la lumière dans le vide ($c \approx 3 \cdot 10^8$ m/s) :

$$v_{pho} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{effo}}} ; v_{phe} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{effe}}} \quad (I.6)$$

Les permittivités relatives effectives des modes impair (ϵ_{effo}) et pair (ϵ_{effe}) sont déduites du rapport entre la capacité linéique totale de la structure (C_{to} de mode impair et C_{te} de mode pair) et la capacité dans le cas où le diélectrique est remplacé par l'air (C_{ao} de mode impair et C_{ae} de mode pair) [34] :

$$\epsilon_{effo} = \frac{C_{to}}{C_{ao}} ; \epsilon_{effe} = \frac{C_{te}}{C_{ae}} \quad (I.7)$$

Les capacités linéiques totales de la ligne s'écrivent :

$$C_{to} = C_{ao} + C_{do} ; C_{te} = C_{ae} + C_{de} \quad (I.8)$$

où C_{do} et C_{de} sont des capacités linéiques de mode impair et pair définies avec l'hypothèse que le champ électrique est concentré dans un diélectrique d'épaisseur H_s et de permittivité relative ($\epsilon_r - 1$) au lieu de ϵ_r .

Pour chaque mode, l'impédance caractéristique de la ligne de transmission (Z_{0o} et Z_{0e}) est définie par la relation entre la vitesse de phase et la capacité linéique (C_{to} et C_{te}) :

$$Z_{0o} = \frac{1}{v_{pho} \cdot C_{to}} ; Z_{0e} = \frac{1}{v_{phe} \cdot C_{te}} \quad (I.9)$$

La détermination des capacités linéiques est donc une étape clé dans le calcul analytique. La méthode des transformations conformes permet de transformer géométriquement la ligne planaire en plans parallèles ce qui simplifie le calcul. Un point d'un plan peut être associé à un point d'un autre plan à condition qu'une séquence de fonctions analytiques de transformation soit bien définie. Le calcul analytique des impédances caractéristiques des modes impair et pair d'une ligne CCPW en configuration GSSG a d'abord été introduit par C.P. Wen [31] dans le cas d'un substrat d'épaisseur infinie. V.F. Hanna [35] donne les formules analytiques des capacités linéiques en tenant compte de l'épaisseur finie du diélectrique. Les fonctions relatives aux transformations conformes en configuration GSSG sont détaillées dans [35]. Pour la ligne CCPW en structure GSGSG, les équations pour le calcul de l'impédance caractéristique sont présentées de manière approximative avec l'hypothèse d'un couplage faible entre les lignes conductrices et d'une épaisseur infinie du substrat [32], [36]. Un récapitulatif des équations des capacités et des impédances des modes impair et pair pour les lignes CCPW est présenté dans l'Annexe 1. La dépendance de la permittivité relative effective ϵ_{eff} et de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence ne sont pas prises en compte dans ces équations. L'approche numérique réalisée avec des logiciels de simulation 3D électromagnétique permet d'estimer ces valeurs en tenant compte de la fréquence, ce qui rend son utilisation très flexible. Les simulations des lignes CCPW à l'aide du logiciel « CST Microwave Studio » seront présentées dans la section 3.2.

1.3. Caractérisation des composants électroniques à haute fréquence

1.3.1. Matrice des paramètres S

1.3.1.1. Intérêt des paramètres S

Pour caractériser les circuits électriques en basse fréquence (en dessous de quelques MHz), les équations de Kirchhoff représentant les lois des mailles et des nœuds sont appliquées en utilisant les notions de tensions et de courants électriques. Un quadripôle permet de modéliser le transfert de signaux électriques (tension, courant, puissance) d'un composant ou d'un circuit (ensemble de composants) à deux entrées et deux sorties.

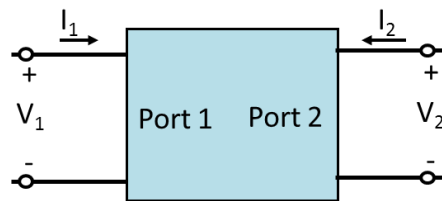


Figure I.16 - Tensions et courants d'un quadripôle

Pour la caractérisation des quadripôles linéaires, il existe des paramètres conventionnels tels que les paramètres d'impédance (Z), d'admittance (Y), hybrides (H) et de chaîne ABCD représentant des relations entre les tensions et les courants d'entrée et de sortie.

Matrice impédance Z	Matrice admittance Y	Matrice hybride H	Matrice ABCD
$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}$

Tableau I.2 - Paramètres Z, Y, H et ABCD

Les principales difficultés rencontrées avec ces paramètres en électricité haute fréquence sont liées aux phénomènes de propagation :

- La détermination de ces paramètres nécessite des mesures en circuit-ouvert ($I_1 = 0$ ou $I_2 = 0$) pour la matrice impédance ou en court-circuit ($V_1 = 0$ ou $V_2 = 0$) pour la matrice admittance. Avec la montée en fréquence, la réalisation de circuit-ouvert ou de court-circuit parfait est difficile à mettre en pratique à cause des capacités et inductances parasites.
- Plus la fréquence augmente plus la longueur d'onde diminue

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.10})$$

où v_p est la vitesse de propagation qui dépend des propriétés diélectriques de la structure et qui est une fraction de la vitesse de la lumière dans le vide ($c \approx 3 \cdot 10^8$ m/s).

Au-delà de 100 MHz, les effets de propagation sont susceptibles d'intervenir car la dimension du circuit n'est pas forcément très petite devant la longueur d'onde. La variation de tension le long d'une ligne rend sa mesure plus difficile à interpréter car le résultat dépend de la position. Dans ce cas, le circuit doit être analysé en tant qu'élément distribué plutôt que localisé.

- A fréquence très élevée (à partir de quelques dizaines de GHz), il est difficile voire impossible d'effectuer directement des mesures de tensions et de courants avec le bon niveau de précision à cause du phénomène de propagation des ondes électromagnétiques. Il ne s'agit pas simplement de connecter un voltmètre ou une sonde de courant pour obtenir des mesures précises en raison d'oscillations rapides des signaux et de la difficulté de placer la sonde aux positions désirées.

Afin de prendre en compte l'effet de propagation, les paramètres de répartition (paramètres S), reliant les ondes de puissance entrée-sortie ont été définis avec des impédances de fermeture adaptées généralement à 50 Ω . Les paramètres S permettent de déduire de nombreuses grandeurs typiques dans le domaine hyperfréquence comme les puissances, les facteurs de réflexion et de transmission. Par conséquent, la matrice des paramètres S est essentielle pour la caractérisation de quadripôles ou multi-pôles en RF et micro-ondes.

1.3.1.2. Présentation des paramètres S

De manière générale, la matrice **S** d'un multi-pôle n -ports peut être généralisée à :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Les ondes incidentes et réfléchies à l'accès i ($i = 1 : n$) sont définies en fonction des tensions (V_i), des courants (I_i) et des impédances de référence (Z_{0i}) à chaque accès :

$$a_i = \frac{V_i + Z_{0i} I_i}{2\sqrt{\text{Re}(Z_{0i})}} ; b_i = \frac{V_i - Z_{0i}^* I_i}{2\sqrt{\text{Re}(Z_{0i})}} \quad (\text{I.12})$$

où Z_{0i}^* est le complexe conjugué de l'impédance Z_{0i} , impédance de référence à l'accès i .

Afin de mesurer chaque paramètre de la matrice **S** à un accès i d'un dispositif n -ports, toutes les ondes incidentes aux autres accès doivent être annulées en connectant les ports sur leurs impédances de référence.

Dans la définition des paramètres S , l'onde réfléchie nulle à un accès signifie que la sortie est fermée par l'impédance caractéristique de la ligne de mesure (impédance de référence). Par conséquent, les paramètres S dépendent du plan et des impédances de référence. En général, les impédances de références Z_{0i} sont identiques et égales à 50Ω .

Les puissances entrant (P_{Ii}) et sortant (P_{Ri}) à chaque accès i sont reliés aux ondes a_i et b_i et leurs conjugués a_i^* et b_i^* :

$$P_{Ii} = \frac{1}{2} a_i a_i^* ; P_{Ri} = \frac{1}{2} b_i b_i^* \quad (\text{I.13})$$

La puissance dissipée (P_L) dans le multi-pôle n -ports est calculée directement à partir de la différence entre la puissance incidente et la puissance réfléchie :

$$P_L = \sum_{i=1}^n P_{Ii} - \sum_{i=1}^n P_{Ri} \quad (\text{I.14})$$

Prenons l'exemple d'un quadripôle (Figure I.17).

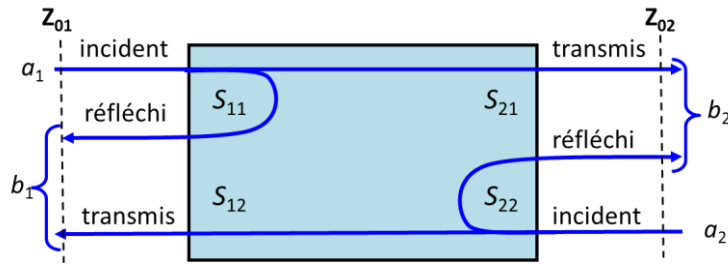


Figure I.17 - Ondes incidentes et réfléchies d'un quadripôle

La matrice des paramètres S traduit la relation entre les ondes de puissance incidentes (a_1, a_2) et réfléchies (b_1, b_2) normalisées par une impédance de référence (Z_{01}, Z_{02}) à chaque accès :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Le facteur de réflexion au port 1 (S_{11}) est le rapport de l'onde réfléchie sur l'onde incidente à l'accès 1 lorsque l'onde incidente à l'accès 2 est nulle. S_{22} est le facteur de réflexion au port 2 représentant le rapport de l'onde réfléchie sur l'onde incidente à l'accès 2 quand aucune onde ne rentre par l'accès 1. Le facteur de transmission S_{21} représente le rapport de l'onde à l'accès 2 sur celle à l'accès 1 lorsque l'onde incidente à

l'accès 2 est nulle. De même, S_{12} représente le rapport de l'onde à l'accès 1 sur l'onde à l'accès 2 lorsqu'aucune onde ne rentre par l'accès 1 :

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} ; S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (\text{I.16})$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} ; S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

La puissance dissipée dans le quadripôle à pertes s'écrit :

$$P_L = \frac{1}{2} (|a_1|^2 + |a_2|^2 - |b_1|^2 - |b_2|^2) \quad (\text{I.17})$$

Par définition, la matrice \mathbf{S} ne peut pas être cascadée. Dans certains cas, pour simplifier le calcul des caractéristiques d'un circuit contenant deux ou plusieurs quadripôles (ou multi-pôles dans le cas généralisé), la matrice de transfert \mathbf{T} , autrement appelée matrice chaîne, est utilisée :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Puisque la matrice \mathbf{T} relie les ondes de sortie à celles d'entrée, une matrice \mathbf{T} d'un ensemble de k quadripôles connectés en série est simplement le produit de toutes les matrices chaînes des quadripôles :

$$\mathbf{T} = \prod_{i=1}^n \mathbf{T}_i \quad (\text{I.19})$$

La relation entre la matrice \mathbf{S} et la matrice \mathbf{T} d'un quadripôle est donnée par l'équation (I.20) :

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} S_{12}S_{21} - S_{11}S_{22} & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

La matrice \mathbf{S} d'un quadripôle peut être retrouvée à partir de la matrice \mathbf{T} par la relation inverse donnée par l'équation (I.21) :

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_{22}} \begin{bmatrix} T_{12} & T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21} \\ 1 & -T_{21} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

Toutefois, il est important de noter que la matrice \mathbf{S} peut être définie pour tout type de quadripôle mais la matrice \mathbf{T} est indéfinie dans le cas il n'y a pas de transmission entre les ports (par exemple : $S_{21} = S_{12} = 0$).

Tandis que les paramètres \mathbf{S} ou \mathbf{T} dépendent des impédances de référence, les paramètres \mathbf{Z} , \mathbf{Y} , \mathbf{H} et \mathbf{ABCD} , fonctions des tensions et des courants, ne nécessitent pas d'impédances de normalisation. Il existe des

relations de passage entre les matrices **Z**, **Y**, **H**, **ABCD**, **S** et **T** qui permettent de déduire les tensions et les courants du quadripôle à partir de la connaissance des paramètres S ou des paramètres T. Les équations de conversion présentées dans [37] ont été développées pour tenir compte des valeurs complexes d'impédances de référence de la source et de la charge, et même pour les cas où les impédances de référence ne sont pas identiques sur tous les accès. Dans la plupart des cas, on utilise la même impédance de référence à chaque accès qui est l'impédance caractéristique réelle de la ligne de mesure généralement égale à 50 Ω.

Paramètres S	Paramètres ABCD
$S_{11} = \frac{A + B/Z_0 - CZ_0 - D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$A = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$
$S_{12} = \frac{2(AD - BC)}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$B = Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$
$S_{21} = \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$C = \frac{1}{Z_0} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$
$S_{22} = \frac{-A + B/Z_0 - CZ_0 + D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$D = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$

Tableau I.3 - Relations de passage entre les paramètres S et les paramètres ABCD

Le Tableau I.3 représente comme exemple la conversion entre les paramètres S et les paramètres ABCD du quadripôle ayant des impédances de référence égales à Z_0 .

1.3.2. Matrice S en mode mixte

1.3.2.1. Présentation des paramètres S en mode mixte

La matrice **S** facilite la conception, la mesure et l'analyse des circuits en RF et micro-ondes linéaires. Le besoin de conception et de caractérisation de circuits différentiels a conduit à la définition de paramètres S en mode mixte [2]. C'est une extension des paramètres S classiques qui représente l'ensemble des paramètres S en mode différentiel, en mode commun et les termes de conversion entre les deux modes. Dans la théorie des paramètres S en mode mixte, les accès d'entrée et de sortie sont regroupés par couples de ports du système. Cela permet d'établir une équivalence par rapport aux paramètres S classiques, définis à partir des ondes entrantes et sortantes sur chaque accès du circuit. De manière classique, la matrice **S** d'un composant à deux ports d'entrée et à deux ports de sortie est présentée sous la forme d'une matrice d'un composant à quatre ports physiques qui sont référencés au potentiel nul du plan de masse (Figure I.18a). On peut également représenter les paramètres S du DST à quatre ports selon le modèle à deux ports logiques, où chaque port en mode différentiel et en mode commun regroupe les couples de ports d'entrée et de sortie (Figure I.18b).

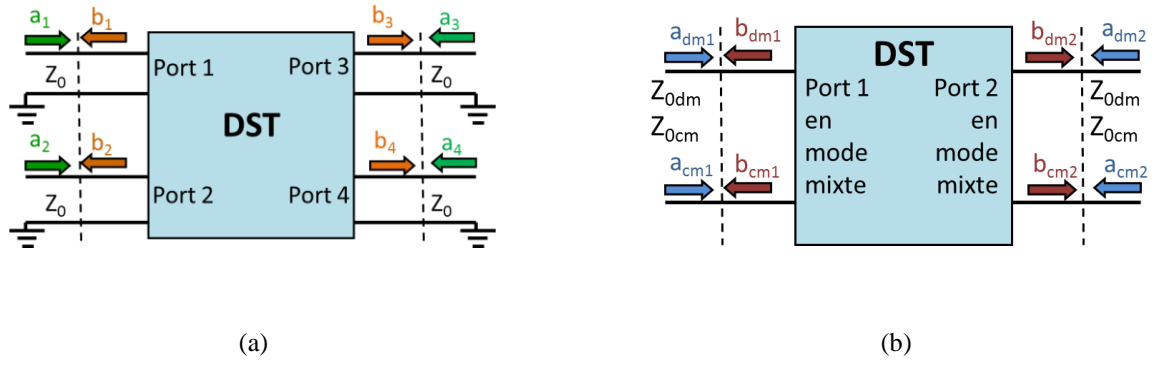


Figure I.18 - Ondes incidentes et réfléchies d'un DST : (a) à quatre ports physiques, (b) à deux ports logiques en mode mixte

Nous utiliserons le terme « dispositif différentiel sous test » (DDST) pour décrire le DST à deux ports logiques. Ces deux ports sont notés ports 1d et 2d pour faire la distinction avec les ports 1 et 2 du DST à quatre ports. La façon de regrouper les quatre ports physiques pour constituer les deux ports logiques n'est pas unique. Les paramètres S en mode mixte ont été introduits [2] à l'origine avec la convention où les deux ports d'entrée sont les ports physiques 1 et 2 et les deux ports de sortie sont les ports physiques 3 et 4. Cependant, l'ARV 4-ports regroupe souvent les deux ports impairs (1 et 3) et les deux ports pairs (2 et 4) pour former les deux ports 1d et 2d, respectivement d'entrée et de sortie du DDST.

Dans le cas où il n'y a pas de couplage entre les sources et où les impédances de référence du DST aux quatre ports sont identiques à $Z_0 = 50 \Omega$, les impédances de référence du DDST de modes différentiel (Z_{0dm}) et commun (Z_{0cm}) sont respectivement 100Ω et 25Ω . Les ondes incidentes des modes différentiel (a_{dm1} , a_{dm2}) et commun (a_{cm1} , a_{cm2}) ainsi que les ondes réfléchies des modes différentiel (b_{dm1} , b_{dm2}) et commun (b_{cm1} , b_{cm2}) aux ports 1d et 2d sont normalisées par les impédances de référence Z_{0dm} et Z_{0cm} :

$$a_{dmi} = \frac{V_{dmi} + Z_{0dm} I_{dmi}}{2\sqrt{Z_{0dm}}} ; b_{dmi} = \frac{V_{dmi} - Z_{0dm} I_{dmi}}{2\sqrt{Z_{0dm}}} \quad (I.22)$$

$$a_{cmi} = \frac{V_{cmi} + Z_{0cm} I_{cmi}}{2\sqrt{Z_{0cm}}} ; b_{cmi} = \frac{V_{cmi} - Z_{0cm} I_{cmi}}{2\sqrt{Z_{0cm}}}$$

La définition des tensions et courants des modes différentiel et commun (V_{dmi} et V_{cmi}) a été présentée dans le Tableau I.1.

Une caractérisation complète du DDST nécessite de déterminer les paramètres S pour les deux modes de propagation différentiel et commun obtenus à partir des ondes incidentes et réfléchies des modes associés :

$$\begin{bmatrix} b_{dm1} \\ b_{dm2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^{dd} & S_{12}^{dd} \\ S_{21}^{dd} & S_{22}^{dd} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{dm1} \\ a_{dm2} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

$$\begin{bmatrix} b_{cm1} \\ b_{cm2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^{cc} & S_{12}^{cc} \\ S_{21}^{cc} & S_{22}^{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{cm1} \\ a_{cm2} \end{bmatrix}$$

Si la réponse et le stimulus sont du même mode (soit différentiel, soit commun), on obtient des paramètres S purs. Dans le cas où le stimulus en mode différentiel génère une réponse en mode commun et inversement, nous obtenons une conversion entre les deux modes. En pratique, dans les circuits symétriques, les signaux de conversion entre les deux modes se produisent lorsqu'il y a des déséquilibres liés habituellement aux imperfections de fabrication.

Au lieu d'être représenté par sa matrice S classique (S_n), le composant à deux entrées et deux sorties symétriques est représenté par sa matrice S en mode mixte (S_{mm}) qui peut être formée de deux manières selon le regroupement des sous-matrices soit par modes, soit par ports (Tableau I.4).

Matrice S_{mm} regroupée par modes	Matrice S_{mm} regroupée par ports
$\begin{bmatrix} b_{dm1} \\ b_{dm2} \\ b_{cm1} \\ b_{cm2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^{dd} & S_{12}^{dd} & S_{11}^{dc} & S_{12}^{dc} \\ S_{21}^{dd} & S_{22}^{dd} & S_{21}^{dc} & S_{22}^{dc} \\ S_{11}^{cd} & S_{12}^{cd} & S_{11}^{cc} & S_{12}^{cc} \\ S_{21}^{cd} & S_{22}^{cd} & S_{21}^{cc} & S_{22}^{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{dm1} \\ a_{dm2} \\ a_{cm1} \\ a_{cm2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} b_{dm1} \\ b_{cm1} \\ b_{dm2} \\ b_{cm2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^{dd} & S_{11}^{dc} & S_{12}^{dd} & S_{12}^{dc} \\ S_{11}^{cd} & S_{11}^{cc} & S_{12}^{cd} & S_{12}^{cc} \\ S_{21}^{dd} & S_{21}^{dc} & S_{22}^{dd} & S_{22}^{dc} \\ S_{21}^{cd} & S_{21}^{cc} & S_{22}^{cd} & S_{22}^{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{dm1} \\ a_{cm1} \\ a_{dm2} \\ a_{cm2} \end{bmatrix}$

Tableau I.4 - Matrice S_{mm} regroupée par modes ou par ports

La matrice S_{mm} regroupée par modes, décrite dans le Tableau I.5, est constituée de 16 paramètres selon la relation entre le stimulus et la réponse du DDST. La matrice S de dimension 4×4 est composée des quatre sous-matrices S de dimension 2×2 suivantes :

- sous-matrice S^{dd} de mode différentiel,
- sous-matrice S^{cc} de mode commun,
- sous-matrice S^{dc} de conversion du mode commun vers le mode différentiel,
- sous-matrice S^{cd} de conversion du mode différentiel vers le mode commun.

			Stimulus			
			Mode différentiel		Mode commun	
			Port 1d	Port 2d	Port 1d	Port 2d
Réponse	Mode différentiel	Port 1d	S_{11}^{dd}	S_{12}^{dd}	S_{11}^{dc}	S_{12}^{dc}
		Port 2d	S_{21}^{dd}	S_{22}^{dd}	S_{21}^{dc}	S_{22}^{dc}
	Mode commun	Port 1d	S_{11}^{cd}	S_{12}^{cd}	S_{11}^{cc}	S_{12}^{cc}
		Port 2d	S_{21}^{cd}	S_{22}^{cd}	S_{21}^{cc}	S_{22}^{cc}

Tableau I.5 - Relation entre le stimulus et la réponse des paramètres S_{mm} regroupés par modes

1.3.2.2. Transformation des paramètres S classiques en paramètres S en mode mixte

Les équations de transformation entre les matrices S_n et S_{mm} sont différentes selon la façon de regrouper les quatre ports physiques et de représenter les paramètres S_{mm} par ports ou par modes. A titre d'exemple, en supposant que la matrice S_{mm} est regroupée par modes, les matrices S_n et S_{mm} associées aux ondes normalisées incidentes et réfléchies sont décrites comme suit [2] :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = S_n \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} b_{dm1} \\ b_{dm2} \\ b_{cm1} \\ b_{cm2} \end{bmatrix} = S_{mm} \cdot \begin{bmatrix} a_{dm1} \\ a_{dm2} \\ a_{cm1} \\ a_{cm2} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

Etant donné que les impédances des sources sont identiques (Z_0) et qu'il n'y a pas de couplage entre les sources ($Z_{0dm} = 2Z_0$; $Z_{0cm} = \frac{1}{2}Z_0$), les ondes normalisées incidentes et réfléchies aux deux ports 1d et 2d sont exprimées en fonction des ondes incidentes et réfléchies aux quatre ports pour lesquels les ports d'entrée et de sortie sont les paires de ports physiques (1, 2) et (3, 4) :

$$\begin{aligned} a_{dm1} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 - a_2) ; a_{cm1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 + a_2) \\ b_{dm1} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(b_1 - b_2) ; b_{cm1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_1 + b_2) \end{aligned} \quad (I.25)$$

$$a_{dm2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_3 - a_4); a_{cm2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_3 + a_4)$$

$$b_{dm2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_3 - b_4); b_{cm2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_3 + b_4)$$

Les équations ci-dessus sont présentées sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} a_{dm1} \\ a_{dm2} \\ a_{cm1} \\ a_{cm2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix}$$

(I.26)

$$\begin{bmatrix} b_{dm1} \\ b_{dm2} \\ b_{cm1} \\ b_{cm2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix}$$

La transformation de matrice \mathbf{S}_n en matrice \mathbf{S}_{mm} est alors déduite :

$$\mathbf{S}_{mm} = \mathbf{M} \cdot \mathbf{S}_n \cdot \mathbf{M}^{-1} \text{ avec } \mathbf{M} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

En conservant la convention où les ports logiques 1d et 2d correspondent respectivement aux paires de ports physiques (1, 2) et (3, 4), la transformation des paramètres \mathbf{S}_n en paramètres \mathbf{S}_{mm} regroupés par ports est donnée par l'équation (I.28) [7] :

$$\mathbf{S}_{mm} = \begin{bmatrix} \mathbf{M} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{M} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \mathbf{S}_n \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{M} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{M} \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

$$\text{Avec } \mathbf{M} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{O} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

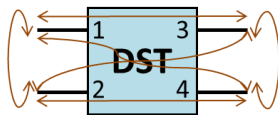
La présentation de la transformation sous forme des sous-matrices de dimension 2x2 permet de traiter la matrice du DST à quatre ports comme celle d'un quadripôle.

Les équations (I.27) et (I.28) présentent la transformation des paramètres \mathbf{S}_n en paramètres \mathbf{S}_{mm} du DST à quatre ports à condition qu'il n'y ait pas de couplage entre les sources. Il existe également dans la littérature des équations de transformation des paramètres \mathbf{S}_n en paramètres \mathbf{S}_{mm} dans le cas généralisé pour les multi-

pôles de n -ports ($n \geq 4$) avec la prise en compte des impédances de référence complexes et des couplages entre les sources [38]. Pour notre travail, nous utiliserons la transformation présentée dans l'équation (I.28).

1.3.3. Différentes méthodes de mesure des composants différentiels

Avec un ARV 2-ports, la mesure des paramètres S des circuits à quatre accès ne peut être réalisée que séquentiellement en connectant chaque couple de ports à l'ARV, les deux ports restants étant fermés sur les impédances de référence classiquement égales à 50Ω . Pour mesurer un composant à quatre ports, il faut donc mesurer six combinaisons des deux ports (Figure I.19a).



(a)



(b)

Figure I.19 - Mesure du DST à quatre ports à l'aide de l'ARV 2-ports : (a) mesure des couples des ports, (b) mesure en utilisant des « baluns »

La matrice \mathbf{S} complète de dimension 4×4 du dispositif différentiel est construite à partir des six matrices \mathbf{S} de dimension 2×2 mesurées en connectant les six couples de ports ($\mathbf{S_P12}$, $\mathbf{S_P13}$, $\mathbf{S_P14}$, $\mathbf{S_P23}$, $\mathbf{S_P24}$ et $\mathbf{S_P34}$) [39].

$\mathbf{S_P12} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$	$\mathbf{S_P13} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{13} \\ S_{31} & S_{33} \end{bmatrix}$	$\mathbf{S_P14} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{14} \\ S_{41} & S_{44} \end{bmatrix}$
$\mathbf{S_P23} = \begin{bmatrix} S_{22} & S_{23} \\ S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$	$\mathbf{S_P24} = \begin{bmatrix} S_{22} & S_{24} \\ S_{42} & S_{44} \end{bmatrix}$	$\mathbf{S_P34} = \begin{bmatrix} S_{33} & S_{34} \\ S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$

Tableau I.6 - Matrices \mathbf{S} de dimension 2×2 à partir de six couples de ports

Les six matrices de dimension 2×2 présentées dans le Tableau I.6 indiquent que les coefficients de réflexion à chaque port (S_{11} , S_{22} , S_{33} et S_{44}) sont mesurés trois fois. Si les charges adaptées ne sont pas identiques, alors les valeurs des paramètres S diagonaux sont différentes. En général, cette approche demande beaucoup de temps et la précision des mesures peut être influencée par de nombreux facteurs comme la qualité des charges adaptées, la stabilité des câbles, le nombre important de connexions engendrant notamment des problèmes de répétabilité.

Une autre approche de mesure des circuits à quatre accès se base sur l'utilisation de « baluns » (acronyme de BALanced-UNbalanced) constitués d'un port non-équilibré et de deux ports équilibrés [40]. Les « baluns » permettent de convertir les ports symétriques en ports asymétriques et les dispositifs

différentiels peuvent alors être mesurés comme des dispositifs asymétriques à l'aide d'un ARV 2-ports (Figure I.19b). Cette méthode simplifie la mesure en réduisant le nombre de paramètres S de seize à quatre termes. Cependant, un problème au niveau de la précision de la mesure se pose à cause des imperfections des « baluns » et du changement de plan de référence de la mesure [41]. L'utilisation de « baluns » reste aussi inadaptée pour avoir une vue d'ensemble du DDST car cette approche ne donne pas d'information sur les paramètres S en termes de conversion entre modes.

L'augmentation du nombre de ports d'ARV de deux à quatre (ou même plus) facilite la caractérisation des circuits différentiels. La matrice S_n de dimension 4×4 sera obtenue directement en connectant chacun des ports du DST à un des ports de l'ARV (Figure I.27).

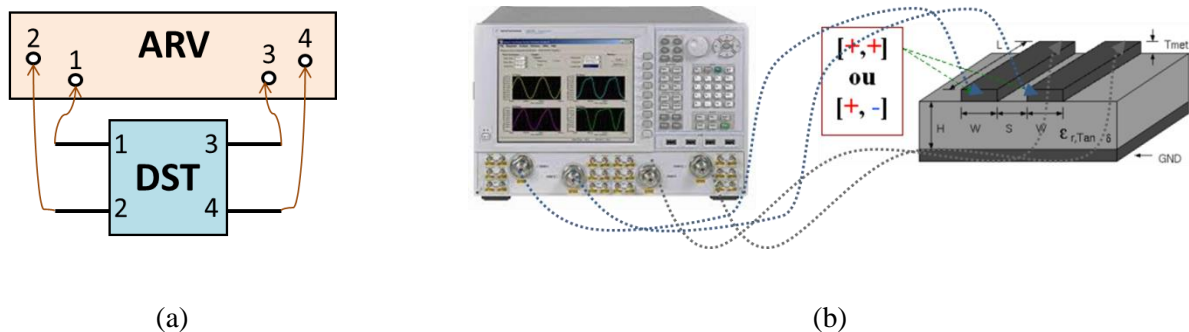


Figure I.20 - (a) connexions entre les quatre ports du DST et de l'ARV, (b) mesure d'une ligne couplée à l'aide de l'ARV 4-ports

Avec deux sources d'excitation permettant de générer les signaux différentiels et communs, il y a au moins deux possibilités pour mesurer les paramètres S des circuits symétriques :

- soit réaliser des mesures en mode différentiel vrai (« true » mode),
- soit mesurer les paramètres S en mode asymétrique (« single ended ») et les transformer en paramètres S en mode symétrique.

Toutes les mesures présentées dans ce travail sont réalisées à l'aide d'un ARV 4-ports destiné à la mesure du DDST.

1.4. Système de mesure des paramètres S

1.4.1. Analyseur de réseau vectoriel

1.4.1.1. Architecture principale d'un ARV

Un ARV donne des informations sur l'amplitude et sur la phase des paramètres S sur une large bande de fréquence. Les blocs principaux d'un ARV typique incluant la source d'excitation, la séparation, la détection, le traitement et la visualisation des signaux sont illustrés sur la Figure I.21.

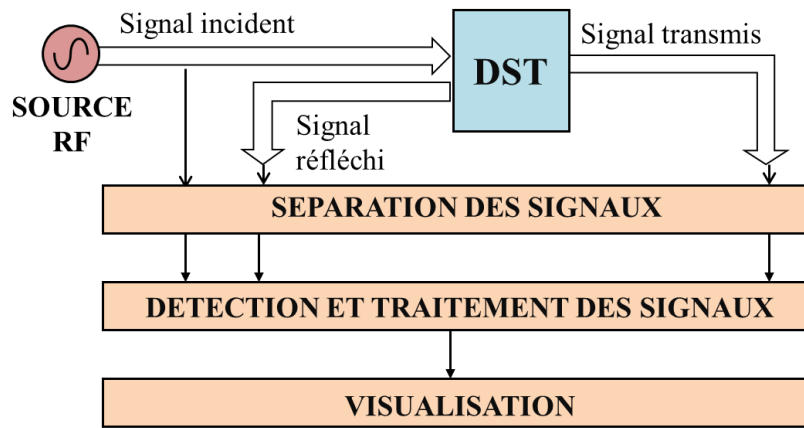


Figure I.21 - Blocs principaux d'un ARV

Dans le cas d'un ARV 2-ports, le trajet des ondes allant de la source RF jusqu'au DST est présenté sur la Figure I.22.

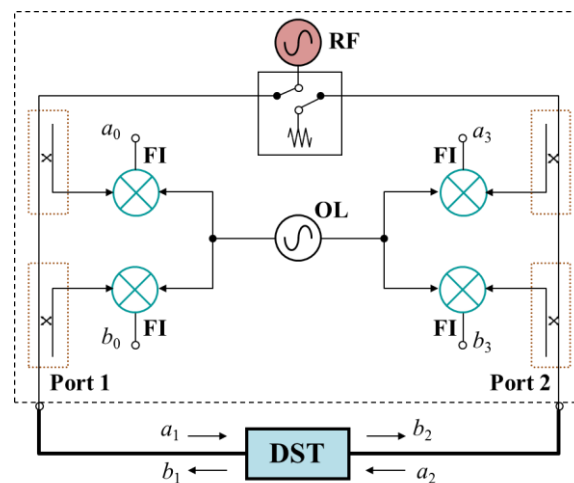


Figure I.22 - Schéma fonctionnel d'un ARV 2-ports

❖ Source RF

L'ARV est de type stimulus-réponse dont la source fournit un stimulus associé à la fréquence et au niveau de puissance. Les critères pour la conception des sources de l'ARV sont la vitesse, la pureté spectrale, la synchronisation, la puissance entrée-sortie et la complexité des circuits. Généralement, ces sources peuvent être classées en deux catégories : les sources balayées et synthétisées [42]. Dans les premières versions, les sources basées sur des oscillateurs à fréquence balayée en boucle ouverte ont été utilisées pour produire les signaux de stimulation. Les sources les plus récentes sont basées sur des synthétiseurs de fréquence. Les synthétiseurs ont remplacé les oscillateurs à fréquence balayée en boucle ouverte pour la génération des signaux multi-boucles [43]. Ils comprennent divers composants tels que des oscillateurs commandés en tension (VCOs), des multiplicateurs de fréquence, des diviseurs, des mélangeurs et des

détecteurs de phase [44]. À titre comparatif, la source balayée simple peut être rapide mais au détriment de la pureté spectrale et de la synchronisation. Au contraire, la complexité de conception des synthétiseurs, pour bien contrôler la réponse en fréquence et le niveau de puissance, permet d'avoir une bonne pureté spectrale et une stabilité de puissance de sortie.

Des commutateurs sont utilisés lorsque il y a moins de sources que de ports. La source RF peut être commutée entre le port 1 et le port 2. Lorsqu'un port est connecté à la source, l'autre en tant que port de sortie est terminé par une charge adaptée (charge de référence). Les contraintes des commutateurs sont liées aux termes d'isolation, aux pertes d'insertion, à la linéarité et à la répétabilité.

❖ Séparation des signaux

La séparation des ondes incidentes, réfléchies et transmises est une fonction importante dans l'ARV. Cette fonction est souvent réalisée au moyen de coupleurs directifs dans les deux sens (direct et inverse) pour répartir le signal d'entrée sur deux ou plusieurs voies (Figure I.23). Une désadaptation du coupleur directif contribue à la désadaptation de source et de charge. Les principales caractéristiques du coupleur directif sont la directivité (D_{coupl}), le facteur de couplage (C_{coupl}), les pertes d'insertion (IL_{coupl}), et l'isolation (I_{coupl}).

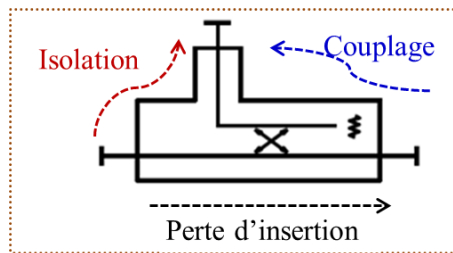


Figure I.23 - Caractéristiques d'un coupleur directif à trois ports

La directivité exprime la capacité du coupleur à séparer les signaux se déplaçant dans des directions opposées. Elle est liée directement au couplage, aux pertes d'insertion et à l'isolation [43] :

$$D_{coupl} = \frac{I_{coupl}}{C_{coupl} \cdot IL_{coupl}} \quad (I.29)$$

La plupart des coupleurs ont de faibles pertes ce qui rend la directivité quasiment égale au rapport entre l'isolation et le facteur de couplage. Par exemple, pour un coupleur directionnel avec 20 dB de couplage, 50 dB d'isolation et 0,05 dB de pertes d'insertion, la directivité est à peu près égale à 30 dB. L'isolation est un critère important dans les coupleurs directifs et peut être définie comme la différence (en dB) du niveau du signal entre le port d'entrée et le port isolé. Le couplage dépend de la distance entre la ligne principale et la ligne couplée.

❖ Détection et traitement des signaux

La détection des signaux s'effectue à base de diodes ou d'un récepteur accordé (tuned receiver) [45]. Les détecteurs à diodes convertissent le signal RF en signal à courant continu (DC). Ils couvrent de larges

bandes de fréquence et sont peu coûteux par rapport aux récepteurs accordés. Cependant, la sensibilité (de l'ordre de -60 dBm) et la gamme dynamique comprise entre 60 à 75 dB reste à un niveau moyen. Celle-ci peut être améliorée en augmentant la puissance d'entrée des mesures. En revanche, les récepteurs accordés offrent une bonne sensibilité (< -100 dBm) et une plage dynamique étendue (100 dB ou plus) [46] (Figure I.24), ainsi qu'une bonne réjection des signaux parasites.

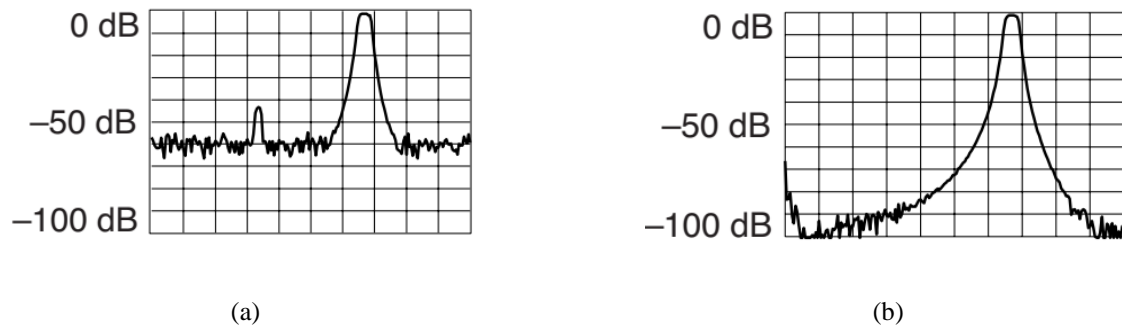


Figure I.24 - Sensibilité : (a) détecteurs à diodes, (b) récepteurs accordés

Le schéma du récepteur accordé d'un ARV est illustré sur la Figure I.25.

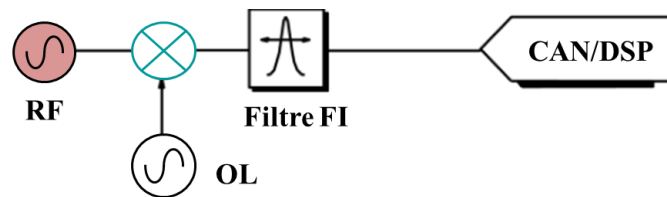


Figure I.25 - Schéma du récepteur accordé d'un ARV

Le récepteur accordé utilise des mélangeurs et des oscillateurs locaux (OL) pour convertir les signaux RF en signaux FI (Fréquence Intermédiaire). Ces derniers sont filtrés par un filtre passe-bande à bande étroite, ce qui réduit le plancher de bruit et améliore la sensibilité et la plage dynamique. Les analyseurs utilisent un convertisseur analogique-numérique (CAN) et un traitement de signal numérique (DSP) pour extraire les informations en amplitude et en phase du signal FI.

❖ Visualisation

Le dernier bloc principal de l'ARV a pour but d'afficher les résultats de mesure. Un ordinateur interne calcule puis affiche les valeurs des paramètres S ou d'autres grandeurs dérivées telles que le facteur d'adaptation, le temps de propagation de groupe, l'impédance, etc. L'ARV dispose de différents formats d'interprétation des résultats de mesure tels que les formats linéaire ou logarithmique, l'abaque de Smith et les courbes en coordonnées polaires.

1.4.1.2. ARV 4-ports

Les ARV multiports (4-ports, 8-ports jusqu'à 32-ports) sont utilisés pour caractériser en une seule connexion les circuits numériques à haute vitesse dans un contexte d'augmentation de la densité des signaux et des interconnexions. La bande de fréquence, la stabilité, la performance de mesure et le coût sont les principaux aspects à prendre en compte dans le choix d'une architecture de système. Diverses architectures d'ARV multiports sont disponibles suivant le nombre de sources et de récepteurs par port. Un ARV peut contenir une source et deux récepteurs pour chaque port (Figure I.26) ce qui constitue un ensemble très coûteux en hyperfréquences [44].

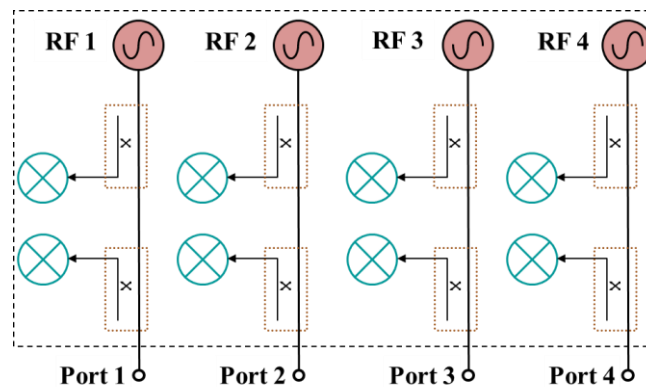


Figure I.26 - Architecture d'un ARV 4-ports avec une source et deux récepteurs par port

Pour réduire le nombre de sources, une autre configuration à partir de deux sources d'excitation (une source par couple de ports), a été mise en œuvre. La Figure I.27 ([47]) montre une architecture simplifiée d'ARV 4-ports (N5227A) utilisant cette approche.

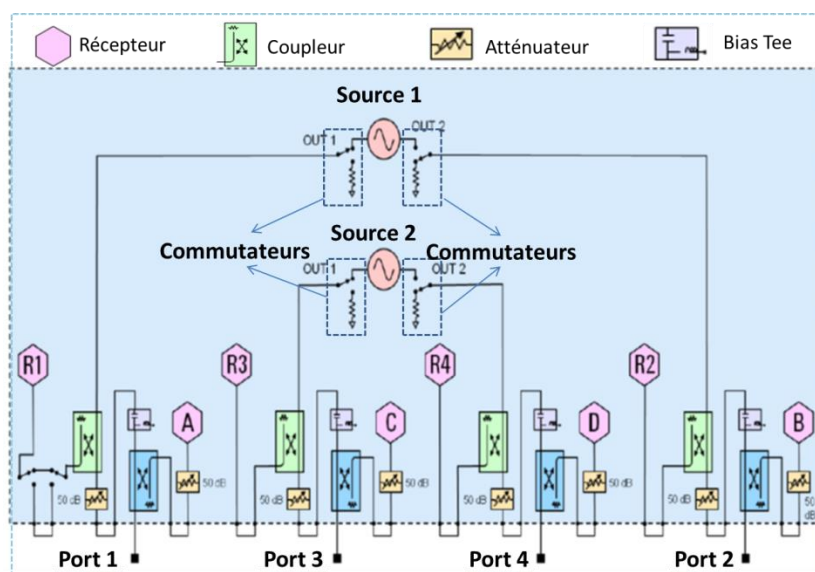


Figure I.27 - Architecture d'un ARV 4-ports N5227A avec deux sources d'excitation

Les commutateurs excitent successivement les deux ports d'une même paire afin de mesurer tous les paramètres S sans avoir besoin de déconnecter le DST pour effectuer les mesures dans les sens direct et inverse. Deux coupleurs à chaque port séparent les ondes incidentes et réfléchies. En général, les modèles d'ARV sont basés sur des récepteurs de référence et des récepteurs de port de test. Pour le modèle d'ARV 4-ports considéré ici, les termes R_1 , R_2 , R_3 et R_4 représentent les récepteurs de référence aux ports 1, 2, 3 et 4 tandis que les termes A, B, C et D représentent les récepteurs de port de test respectivement pour les accès 1, 2, 3 et 4. Les paramètres S sont déterminés en effectuant les rapports entre les différents signaux des récepteurs. Par exemple, le coefficient de réflexion S_{11} au port 1 est défini comme le rapport A/R_1 et le coefficient de transmission S_{21} est le rapport B/R_1 .

1.4.1.3. Opération d'un ARV 4-ports en mode différentiel vrai

L'ARV 4-ports est largement utilisé pour réduire le temps de mesure et augmenter la précision des mesures des paramètres S en mode mixte des composants différentiels. Avec l'aide d'une topologie équilibrée (BAL-BAL), deux possibilités existent pour mesurer les paramètres S en mode mixte : soit réaliser des mesures en mode différentiel vrai ou bien mesurer les paramètres S en mode asymétrique puis les transformer en paramètres S en mode mixte à l'aide des équations de transformation présentées précédemment dans la partie 1.3.2.2. La Figure I.28 montre la topologie équilibrée avec les différentes options de stimulus disponibles sur l'ARV 4-ports N5227A.

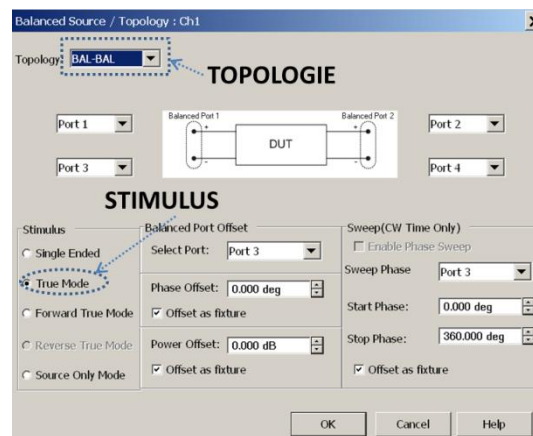


Figure I.28 - Stimulus de l'ARV 4-ports N5227A

Concernant le stimulus en mode différentiel vrai, les amplitudes et les phases de deux sources d'excitation sont contrôlées simultanément pour générer les signaux différentiel et commun [48]. L'ARV 4-ports est conçu pour avoir une isolation extrêmement élevée entre les ports et éliminer leur couplage. Lorsque les ports sont bien découplés, les deux modes de transmission du couple de ports, différentiel et commun, peuvent être générés à partir des signaux des deux sources grâce au diviseur de puissance hybride établissant la différence de phase de 180° en mode différentiel et de 0° en mode commun. L'opération de l'ARV 4-ports en mode différentiel vrai ([49], [50]) est illustrée sur la Figure I.29.

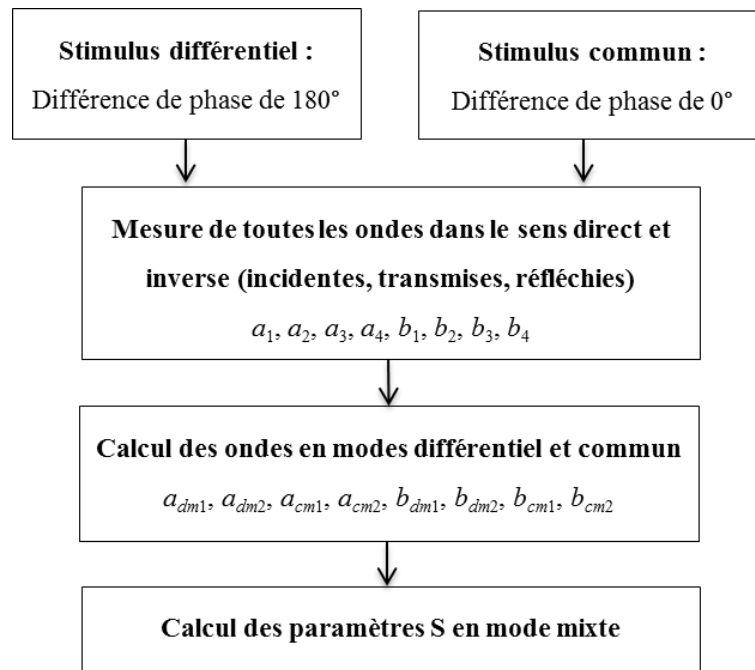


Figure I.29 - Opération d'un ARV 4-ports en mode différentiel vrai

Les étapes de mesure en sens direct et en sens inverse nécessitent chacune quatre balayages, deux pour le mode différentiel et deux pour le mode commun. Par conséquent, une mesure complète dans les deux sens requiert huit balayages.

Nous utiliserons les deux types de stimulus de l'ARV 4-ports de Keysight N5227A pour des mesures de paramètres S classiques (S_n) et de paramètres S en mode-mixte (S_{mm}) de circuits différentiels. Toutefois, il est important de noter qu'avec le stimulus « true mode », le déséquilibre de phase et d'amplitude du système de mesure (ARV, câbles, connecteurs, ...) génère un mode parasite simultanément au mode désiré. Ce déséquilibre cause des incohérences non-négligeables dans les paramètres S bruts en mode mixte. Afin d'avoir la précision requise pour des mesures de paramètres S d'un DST par le stimulus différentiel vrai, il est donc nécessaire de réaliser d'abord un étalonnage pour réduire le niveau d'erreur systématique du système de mesure.

1.4.2. Station de mesure sous pointes

De façon monolithique sur des circuits intégrés, des dispositifs et des lignes de transmission planaires peuvent être développés sur un même substrat (wafer) constituant un MMIC. Dans l'industrie de la microélectronique et des semi-conducteurs, la mesure sous pointes est fondamentale pour la conception et la caractérisation des MMIC. Le système de mesure sous pointes est constitué d'un ARV, de câbles, de connecteurs, de sondes RF et d'une station de mesure. Cette dernière crée l'interface entre l'appareil de mesure RF, dans ce cas l'ARV, et les dispositifs sous test en positionnant le wafer sur l'axe X, Y et Z. La

Figure I.30 montre la station de mesure sous pointes SUSS PM8 MICROTEC de type manuel qui est disponible au laboratoire hyperfréquence du LNE.

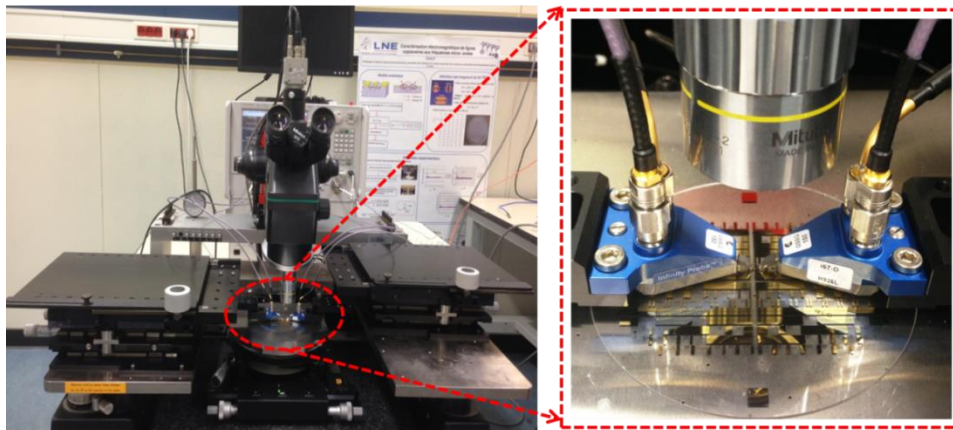


Figure I.30 - Station de mesure sous pointes (SUSS PM8 MICROTEC)

Elle permet de mesurer des dispositifs sur une surface allant de quelques millimètres à 200 mm de diamètre. La station sous pointes est équipée d'un Chuck sur lequel le wafer est déposé, d'un microscope avec différents niveaux de grossissement (Figure I.31) et d'un système anti-vibrations à air comprimé.

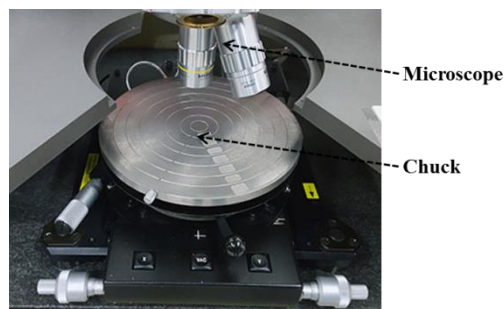


Figure I.31 - Chuck et microscope de station de mesure sous pointes

Le dispositif sur wafer est en contact électrique avec les pointes des sondes RF. Le réglage des positions de contact entre les « pads » des composants et les pointes est effectué par le mouvement du Chuck et de deux micro-positionneurs spécifiques aux applications millimétriques, chacun étant associé à une sonde RF connectée à l'ARV avec des câbles coaxiaux. La sonde crée la transition entre les structures planaire et coaxiale. Contrairement à la caractérisation des composants munis de connecteurs, la caractérisation des composants sur wafer nécessite un type de sonde particulier en fonction de la configuration et de la dimension des pistes. Des sondes différentielles GSGSG ou GSSG sont disponibles dans le commerce pour la mesure sous pointes des composants différentiels (sonde « dual » de Picoprobe et sonde « infinity dual » de Cascade Microtech, par exemple). Le modèle de sonde « dual » de Picoprobe se compose de deux sondes séparées, montées sur un seul support, dont une est fixée et l'autre est réglable pour ajuster l'espacement entre les deux sondes. Chacune des sondes peut être configurée en configuration « Ground – Signal » (GS) ou « Ground – Signal – Ground » (GSG) comme montré sur la Figure I.32.

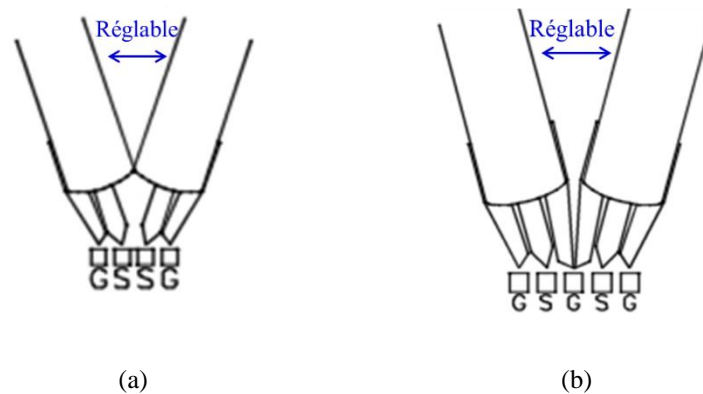


Figure I.32 - Sonde Dual de Picoprobe en configuration : (a) GSSG, (b) GSGSG

Contrairement au premier type de sonde « dual », l'espacement entre les pointes de la sonde « infinity dual » n'est pas ajustable. Toutefois, différents choix de l'espacement entre ces pointes sont possibles dans la plage de 100 μm et 250 μm . Ce type de sonde présente l'avantage d'avoir une résistance de contact faible et stable ($< 0,05 \Omega$) et un meilleur confinement du champ ce qui réduit le couplage non-souhaité avec les autres dispositifs et donc augmente la précision des mesures. La gamme de fréquence des sondes « infinity dual » s'étend jusqu'à 110 GHz. Avec la limite de fréquence de l'ARV qui est de 67 GHz, des sondes fonctionnant à 67 GHz ont été choisies pour la mise en place du système de mesure sous pointes pour ce travail.

Les quatre câbles coaxiaux associés aux connecteurs établissent la connexion entre les ports de l'ARV 4-ports et les deux sondes différentielles. Il existe une grande variété de câbles coaxiaux aussi bien flexibles que rigides, tolérant plus ou moins les courbures, en raison des différentes exigences de précision et des applications visées. Le choix de câbles coaxiaux et connecteurs se base sur différents critères : l'impédance caractéristique, la gamme de fréquence, la taille, le niveau de précision et le coût. L'impédance caractéristique des câbles coaxiaux utilisés est généralement 50 Ω . Le Tableau I.7 présente la taille et la fréquence de fonctionnement de quelques types de connecteurs coaxiaux mâles-femelles [51].

Diamètre extérieur du conducteur (mm)	Fréquence maximale (GHz)
3,5	34
2,92 (K)	40
2,4	50
1,85 (V)	67
1 (W)	110

Tableau I.7 - Taille et fréquence de fonctionnement des connecteurs coaxiaux

Le connecteur utilisé est le connecteur 1,85 mm, compatible avec la limite de fréquence de l'ARV de 67 GHz.

Chapitre II. Méthodes d'étalonnage pour la mesure de paramètres S sous pointes

2.1. Introduction

L'ARV est principalement conçu pour mesurer des paramètres S. Il est cependant nécessaire d'effectuer un étalonnage afin de corriger les imperfections du système. Ce processus est défini comme l'ensemble des mesures de composants bien connus dits étalons conduisant à des calculs qui permettent d'établir la relation entre les valeurs brutes indiquées par l'instrument de mesure et les valeurs réelles connues des étalons pour déterminer et corriger les termes d'erreur systématiques du système. Par conséquent, la précision de mesure dépend non seulement du système de mesure mais également de la méthode d'étalonnage choisie. Il existe différentes méthodes selon le nombre de ports, la bande de fréquence, la nature des composants liée aux différents types de connexion (structure coaxiale, guide d'ondes, ou sur wafer). Le nombre, le type et l'exactitude requise pour les étalons dépendent de la méthode d'étalonnage et du modèle d'erreur utilisé.

Tous les systèmes de mesure, y compris ceux qui utilisent l'ARV, peuvent être influencés par trois types d'erreurs : les erreurs aléatoires, les erreurs de dérive et les erreurs systématiques [52]. Ces dernières sont représentées dans le modèle d'erreur et corrigées dans le processus d'étalonnage. Nous décrirons les deux modèles à huit et douze termes d'erreur implémentés dans l'ARV 2-ports sur lesquels s'appuient de nombreuses méthodes d'étalonnage. Concernant le modèle à douze termes, la méthode d'étalonnage la plus répandue est la méthode SOLT (Short-Open-Load-Thru) [53]. Cette technique peut être appliquée pour la mesure des composants connectés ou sur wafer. Cependant, la nécessité de connaître les caractéristiques complètes des étalons entraîne des difficultés pour des mesures sur wafer en hyperfréquences. En outre, la précision de la méthode SOLT sur wafer est significativement influencée par le contact entre les sondes et le composant [54]. Les résultats de mesure peuvent dériver facilement à cause du glissement excessif ou insuffisant des sondes, ce qui influence la précision de l'étalonnage. Plusieurs méthodes basées sur le modèle à huit termes sont largement utilisées telles que les méthodes TRL [6], multiline TRL [55], LRM et LRRM [56], [57]. Les acronymes T, R, L, et M signifient respectivement une connexion directe (Thru), un étalon ayant un coefficient de réflexion élevé (Reflect), une ligne de transmission (Line), et une charge adaptée (Match). La méthode TRL offre une solution adaptée à la traçabilité des mesures de paramètres S des composants asymétriques. La méthode Multimode TRL [5] a été développée pour étalonner l'ARV pour des mesures de paramètres S de circuits différentiels.

Ce chapitre présente les sources et les modèles d'erreur ainsi que quelques méthodes d'étalonnage dédiées aux mesures sous pointes, particulièrement la méthode Multimode TRL envisagée pour établir la traçabilité des mesures de paramètres S en mode mixte.

2.2. Sources des erreurs de mesure des paramètres S

2.2.1. Erreurs non-corrigées par l'étalonnage

2.2.1.1. Erreurs aléatoires

Les erreurs aléatoires proviennent de trois sources principales : le bruit interne des composants, la non-répétabilité des commutateurs et des connexions.

❖ Bruit interne des composants

Le bruit interne comportant le plancher de bruit et le bruit de trace représente une perturbation électrique indésirable générée dans les composants de l'ARV. Le plancher de bruit correspond aux fluctuations aléatoires des signaux dans le cas où aucun signal n'est introduit aux ports de test. Il s'agit d'une spécification importante de l'ARV qui limite la sensibilité et qui permet de déterminer la plage dynamique de l'instrument. Le bruit de trace correspond aux fluctuations aléatoires des résultats de mesure liées aux sources et aux récepteurs. L'impact de ce bruit interne sur la précision de mesure peut être minimisé en réduisant la largeur de bande à fréquence intermédiaire (IFBW) et aussi en augmentant la puissance de la source et la moyenne des traces dans la configuration de l'ARV. Le facteur IFBW plus faible ou le moyennage réduit le bruit mais au détriment du temps de mesure.

❖ Non-répétabilité des commutateurs

Lorsque les commutateurs sont commutés entre les sources des signaux, la position de contact entre le commutateur et la source peut varier dans le temps ce qui cause principalement des erreurs de répétabilité.

❖ Non-répétabilité des connexions

L'usure des connecteurs influence l'intégrité d'une connexion électrique. Ce type d'erreur peut être réduit en appliquant de bonnes méthodes d'usage et d'entretien des connecteurs.

2.2.1.2. Erreurs de dérive

Les erreurs de dérive sont liées au changement de performances de l'ARV ou du système de test après avoir effectué l'étalonnage. Plusieurs raisons peuvent provoquer l'instabilité de mesure ; parmi celles-ci, la dilatation ou la contraction thermique qui est susceptible de modifier les caractéristiques électriques des composants du système. De plus, la durée pendant laquelle un étalonnage reste précis dépend de l'environnement de la mesure et de la vitesse de dérive du système. Cette dérive peut être éliminée en effectuant un nouvel étalonnage avant de réaliser des mesures ou par le maintien de l'environnement à température contrôlée.

En résumé, les erreurs aléatoires et de dérive ne peuvent pas être éliminées par le processus d'étalonnage puisqu'elles ne sont pas répétables et donc impossibles à prendre en compte de manière systématique dans les modèles de correction des erreurs d'étalonnage.

2.2.2. Erreurs systématiques corrigées par l'étalonnage

Les erreurs systématiques, supposées être invariantes et donc prévisibles, sont causées par des imperfections du système de mesure, notamment l'ARV. Ce sont les erreurs les plus importantes dans la plupart des mesures hyperfréquences. Il est essentiel d'identifier les termes d'erreur qui peuvent être déterminés et corrigés pendant le processus d'étalonnage.

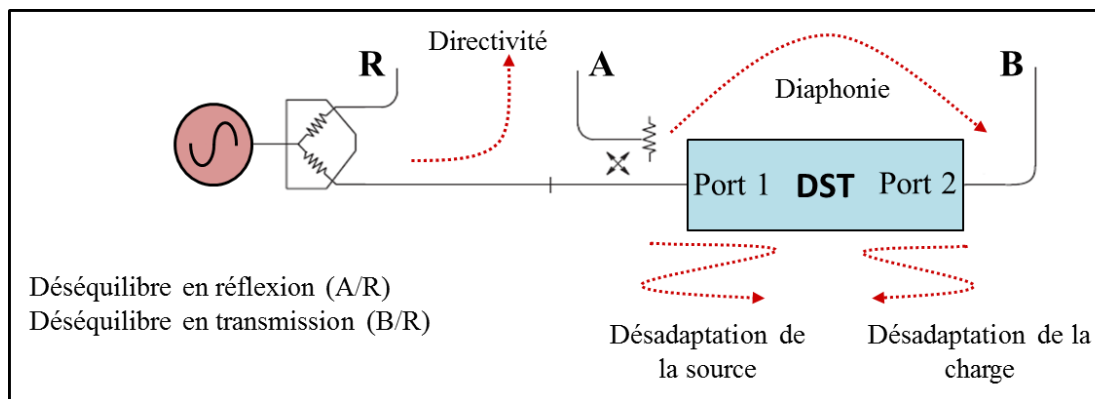


Figure II.1 - Sources d'erreurs systématiques du système de mesure des paramètres S

Les origines des erreurs systématiques qui incluent la directivité, la désadaptation de source et de charge, le déséquilibre en réflexion et en transmission et la diaphonie [58], sont illustrées sur la Figure II.1. Cette figure représente également le trajet des signaux de mesure d'un DST à deux ports dans le sens direct du port 1 au port 2. Les signaux incident, réfléchi et transmis sont respectivement mesurés par les récepteurs R, A et B.

2.2.2.1. Directivité

L'ARV sépare les ondes incidentes, réfléchies et transmises à l'aide de ponts ou de coupleurs directifs. Seul le signal réfléchi par le DST apparaît sur le récepteur A dans le cas d'un coupleur idéal. En réalité, une partie du signal incident parvient directement à ce récepteur sans être réfléchi par le DST en raison d'une fuite, ce qui contribue à l'erreur de directivité, qui peut être compensée dans le processus d'étalonnage.

2.2.2.2. Désadaptation de la source et de la charge

L'adaptation d'impédance au niveau de la source et de la charge a un impact important sur la précision des mesures de paramètres S. Dans le cas de l'adaptation parfaite d'impédance de la source, tout le signal réfléchi par le DST arrive au récepteur A. En pratique, l'impédance de référence au niveau du port de

test de l'ARV peut varier en fonction de la qualité de la conception et du matériel. La désadaptation de la source fait qu'une partie du signal réfléchi ne parvient pas au récepteur A. De même, une partie du signal transmis ne parvient pas au récepteur B en raison de la désadaptation de la charge. Ces désadaptations d'impédance au niveau des ports d'entrée et de sortie sont des sources d'erreurs qui peuvent être prises en compte dans l'algorithme d'étalonnage.

2.2.2.3. Déséquilibre en réflexion et en transmission

Les mesures en réflexion et en transmission sont effectuées en comparant respectivement le signal du récepteur A et le signal du récepteur B par rapport au signal du récepteur R (rapports A/R et B/R). Les erreurs du déséquilibre en réflexion et en transmission (reflection and transmission tracking) résultent d'une différence de réponse entre les voies de référence (R) et de mesure (A ou B), comme illustrée sur la Figure II.2 [59].

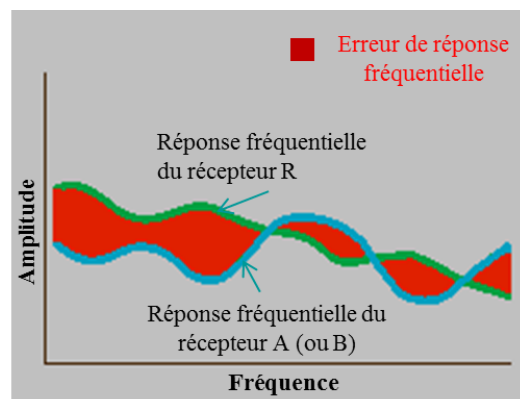


Figure II.2 - Illustration de l'erreur de réponse fréquentielle de l'ARV

En effet, les dispositifs de séparation des signaux de l'ARV, les câbles et les adaptateurs de test du système n'ont pas une réponse fréquentielle identique. Concernant la séparation des signaux, un ARV typique est constitué de plusieurs récepteurs et coupleurs directifs qui ont des coefficients de couplage légèrement différents en fonction de la fréquence, ce qui entraîne les déséquilibres en réflexion et en transmission.

2.2.2.4. Diaphonie

Seul le signal transmis par le DST est mesuré au récepteur B dans le cas idéal. En cas de fuite entre les ports, un signal provenant d'un port se propage à l'autre port sans passer par le DST. La Figure II.3 montre un exemple de diaphonie (crosstalk) dans le sens direct où le signal de source parvient directement au récepteur B, ce qui entraîne donc des erreurs de mesures.

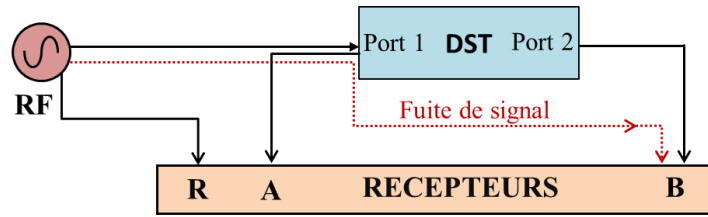


Figure II.3 - Diaphonie due à la fuite du signal de source

En résumé, la diaphonie est une fuite d'énergie entre les parcours des signaux de l'analyseur. De plus, dans le système de mesures sous pointes, une autre contribution à ce terme correspond à la partie de signal transitant par rayonnement directement d'une pointe à l'autre. Les erreurs de diaphonie sont normalement moins importantes que les autres erreurs et sont généralement considérées comme négligeables. Elles peuvent être cependant corrigées.

2.3. Etalonnage pour la mesure d'une charge

Le diagramme de fluence des mesures en réflexion représente l'influence de chacun des termes de directivité (e_{00}), de désadaptation de la source (e_{11}) et de déséquilibre en réflexion ($e_{10}e_{01}$) (Figure II.4).

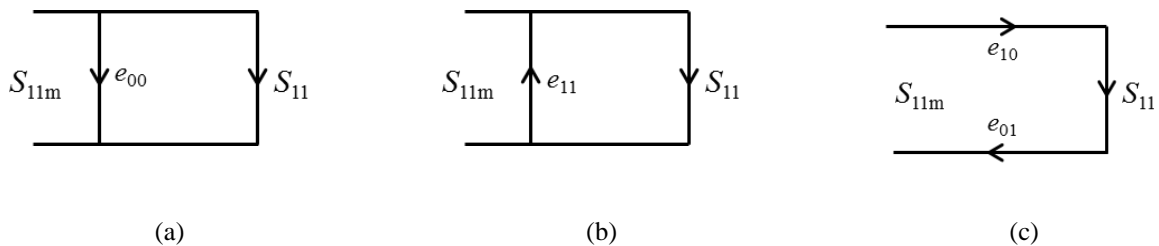


Figure II.4 - Diagramme de fluence des mesures en réflexion : (a) directivité, (b) désadaptation de la source, (c) déséquilibre en réflexion

Le modèle d'erreur de la mesure en réflexion d'une charge représente l'ensemble de ces trois termes d'erreur symbolisés par un quadripôle d'erreur **X**.

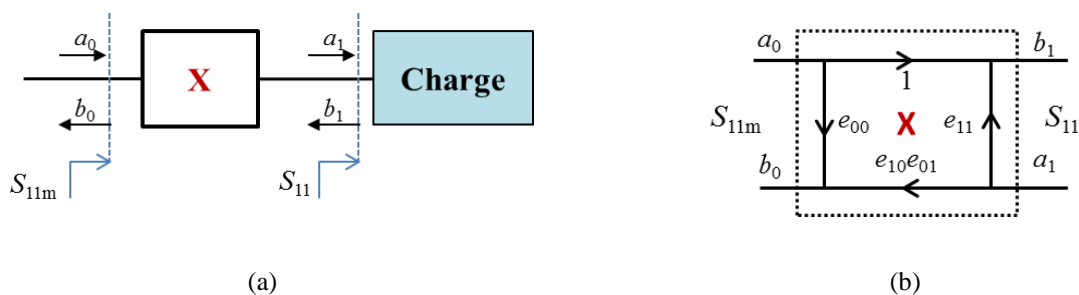


Figure II.5 - (a) insertion d'un quadripôle d'erreur **X** pour la mesure d'une charge, (b) modèle d'erreur à un port

Le facteur de réflexion mesuré S_{11m} s'écrit à la fois en fonction du facteur de réflexion vrai S_{11} et des trois termes d'erreur e_{00} , e_{11} et $e_{10}e_{01}$ [60] :

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

Ces trois termes peuvent être déterminés grâce à la mesure de trois étalons de référence dont le facteur de réflexion S_{11} est supposé connu, comme par exemple un court-circuit (S), un circuit-ouvert (O) et une charge adaptée (L).

Les trois termes de désadaptation de la charge, de réponse fréquentielle en transmission et de diaphonie conduisent à un modèle d'erreur complet incluant des mesures en transmission. Des modèles à douze et à huit termes d'erreur sont généralement utilisés pour l'étalonnage de l'ARV 2-ports.

2.4. Etalonnage pour la mesure d'un quadripôle

2.4.1. Modèle à douze termes d'erreur

2.4.1.1. Diagramme de fluence

La mesure complète d'un quadripôle à l'aide de l'ARV 2-ports utilise deux états de commutateur selon sa position. Dans le sens direct (signal appliqué en entrée du DST), le rapport d'onde en réflexion (b_0/a_0) et le rapport d'onde en transmission (b_3/a_0) sont mesurés. Lorsque le commutateur est inversé (signal appliqué en sortie du DST), les mesures des rapports d'onde en réflexion (b'_3/a'_3) et en transmission (b'_0/a'_3) sont effectuées. Le modèle à douze termes d'erreur est la combinaison de deux modèles d'erreur à six termes dans les deux sens, représenté par les deux diagrammes de fluence de la Figure II.6.

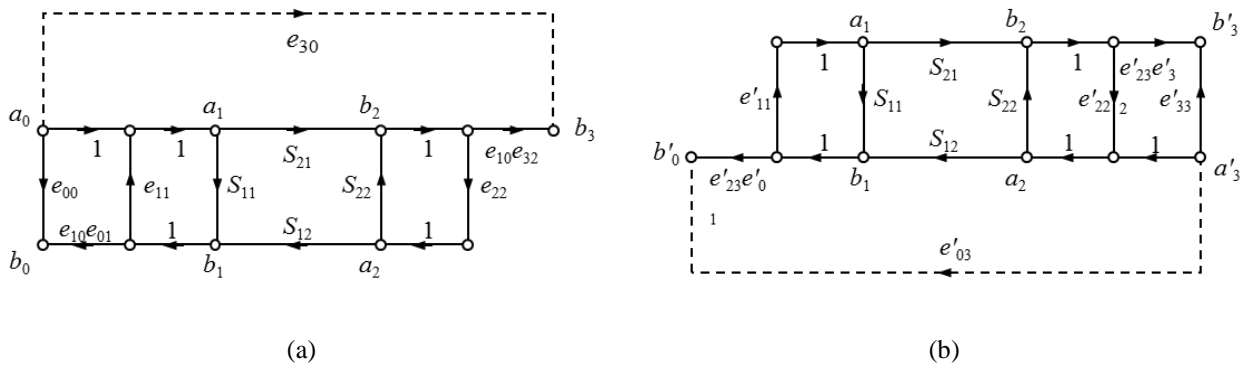


Figure II.6 - Diagramme de fluence selon les deux états du commutateur : (a) sens direct, (b) sens inverse

Il est considéré comme le modèle le plus complet du système de mesure car les erreurs systématiques liées à la directivité, à la désadaptation de la charge et de la source, au déséquilibre en réflexion et en transmission et à la diaphonie sont prises en compte (Tableau II.1).

Erreurs systématiques (direct et inverse)	Notation
Directivité	e_{00}, e'_{33}
Désadaptation de source	e_{11}, e'_{22}
Désadaptation de charge	e_{22}, e'_{11}
Déséquilibre en réflexion	$e_{10}e_{01}, e'_{23}e'_{32}$
Déséquilibre en transmission	$e_{10}e_{32}, e'_{23}e'_{01}$
Diaphonie	e_{30}, e'_{03}

Tableau II.1 - Les douze termes d'erreur de l'ARV

2.4.1.2. Méthode d'étalonnage SOLT

Une méthode d'étalonnage typique utilisant le modèle à douze termes d'erreur est la méthode SOLT [53] basée sur la connaissance précise des caractéristiques des étalons utilisés. La méthode SOLT nécessite à chacun des deux ports de l'ARV, la connexion de trois charges étalons aux caractéristiques différentes et connues (le court-circuit, le circuit-ouvert et la charge adaptée) en plus d'une connexion directe. L'équation (II.2) donne les quatre paramètres S_{ijm} mesurés en fonction des quatre paramètres S_{ij} vrais du quadripôle et des douze termes d'erreur [60] :

$$\begin{aligned}
S_{11m} &= \frac{b_0}{a_0} = e_{00} + \frac{(e_{10}e_{01})(S_{11} - e_{22}\Delta_S)}{1 - e_{11}S_{11} - e_{22}S_{22} + e_{11}e_{22}\Delta_S} \\
S_{21m} &= \frac{b_3}{a_0} = e_{30} + \frac{(e_{10}e_{32})S_{21}}{1 - e_{11}S_{11} - e_{22}S_{22} + e_{11}e_{22}\Delta_S} \\
S_{22m} &= \frac{b'_3}{a'_3} = e'_{33} + \frac{(e'_{23}e'_{32})(S_{22} - e'_{11}\Delta_S)}{1 - e'_{11}S_{11} - e'_{22}S_{22} + e'_{11}e'_{22}\Delta_S} \\
S_{12m} &= \frac{b'_0}{a'_3} = e'_{03} + \frac{(e'_{23}e'_{01})S_{12}}{1 - e'_{11}S_{11} - e'_{22}S_{22} + e'_{11}e'_{22}\Delta_S}
\end{aligned} \tag{II.2}$$

$$\text{avec } \Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$$

Les termes d'erreur liés à la diaphonie e_{30} et e'_{03} représentent les facteurs de transmission lorsque les deux accès de mesure sont fermés sur des charges adaptées [61]. Dans le cas où les deux termes e_{30} et e'_{03} entre les deux accès de l'ARV sont négligeables, l'étalonnage de l'ARV revient à déterminer les dix autres termes. Les six premiers (trois termes de directivité, de désadaptation de la source et de déséquilibre en réflexion pour chaque accès) sont déterminés par la mesure de charges à facteur de réflexion connu comme décrit à la

section 2.3. La détermination des termes de désadaptation de charge (e_{22} et e'_{11}) et de déséquilibre en transmission ($e_{10}e_{32}$ et $e'_{23}e'_{01}$) est réalisée au moyen de la mesure d'un quadripôle connu. Par exemple, si les connecteurs permettent de connecter directement les deux accès de mesure (Thru), la matrice \mathbf{S} de connexion directe est donnée par l'équation (II.3) :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Les quatre termes e_{22} , ($e_{10}e_{32}$), e'_{11} et ($e'_{23}e'_{01}$) sont déduits des quatre paramètres S_{ijm} mesurés à partir de la connexion directe :

$$\begin{aligned} S_{11m} &= e_{00} + \frac{(e_{10}e_{01})e_{22}}{1-e_{11}e_{22}} ; S_{21m} = \frac{(e_{10}e_{32})}{1-e_{11}e_{22}} \\ S_{22m} &= e'_{33} + \frac{(e'_{23}e'_{32})e'_{11}}{1-e'_{11}e'_{22}} ; S_{12m} = \frac{(e'_{23}e'_{01})}{1-e'_{11}e'_{22}} \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

Une fois la détermination des dix termes d'erreur réalisée, les paramètres \mathbf{S} d'un quadripôle quelconque peuvent être obtenus en appliquant les relations inverses de l'équation (II.2).

Même si la technique d'étalonnage SOLT est intégrée dans la plupart des ARV, la nécessité de connaître précisément les étalons à partir par exemple de modèles électriques équivalents induit des inconvénients à plus haute fréquence en raison de l'influence significative des éléments parasites. La Figure II.7 montre un exemple de modèle équivalent d'un circuit-ouvert, d'un court-circuit et d'une charge adaptée.

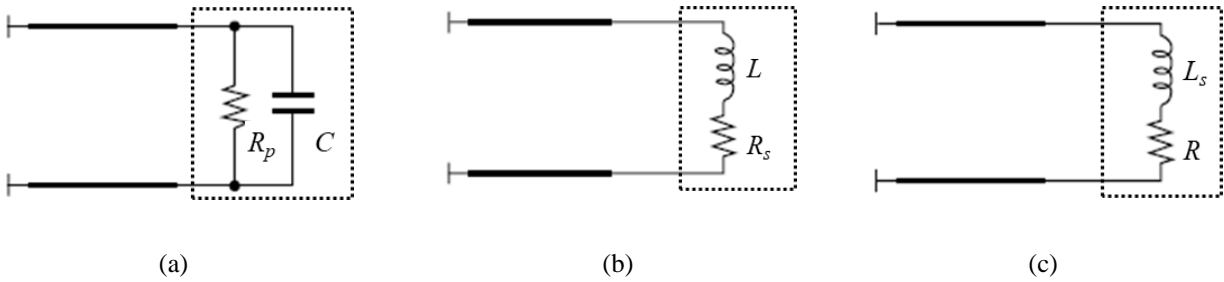


Figure II.7 - Modèle équivalent de charges : (a) circuit-ouvert, (b) court-circuit, (c) charge adaptée

Le circuit-ouvert est modélisé par la capacité C et la résistance parallèle R_p . Le modèle du court-circuit est représenté par l'inductance L et la résistance en série R_s . Les réactances X_c de la capacité et X_L de l'inductance sont obtenues par exemple sous forme polynomiale en fonction de la fréquence, par les équations (II.5) et (II.6) [62] :

$$X_c = \frac{-1}{2\pi f(C_0 + C_1f + C_2f^2 + C_3f^3)} \quad (\text{II.5})$$

$$X_L = 2\pi f(L_0 + L_1f + L_2f^2 + L_3f^3) \quad (\text{II.6})$$

La charge adaptée est principalement représentée par une résistance R et une inductance en série L_s due au courant qui parcourt la partie métallique. Ces modèles électriques, notamment le modèle de la charge adaptée, ne sont pas toujours précis aux fréquences élevées. Un modèle électrique plus complexe de la charge adaptée doit être envisagé comme celui proposé par Padmanabhan [63].

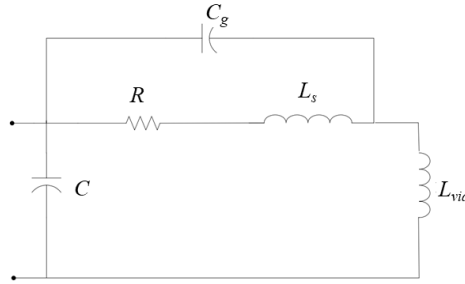


Figure II.8 - Modèle électrique de charge adaptée

En plus de la résistance R et de l'inductance en série L_s , une capacité C due au couplage entre le signal et les plans de masse, une capacité C_g entre le signal et les contacts des pointes et une inductance L_{via} de « via » sont ajoutées (Figure II.8). Dans le cas d'une charge adaptée réalisée sur une ligne CPW sans utiliser de « via », L_{via} ne fait pas partie du modèle.

La précision de l'étalonnage est largement influencée par la position de contact entre les sondes et les étalons planaires dans le cas des mesures sous pointes [54] et des erreurs résiduelles subsistent. En outre, cette méthode devient plus complexe pour les mesures des dispositifs ayant des connecteurs de même sexe (femelle-femelle ou mâle-mâle).

A noter également que la méthode SOLR (Short-Open-Load-Reciprocal) pour laquelle l'étalon Thru est remplacé par une connexion directe uniquement supposée réciproque a été proposée comme une alternative éventuelle [64] à la méthode SOLT qui requiert une connexion directe parfaitement connue. Par conséquent, la méthode SOLR nécessite moins de variables à déterminer par rapport à la méthode SOLT.

2.4.2. Modèle à huit termes d'erreur

Le modèle à dix termes d'erreur ($e_{30} = e'_{30} = 0$) (ou douze termes si on considère les deux termes de diaphonie e_{30} et e'_{30}) dédouble le diagramme de fluence dans les deux sens de mesure à cause de l'imperfection et de la dissymétrie du commutateur. Il est possible de réduire le modèle de dix à huit termes d'erreur si le commutateur est idéal et donc parfaitement adapté [65], ce qui implique qu'il n'y a aucune différence dans les erreurs associées aux ports du VNA que la mesure s'effectue dans le sens direct ou dans le sens inverse. Le diagramme de fluence unique consiste en trois quadripôles en cascade. L'utilisation des matrices chaînes facilite alors les calculs (Figure II.9).

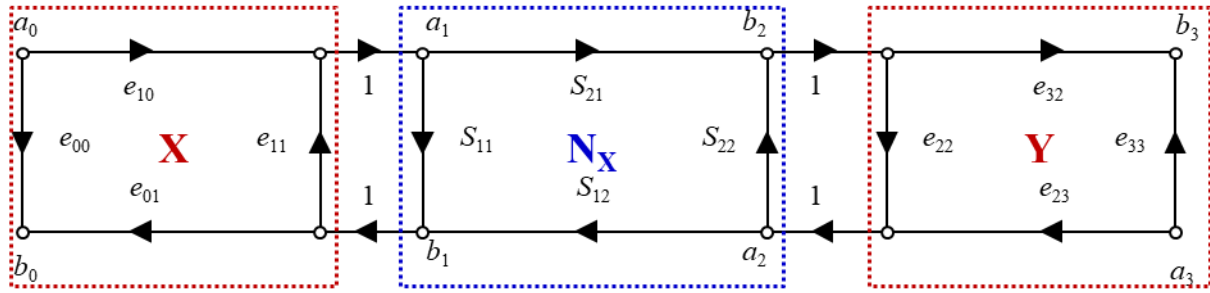


Figure II.9 - Modèle à huit termes d'erreur

Le modèle est représenté par un quadripôle erreur (X) pour le port 1 et un autre quadripôle erreur (Y) pour le port 2 représentant ainsi les huit termes d'erreur. La matrice chaîne du DST mesurée \mathbf{M}_X correspond à la mise en cascade de la matrice chaîne vraie \mathbf{N}_X et des deux matrices chaînes \mathbf{X} et $\bar{\mathbf{Y}}$ (équation (II.7)). La matrice chaîne inverse $\bar{\mathbf{Y}}$ est utilisée dans ce modèle pour préserver la propriété symétrique du système de mesure.

$$\mathbf{M}_X = \mathbf{X} \cdot \mathbf{N}_X \cdot \bar{\mathbf{Y}}$$

(II.7)

$$\text{avec } \bar{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{Y}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice chaîne \mathbf{N}_X est liée aux paramètres S par l'expression suivante :

$$\mathbf{N}_X = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} -\Delta_S & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix}$$

(II.8)

$$\text{avec } \Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$$

De même, les matrices \mathbf{X} et \mathbf{Y} s'écrivent :

$$\mathbf{X} = \frac{1}{e_{10}} \begin{bmatrix} -\Delta_X & e_{00} \\ -e_{11} & 1 \end{bmatrix} \text{ avec } \Delta_X = e_{00}e_{11} - e_{10}e_{01} \quad (\text{II.9})$$

$$\bar{\mathbf{Y}} = \frac{1}{e_{32}} \begin{bmatrix} -\Delta_Y & e_{22} \\ -e_{33} & 1 \end{bmatrix} \text{ avec } \Delta_Y = e_{22}e_{33} - e_{32}e_{23} \quad (\text{II.10})$$

La relation entre les matrices \mathbf{M}_X et \mathbf{N}_X peut être réécrite en représentant explicitement les termes d'erreur :

$$\mathbf{M}_X = \frac{1}{e_{10}e_{32}} \begin{bmatrix} -\Delta_X & e_{00} \\ -e_{11} & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{N}_X \cdot \begin{bmatrix} -\Delta_Y & e_{22} \\ -e_{33} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

L'équation (II.11) montre que sept termes d'erreur au lieu de huit sont requis pour obtenir la matrice \mathbf{S} corrigée d'un quadripôle : les trois termes pour chaque accès de l'ARV (Δ_X , e_{00} et e_{11} pour le premier accès et Δ_Y , e_{22} et e_{33} pour le second) et un terme de transmission $e_{10}e_{32}$. Autrement dit, le modèle à huit termes d'erreur peut être normalisé à un modèle à sept termes d'erreur.

Grâce à la représentation matricielle en cascade, il n'y a pas nécessairement de calcul explicite des termes d'erreur à chaque port dans le modèle à huit termes. Le calcul est fait à l'aide du modèle complet à deux ports. Par conséquent, l'avantage de ce modèle provient du fait que certains étalons n'ont pas besoin d'être connus complètement parce que le système est surdimensionné. C'est notamment le cas pour l'étalon Thru de la méthode SOLR, qui nécessite seulement d'être réciproque.

Dans le cas où le commutateur n'est pas parfait, il est possible d'appliquer le modèle à huit termes en tenant compte de deux termes d'erreur supplémentaires liés aux deux états du commutateur, dans le sens direct Γ_F et dans le sens inverse Γ_R (Figure II.10).

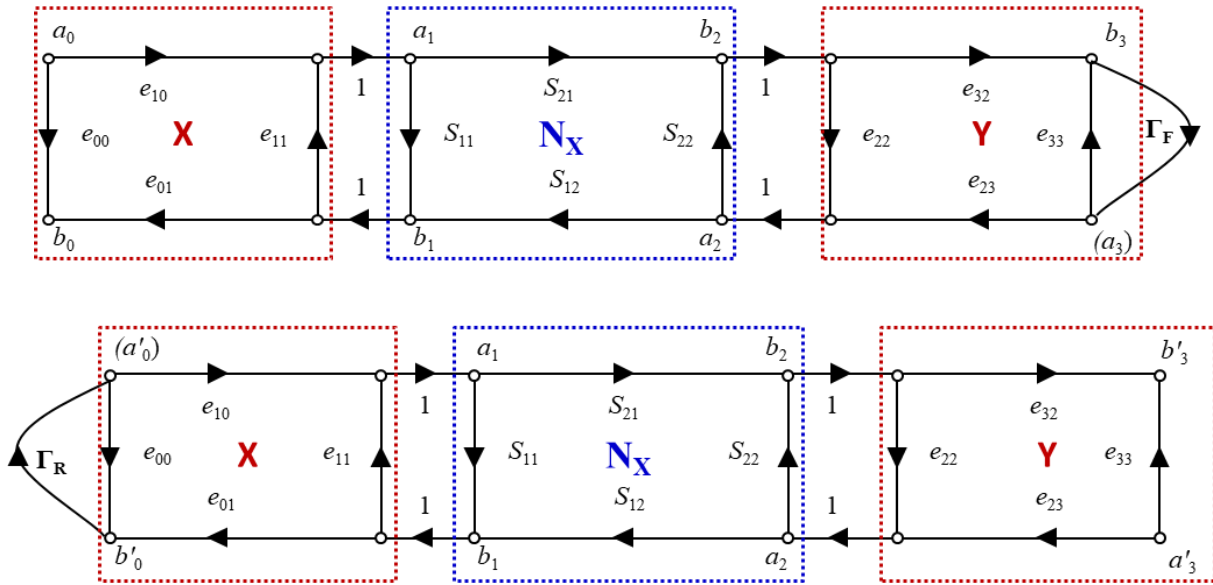


Figure II.10 - Modèle à huit termes d'erreur avec la prise en compte des deux états du commutateur

Les termes du commutateur Γ_F et Γ_R sont les coefficients de réflexion aux ports sortants (dans les sens direct et inverse). Ils sont déterminés lors de la mesure d'une ligne adaptée (Thru ou Line) avec la source sur le port 1 pour le terme Γ_F et la source sur le port 2 pour le terme Γ_R .

$$\Gamma_F = \frac{a_3}{b_3}, \Gamma_R = \frac{a'_0}{b'_0} \quad (\text{II.12})$$

A partir des paramètres S_m mesurés et des termes d'erreur supplémentaires, les paramètres S'_m mesurés avec la prise en compte des deux termes du commutateur sont calculés par les équations suivantes [61] :

$$\begin{aligned}
S'_{11m} &= \frac{S_{11m} - S_{12m}S_{21m}\Gamma_F}{D}, S'_{12m} = \frac{S_{12m} - S_{11m}S_{12m}\Gamma_R}{D} \\
S'_{21m} &= \frac{S_{21m} - S_{22m}S_{21m}\Gamma_F}{D}, S'_{22m} = \frac{S_{22m} - S_{21m}S_{12m}\Gamma_R}{D}
\end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

$$\text{avec } D = 1 - S_{21m}S_{12m}\Gamma_F\Gamma_R$$

La prise en compte des deux termes du commutateur peut être représentée par l'équation (II.14) :

$$\begin{bmatrix} S'_{11m} & S'_{12m} \\ S'_{21m} & S'_{22m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{b_{11m}}{a_{11m}} & \frac{b_{12m}}{a_{22m}} \\ \frac{b_{21m}}{a_{11m}} & \frac{b_{22m}}{a_{22m}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{a_{12m}}{a_{22m}} \\ \frac{a_{21m}}{a_{11m}} & 1 \end{bmatrix}^{-1} = \mathbf{S}_m \cdot \begin{bmatrix} 1 & S_{12m}\Gamma_R \\ S_{21m}\Gamma_F & 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{II.14})$$

Les termes d'erreur du commutateur constituent le lien entre le modèle à dix et huit termes d'erreur.

2.4.2.1. Méthodes d'étalonnage TRL et Multiline TRL

Au moins trois étalons sont utilisés dans le processus d'étalonnage basé sur le modèle à huit termes afin de fournir suffisamment d'équations indépendantes. Les techniques d'auto-étalonnage pour lesquelles les caractéristiques des étalons ne sont que partiellement connues ont été développées. La méthode d'auto-étalonnage TRL [6] est typiquement utilisée pour la mesure sur wafer lorsque l'utilisation des étalons parfaitement connus est peu pratique. Elle est basée sur la mesure de trois étalons Thru, Line et Reflect (Figure II.11).

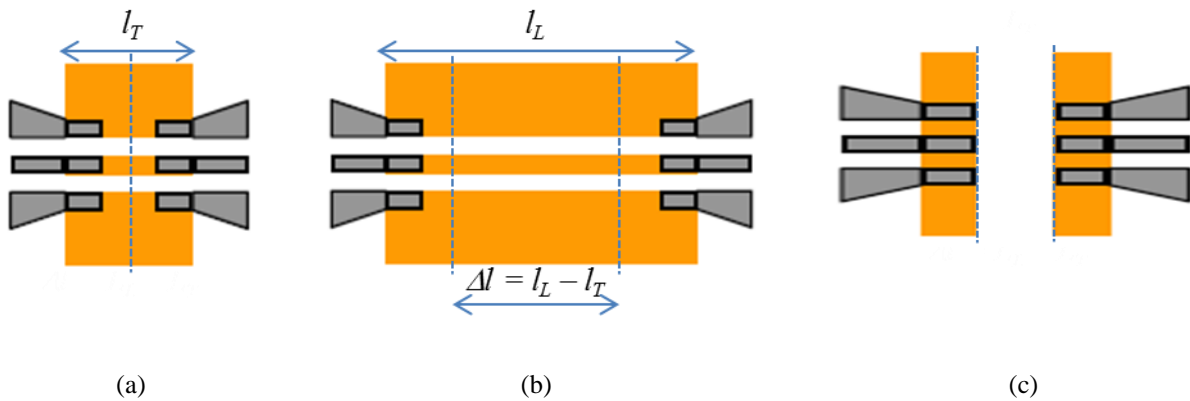


Figure II.11 - Exemple des étalons TRL : (a) Thru, (b) Line, (c) Reflect (court-circuit)

❖ Etalons Thru et Line

L'étalon Thru est réalisé par connexion directe des deux accès de mesure. Dans certains cas, notamment pour les mesures sous pointes, il est impossible d'avoir en pratique un étalon de longueur nulle

car les sondes ne peuvent pas se connecter directement l'une à l'autre. Si la connexion directe n'est pas réalisable, une ligne de transmission adaptée de courte longueur (l_T) est considérée comme l'étalon Thru, le plan de référence s'établissant au milieu de celle-ci. Une seconde ligne, plus longue que la première, est utilisée en tant que deuxième étalon. La longueur de la ligne (l_L) doit être choisie afin que la différence de longueur $\Delta l = (l_L - l_T)$ ne soit pas un multiple de la demi-longueur d'onde ($\lambda/2$) dans toute la bande de fréquence d'étalonnage, ce qui correspond à un déphasage entre les lignes compris entre 0° et 180° . De telles valeurs conduiraient en pratique à la résolution d'un système d'équations mal conditionné. En pratique, une meilleure précision est obtenue avec des lignes générant des différences de déphasages comprises entre 20° et 160° [55]. La différence de phase en degrés entre les lignes étalons à la fréquence f est calculée à partir de la permittivité diélectrique relative effective ε_{eff} par l'équation (II.15) :

$$\Delta\phi = \frac{360f(l_L - l_T)\sqrt{\varepsilon_{eff}}}{c} \quad (\text{II.15})$$

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

Dans la bande de fréquence $[f_1 : f_2]$, la valeur Δl à la fréquence centrale f_c est déterminée par :

$$f_c = \frac{f_1 + f_2}{2} ; \quad \Delta l = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4\sqrt{\varepsilon_{eff}}f_c} \quad (\text{II.16})$$

La conception du kit d'étalonnage TRL nécessite alors la connaissance de la permittivité diélectrique relative effective ε_{eff} .

Dans l'hypothèse où les lignes d'étalons Thru et Line sont parfaitement adaptées, l'impédance caractéristique des lignes utilisées définit alors l'impédance de référence du système. Les paramètres S sont donc normalisés par rapport à l'impédance caractéristique de la ligne, de sorte que les coefficients de réflexion sont égaux à zéro. Comme le plan de référence est choisi au milieu de l'étalon Thru, les matrices \mathbf{S}_T et \mathbf{S}_L de la connexion directe et de la ligne étalon sont données par :

$$\mathbf{S}_T = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} ; \quad \mathbf{S}_L = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma(l_L - l_T)} \\ e^{-\gamma(l_L - l_T)} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$\text{avec } \gamma = \alpha + j\beta \quad (\text{II.18})$$

où α est la constante d'atténuation, β la constante de phase et γ la constante de propagation complexe.

Les matrices chaînes de ces deux éléments de référence s'écrivent :

$$\mathbf{N}_T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} ; \quad \mathbf{N}_L = \begin{bmatrix} e^{-\gamma(l_L - l_T)} & 0 \\ 0 & e^{\gamma(l_L - l_T)} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

La constante de propagation complexe γ est déterminée lors de la procédure TRL, d'où le nom d'auto-étalonnage. La détermination de ce paramètre rend le changement des plans de référence possible grâce à une transformation mathématique.

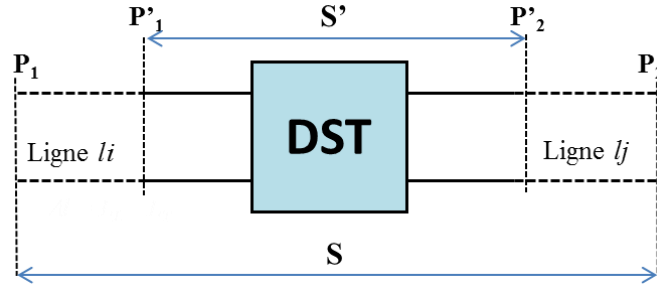


Figure II.12 - Changement des plans de référence des paramètres S

Dans le cas du changement des plans de référence montré sur la Figure II.12, la relation entre les paramètres S' définis aux plans de référence P'_1, P'_2 et les paramètres S définis aux plans de référence P_1, P_2 est décrite dans l'équation (II.20).

$$\mathbf{S}' = \begin{bmatrix} S_{11}e^{2\gamma l_i} & S_{12}e^{\gamma(l_i+l_j)} \\ S_{21}e^{\gamma(l_i+l_j)} & S_{22}e^{2\gamma l_j} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Par ailleurs, si l'impédance caractéristique de la ligne est connue, le changement d'impédances de référence permet de renormaliser les paramètres S par rapport à une impédance strictement définie, généralement 50Ω [66].

❖ Etalon Reflect

C'est une charge dont le facteur de réflexion est élevé et identique pour chacun des accès de mesure. Le Reflect peut être représenté sous la forme d'un quadripôle dont les deux facteurs de transmission sont nuls et les deux facteurs de réflexion sont égaux :

$$\mathbf{S}_R = \begin{bmatrix} \Gamma & 0 \\ 0 & \Gamma \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Le court-circuit ou le circuit-ouvert sont souvent choisis pour la conception de l'étalon Reflect et son facteur de réflexion n'a pas besoin d'être connu précisément.

L'algorithme TRL, détaillé dans plusieurs travaux de recherche ([6], [60], [65]), se décompose en deux étapes principales : la détermination de la constante de propagation γ s'appuie sur les caractéristiques des matrices semblables pour lesquelles les déterminants, les traces ou les valeurs propres sont identiques ; puis la détermination des termes d'erreur est obtenue à partir de la constante de propagation obtenue précédemment et de l'étalon Reflect. Il faut noter que l'équation du second degré dans l'algorithme de détermination des matrices \mathbf{X} et \mathbf{Y} conduit à une ambiguïté sur le choix des racines. Pour trouver une bonne solution, il est donc nécessaire de connaître approximativement la phase de l'étalon Reflect.

La méthode d'étalonnage TRL présente un avantage significatif en termes de précision et de traçabilité des mesures de paramètres S . Les lignes étalons sont directement traçables au SI par des mesures dimensionnelles et peuvent être considérées comme étalons primaires pour la mesure des paramètres S [3],

[4]. L'impédance caractéristique qui définit l'impédance de référence du système de mesure, peut être obtenue lorsque la capacité linéique de la ligne et la constante de propagation sont déterminées. L'inconvénient majeur de cette méthode réside dans la limitation de la bande de fréquence pour laquelle la fréquence maximale est huit fois plus grande que la fréquence minimale ($f_{max} = 8f_{min}$). Ce problème peut être surmonté en utilisant des lignes supplémentaires de différentes longueurs comme avec la méthode Multiline TRL qui, grâce à un traitement statistique des données [55], permet d'améliorer aussi la précision dans une large bande de fréquence. Toutes ces lignes sont utilisées à chaque fréquence dans le processus de calcul de la moyenne pondérée pour obtenir une pondération maximale pour un déphasage entre les lignes de 90° et une pondération minimale lorsqu'on s'approche de 0° ou 180° . Le traitement statistique permet de déterminer la meilleure estimation de la valeur des termes d'erreur et de la constante de propagation en minimisant les erreurs aléatoires. Les étapes de l'algorithme associées au traitement statistique et à la détermination de la constante de propagation sont détaillées dans [67].

L'avantage de cette méthode est qu'il n'y a pas de discontinuité des données due à la segmentation de la bande de fréquence. Le principal inconvénient réside dans l'utilisation de plusieurs lignes qui occupent donc une surface importante sur le wafer et qui augmentent le temps de mesure et de traitement des données, ainsi que le coût du kit d'étalonnage. Malgré cet inconvénient, la méthode Multiline TRL, extension de la méthode TRL pour couvrir une très large bande de fréquence, est devenue aujourd'hui la méthode d'étalonnage de référence pour la mesure de paramètres S sous pointes pour les laboratoires de métrologie.

2.4.2.2. Méthode d'étalonnage LRM et LRRM

La méthode LRM (Line-Reflect-Match) [56] a été développée en remplaçant la ligne étalon (L) de l'étalonnage TRL par une charge adaptée (M) de $50\ \Omega$. L'un des avantages de la méthode LRM par rapport à la méthode TRL est que les étalons prennent moins de place sur le wafer. De plus, il est possible de déterminer l'inductance série de la charge adaptée pendant le processus d'étalonnage ce qui constitue l'originalité de cette approche car seule sa résistance, et non sa réactance, doit être connue [57]. Cependant, la nécessité d'avoir une résistance de $50\ \Omega$ parfaitement symétrique aux deux ports ($S_{11} = S_{22}$) est difficile à réaliser en pratique au niveau du wafer. La mise en œuvre de la méthode d'étalonnage LRRM (Line-Reflect-Reflect-Match) s'affranchit de ce problème car la mesure de la charge adaptée n'est nécessaire qu'à un seul port de l'ARV. Cette approche est donc insensible à l'asymétrie de la charge adaptée. Par contre, elle peut conduire à des résultats de mesure moins fiables sur le deuxième port.

Le Tableau II.2 représente les caractéristiques nécessairement connues pour les étalons des méthodes LRM et LRRM ainsi que le nombre de termes d'erreur associés à chaque étalon.

	LRM		LRRM	
	Caractéristiques requis	Nombre de termes d'erreur associés	Caractéristiques requis	Nombre de termes d'erreur associés
Line (Thru)	$S_{11} = S_{22} = 0$ $S_{12} = S_{21} = 1$	4	$S_{11} = S_{22} = 0$ $S_{12} = S_{21} = 1$	4
Reflect	$S_{11} = S_{22}$ (élevé mais non-connu)	1	$S_{11} = S_{22}$ (élevé mais non-connu)	1
Reflect	---	---	$S_{11} = S_{22}$ (élevé mais non-connu)	1
Charge adaptée	S_{11} et S_{22} connus ($S_{11} = S_{22}$)	2	S_{11} connu (mesurée uniquement sur un seul port)	1

Tableau II.2 - Caractéristiques requises des étalons pour les méthodes LRM et LRRM

La ligne étalon de la méthode LRM ou LRRM correspond à l'étalon Thru de la méthode TRL. Par rapport à la méthode LRM, l'utilisation de deux étalons Reflect dans l'étalonnage LRRM, par exemple un court-circuit pour le premier et un circuit-ouvert pour le deuxième, permet de s'affranchir de la symétrie pour la charge adaptée. Comme pour le Reflect de la méthode TRL classique, les deux Reflect de la méthode LRRM doivent avoir un facteur de réflexion élevé et identique à chacun des accès de mesure.

Pour résumer, le Tableau II.3 récapitule les avantages et les inconvénients principaux de chacune des méthodes présentées ci-dessus.

Méthode	Impédance de référence	Avantages	Inconvénients
SOLT	Charge adaptée	Intégrée dans la plupart des ARV	Difficulté de la caractérisation précise des étalons
SOLR	Charge adaptée	Intégrée dans la plupart des ARV Ne nécessite pas une connexion directe parfaitement connue	Difficulté de la caractérisation précise des charges (circuit-ouvert, court-circuit, charge adaptée)
TRL	Impédance caractéristique de la ligne	Ne nécessite pas un Reflect parfaitement connu Autodétermination de la constante de propagation Détermination possible de l'impédance caractéristique de la ligne	Limite basse de fréquence définie par la contrainte au niveau de la longueur de l'étalon Line Limitation en bande de fréquence ($f_{max} = 8f_{min}$) pour chaque couple de lignes étalons [Thru - Line] Discontinuité entre les bandes de fréquence
Multiline TRL	Impédance caractéristique de la ligne	Autodétermination de la constante de propagation Détermination possible de l'impédance caractéristique de la ligne Largeur de bande sans discontinuités entre les différentes bandes Minimisation des erreurs aléatoires	Limite basse de fréquence définie par la contrainte au niveau de la longueur de l'étalon Line Nombre d'étalons élevé pour l'étalonnage dans une large bande de fréquence Taille importante sur le wafer et temps de mesure conséquent
LRM	Charge adaptée	Ne nécessite pas un Reflect parfaitement connu Détermination automatique de l'inductance série de la charge adaptée Taille limitée sur le wafer	Sensibilité à l'asymétrie du Reflect (R) et de la charge adaptée (M) Difficulté de la détermination de l'impédance de référence
LRRM	Charge adaptée	Ne nécessite pas des Reflect parfaitement connus Détermination automatique de l'inductance série de la charge adaptée Insensibilité à l'asymétrie de la charge adaptée (M)	Sensibilité à l'asymétrie du Reflect (R) Difficulté de la détermination de l'impédance de référence

Tableau II.3 - Avantages et inconvénients des méthodes d'étalonnage SOLT, SOLR, TRL, Multiline TRL, LRM et LRRM

Le choix de l'étalonnage peut varier selon différents critères : l'application visée, le type de composant à caractériser, la gamme de fréquence, la précision requise, etc. Pour la mesure sous pointes des composants multiports, l'augmentation du nombre de termes d'erreur dans le modèle de correction a mené au

développement d'autres méthodes d'étalonnage, comme par exemple la méthode hybride LRRM-SOLR [68] ou la méthode Multimode TRL.

2.5. Etalonnage pour la mesure d'un circuit différentiel

2.5.1. Etalonnage de l'ARV multiports

2.5.1.1. Modèle d'erreur d'un ARV multiports

La Figure II.13a présente le modèle d'erreur généralisé d'un ARV n -ports en tenant compte de tous les termes de diaphonie entre les ports dans la boîte d'erreur \mathbf{E} à $2n$ -ports connectée avec les n ports du DST et les n ports de l'ARV parfait. Pour les ARV basés sur une architecture à $2n$ récepteurs, un total de $(4n^2 - 1)$ termes d'erreur indépendants est pris en compte dans le modèle de correction. Dans le cas où l'influence de la diaphonie est négligeable, les n boîtes d'erreur (\mathbf{E}_1 à \mathbf{E}_n) peuvent être représentées séparément (Figure II.13b) [69]. De ce fait, le nombre de termes d'erreur indépendants dans le modèle de correction d'un ARV n -ports est réduit à $(4n - 1)$ [70].

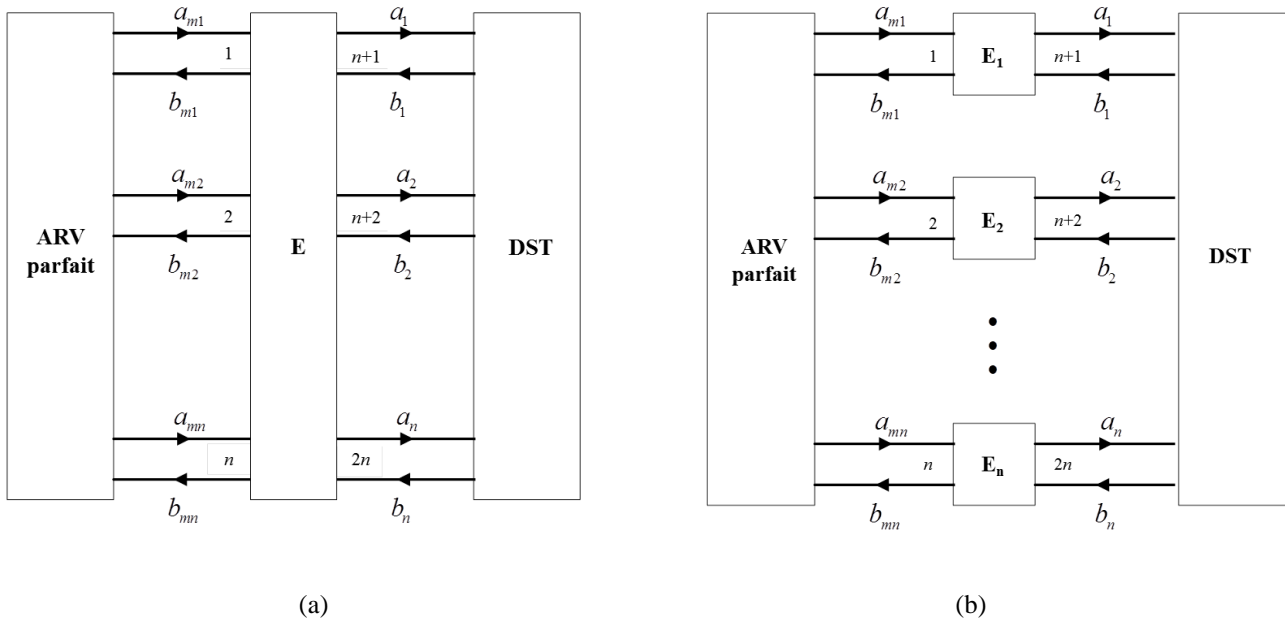


Figure II.13 - Modèle d'erreur d'un ARV n -ports : (a) modèle complet, (b) modèle sans tenir compte de la diaphonie

A cause de la différence d'états entre les sens direct et inverse des deux commutateurs d'un ARV 4-ports, il faut introduire les quatre termes d'erreur dus aux commutateurs.

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

Dans le modèle à $(4n - 1)$ termes d'erreur, les paramètres S généralisés ($\mathbf{S}'_{\mathbf{m}}$) prennent en compte les signaux incidents à tous les ports pour chacune des quatre positions des commutateurs (nommées I, II, III, IV dans (II.22)).

$$\mathbf{S}'_{\mathbf{m}} = \begin{bmatrix} b_{m1}^I & b_{m1}^{II} & b_{m1}^{III} & b_{m1}^{IV} \\ b_{m2}^I & b_{m2}^{II} & b_{m2}^{III} & b_{m2}^{IV} \\ b_{m3}^I & b_{m3}^{II} & b_{m3}^{III} & b_{m3}^{IV} \\ b_{m4}^I & b_{m4}^{II} & b_{m4}^{III} & b_{m4}^{IV} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{m1}^I & a_{m1}^{II} & a_{m1}^{III} & a_{m1}^{IV} \\ a_{m2}^I & a_{m2}^{II} & a_{m2}^{III} & a_{m2}^{IV} \\ a_{m3}^I & a_{m3}^{II} & a_{m3}^{III} & a_{m3}^{IV} \\ a_{m4}^I & a_{m4}^{II} & a_{m4}^{III} & a_{m4}^{IV} \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{II.22})$$

$$\mathbf{S}'_{\mathbf{m}} = \mathbf{B}_{\mathbf{m}} \cdot \mathbf{A}_{\mathbf{m}}^{-1}$$

En pratique, les paramètres S sont mesurés séquentiellement avec un seul signal incident (a_{mi}) pris en compte pour chaque position du commutateur dans le sens direct ou inverse. Les paramètres $\mathbf{S}_{\mathbf{m}}$ de mesure s'écrivent alors :

$$\mathbf{S}_{\mathbf{m}} = \begin{bmatrix} b_{m1}^I & b_{m1}^{II} & b_{m1}^{III} & b_{m1}^{IV} \\ b_{m2}^I & b_{m2}^{II} & b_{m2}^{III} & b_{m2}^{IV} \\ b_{m3}^I & b_{m3}^{II} & b_{m3}^{III} & b_{m3}^{IV} \\ b_{m4}^I & b_{m4}^{II} & b_{m4}^{III} & b_{m4}^{IV} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{m1}^I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{m2}^{II} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{m3}^{III} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{m4}^{IV} \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{II.23})$$

$$\mathbf{S}_{\mathbf{m}} = \mathbf{B}_{\mathbf{m}} \cdot \mathbf{A}_{\mathbf{m_diag}}^{-1}$$

où $\mathbf{A}_{\mathbf{m_diag}}$ représente la matrice diagonale de la matrice $\mathbf{A}_{\mathbf{m}}$.

Les quatre termes d'erreur dus aux commutateurs Γ_i ($i = 1, \dots, 4$) de l'ARV 4-ports déterminés lors de la mesure d'une ligne adaptée sont introduits dans l'équation (II.24) :

$$\Gamma_i = \frac{a_{mi}^j}{b_{mi}^j} ; i = 1, \dots, 4 ; j \neq i \quad (\text{II.24})$$

La matrice $\mathbf{C}_{\mathbf{m}}$ représente la relation entre les éléments de la matrice $\mathbf{S}_{\mathbf{m}}$ et les quatre termes des commutateurs :

$$\mathbf{C}_{\mathbf{m}} = \mathbf{A}_{\mathbf{m}} \cdot \mathbf{A}_{\mathbf{m_diag}}^{-1} \quad (\text{II.25})$$

$$\mathbf{C}_{\mathbf{m}} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{a_{m1}^{II}}{a_{m2}^{II}} & \frac{a_{m1}^{III}}{a_{m3}^{III}} & \frac{a_{m1}^{IV}}{a_{m4}^{IV}} \\ \frac{a_{m2}^I}{a_{m1}^I} & 1 & \frac{a_{m2}^{III}}{a_{m3}^{III}} & \frac{a_{m2}^{IV}}{a_{m4}^{IV}} \\ \frac{a_{m3}^I}{a_{m1}^I} & \frac{a_{m3}^{II}}{a_{m2}^{II}} & 1 & \frac{a_{m3}^{IV}}{a_{m4}^{IV}} \\ \frac{a_{m4}^I}{a_{m1}^I} & \frac{a_{m4}^{II}}{a_{m2}^{II}} & \frac{a_{m4}^{III}}{a_{m3}^{III}} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

$$\mathbf{C}_m = \begin{bmatrix} 1 & \frac{b_{m1}^{II}}{a_{m2}^{II}} \cdot \frac{a_{m1}^{II}}{b_{m1}^{II}} & \frac{b_{m1}^{III}}{a_{m3}^{III}} \cdot \frac{a_{m1}^{III}}{b_{m1}^{III}} & \frac{b_{m1}^{IV}}{a_{m4}^{IV}} \cdot \frac{a_{m1}^{IV}}{b_{m1}^{IV}} \\ \frac{b_{m2}^I}{a_{m1}^I} \cdot \frac{a_{m2}^I}{b_{m2}^I} & 1 & \frac{b_{m2}^{III}}{a_{m3}^{III}} \cdot \frac{a_{m2}^{III}}{b_{m2}^{III}} & \frac{b_{m2}^{IV}}{a_{m4}^{IV}} \cdot \frac{a_{m2}^{IV}}{b_{m2}^{IV}} \\ \frac{b_{m3}^I}{a_{m1}^I} \cdot \frac{a_{m3}^I}{b_{m3}^I} & \frac{b_{m3}^{II}}{a_{m2}^{II}} \cdot \frac{a_{m3}^{II}}{b_{m3}^{II}} & 1 & \frac{b_{m3}^{IV}}{a_{m4}^{IV}} \cdot \frac{a_{m3}^{IV}}{b_{m3}^{IV}} \\ \frac{b_{m4}^I}{a_{m1}^I} \cdot \frac{a_{m4}^I}{b_{m4}^I} & \frac{b_{m4}^{II}}{a_{m2}^{II}} \cdot \frac{a_{m4}^{II}}{b_{m4}^{II}} & \frac{b_{m4}^{III}}{a_{m3}^{III}} \cdot \frac{a_{m4}^{III}}{b_{m4}^{III}} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$$\mathbf{C}_m = \begin{bmatrix} 1 & S_{12m}F_1 & S_{13m}F_1 & S_{14m}F_1 \\ S_{21m}F_2 & 1 & S_{23m}F_2 & S_{24m}F_2 \\ S_{31m}F_3 & S_{32m}F_3 & 1 & S_{34m}F_3 \\ S_{41m}F_4 & S_{42m}F_4 & S_{43m}F_4 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

La manipulation des matrices, décrite par les équations (II.29) permet de représenter la matrice \mathbf{S}'_m en fonction de la matrice \mathbf{S}_m et des quatre termes liés aux imperfections des commutateurs :

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_m &= \mathbf{C}_m \cdot \mathbf{A}_{m_diag} \\ \mathbf{A}_m^{-1} &= \mathbf{A}_{m_diag}^{-1} \cdot \mathbf{C}_m^{-1} \\ \mathbf{S}'_m &= \mathbf{B}_m \cdot \mathbf{A}_m^{-1} = \mathbf{B}_m \cdot \mathbf{A}_{m_diag}^{-1} \cdot \mathbf{C}_m^{-1} \\ \mathbf{S}'_m &= \mathbf{S}_m \cdot \mathbf{C}_m^{-1} \end{aligned} \quad (\text{II.29})$$

Ces équations sont appliquées aux données de mesures brutes pour convertir les paramètres S_m mesurés en paramètres généralisés S'_m avec prise en compte de l'influence des termes d'erreur dus aux commutateurs avant d'appliquer l'étalonnage basé sur le modèle à $(4n - 1)$ termes.

2.5.1.3. Enjeux relatifs à la mesure sous pointes d'un circuit à quatre-ports

Pour la mesure sous pointes en hyperfréquence, les méthodes SOLT et SOLR sont moins intéressantes car il est difficile d'assurer la précision et la répétabilité de la mesure. La technique d'étalonnage LRRM a été largement utilisée pour la mesure sur wafer, puisqu'elle s'affranchit des problèmes liés à la position de contact entre les sondes et les étalons, et minimise la sensibilité à l'asymétrie de la charge. Cependant, dans le cas de la mesure sous pointes d'un circuit à quatre-ports, l'étalon Thru connecté entre chaque couple de ports n'est pas toujours une ligne droite (Figure II.14a). Les lignes coudées ont été employées afin de connecter les ports pour lesquels les positions des pointes des sondes différentielles ne sont pas alignées horizontalement (Figure II.14b).

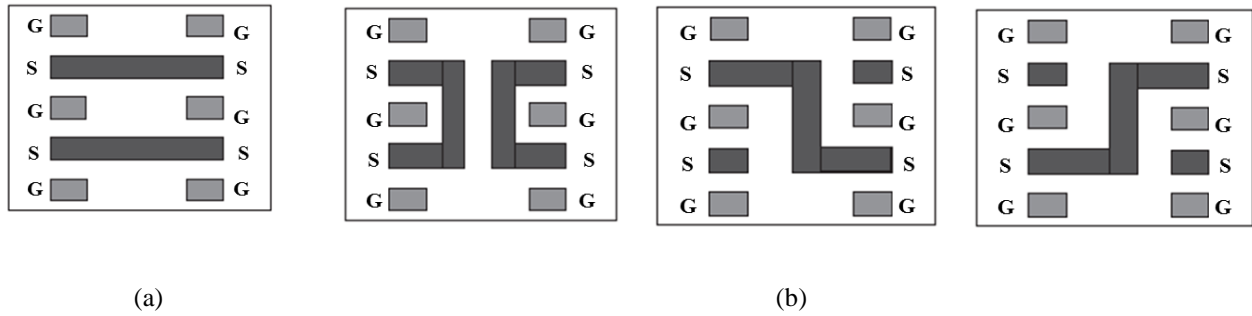


Figure II.14 - Exemple d'étalons Thru pour l'étalonnage multiport : (a) ligne droite, (b) ligne coudée

Une combinaison des méthodes SOLR et LRRM, dite méthode hybride LRRM-SOLR, qui s'appuie sur les avantages de ces deux méthodes a été mise en œuvre [68]. Cette technique intégrée au logiciel d'étalonnage WinCal XE [54], résout le problème associé aux étalons Thru de ligne coudée parce que son algorithme nécessite seulement la réciprocité électrique de la ligne.

Du point de vue de la métrologie électrique, il est nécessaire d'établir la traçabilité des mesures de paramètres S sous pointes. La détermination des impédances caractéristiques de la méthode d'étalonnage TRL (ou Multiline TRL) permet de normaliser les paramètres S mesurés par rapport à une impédance connue établissant ainsi la traçabilité des mesures des paramètres S classiques du circuit asymétrique. Dans la famille d'étalonnage TRL, la méthode Multimode TRL destinée aux circuits symétriques peut être considérée comme un atout majeur pour l'établissement de la traçabilité des mesures de paramètres S en mode mixte. Dans la prochaine section, nous présentons les principales étapes de cette méthode.

2.5.2. Méthode d'étalonnage Multimode TRL

2.5.2.1. Principe général

La méthode Multimode TRL [5], dérivée de l'étalonnage TRL couramment utilisé pour les mesures de paramètres S de circuits asymétriques, a été développée afin de déterminer et corriger les erreurs systématiques associées aux mesures de paramètres S des circuits multiports (4-ports ou plus). Pour la mesure de paramètres S en mode mixte des circuits différentiels, cette technique permet de prendre en compte la propagation des deux modes principaux différentiel et commun. Comme pour la méthode TRL classique, les étalons Thru et Line sont des lignes de transmission adaptées de différentes longueurs respectant les conditions de déphasage requises. Ces lignes de transmission sont des lignes couplées en configuration GSSG ou GSGSG qui permettent de propager simultanément les deux modes des ondes électromagnétiques. De plus, ces lignes sont symétriques par rapport à l'axe de propagation de l'onde afin que les conversions entre les deux modes soient nulles.

La charge Reflect présente un facteur de réflexion élevé et identique pour chacun des accès de mesure. À la différence de l'étalon utilisé pour la méthode TRL classique sous forme d'un dipôle (court-

circuit, circuit-ouvert ou charge adaptée), l'élément Reflect connecté à chaque accès de mesure est un quadripôle. En effet, un port en mode mixte, formé par chaque couple des ports physiques, est connecté à cet étalon pour la mesure des facteurs de réflexion des modes différentiel et commun et des termes de conversion. Le Reflect proposé dans [7] est une combinaison de trois impédances Z_1 , Z_2 et Z_{12} (Figure II.15).

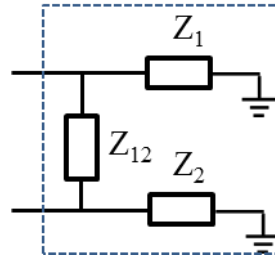


Figure II.15 - Etalon Reflect constitué de trois impédances Z_1 , Z_2 et Z_{12}

Le Tableau II.4 montre quelques exemples de différentes combinaisons de Z_1 , Z_2 et Z_{12} formant le Reflect et leurs matrices **S** dans le cas idéal (sans pertes, temps de propagation négligeable).

Z_1	Z_2	Z_{12}	Matrice S classique	Matrice S en mode mixte
Circuit-ouvert	Circuit-ouvert	Circuit-ouvert	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
Circuit-ouvert	Court-circuit	Circuit-ouvert	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$
Circuit-ouvert	Charge adaptée	Circuit-ouvert	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,5 & -0,5 \\ -0,5 & 0,5 \end{bmatrix}$

Tableau II.4 - Combinaisons de trois impédances formant le Reflect et leurs matrices **S**

En tenant compte simultanément des deux modes de propagation principaux différentiel et commun, Wojnowski [7] a effectué une analyse détaillée de l'étalonnage en s'appuyant sur le concept de généralisation des matrices **S** d'un dispositif à $2n$ -ports physiques qui peut être représentée sous la forme de la matrice d'un quadripôle à deux ports généralisés, chacun regroupant n -ports physiques (Figure II.16).

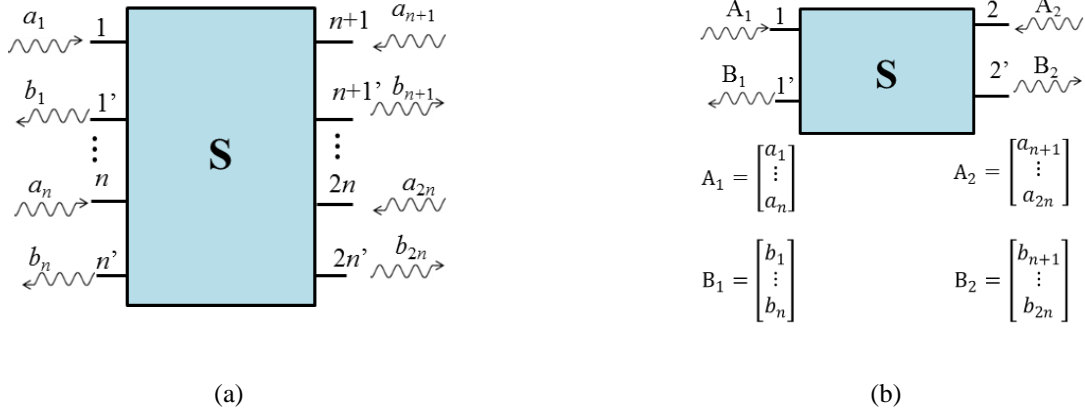


Figure II.16 - (a) dispositif à $2n$ -ports physiques, (b) généralisation de la matrice S d'un dispositif à $2n$ -ports physiques

Pour la mesure d'un circuit différentiel pour lequel les quatre ports physiques sont regroupés en deux ports logiques, la matrice S en mode mixte regroupée par ports est utilisée dans le processus d'étalonnage :

$$\begin{bmatrix} b_{dm1} \\ b_{cm1} \\ b_{dm2} \\ b_{cm2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^{dd} & S_{11}^{dc} & S_{12}^{dd} & S_{12}^{dc} \\ S_{11}^{cd} & S_{11}^{cc} & S_{12}^{cd} & S_{12}^{cc} \\ S_{21}^{dd} & S_{21}^{dc} & S_{22}^{dd} & S_{22}^{dc} \\ S_{21}^{cd} & S_{21}^{cc} & S_{22}^{cd} & S_{22}^{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{dm1} \\ a_{cm1} \\ a_{dm2} \\ a_{cm2} \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

$$\text{soit } \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix}$$

Chaque sous-matrice (S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}) dans l'équation (II.30) représente les paramètres S des modes différentiel et commun et les termes de conversion entre les deux modes.

Comme pour le modèle à huit termes d'erreur, le modèle de mesure en mode mixte consiste en trois blocs constitués d'un DST et de deux boîtes d'erreur X et Y , mis en cascade et connectés aux deux ports (Figure II.17). Les quadripôles généralisés X et Y modélisent les erreurs systématiques liées au système de mesure sous pointes constitué de l'ARV, des câbles coaxiaux, des connecteurs et des sondes RF.

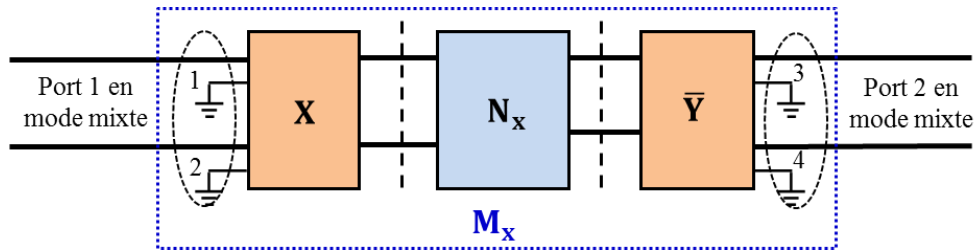


Figure II.17 - Modèle de mesure du DST différentiel à quatre-ports physiques correspondant à deux ports logiques en mode mixte

Les matrices chaînes \mathbf{N}_x , \mathbf{X} et $\bar{\mathbf{Y}}$ de dimension 4×4 peuvent être écrites sous forme de matrices de dimension 2×2 de paramètres généralisés, chacun de ces paramètres constituant une sous-matrice de dimension 2×2 . La matrice chaîne inverse est utilisée pour décrire la boîte d'erreur \mathbf{Y} mais dans le sens opposé (de droite à gauche) afin de faciliter le calcul résultant de la mise en cascade des matrices. L'équation (II.31) définit la relation entre la matrice \mathbf{Y} et sa matrice inverse $\bar{\mathbf{Y}}$:

$$\bar{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{Y}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

$$\text{avec } \mathbf{0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

La relation entre la matrice chaîne mesurée (\mathbf{M}_x) et la matrice chaîne cherchée (\mathbf{N}_x) du DST est décrite par l'équation (II.32) :

$$\mathbf{M}_x = \mathbf{X} \cdot \mathbf{N}_x \cdot \bar{\mathbf{Y}} \quad (\text{II.32})$$

La détermination des constantes de propagation complexes et des termes d'erreur, deux phases principales dans l'algorithme de cette méthode, a été détaillée dans [7].

2.5.2.2. Détermination des constantes de propagation complexes

Etant donné que les matrices \mathbf{X} et $\bar{\mathbf{Y}}$ restent inchangées dans le processus d'étalonnage, la relation entre la matrice chaîne mesurée (\mathbf{M}_T ou \mathbf{M}_L) et la matrice chaîne cherchée (\mathbf{N}_T ou \mathbf{N}_L) de la ligne étalon (Thru ou Line) est définie par :

$$\mathbf{M}_T = \mathbf{X} \cdot \mathbf{N}_T \cdot \bar{\mathbf{Y}} \quad (\text{II.33})$$

$$\mathbf{M}_L = \mathbf{X} \cdot \mathbf{N}_L \cdot \bar{\mathbf{Y}} \quad (\text{II.34})$$

La combinaison des équations (II.33) et (II.34) permet d'établir les relations suivantes :

$$\mathbf{N}_L \cdot \mathbf{N}_T^{-1} = \mathbf{X}^{-1} \cdot \mathbf{M}_L \cdot \mathbf{M}_T^{-1} \cdot \mathbf{X} \quad (\text{II.35})$$

$$\mathbf{Q} = \mathbf{M}_L \cdot \mathbf{M}_T^{-1} ; \mathbf{P} = \mathbf{N}_L \cdot \mathbf{N}_T^{-1} \quad (\text{II.36})$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{X}^{-1} \cdot \mathbf{Q} \cdot \mathbf{X} \quad (\text{II.37})$$

Les deux matrices semblables \mathbf{P} et \mathbf{Q} possèdent des déterminants, des traces ou des valeurs propres identiques. L'équation (II.36) montre que la matrice \mathbf{Q} , dérivée des données mesurées, est parfaitement

connue et que la matrice \mathbf{P} déduite des matrices chaîne \mathbf{N}_T et \mathbf{N}_L dépend de la connaissance des étalons Thru et Line.

Dans le cas de la ligne adaptée, l'impédance caractéristique de la ligne de transmission (étalon) définit l'impédance de référence du système de mesure. Par conséquent, ni les facteurs de réflexion, ni les termes de conversion entre les deux modes n'apparaissent dans les matrices vraies des paramètres S en mode mixte. Les matrices chaînes \mathbf{N}_T et \mathbf{N}_L sont simplement liées aux constantes de propagation complexes des deux modes différentiel et commun (γ_{dm} et γ_{cm}) et à la longueur de la ligne adaptée (l_T pour l'étalon Thru et l_L pour l'étalon Line) et elles s'écrivent sous forme de matrices diagonales :

$$\mathbf{N}_L = \begin{bmatrix} e^{-\gamma_{dm}l_L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_{cm}l_L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{\gamma_{dm}l_L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_{cm}l_L} \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

La matrice \mathbf{N}_T est similaire à la matrice \mathbf{N}_L , sauf que la longueur de l'étalon Thru est l_T . Par conséquent, la matrice \mathbf{P} est également une matrice diagonale dont les vecteurs propres sont les éléments de la diagonale qui dépendent de la différence de longueur entre les deux étalons Thru et Line ($\Delta l = l_L - l_T$) et des deux valeurs des constantes de propagation γ_{dm} et γ_{cm} :

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma_{dm}\Delta l} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_{cm}\Delta l} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{\gamma_{dm}\Delta l} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_{cm}\Delta l} \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

$$\text{eig}(\mathbf{P}) = (e^{-\gamma_{dm}\Delta l}, e^{-\gamma_{cm}\Delta l}, e^{\gamma_{dm}\Delta l}, e^{\gamma_{cm}\Delta l}) \quad (\text{II.40})$$

La méthode Multimode TRL permet de prendre en compte une propagation multimodes des ondes électromagnétiques. Pour que les quatre valeurs propres soient distinctes, les constantes de propagation des modes différentiel et commun ($\gamma_{dm} \neq \gamma_{cm}$) doivent être différentes, hypothèse essentielle de la méthode Multimode TRL. Ce point est important pour le choix de la géométrie et des matériaux des lignes lors de la conception des étalons Thru et Line. En pratique, cette condition est satisfaite car les constantes de propagation correspondent à des vitesses de phase et à des propriétés de dispersion distinctes en raison des configurations différentes du champ électromagnétique pour chaque mode. Les valeurs des permittivités relatives effectives en fonction de la fréquence obtenues sous CST donnent un moyen pour assurer ce critère lors de la conception des étalons. La constante de propagation s'écrit en fonction de la fréquence (f), la vitesse de la lumière dans le vide ($c \approx 3 \cdot 10^8$ m/s) et la permittivité relative effective (ε_{eff}) :

$$\beta = \frac{2\pi f \sqrt{\varepsilon_{eff}}}{c} \quad (\text{II.41})$$

Les matrices **P** et **Q** sont semblables, celles-ci possèdent donc des valeurs propres identiques :

$$\text{eig}(\mathbf{P}) = \text{eig}(\mathbf{Q}) = \lambda_i, i = 1, \dots, 4 \quad (\text{II.42})$$

Cette relation constitue une propriété clé pour établir le lien entre les constantes de propagation complexes et les valeurs propres de la matrice connue **Q** puisque que la différence de longueur entre les deux étalons Thru et Line est bien définie. Les quatre constantes de propagation complexes, correspondant à la propagation des modes différentiel et commun dans les deux sens direct et inverse, sont obtenues à partir des valeurs propres de la matrice **Q** :

$$\gamma_i = \alpha_i + j\beta_i = \ln(\lambda_i) \quad i = 1, \dots, 4 \quad (\text{II.43})$$

Les valeurs γ_i sont des nombres complexes liés aux constantes d'atténuation α_i et aux constantes de phase β_i . Pour bien choisir les valeurs $\pm\gamma_{dm}$ et $\pm\gamma_{cm}$ entre les quatre valeurs γ_i fournies par les mesures, il convient de les trier par ordre croissant ou décroissant à chaque fréquence. Cette étape se base sur les valeurs de β_i puisque la constante de phase est nettement moins sensible au bruit de mesure que la constante d'atténuation. Le choix de la propagation dans le sens direct et inverse est évident car il y a deux valeurs positives et deux valeurs négatives. Par contre, il est nécessaire d'avoir une estimation initiale de γ_{dm} et γ_{cm} afin d'établir le bon choix entre les deux modes de propagation. En général, la constante de propagation des ondes peut être estimée soit par une expression analytique, soit par une simulation électromagnétique. Pour certaines structures planaires telles que les lignes CCPW, la solution analytique, basée sur une analyse statique, ne prends pas en compte les effets de dispersion. En revanche, l'approche par simulation numérique à l'aide du logiciel « CST Microwave Studio » fournit alors les valeurs d'estimation sur toute la bande de fréquence lorsque les paramètres géométriques et les caractéristiques des matériaux sont bien définis.

2.5.2.3. Détermination des termes d'erreur

Le couple d'étalon [Thru - Line] permet de déterminer les constantes de propagation et de réécrire les deux matrices d'erreurs **X** et **Y** en fonction des quatre termes inconnus (étapes 2 à 5 dans le Tableau II.5). L'étalon Reflect réciproque, identique à chacun des accès de mesure, associé au couple [Thru - Line] fournit des équations liées aux deux matrices **X** et **Y**, et donc les relations entre les quatre termes inconnus (étapes 6 à 9 dans le Tableau II.5) pour compléter le processus d'étalonnage.

La Figure II.18 montre le principe de la mesure de l'étalon Reflect aux deux ports en mode mixte.

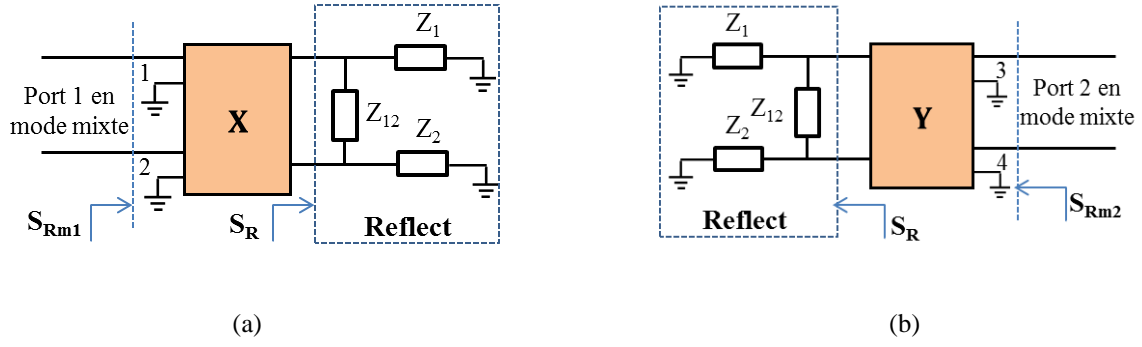


Figure II.18 - Mesure de l'étalon Reflect : (a) au port 1 en mode mixte, (b) au port 2 en mode mixte

La matrice cherchée \mathbf{S}_R en mode mixte de l'étalon Reflect est constituée des facteurs de réflexion en modes différentiel et commun et des termes de conversion entre les deux modes :

$$\mathbf{S}_R = \begin{bmatrix} \Gamma_{dd} & \Gamma_{dc} \\ \Gamma_{cd} & \Gamma_{cc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

Les deux matrices mesurées en mode mixte (\mathbf{S}_{Rm1} , \mathbf{S}_{Rm2}) sont représentées en fonction de la matrice cherchée \mathbf{S}_R et des matrices \mathbf{X} et \mathbf{Y} (étape 6 dans le Tableau II.5).

A partir des constantes de propagation complexes déterminées précédemment, des vecteurs propres et de la mesure de l'étalon Reflect, les inconnues de \mathbf{X} et \mathbf{Y} sont successivement obtenues. Les étapes du calcul pour la détermination des termes d'erreur sont détaillées dans l'Annexe 2. Nous décrivons un récapitulatif des étapes et les équations principales de l'algorithme (Tableau II.5).

Etape	Description	Equations
1	Mesure d'un DST différentiel quelconque <ul style="list-style-type: none"> - Matrice \mathbf{M}_X connue par la mesure - Matrice \mathbf{N}_X inconnue 	$\mathbf{M}_X = \mathbf{X} \cdot \mathbf{N}_X \cdot \bar{\mathbf{Y}} \quad (\text{II.45})$
2	Mesure des étalons Thru et Line <ul style="list-style-type: none"> - Matrices \mathbf{M}_T et \mathbf{M}_L données par la mesure - Matrices \mathbf{N}_T et \mathbf{N}_L inconnues - Matrices \mathbf{P} et \mathbf{Q} semblables : matrice \mathbf{Q} connue, matrice \mathbf{P} inconnue 	$\mathbf{M}_T = \mathbf{X} \cdot \mathbf{N}_T \cdot \bar{\mathbf{Y}} ; \mathbf{M}_L = \mathbf{X} \cdot \mathbf{N}_L \cdot \bar{\mathbf{Y}} \quad (\text{II.46})$ $\mathbf{Q} = \mathbf{M}_L \cdot \mathbf{M}_T^{-1} ; \mathbf{P} = \mathbf{N}_L \cdot \mathbf{N}_T^{-1} \quad (\text{II.47})$
3	Estimation des 4 constantes de propagation complexes ($\pm\gamma_{dm}, \pm\gamma_{cm}$) à partir de la matrice \mathbf{Q} connue <ul style="list-style-type: none"> - Valeurs propres (λ_i) et matrice des vecteurs propres (\mathbf{W}_0) de la matrice \mathbf{Q} connues - Δl connue - Estimation des constantes de propagation 	$\text{eig}(\mathbf{Q}) = [\lambda_i, \mathbf{W}_0], i = 1, \dots, 4 \quad (\text{II.48})$ $\text{eig}(\mathbf{P}) = (e^{-\gamma_{dm} \cdot \Delta l}, e^{-\gamma_{cm} \cdot \Delta l}, e^{\gamma_{dm} \cdot \Delta l}, e^{\gamma_{cm} \cdot \Delta l}) \quad (\text{II.49})$ $\text{eig}(\mathbf{Q}) = \text{eig}(\mathbf{P}) = \lambda_i, i = 1, \dots, 4 \quad (\text{II.50})$ $\gamma_i = \alpha_i + j\beta_i = \ln(\lambda_i) i = 1, \dots, 4 \quad (\text{II.51})$

	<p>complexe $\pm\gamma_{dm}$ et $\pm\gamma_{cm}$ sous CST</p> <ul style="list-style-type: none"> - Comparaison avec $\ln(\lambda_i)$ et attribution des bonnes valeurs 	
4	<p>Estimation de la matrice chaîne cherchée de l'étalon Thru (\mathbf{N}_T à partir des constantes de propagation</p> <ul style="list-style-type: none"> - l_T, γ_{dm} et γ_{cm} connues 	$\mathbf{N}_T = \begin{bmatrix} e^{-\gamma_{dm}l_T} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_{cm}l_T} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{\gamma_{dm}l_T} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_{cm}l_T} \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$
5	<p>Termes inconnus des matrices \mathbf{X} et \mathbf{Y} représentés dans la matrice diagonale \mathbf{K}</p> <ul style="list-style-type: none"> - Matrices \mathbf{X}_0 et \mathbf{Y}_0 connues - Matrice \mathbf{K} à quatre inconnues (k_1 à k_4) <p>→ Après les étapes d'étalonnage à l'aide des deux lignes étalons, il reste donc quatre inconnus à déterminer.</p>	$\mathbf{X} = \mathbf{X}_0 \cdot \mathbf{K} \text{ avec } \mathbf{X}_0 = \mathbf{W}_0 \quad (\text{II.53})$
		$\mathbf{Y} = \mathbf{Y}_0 \cdot \tilde{\mathbf{K}} \text{ avec } \mathbf{Y}_0 = \overline{\mathbf{X}_0^{-1} \cdot \mathbf{M}_T} \cdot \tilde{\mathbf{N}}_T$ <p>La matrice $\tilde{\mathbf{T}}$ d'une matrice \mathbf{T} quelconque s'écrit :</p> $\tilde{\mathbf{T}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{T} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$
		$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{K}_2 \end{bmatrix}$ <p>avec $\mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix}, \mathbf{K}_2 = \begin{bmatrix} k_3 & 0 \\ 0 & k_4 \end{bmatrix}$ (II.55)</p>
6	<p>Mesure de l'étalon Reflect à chacun des accès de mesure</p> <ul style="list-style-type: none"> - Matrice vraie \mathbf{S}_R inconnue en mode mixte de l'étalon - Matrices mesurés \mathbf{S}_{Rm1} et \mathbf{S}_{Rm2} connues - Relations entre les matrices \mathbf{S}_{Rm10} et \mathbf{S}_{Rm20} et les matrices connues ($\mathbf{X}_0, \mathbf{Y}_0, \mathbf{S}_{Rm1}$ et \mathbf{S}_{Rm2}) 	$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{011} \cdot \mathbf{K}_1 & \mathbf{X}_{012} \cdot \mathbf{K}_2 \\ \mathbf{X}_{021} \cdot \mathbf{K}_1 & \mathbf{X}_{022} \cdot \mathbf{K}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$
		$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{011} \cdot \mathbf{K}_2 & \mathbf{Y}_{012} \cdot \mathbf{K}_1 \\ \mathbf{Y}_{021} \cdot \mathbf{K}_2 & \mathbf{Y}_{022} \cdot \mathbf{K}_1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.57})$
		$\mathbf{S}_{Rm10} = (\mathbf{X}_{011} - \mathbf{S}_{Rm1} \cdot \mathbf{X}_{021})^{-1} \cdot (\mathbf{S}_{Rm1} \cdot \mathbf{X}_{022} - \mathbf{X}_{012}) \quad (\text{II.58})$
		$\mathbf{S}_{Rm20} = (\mathbf{Y}_{011} - \mathbf{S}_{Rm2} \cdot \mathbf{Y}_{021})^{-1} \cdot (\mathbf{S}_{Rm2} \cdot \mathbf{Y}_{022} - \mathbf{Y}_{012}) \quad (\text{II.59})$
		$\mathbf{S}_R = \mathbf{K}_1^{-1} \cdot \mathbf{S}_{Rm10} \cdot \mathbf{K}_2 \quad (\text{II.60})$
		$\mathbf{S}_R = \mathbf{K}_2^{-1} \cdot \mathbf{S}_{Rm20} \cdot \mathbf{K}_1 \quad (\text{II.61})$
7	<p>Connexion à chacun des accès de mesure d'un étalon réciproque Reflect identique qui permet de réduire les termes d'erreur dans la matrice \mathbf{K}</p> <ul style="list-style-type: none"> - Un terme inconnu (k_1) et deux ambiguïtés de signe ($\kappa_1 = \pm 1$ et $\kappa_2 = \pm 1$) dans la 	$\mathbf{K} = \mathbf{K}_0 \cdot \hat{\mathbf{K}} \quad (\text{II.62})$
		$\mathbf{K}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G}_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.63})$

	- matrice $\hat{\mathbf{K}}$ restent à déterminer. - Matrice \mathbf{K}_0 connue en fonction des matrices connues $\mathbf{S}_{\mathbf{Rm10}}$ et $\mathbf{S}_{\mathbf{Rm20}}$	$\mathbf{G}_0 = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{S_{\mathbf{Rm2011}}}{S_{\mathbf{Rm1011}}}} & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{S_{\mathbf{Rm1011}}}{S_{\mathbf{Rm2011}}}} \cdot \frac{S_{\mathbf{Rm2012}}}{S_{\mathbf{Rm1012}}} \end{bmatrix}$
		$\hat{\mathbf{K}}_1 = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & \kappa_2 k_1 \end{bmatrix}; \hat{\mathbf{K}} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{K}}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \kappa_1 \hat{\mathbf{K}}_1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.64})$
8	Matrice chaîne cherchée \mathbf{N}_x du DST exprimée en fonction de la matrice connue \mathbf{N}_{x0} et de la matrice $\hat{\mathbf{K}}$ ce qui permet d'éliminer le terme inconnu k_1	$\mathbf{N}_x = \hat{\mathbf{K}}^{-1} \cdot (\mathbf{K}_0^{-1} \cdot \mathbf{X}_0^{-1} \cdot \mathbf{M}_x \cdot \widetilde{\mathbf{Y}}_0 \cdot \mathbf{K}_0) \cdot \hat{\mathbf{K}} \quad (\text{II.65})$ $\mathbf{N}_x = \hat{\mathbf{K}}^{-1} \cdot \mathbf{N}_{x0} \cdot \hat{\mathbf{K}}$
9	Détermination des deux ambiguïtés de signe κ_1 et κ_2 à partir des matrices vraie \mathbf{S}_R et mesurée $\mathbf{S}_{\mathbf{Rm1}}$ en mode mixte du Reflect	$\mathbf{S}_R = \begin{bmatrix} \Gamma^{dd} & \Gamma^{dc} \\ \Gamma^{cd} & \Gamma^{cc} \end{bmatrix}; \mathbf{S}_{\mathbf{Rm1}} = \begin{bmatrix} \Gamma_m^{dd} & \Gamma_m^{dc} \\ \Gamma_m^{cd} & \Gamma_m^{cc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.66})$
		$\kappa_1 = \text{signe} \left(\frac{\text{Real}(\Gamma^{dd})}{\text{Real}(\Gamma_m^{dd})} \right) \quad (\text{II.67})$
		$\kappa_2 = \kappa_1 \cdot \text{signe} \left(\frac{\text{Real}(\Gamma^{dc})}{\text{Real}(\Gamma_m^{dc})} \right) \quad (\text{II.68})$

Tableau II.5 - Récapitulatif des principales étapes et équations de l'algorithme Multimode TRL

Dans les deux étapes intermédiaires (équations (2.32) et (2.39) dans l'Annexe 2), il faut résoudre des équations du second degré qui conduisent à une ambiguïté de signe pour κ_1 et κ_2 qui valent ± 1 . La dernière étape du processus d'étalonnage permet de lever cette ambiguïté. Le choix s'appuie alors sur la comparaison entre les paramètres S de l'étalon Reflect mesurés et estimés en mode mixte. Si le choix est inapproprié à certaines fréquences, il subsiste un problème lié à la correction de phase (une ambiguïté de $\pm \pi$) pour les coefficients de réflexion et les termes de conversions entre les deux modes. Dans ce cas, un post-traitement doit être appliqué en ajoutant ou en soustrayant π à la valeur de phase.

Cet algorithme est développé sous Matlab pour déterminer et corriger les termes d'erreur de la mesure du DST différentiel. Les deux approches possibles pour la mesure des paramètres S en mode mixte sous pointes sont décrites dans la partie suivante.

2.6. Deux approches de mesure des paramètres S en mode mixte sous pointes

Étant donné que l'ARV est équipé d'interfaces coaxiales, les sondes établissent les transitions coaxial-planaire entre le DST et les câbles. Les erreurs systématiques de mesure liées aux sondes, aux câbles coaxiaux et à l'imperfection intrinsèque de l'ARV peuvent être corrigées par une ou plusieurs méthodes d'étalonnage. Le modèle général de la mesure du circuit différentiel en utilisant l'ARV 4-ports est illustré sur la Figure II.19.

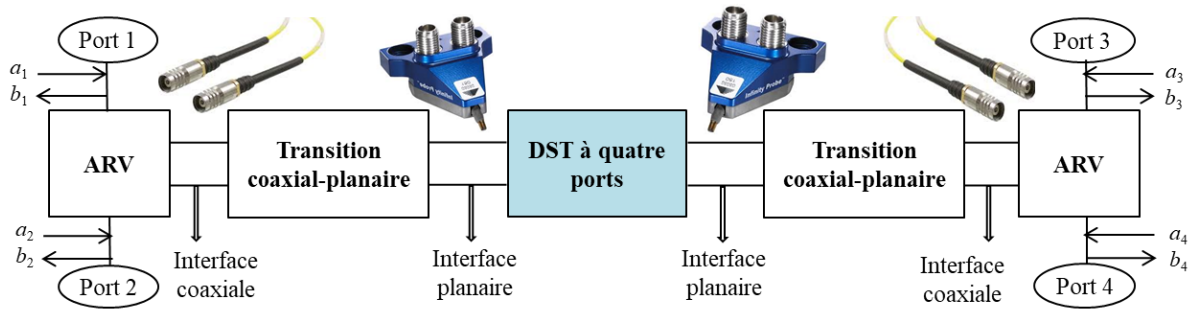


Figure II.19 - Modèle de mesure des paramètres S en mode mixte sous pointes

Nous choisissons la technique Multimode TRL comme méthode d'étalonnage de la mesure des circuits différentiels sur wafer. Nous présentons ici les deux approches de mesure possibles. L'approche « one-tier » est basée sur la procédure d'étalonnage Multimode TRL réalisée en une seule étape afin d'éliminer l'ensemble des erreurs systématiques. L'approche « two-tier » fractionne la détermination des termes d'erreur en deux étapes : la première (« first-tier ») a pour but de corriger des erreurs jusqu'à l'extrémité des connecteurs coaxiaux tandis que la deuxième (« second-tier »), associée à la méthode Multimode TRL, contribue à la détermination et à la correction des erreurs notamment liées aux sondes.

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe 1.4.1.3, certains ARV 4-ports constitués de deux sources d'excitation, permettent de réaliser directement des mesures en mode différentiel vrai. Dans la littérature, les mesures des paramètres S en mode mixte grâce au stimulus « true mode » associant l'étalonnage Multimode TRL ne sont pas encore mentionnées. La plupart des publications concernant cette méthode d'étalonnage décrivent l'utilisation des données brutes obtenues à partir de mesures « one-tier » avec le stimulus asymétrique ([5], [7], [71]). Dans [7], même si les deux approches « one-tier » et « two-tier » ont été appliquées, l'étalonnage Multimode TRL n'a été effectué qu'avec l'approche « one-tier ». Dans ce travail, l'ARV 4-ports de Keysight N5227A, avec deux configurations des sources possibles (« single ended » et « true mode »), sera utilisé pour les mesures des paramètres S en mode mixte des étalons planaires. Nous présenterons une comparaison des résultats obtenus par les deux approches pour s'assurer du bon fonctionnement des deux options du stimulus des sources.

Il est important de noter que la mesure brute des paramètres S à l'aide du stimulus en mode différentiel vrai est sensible aux termes d'erreur du système. Puisque l'ARV est constitué de plusieurs composants passifs et actifs, l'ajustement des signaux provenant de deux sources de l'ARV pour générer les signaux différentiel et commun, devient plus complexe pour la mesure sur wafer. Par conséquent, les mesures « one-tier » seront effectuées à l'aide du stimulus en mode asymétrique. Pour l'approche « two-tier », il faut d'abord réaliser un étalonnage jusqu'au plan coaxial (« off-wafer ») pour corriger notamment l'imperfection interne de l'ARV en s'appuyant sur les paramètres S bruts (mode asymétrique) des étalons coaxiaux. L'étalonnage SOLR, intégré dans la plupart des ARV, est choisi pour cette première étape car il ne requiert

qu'un étalon Thru partiellement connu. Ainsi, la méthode Multimode TRL appliquée à la deuxième étape corrige les erreurs correspondant aux imperfections des transitions coaxial-planaire (Figure II.20).

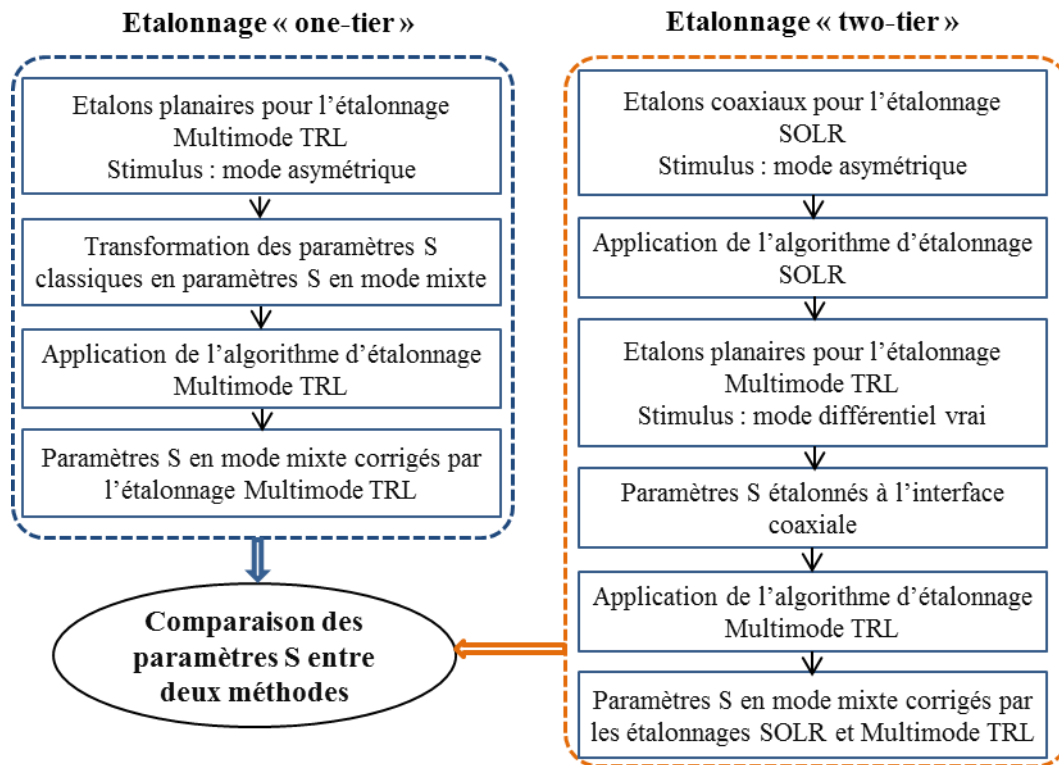


Figure II.20 - Méthodes de mesure avec l'étalonnage « one-tier » et « two-tier »

En résumé, l'approche « one-tier » requiert la seule méthode Multimode TRL pour corriger l'ensemble des termes d'erreur en mesurant des étalons avec le stimulus en mode asymétrique. La transformation des paramètres S classiques en paramètres S en mode mixte est réalisée avant d'appliquer l'algorithme Multimode TRL. L'approche « two-tier » nécessite un premier étalonnage SOLR coaxial (six étalons) avec le stimulus en mode asymétrique, puis un second étalonnage Multimode TRL sous pointes avec le stimulus en mode différentiel vrai.

L'étalonnage SOLR nécessite un temps de mesure important afin de couvrir une large plage de fréquence. Trois court-circuits (S), un circuit-ouvert (O), une charge adaptée (L) et une connexion directe sont utilisés dans l'étape « first-tier », ce qui représente vingt-six connexions au total. Par conséquent, les sources d'erreurs sont nombreuses dans le processus de mesure « two-tier » notamment la stabilité des câbles, la qualité des étalons SOLR, etc. Dans cette étude, les mesures seront réalisées suivant les deux approches pour établir une comparaison des paramètres S corrigés à partir des données de mesure à l'aide d'un ARV 4-ports configuré en mode différentiel vrai et en mode asymétrique.

Nous allons dans le prochain chapitre décrire la conception et la réalisation du kit d'étalonnage et d'un kit de vérification indispensable pour évaluer la précision des mesures qui peut être obtenue à partir des techniques d'étalonnage que nous venons de décrire.

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).

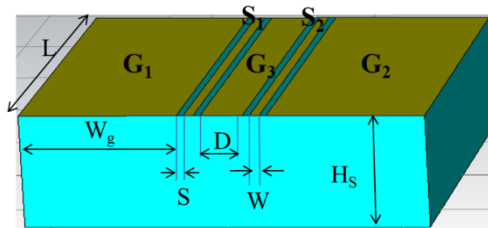


Figure III.1 - Ligne CCPW en configuration GSGSG

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 δ
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 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 ϵ_r égale à 3,81, une tangente d'angle de pertes de 3×10^{-4} à 10 MHz et une épaisseur H_s égale à 500 μm .

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 50Ω 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).

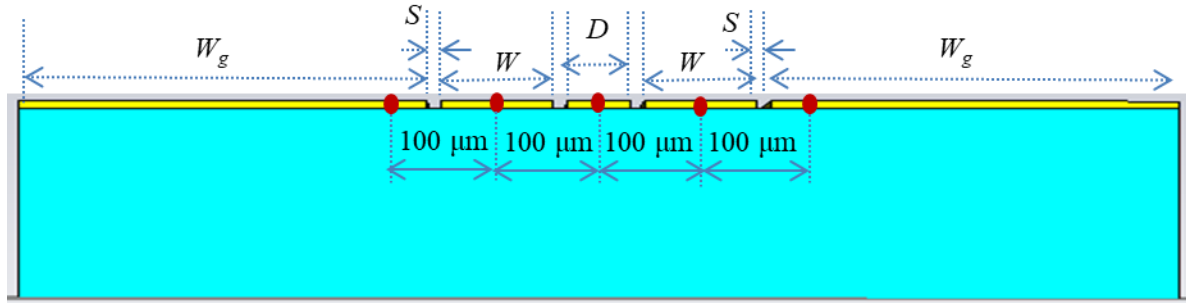


Figure III.2 - Espacement entre les pointes de la sonde GSGSG

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].

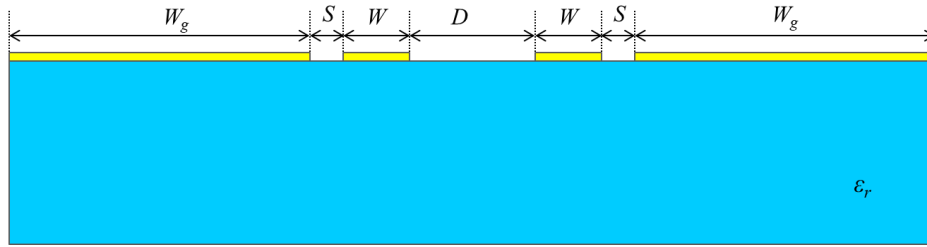


Figure III.3 - Coupe transversale d'une ligne CCPW-GSSG sur un substrat diélectrique

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 100Ω et de 25Ω afin que l'impédance de référence à chaque port physique soit proche de 50Ω . 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 (μm)	W (μm)	D (μm)	Z_{0dm} (Ω)	Z_{0cm} (Ω)
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).

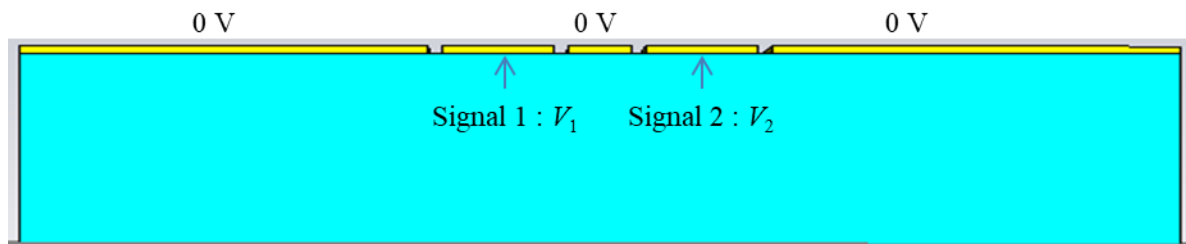


Figure III.4 - Tensions sur les deux lignes conductrices de la ligne CCPW

	Mode impair	Mode pair
Signal 1 (V)	$V_1 = 1$	$V_1 = 1$
Signal 2 (V)	$V_2 = -1$	$V_2 = 1$

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.

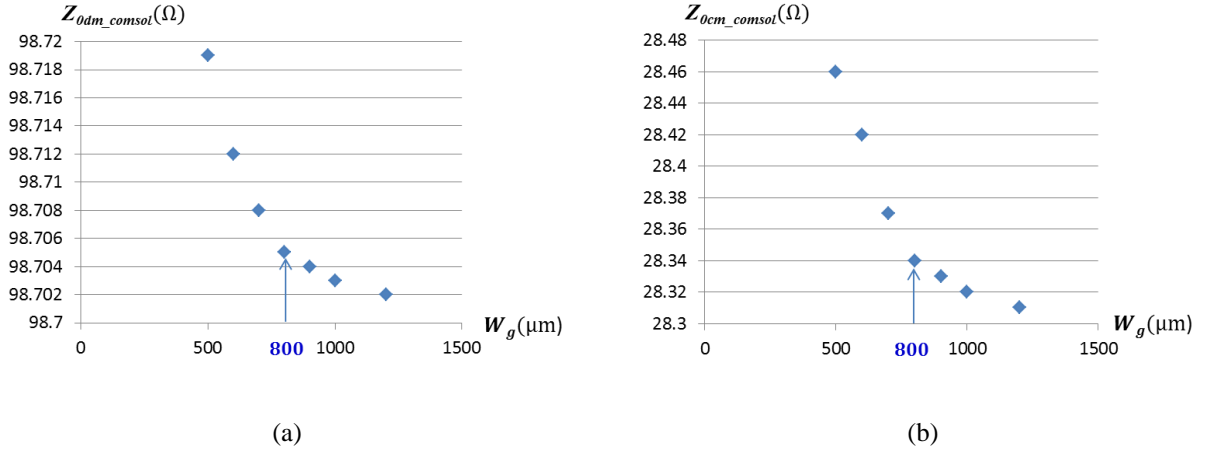


Figure III.5 - (a) impédance caractéristique en mode différentiel en fonction de largeur W_g , (b) impédance caractéristique en mode commun en fonction de largeur W_g

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 μm) choisies sont présentées dans le Tableau III.5.

Paramètres	S	W	D	W_g
Dimensions (μm)	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 Ω).

C_{to}	C_{ao}	C_{te}	C_{ae}	ϵ_{eff_dm}	ϵ_{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 Ω	28,34 Ω

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).

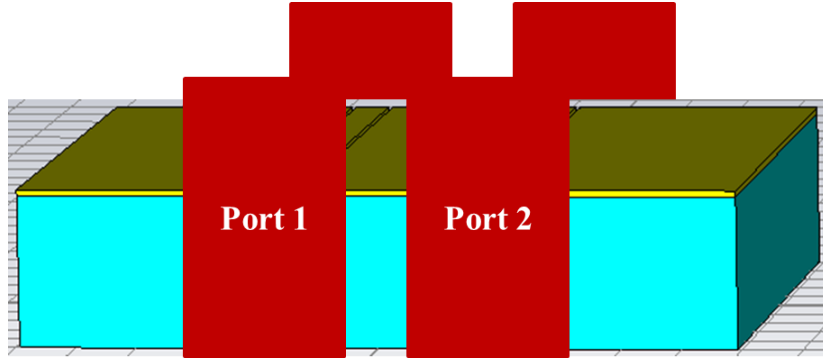


Figure III.6 - Définition des quatre ports physiques de la ligne CCPW sous CST

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).

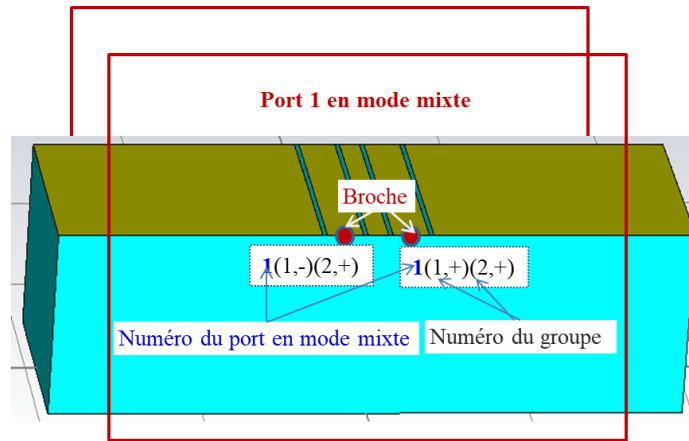


Figure III.7 - Port en mode mixte avec multibroche sous CST

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 :

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

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.

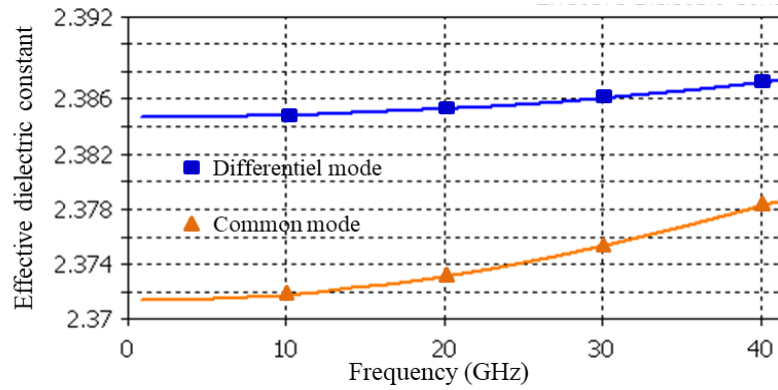


Figure III.8 - Permittivité relative effective de la ligne CCPW-GSGSG (simulation sous CST)

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

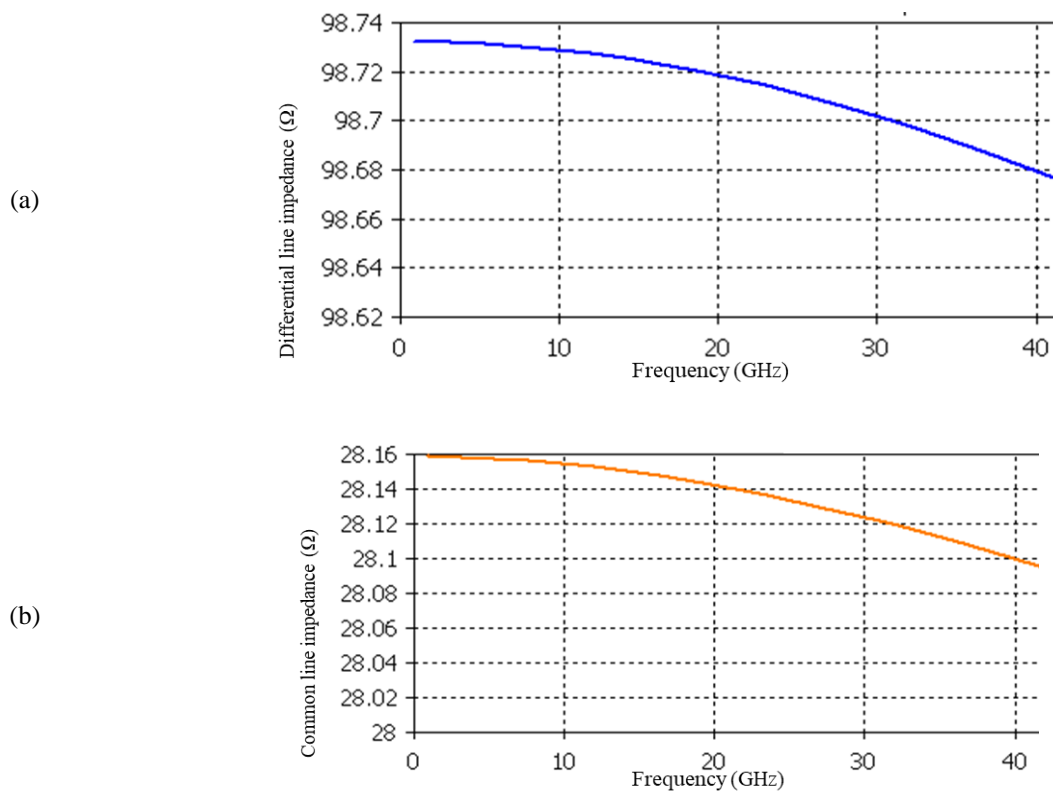


Figure III.9 - Impédance caractéristique de la ligne Thru (simulations sous CST) : (a) mode différentiel, (b) mode commun

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.

	ϵ_{eff_dm}	ϵ_{eff_cm}	Z_{0_dm}	Z_{0_cm}
COMSOL (statique)	2,41	2,40	98,71	28,34
CST (1 GHz)	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 μm [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 μm .

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 $\varepsilon_{eff(dm,cm)}$ sont proches l'une de l'autre (Tableau III.7), la valeur de Δl 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 (μm)	[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 50Ω est réalisée en titane et placée en bout de ligne. Puisque la résistance par carré est de 50Ω , 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 50Ω 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.

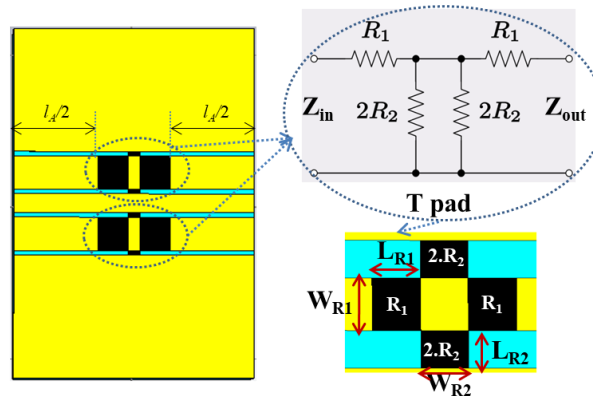


Figure III.11 - Double atténuateur 20 dB en T

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 Ω et 10,10 Ω . Les dimensions en μm 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.

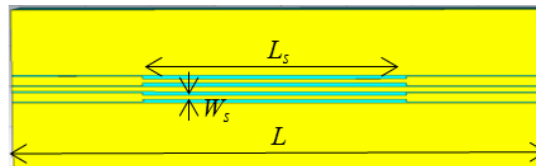


Figure III.12 - Ligne désadaptée avec discontinuité au niveau de la largeur du ruban

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

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.

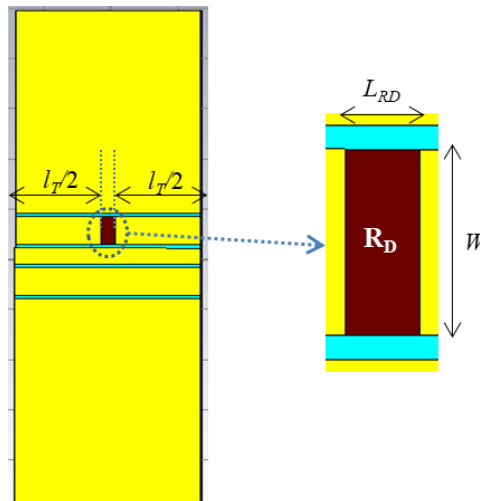


Figure III.13 - Ligne déséquilibrée avec une résistance série

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

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

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 $20\ \Omega$ (courbes vertes) comparés à ceux de la ligne adaptée de la même longueur sans discontinuité (courbes rouges) obtenus par la simulation sous CST.

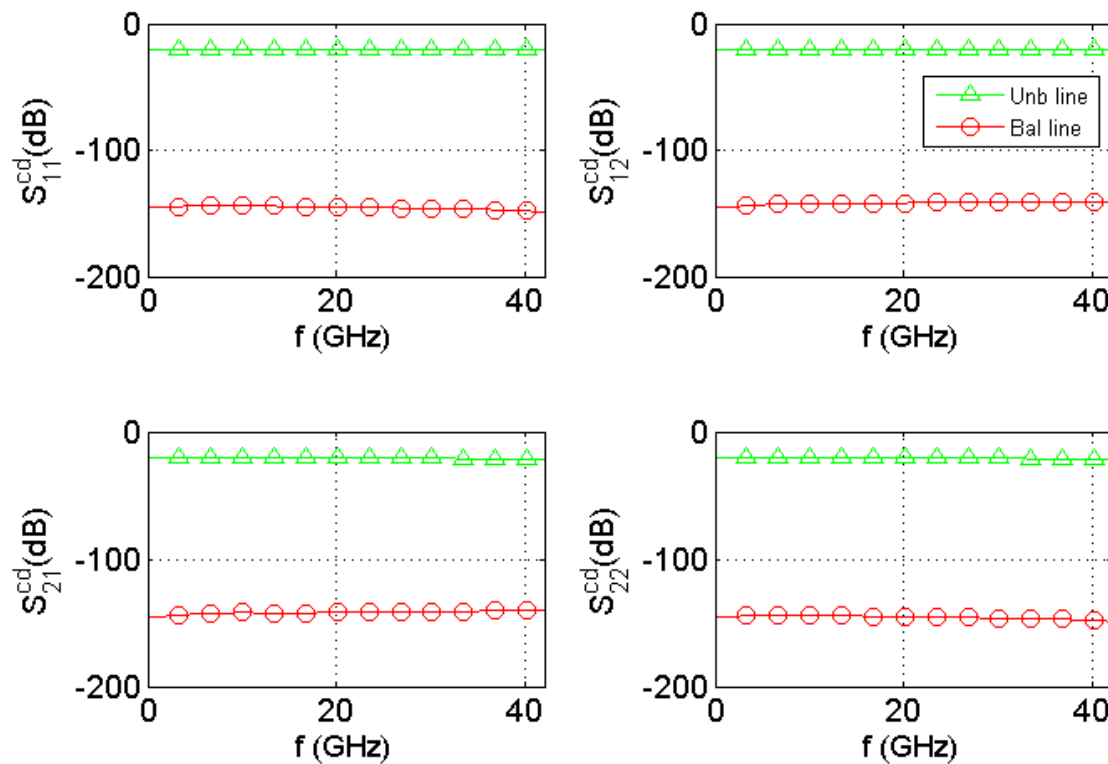


Figure III.14 – Termes de la conversion du mode différentiel vers le mode commun des lignes adaptée et déséquilibrée (données de simulation avec CST)

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_{11}^{cd} de la ligne déséquilibrée avec une résistance série de $20\ \Omega$ 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 ₁	DST ₂	DST ₃	DST ₄	DST ₅	DST ₆
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 $500\text{ }\mu\text{m}$ ($> 250\text{ }\mu\text{m}$ 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.

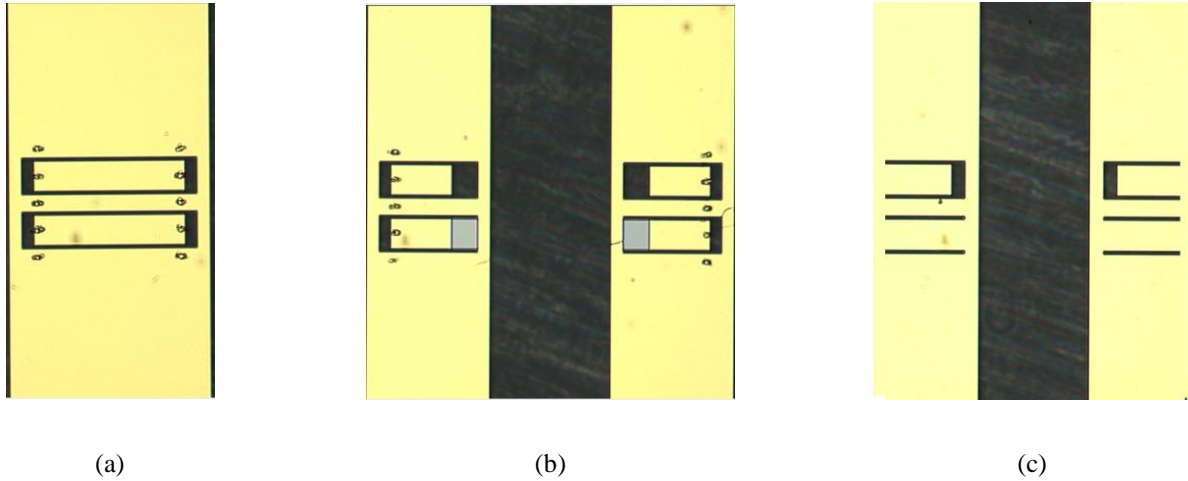


Figure III.15 - Etalons Multimode TRL réalisés sur wafer de quartz : (a) Thru, (b) Reflect « OLO », (c) Reflect « OSO »

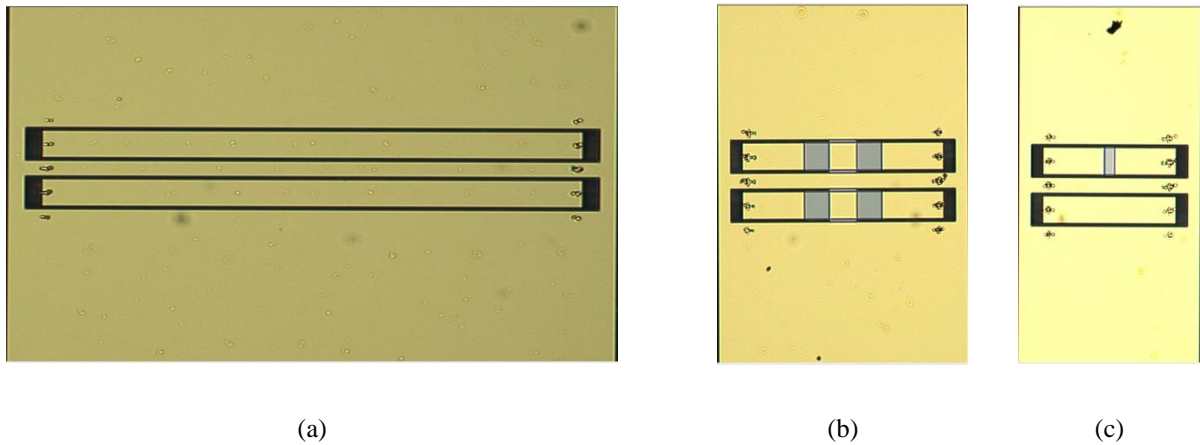


Figure III.16 - Eléments de vérification réalisés sur wafer de quartz : (a) ligne adaptée, (b) atténuateur, (c) ligne déséquilibrée

La fabrication est réalisée au moyen d'un procédé photo-lithographique par l'IEMN. La résistance par carré donnée par le fabricant est de $48,2\text{ }\Omega$. 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.

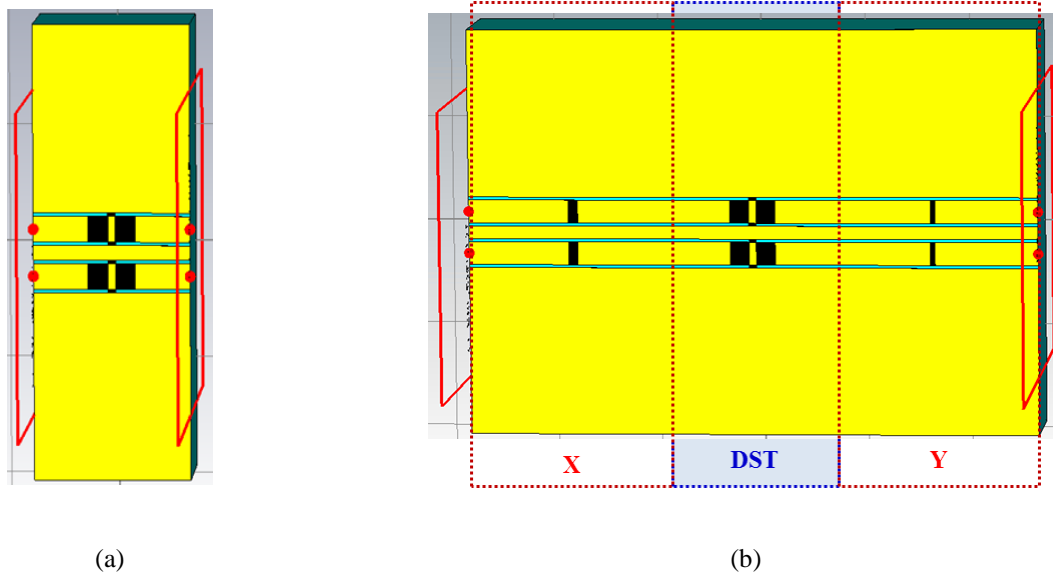


Figure III.17 - Simulation sous CST : (a) composant seul (valeur vraie), (b) composant inséré entre les boîtes d'erreur (valeur non corrigée)

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 (DST₅ 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 DST₅ après étalonnage.

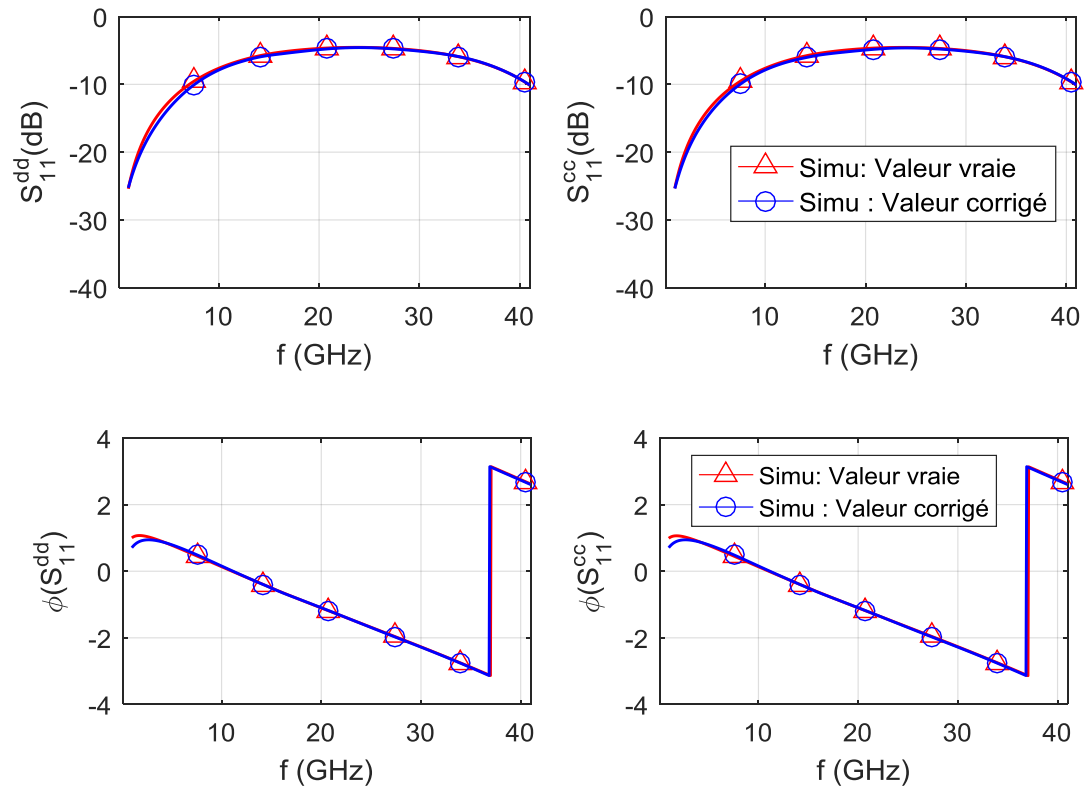


Figure III.18 - Amplitude (dB) et phase (rad) des coefficients de réflexion au port 1 en mode mixte (S_{11}^{dd}, S_{11}^{cc}) de la ligne désadaptée (données de simulation)

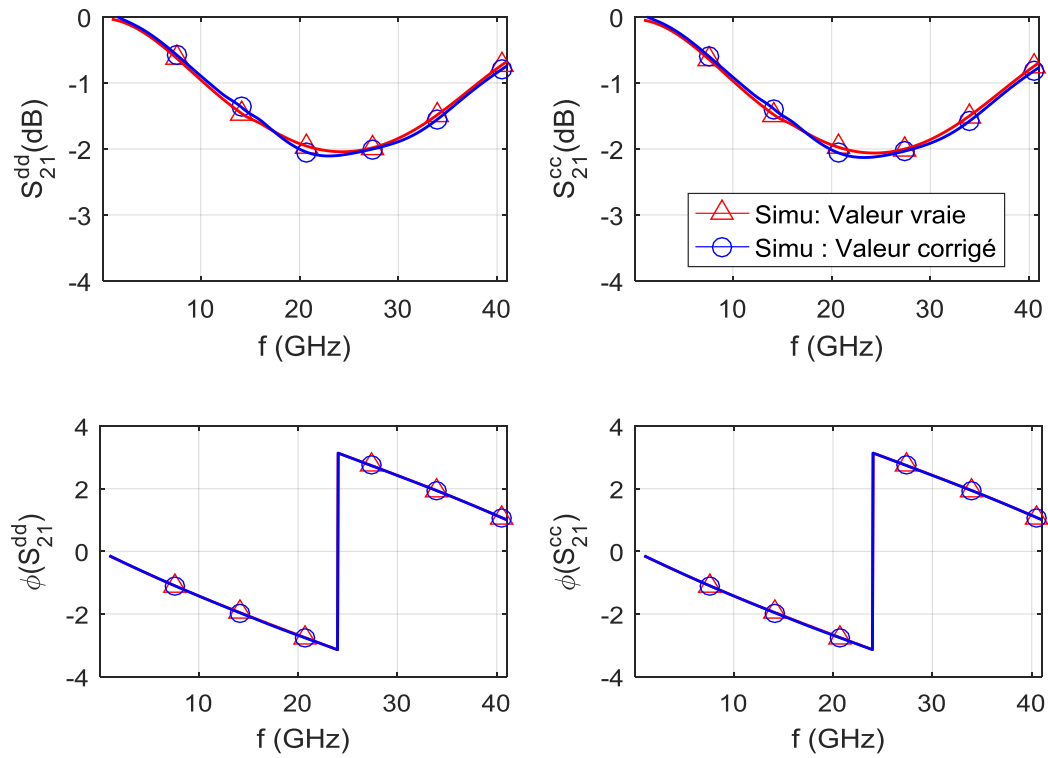


Figure III.19 - Amplitude (dB) et phase (rad) des coefficients de transmission (S_{21}^{dd}, S_{21}^{cc}) de la ligne désadaptée (données de simulation)

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 (~ -50 dB) dans toute la bande de fréquence d'intérêt de 1 GHz à 40 GHz.

La ligne déséquilibrée (DST₆ 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).

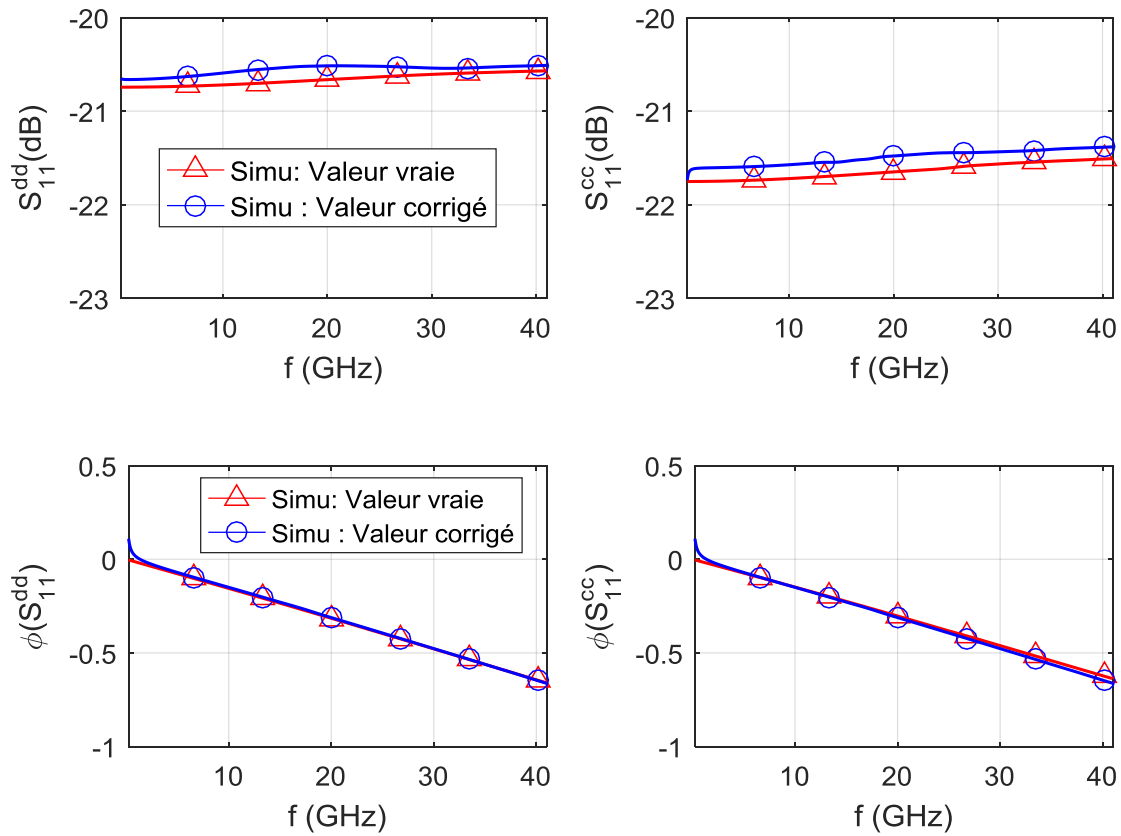


Figure III.20 - Amplitude (dB) et phase (rad) des coefficients de réflexion au port 1 en mode mixte (S_{11}^{dd} , S_{11}^{cc}) de la ligne déséquilibrée (données de simulation)

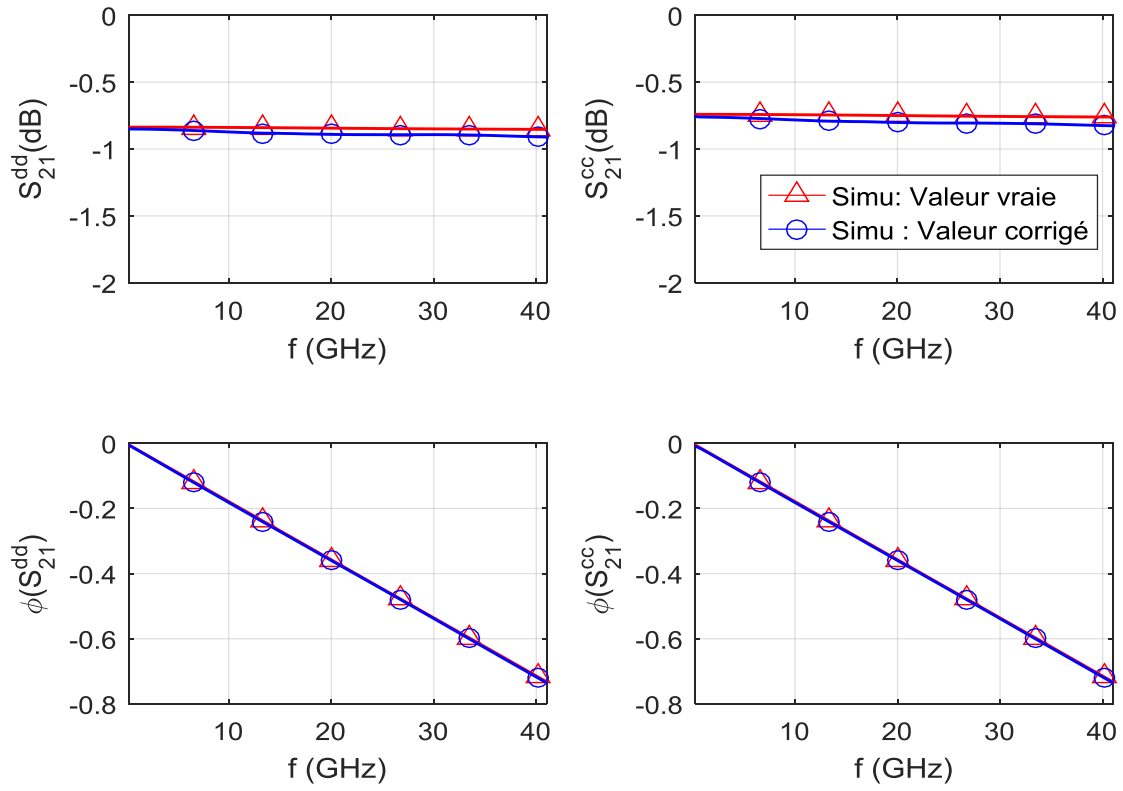


Figure III.21 - Amplitude (dB) et phase (rad) des coefficients de transmission (S^{dd}_{21} , S^{cc}_{21}) de la ligne déséquilibrée (données de simulation)

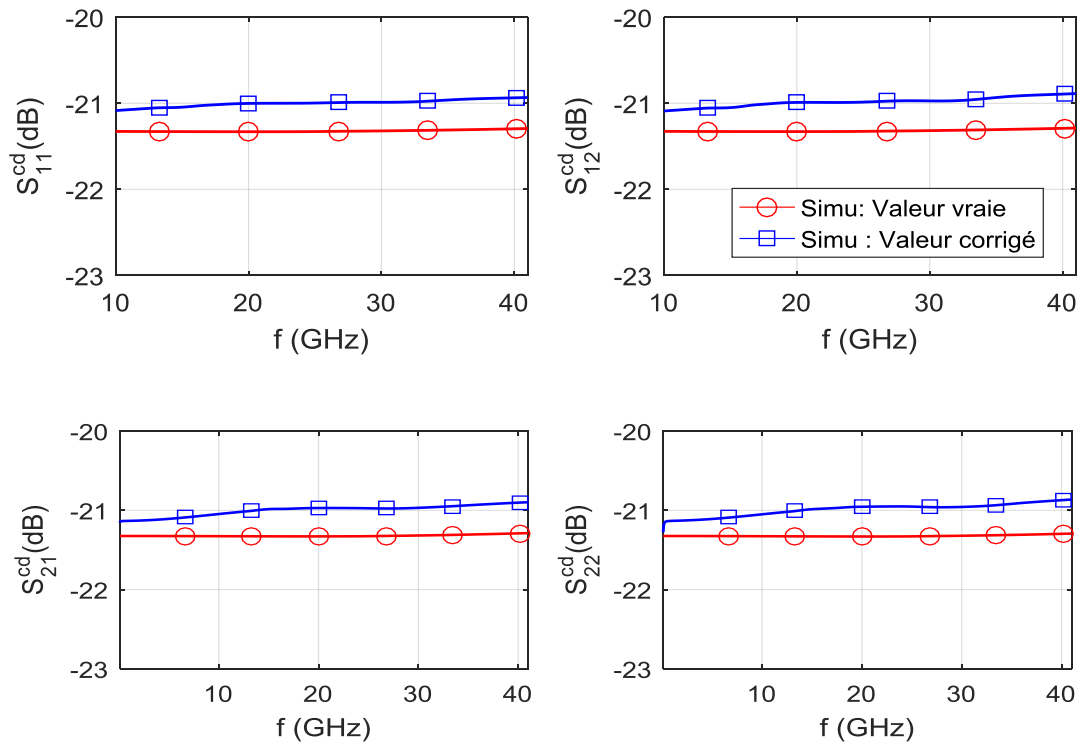


Figure III.22 - Amplitude (dB) des termes de conversion (S^{cd}_{11} , S^{cd}_{12} , S^{cd}_{21} , S^{cd}_{22}) de la ligne déséquilibrée (données de simulation)

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).

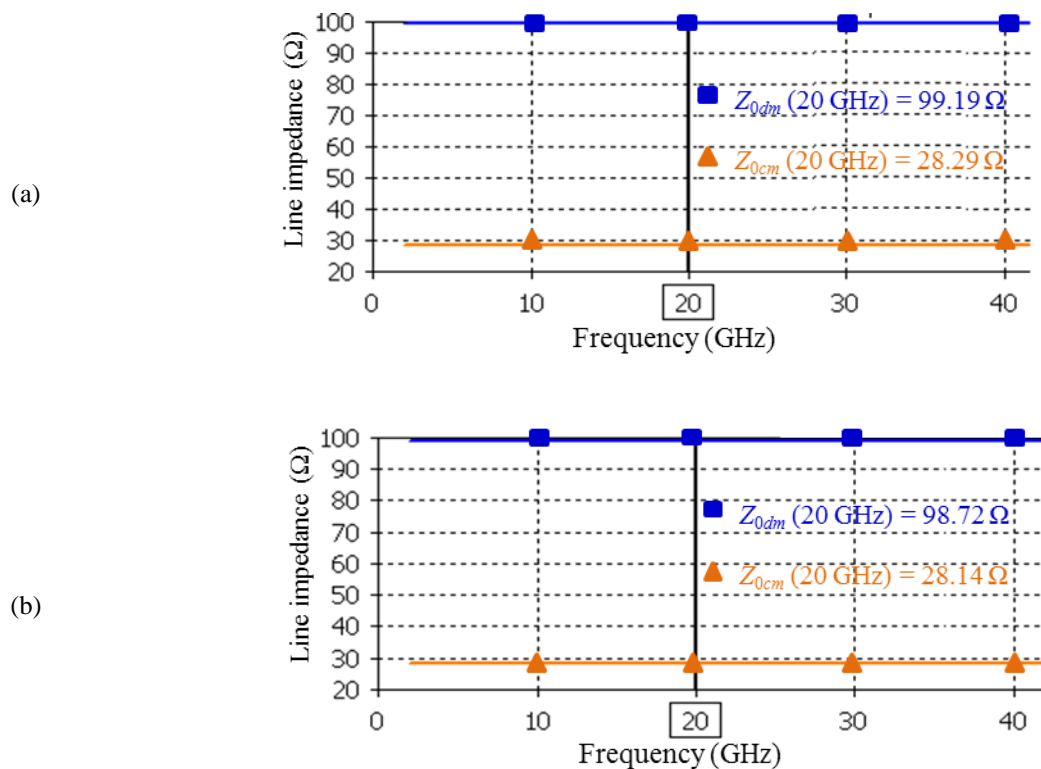


Figure III.23 - (a) impédance caractéristique de la ligne lors de la simulation du composant seul, (b) impédance caractéristique de la ligne lors de la simulation du composant et des boîtes d'erreur

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 γ 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 ωC ($G \ll \omega C$), 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 3×10^{-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).

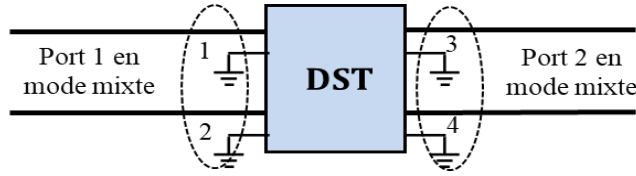


Figure IV.1 - Modèle de mesure du DST différentiel à quatre-ports physiques correspondant à deux ports logiques en mode mixte

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.

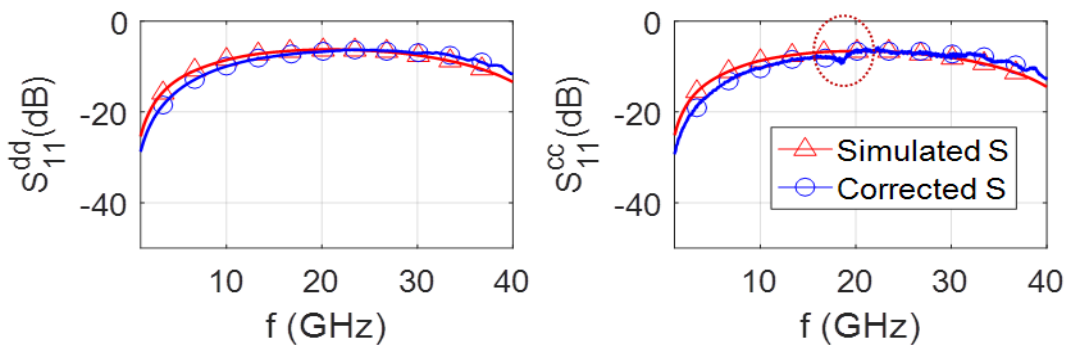


Figure IV.2 - Facteurs de réflexion corrigés de la ligne désadaptée avec l'utilisation du Reflect « OLO »

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).

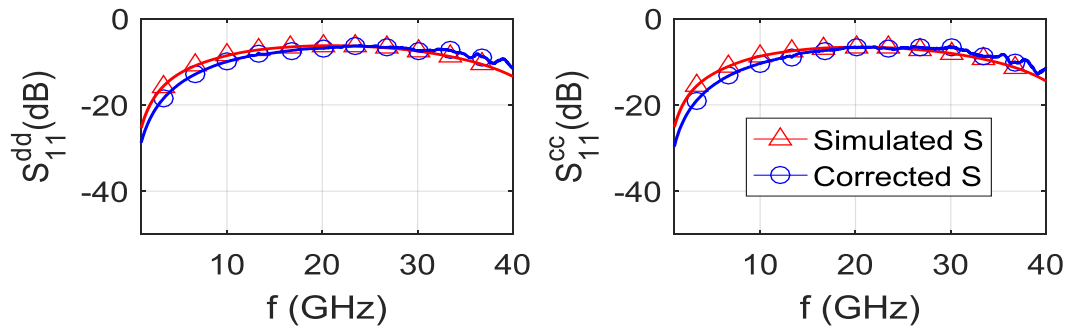


Figure IV.3 - Facteurs de réflexion corrigés de la ligne désadaptée avec l'utilisation du Reflect « OSO »

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).

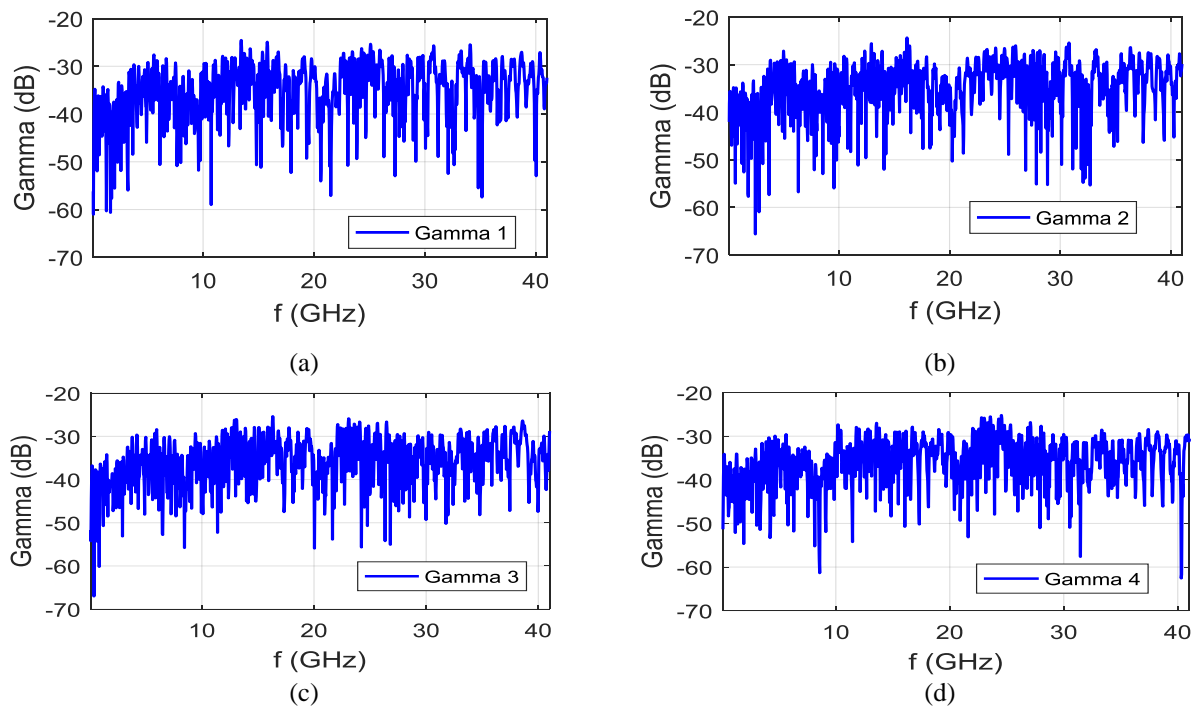


Figure IV.4 - Termes d'erreur des commutateurs : (a) Γ_1 , (b) Γ_2 , (c) Γ_3 , (d) Γ_4

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.

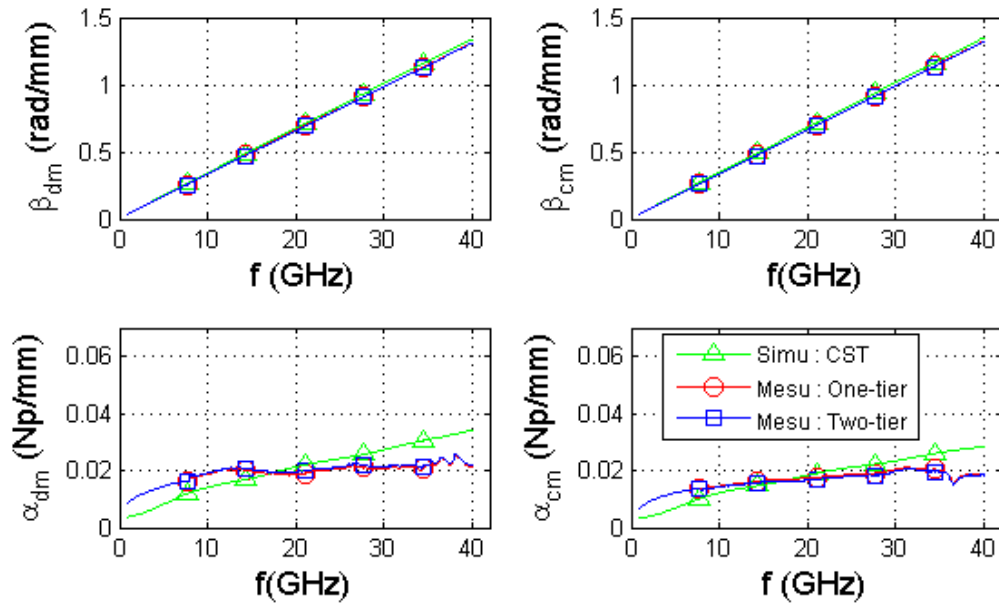


Figure IV.5 - Comparaison entre les constantes de propagation des modes différentiel et commun de la simulation et des deux approches de mesure

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 β (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 approches 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 β 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 α , 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 α_{dm} et α_{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.

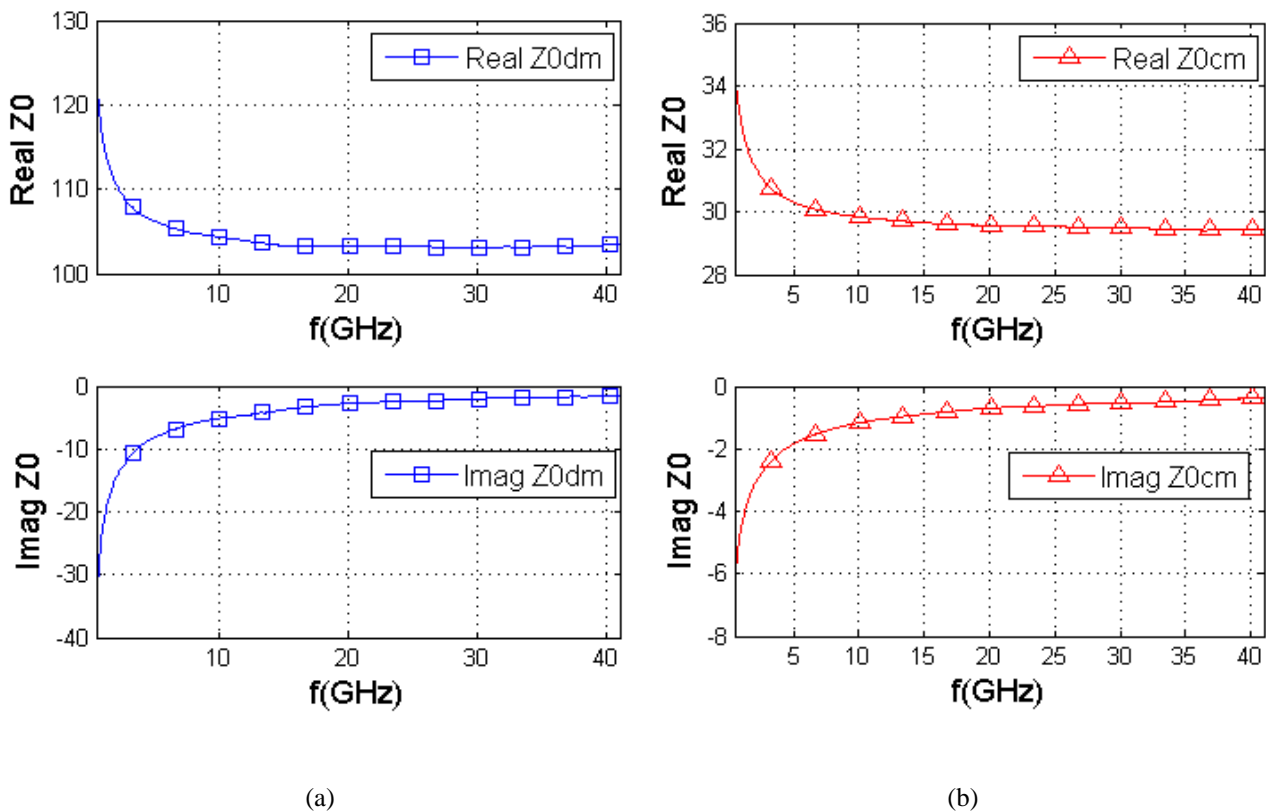


Figure IV.6 - Impédance caractéristique des lignes CCPW du kit : (a) mode différentiel, (b) mode commun

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 (DST₁ à DST₃ 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).

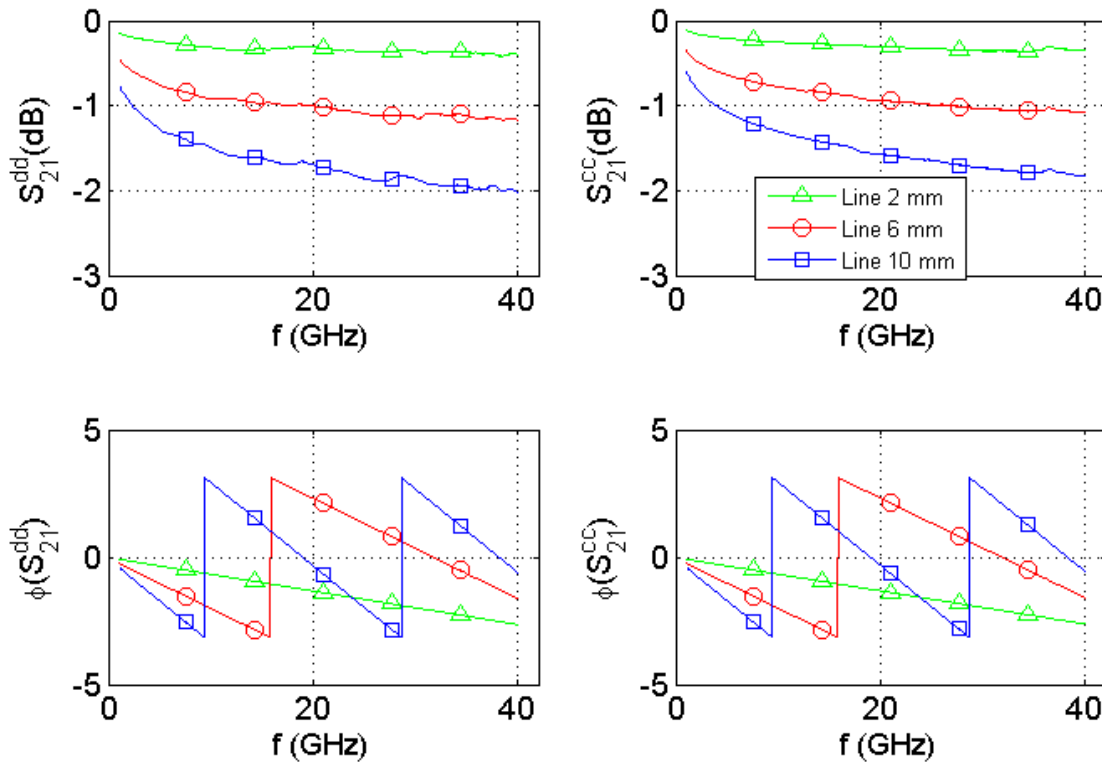


Figure IV.7 - Amplitude (dB) et phase (rad) corrigés des coefficients de transmission des modes différentiel (S_{21}^{dd}) et commun (S_{21}^{cc}) des lignes adaptées de longueurs 2 mm, 6 mm et 10 mm

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 $e^{\alpha_{dm} \Delta l}$ 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 (DST₄ dans le Tableau III.11) après étalonnage par les approches « one-tier » et « two-tier ».

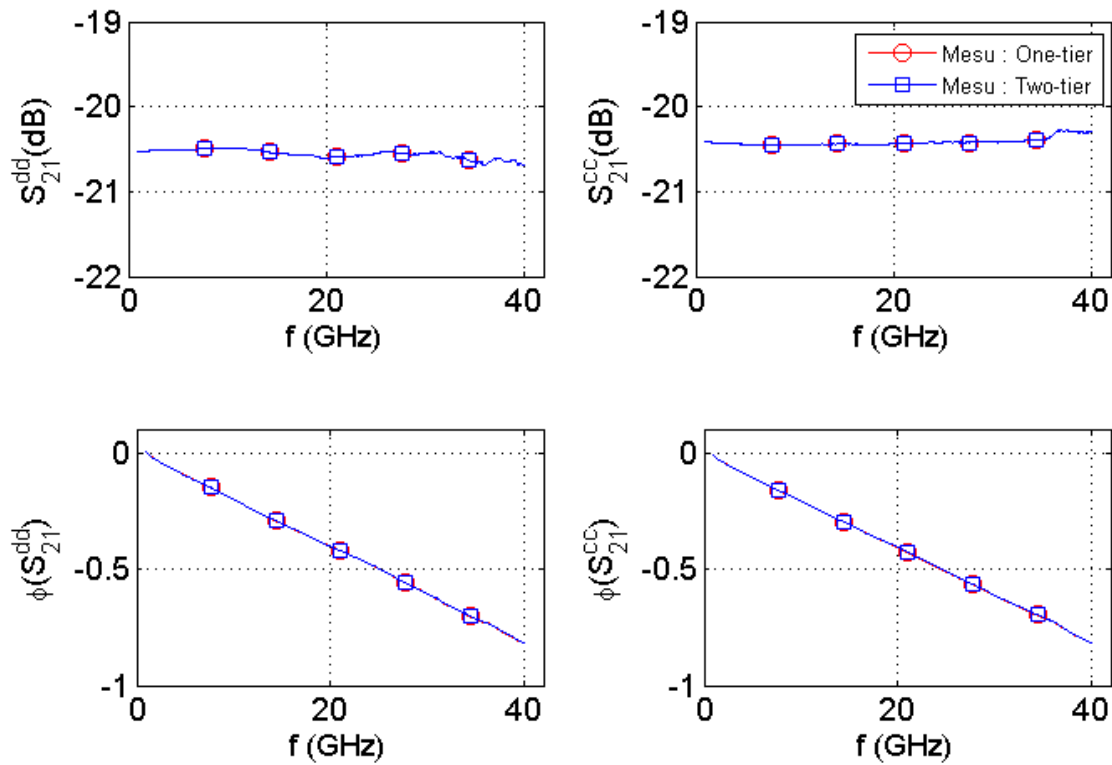


Figure IV.8 - Amplitude (dB) et phase (rad) des coefficients de transmission des modes différentiel et commun (S_{21}^{dd} et S_{21}^{cc}) du double atténuateur 20 dB en T

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 Ω , 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 (DST₅ dans le Tableau III.11) obtenues par la simulation sous CST et par les deux approches de mesure.

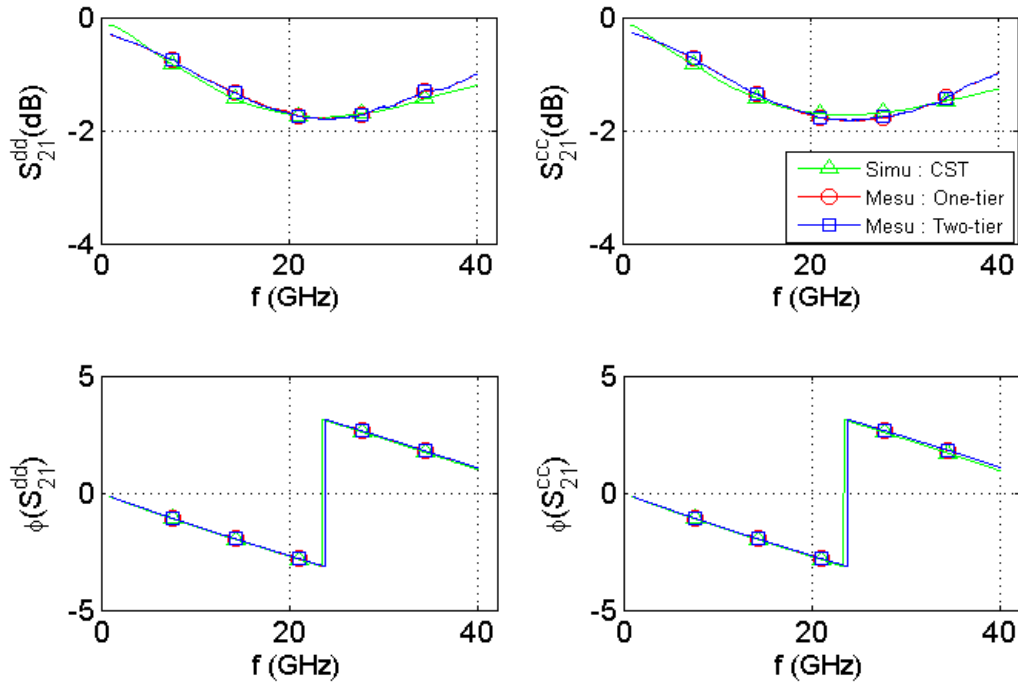


Figure IV.9 : Comparaison entre les amplitudes (dB) et les phases (rad) des coefficients de transmission (S_{21}^{dd} , S_{21}^{cc}) mesurés et simulés pour la ligne désadaptée

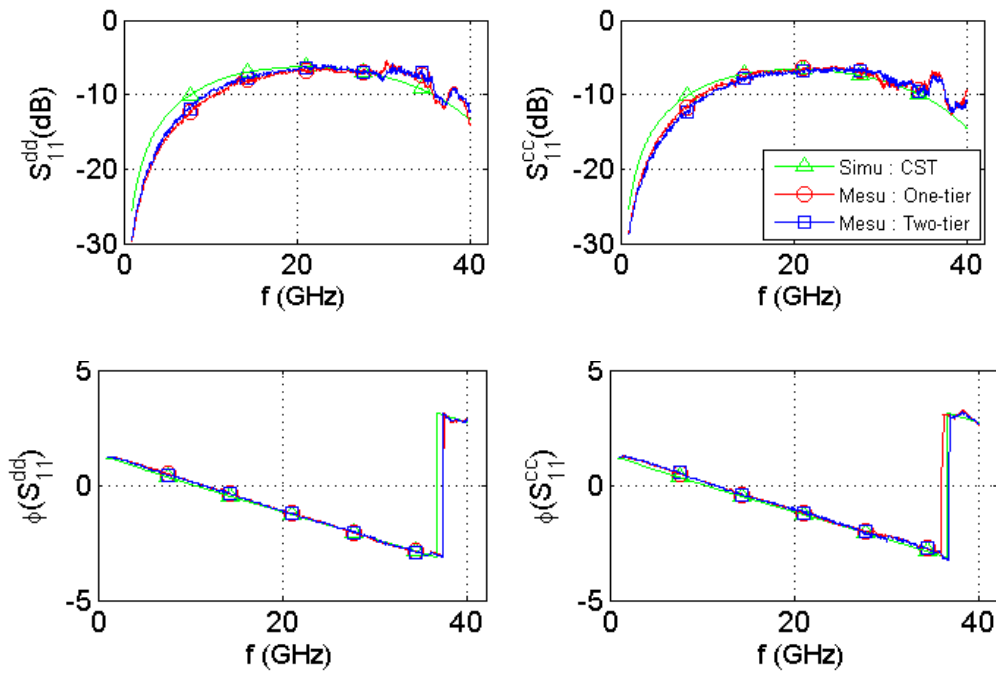


Figure IV.10 - Comparaison entre les amplitudes (dB) et les phases (rad) des coefficients de réflexion (S_{11}^{dd} , S_{11}^{cc}) mesurés et simulés pour la ligne désadaptée

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.

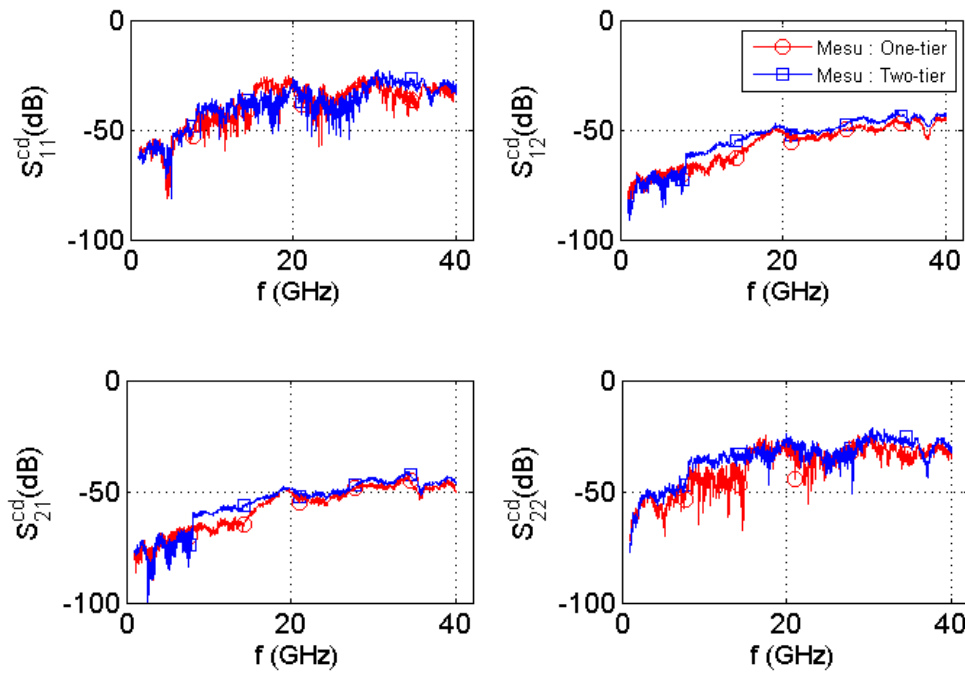


Figure IV.11 - Sous-matrice S^{cd} (amplitude en dB) de conversion du mode différentiel vers le mode commun pour la ligne désadaptée

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 ».

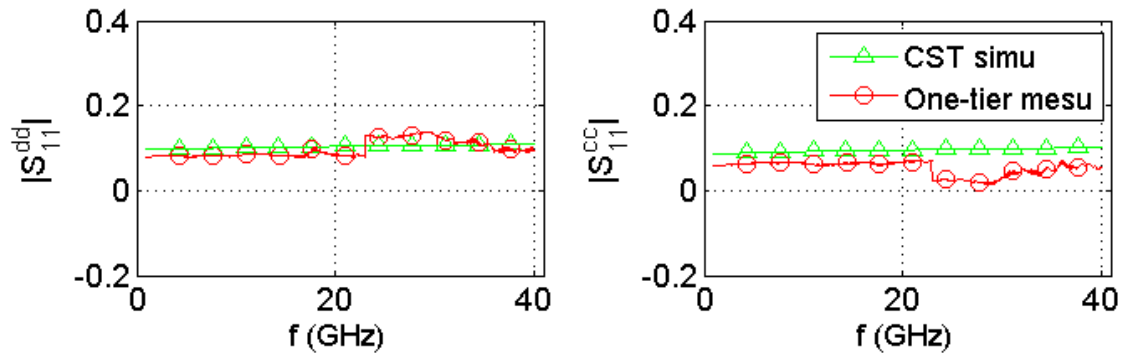


Figure IV.12 - Comparaison entre les amplitudes (en linéaire) des facteurs de réflexion (S_{11}^{dd} , S_{11}^{cc}) mesurés et simulés pour la ligne déséquilibrée

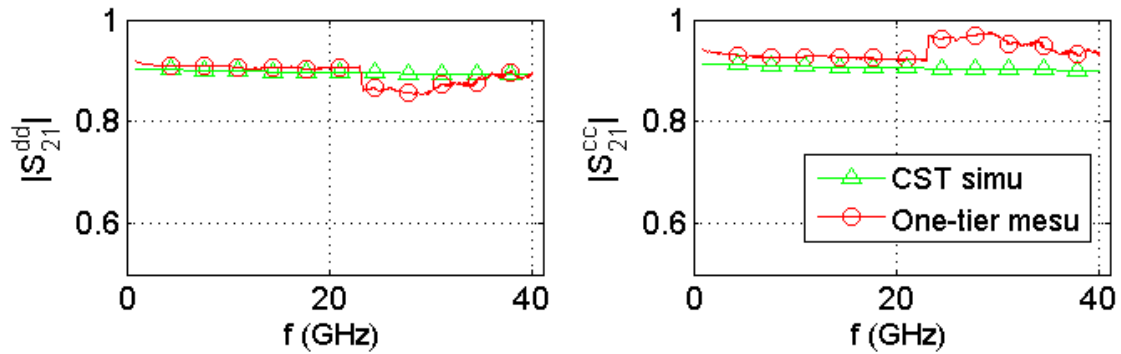


Figure IV.13 - Comparaison entre les amplitudes (en linéaire) des facteurs de transmission (S_{21}^{dd} , S_{21}^{cc}) mesurés et simulés pour la ligne déséquilibrée

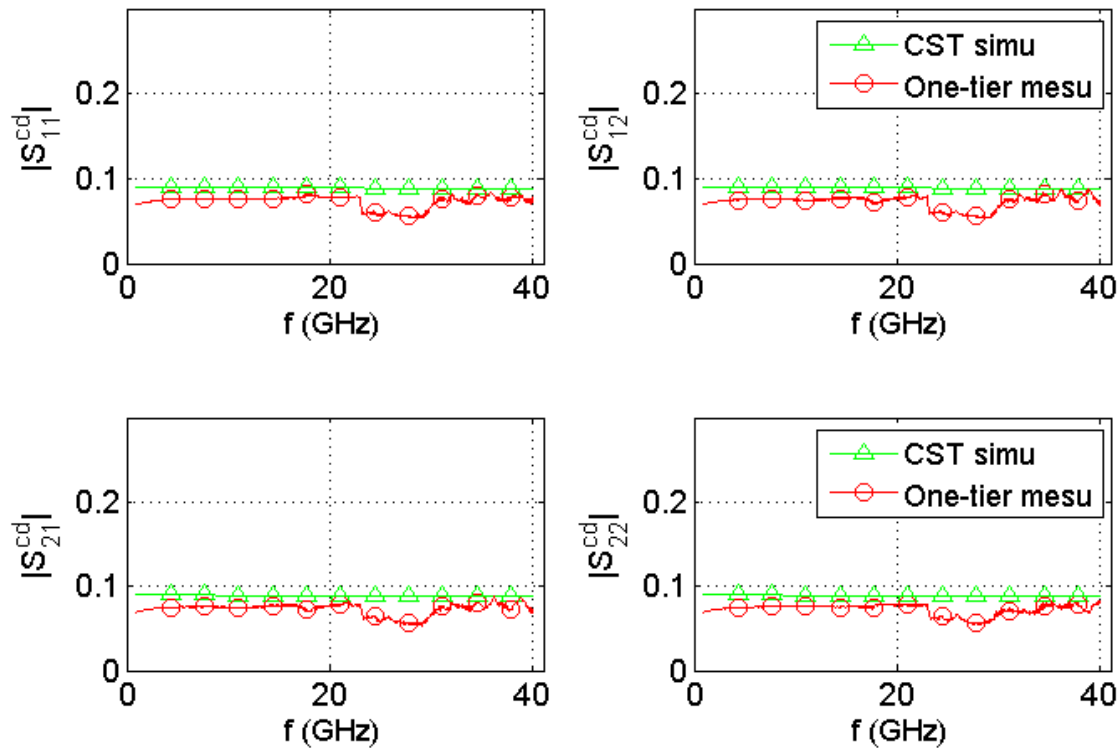


Figure IV.14 - Sous-matrice S^{cd} (amplitude en linéaire) de conversion du mode différentiel vers le mode commun pour la ligne déséquilibrée

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 μm et 5876 μm 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 μm) 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].

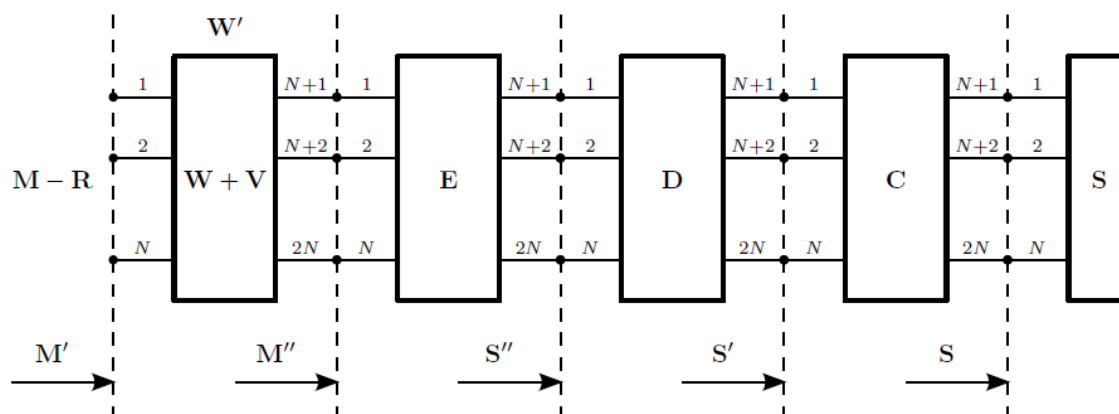


Figure IV.15 - Modèle de mesure des paramètres S à l'aide d'un ARV à n -ports

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) :

$$\mathbf{S}_n = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

(a)

$$\mathbf{S}_{mm} = \begin{bmatrix} S_{11}^{dd} & S_{11}^{dc} & S_{12}^{dd} & S_{12}^{dc} \\ S_{11}^{cd} & S_{11}^{cc} & S_{12}^{cd} & S_{12}^{cc} \\ S_{21}^{dd} & S_{21}^{dc} & S_{22}^{dd} & S_{22}^{dc} \\ S_{21}^{cd} & S_{21}^{cc} & S_{22}^{cd} & S_{22}^{cc} \end{bmatrix}$$

(b)

Tableau IV.3 - (a) grandeurs d'entrée de l'étalonnage : matrice \mathbf{S}_n classique mesurée (données brutes), (b) grandeurs de sortie après étalonnage : matrice \mathbf{S}_{mm} en mode mixte

Dans la matrice \mathbf{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 \mathbf{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.

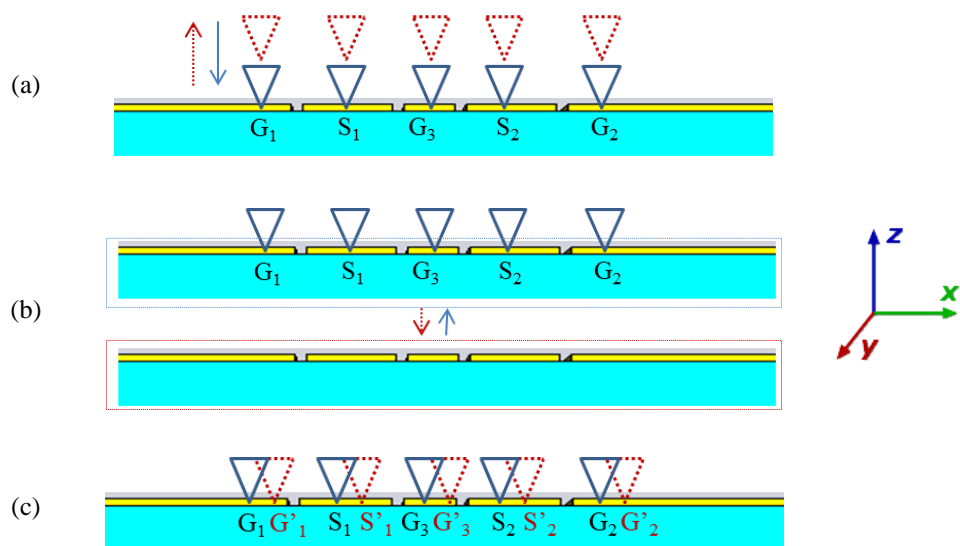


Figure IV.16 - Répétabilité de mesure : (a) repositionnement des pointes en déplaçant les sondes, (b) repositionnement des pointes en déplaçant le wafer, (c) alignement des pointes sur wafer

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
Repositionnement des pointes en déplaçant les sondes	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
Repositionnement des pointes en déplaçant le wafer	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)
Alignement des pointes sur wafer	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).

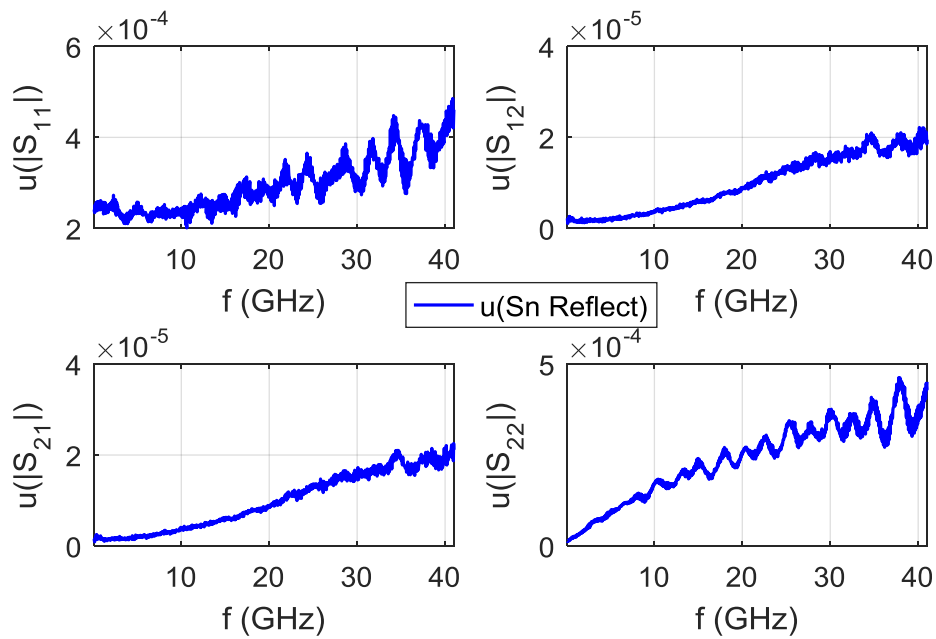


Figure IV.17 - Amplitude des incertitudes de la répétabilité de mesure pour l'étalon Reflect «OSO»

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 μm . Sur la bande de fréquence de 1 GHz à 40 GHz, ces valeurs restent inférieures à 10^{-3} .

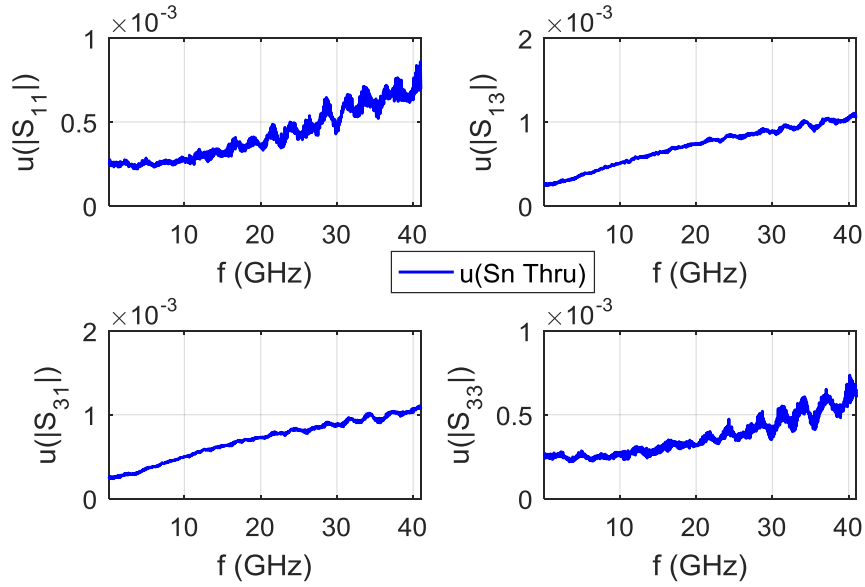


Figure IV.18 - Amplitude des incertitudes de la répétabilité de mesure sur le coefficient de réflexion et de transmission (ports 1 et 3) pour l'étalon Thru

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.

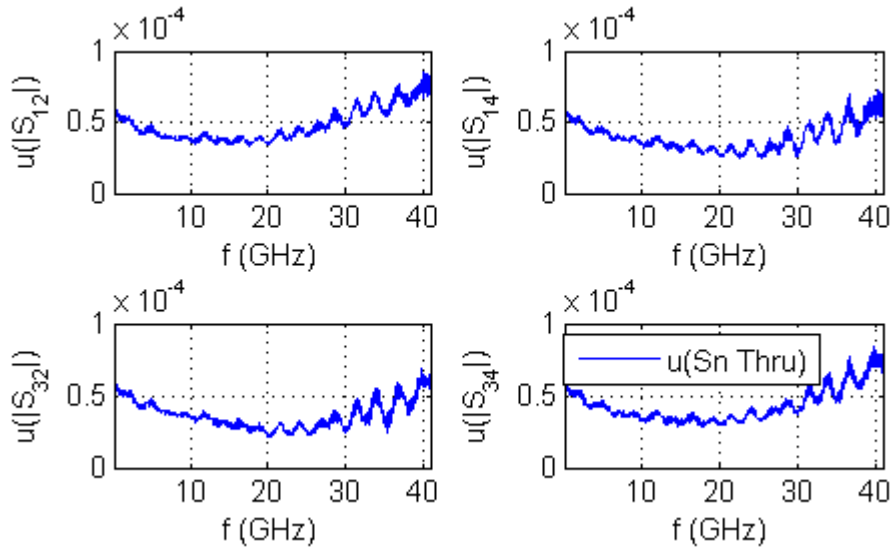


Figure IV.19 - Amplitude des incertitudes de la répétabilité de mesure sur les facteurs de diaphonie (S_{12} , S_{14} , S_{32} , S_{34}) pour l'étalon Thru

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).

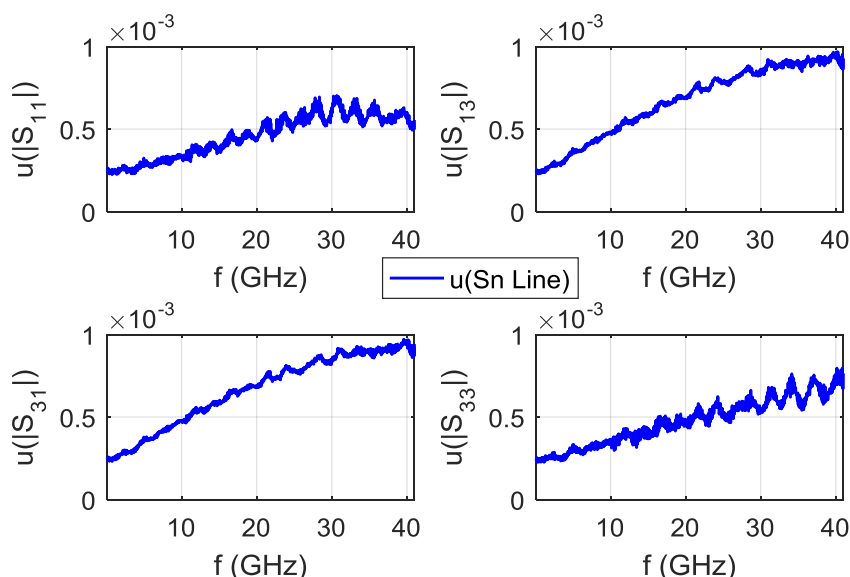


Figure IV.20 - Amplitude des incertitudes de la répétabilité de mesure sur le coefficient de réflexion et de transmission (ports 1 et 3) pour l'étalon Line de longueur 1477 μm

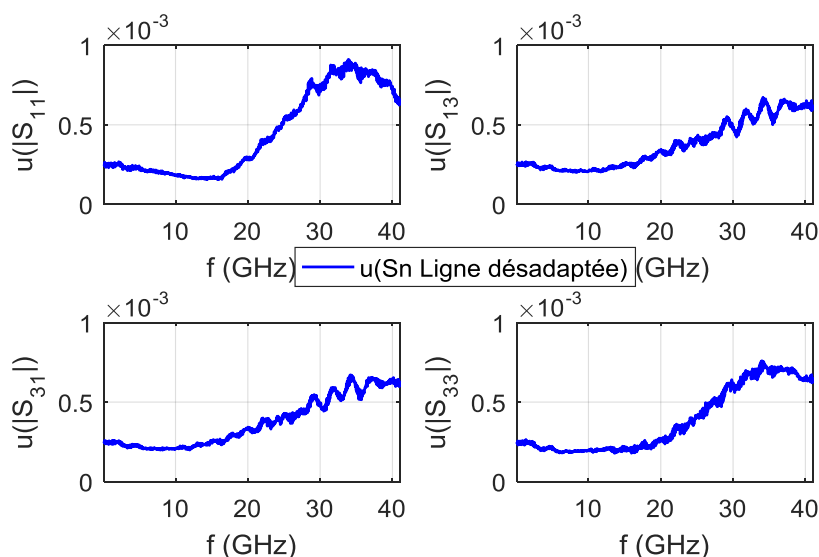


Figure IV.21 - Amplitude des incertitudes de la répétabilité de mesure sur le coefficient de réflexion et de transmission (ports 1 et 3) de la ligne désadaptée (DST₅)

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.

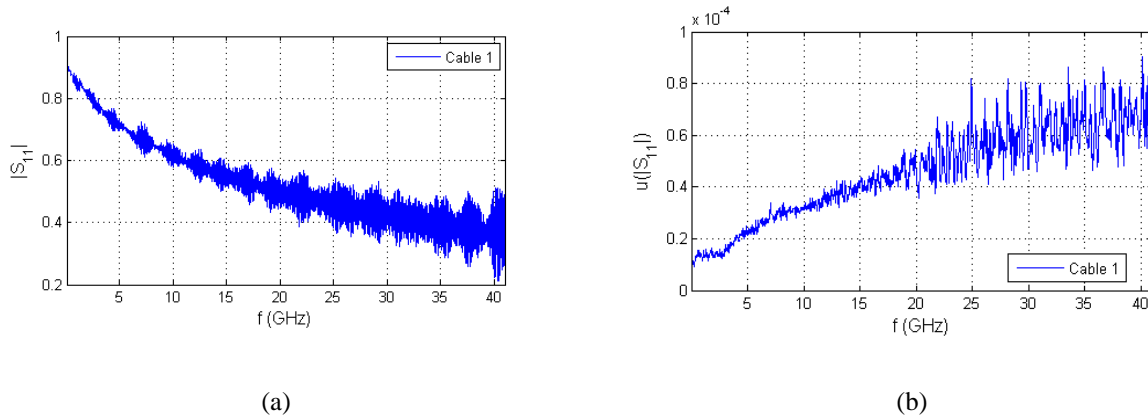


Figure IV.22 - (a) amplitude du coefficient de réflexion de mesure d'un court-circuit, (b) amplitude de l'incertitude attribuée à la stabilité du câble

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).

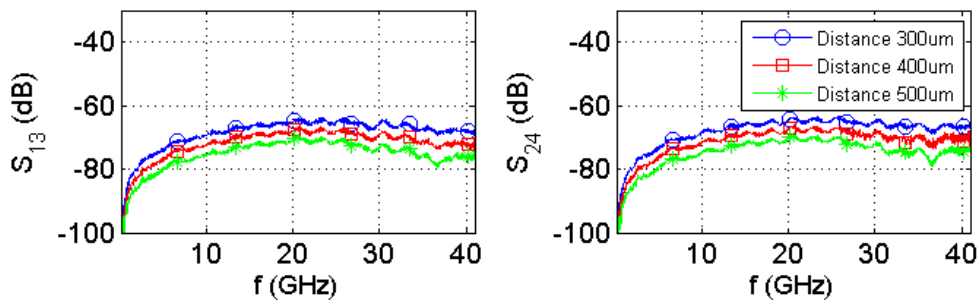


Figure IV.23 - Diaphonie entre les deux sondes à différentes distances

La longueur de la ligne la plus courte (étalon Thru) de 500 μm 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 Γ_i ($i = 1, \dots, 4$) sont déterminés.

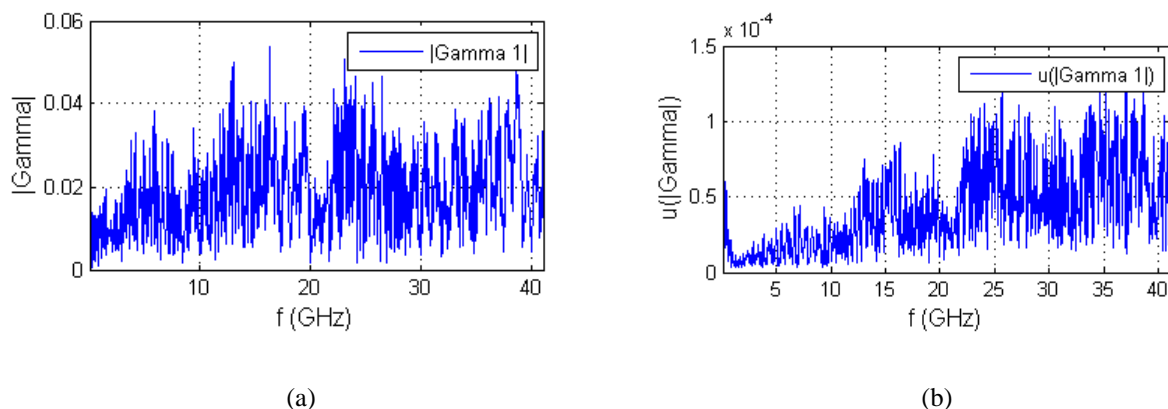


Figure IV.24 - (a) amplitude du terme de commutateurs Γ_1 , (b) amplitude de l'incertitude attribuée à la stabilité du commutateur $u(|\Gamma_1|)$

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 Γ_1 du premier commutateur, qui reste faible dans toute la bande de fréquence d'intérêt. L'ordre de grandeurs des quatre termes Γ_1 à Γ_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 (μm)	H_s	500	5	[495 : 505]	Rectangulaire
Epaisseur de la couche métallique (nm)	H_m	500	10	[490 : 510]	Rectangulaire
Largeur de la ligne (μm)	W	110	1	[109 : 111]	Rectangulaire
	D	62	1	[61 : 63]	Rectangulaire
Permittivité relative du substrat	ε_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 μm , 497,5 μm , 500 μm , 502,5 μm , 505 μm) en fixant les valeurs de H_m , de W , de D et de ε_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	ε_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.

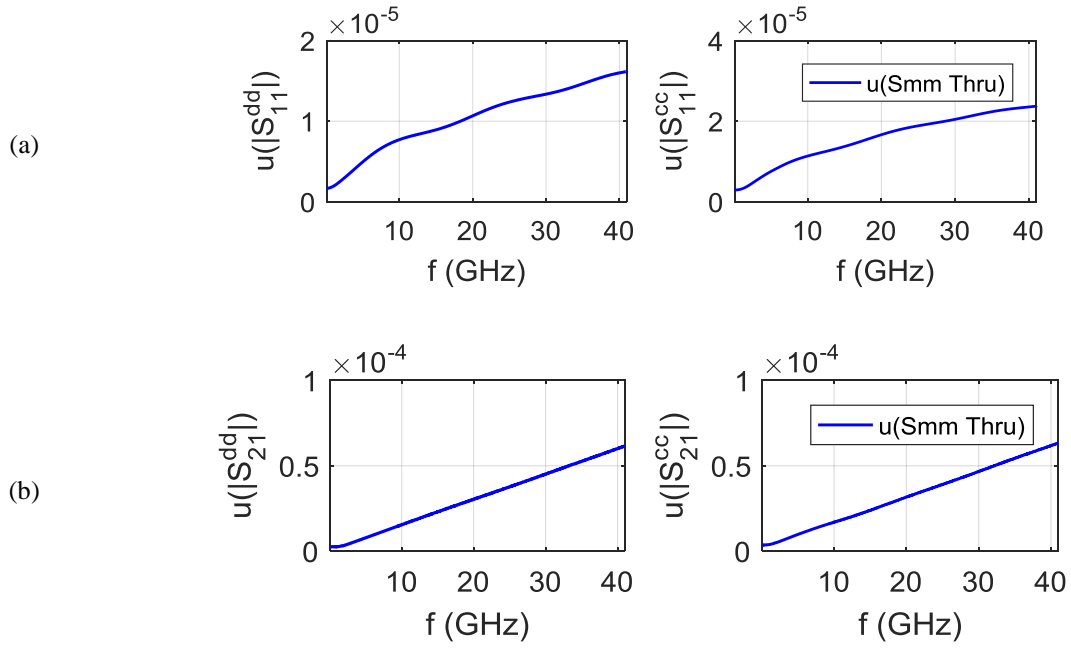


Figure IV.25 - Amplitude des incertitudes liées à l'étalon Thru : (a) sur le coefficient de réflexion, (b) sur le coefficient de transmission

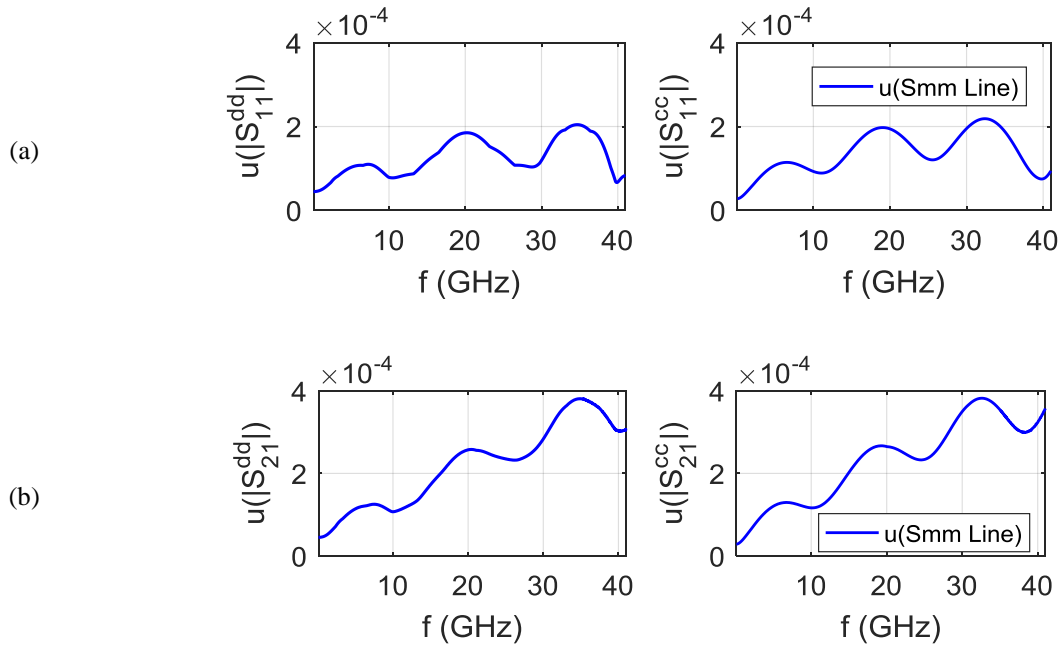


Figure IV.26 - Amplitude des incertitudes liées à l'étalon Line : (a) sur le coefficient de réflexion, (b) sur le coefficient de transmission

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

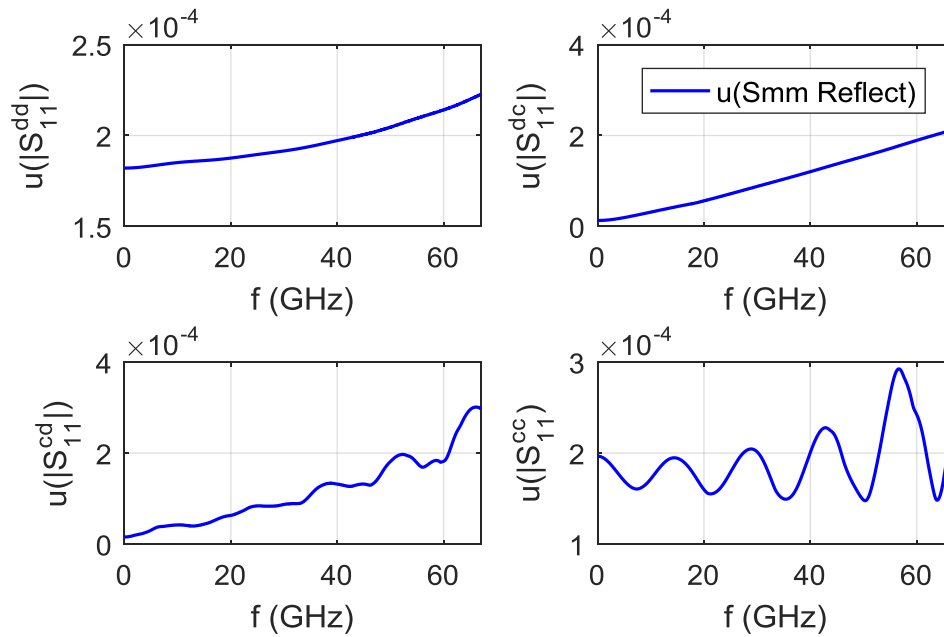


Figure IV.27 - Amplitude des incertitudes liées à l'étalon Reflect

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 (16×4), 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
Thru	$u(S_{11})$	$2,552 \cdot 10^{-4}$	$3,236 \cdot 10^{-4}$	$4,276 \cdot 10^{-4}$	$5,946 \cdot 10^{-4}$
	$u(S_{31})$	$3,554 \cdot 10^{-4}$	$6,291 \cdot 10^{-4}$	$8,205 \cdot 10^{-4}$	$9,434 \cdot 10^{-4}$
Line	$u(S_{11})$	$2,716 \cdot 10^{-4}$	$3,918 \cdot 10^{-4}$	$5,156 \cdot 10^{-4}$	$5,934 \cdot 10^{-4}$
	$u(S_{31})$	$3,513 \cdot 10^{-4}$	$6,022 \cdot 10^{-4}$	$7,789 \cdot 10^{-4}$	$8,850 \cdot 10^{-4}$
Reflect	$u(S_{11})$	$2,514 \cdot 10^{-4}$	$2,582 \cdot 10^{-4}$	$3,080 \cdot 10^{-4}$	$3,397 \cdot 10^{-4}$
	$u(S_{22})$	$8,717 \cdot 10^{-5}$	$2,151 \cdot 10^{-4}$	$3,333 \cdot 10^{-4}$	$3,743 \cdot 10^{-4}$
DST	$u(S_{11})$	$2,147 \cdot 10^{-4}$	$1,619 \cdot 10^{-4}$	$5,450 \cdot 10^{-4}$	$8,291 \cdot 10^{-4}$
	$u(S_{31})$	$2,134 \cdot 10^{-4}$	$2,405 \cdot 10^{-4}$	$4,294 \cdot 10^{-4}$	$5,790 \cdot 10^{-4}$

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 $3 \cdot 10^{-4}$.

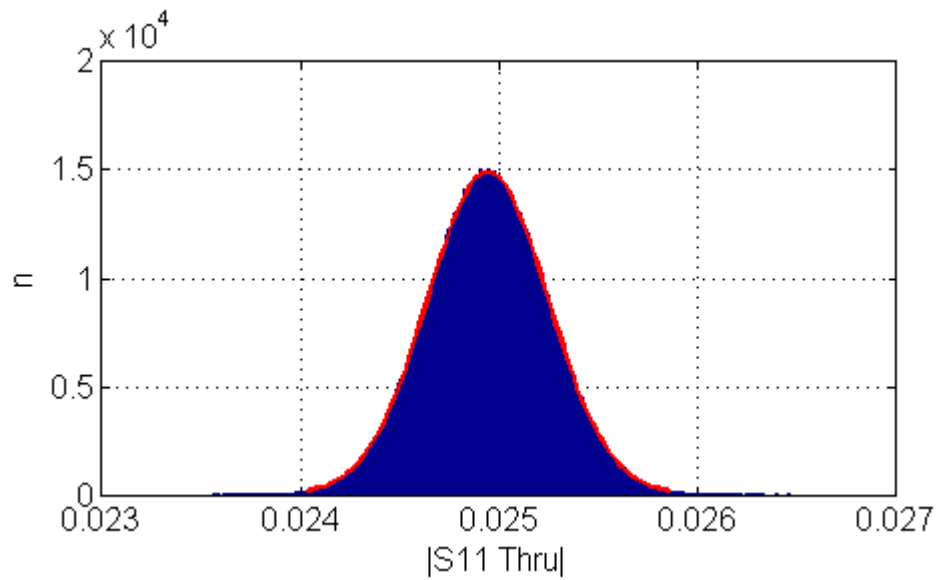


Figure IV.28 - Histogramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de S_{11} de l'étalon Thru à 15 GHz

De même, l'histogramme 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 $6 \cdot 10^{-4}$.

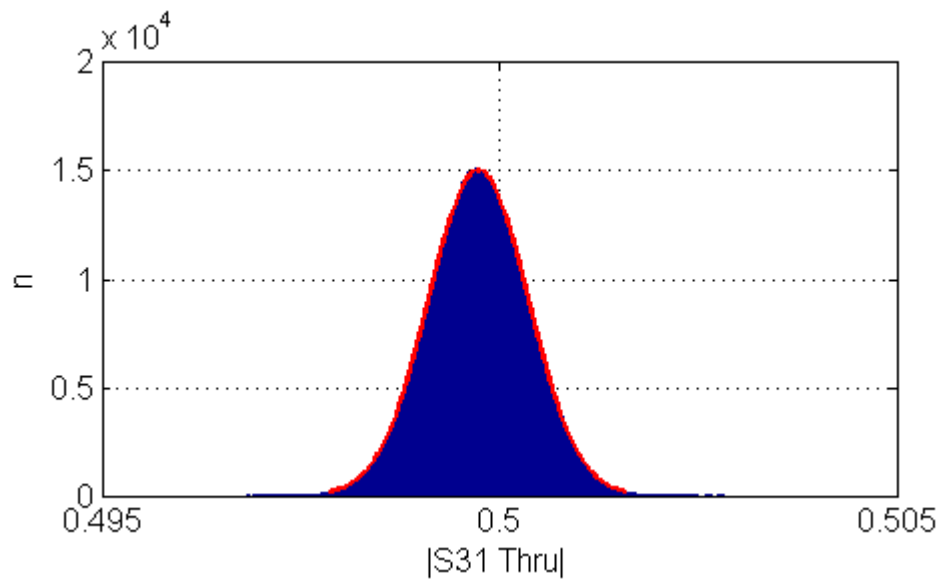


Figure IV.29 - Histogramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de S_{31} de l'étalon Thru à 15 GHz

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_{11}^{dd}		5 GHz	15 GHz	25 GHz	35 GHz
Valeurs moyennes	Metas.Unclib	0,1750	0,4251	0,4626	0,3763
	Monte Carlo	0,1696	0,2501	0,3956	0,3441
Incertitudes	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_{11}^{dd} de la ligne désadaptée

S_{21}^{dd}		5 GHz	15 GHz	25 GHz	35 GHz
Valeurs moyennes	Metas.Unclib	0,9384	0,8542	0,8108	0,8646
	Monte Carlo	0,9383	0,8526	0,8108	0,8636
Incertitudes	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_{21}^{dd} 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_{11}^{dd} 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_{21}^{dd} restant limitée car l'influence des non-linéarités sur la distribution des valeurs de S_{21}^{dd} est moins importante que sur celle de S_{11}^{dd} . 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_{11}^{dd} et de S_{21}^{dd} de la ligne désadaptée à 15 GHz.

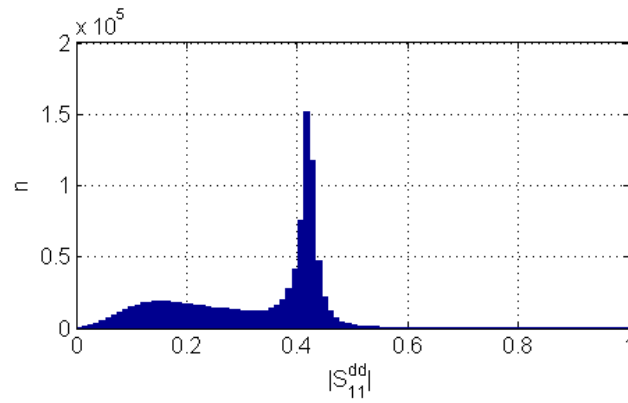


Figure IV.30 - Histogramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de S^{dd}_{11} à 15 GHz

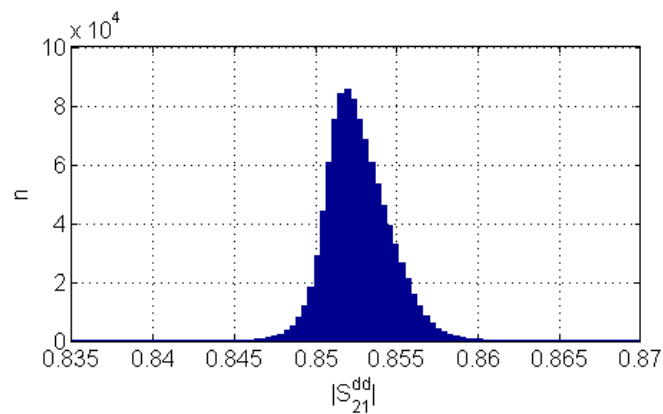


Figure IV.31 - Histogramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de S^{dd}_{21} à 15 GHz

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^{dd}_{11}		5 GHz	15 GHz	25 GHz	35 GHz
Valeurs moyennes	Metas.Unclib	0,1750	0,4251	0,4626	0,3763
	Monte Carlo	0,1750	0,4251	0,4625	0,3761
Incertitudes	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^{dd}_{11} 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
Valeurs moyennes	Metas.Unclib	0,9384	0,8542	0,8108	0,8646
	Monte Carlo	0,9384	0,8542	0,8108	0,8646
Incertitudes	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 par dix l'incertitude attribuée à la répétabilité de mesure des étalons Thru et Line, le niveau d'incertitude sur le paramètre 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 $16 \cdot 10^{-4}$.

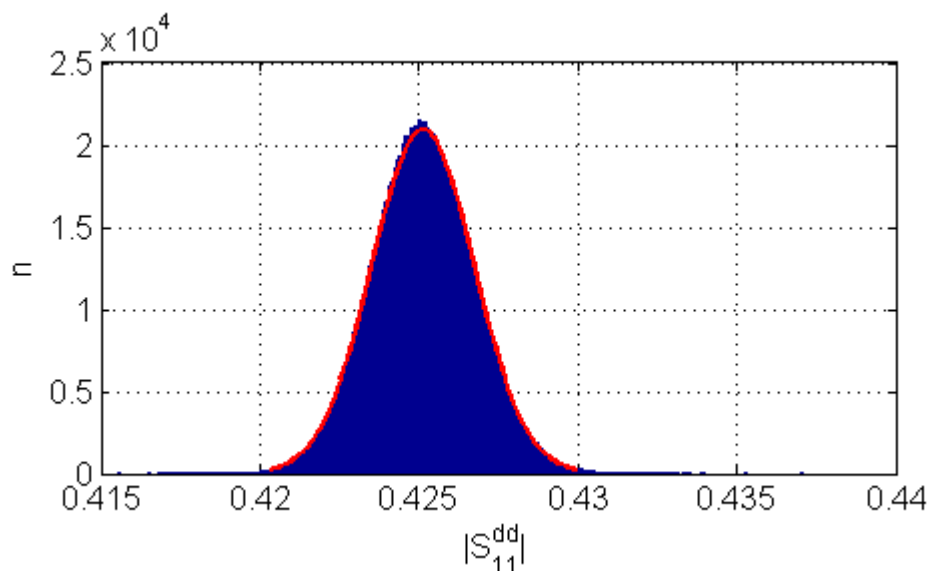


Figure IV.32 - Histogramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de S_{11}^{dd} à 15 GHz (incertitudes de la répétabilité de mesure des étalons Thru et Line de l'ordre 10^{-4})

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 $3 \cdot 10^{-4}$.

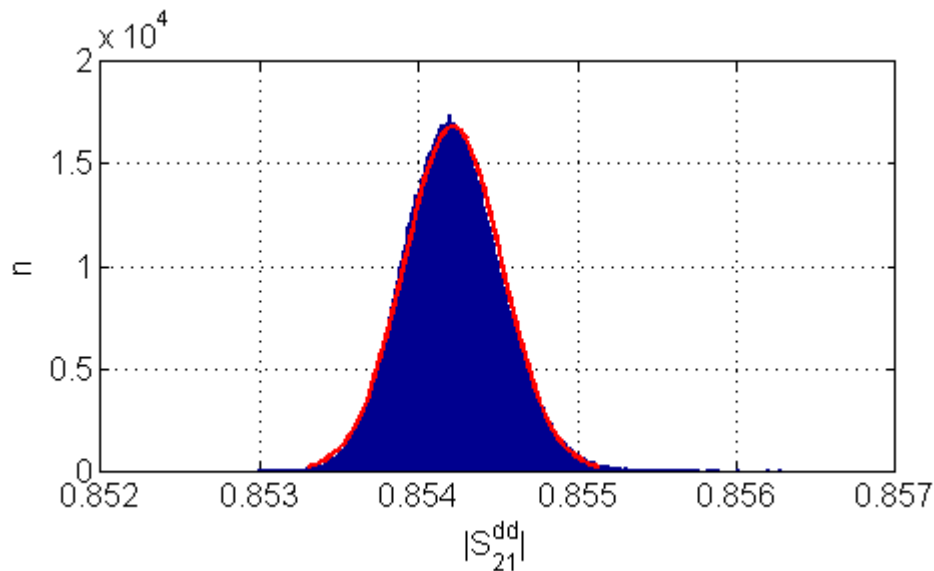


Figure IV.33 - Histogramme de la distribution des valeurs de l'amplitude de S_{21}^{dd} à 15 GHz (incertitudes de la répétabilité de mesure des étalons Thru et Line de l'ordre 10^{-4})

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}_{mm} de la ligne d'étalon s'écrit :

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

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 :

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

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

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

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	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	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 : $m(S_{RFL_pseu_mesu}), u_{etalon}(S_{Line_pseu_mesu})$

3	h	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 $m_{etalon}(e_j), u_{etalon}(e_j)$
4	Somme quadratique des incertitudes	Deux estimations des termes d'erreur Mesures : $m_{mesu}(e_j), u_{mesu}(e_j)$ Etalons : $m_{etalon}(e_j), u_{etalon}(e_j)$	Termes d'erreur contenant leurs moyennes et leurs incertitudes dues aux étalons et aux mesures : $m(e_j), u(e_j)$
5	g	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.

Conclusion générale et Perspectives

Conclusion générale

Dans un contexte de complexification des signaux et des interconnexions des circuits numériques, les composants radiofréquences et microondes en topologie différentielle, mis en œuvre dans plusieurs équipements de systèmes de communications, présentent des avantages incontestables au niveau de l'intégrité et de la plage dynamique du signal. La mesure des paramètres S en mode mixte (modes différentiel et commun, et conversion entre les deux modes) fournit un moyen efficace pour la caractérisation des circuits différentiels.

Les ARV multiports ont été développés pour répondre au besoin d'une caractérisation expérimentale des circuits multiports en diminuant le nombre de connexions nécessaires permettant ainsi de réduire le temps de mesure tout en augmentant simultanément la précision. Certains ARV 4-ports contenant deux sources d'excitation, comme celui utilisé dans ce travail (ARV 4-ports N5227A de Keysight), permettent de générer des signaux différentiels et communs. Par conséquent, les paramètres S en mode mixte peuvent être obtenus soit en transformant en mode symétrique les paramètres S mesurés en mode asymétrique, soit par la mesure directe en mode différentiel vrai (« true » mode).

Les travaux menés dans les Laboratoires Nationaux de Métrologie (LNM) ont permis de rendre traçables au Système international d'unités (SI) la mesure des paramètres S. Les paramètres S, définis comme rapports des ondes entrantes et sortantes d'un système donné, sont exprimés relativement à une impédance de référence. C'est pourquoi la traçabilité des mesures s'effectue à partir de la connaissance de l'impédance caractéristique de la ligne étalon. C'est ainsi que pour les paramètres S classiques de circuits asymétriques, les méthodes d'auto-étalonnage telles que la TRL ou la Multiline TRL utilisent la ligne de transmission comme élément étalon défini par son impédance caractéristique. Il est alors possible, lorsque celle-ci est connue avec précision, de référencer ensuite l'ensemble des mesures sur une impédance de référence universelle strictement égale à 50 Ω .

La méthode d'étalonnage Multimode TRL, dérivée de l'étalonnage TRL, apporte une réponse à la question de la traçabilité des mesures de paramètres S en mode mixte, notamment sous pointes. Le LNE en tant que Laboratoire National de Métrologie en France a décidé dans le cadre de cette thèse de concevoir et de réaliser un kit d'étalonnage et un kit de vérification dédiés à ce type de mesures afin d'apporter des réponses fiables aux questions relatives à la nature des étalons multimodes, à la mesure sous pointes des circuits différentiels et à l'estimation des erreurs de mesure.

Dans le premier chapitre, nous avons décrit et rappelé le principe de fonctionnement des structures planaires couplées fréquemment utilisées dans des circuits intégrés monolithiques micro-ondes telles que les lignes micro-ruban ou coplanaire couplées. Nous avons également abordé dans cette partie la caractérisation

des circuits différentiels au moyen des paramètres S en mode mixte, ainsi que la description des différentes méthodes de mesure à l'aide d'analyseurs de réseau vectoriels.

Nous avons, dans le deuxième chapitre, identifié les différentes sources d'erreurs de mesure et présenté les différentes méthodes d'étalonnage disponibles pour la mesure de paramètres S sous pointes, notamment pour la caractérisation d'un circuit différentiel. En particulier, la méthode Multimode TRL a été décrite en détail puisqu'elle constitue la méthode de choix pour les mesures des paramètres S en mode mixte. Les étalons Thru et Line sont des lignes de transmission adaptées en topologie symétrique. L'étalon Reflect, identique pour chacun des accès de mesure, est un quadripôle ayant une matrice S en mode mixte non-nulle. Dans cette partie, nous avons proposé deux approches pour des caractérisations sous pointes. La première technique (« one-tier ») est basée sur l'étalonnage Multimode TRL pour déterminer et corriger l'ensemble des erreurs systématiques en mesurant des étalons avec le stimulus configuré en mode asymétrique. La seconde méthode dite « two-tier » nécessite d'effectuer en premier lieu l'étalonnage SOLR pour la correction des erreurs jusqu'à l'extrémité des connecteurs coaxiaux. Puis, dans une seconde étape, l'étalonnage Multimode TRL est appliqué pour corriger les erreurs liées aux imperfections des transitions coaxiale-planaire avec le stimulus de mesure configuré en mode différentiel vrai. L'avantage de la première approche provient du nombre limité d'étalons et de connexions, qui réduit considérablement le temps de mesure et conséquemment le niveau d'incertitudes.

Pour mettre en œuvre la méthode d'étalonnage Multimode TRL, nous avons présenté dans le troisième chapitre la conception et la réalisation d'un kit d'étalonnage Multimode TRL et d'un kit de vérification basés principalement sur des lignes coplanaires couplées (CCPW) sur un substrat de quartz dans la configuration GSGSG pour des mesures de paramètres S en mode mixte sur wafer. La bande de fréquence d'intérêt s'étend de 1 GHz à 40 GHz, ce qui permet de couvrir un grand nombre d'applications. Le choix de lignes CCPW s'avère pertinent car les conducteurs de signaux et de référence de masse de cette structure, déposés à la surface supérieure du substrat, évitent la réalisation de trous métallisés et facilitent le contact électrique des pointes de mesures. L'intérêt de la structure GSGSG est de réduire le niveau de couplage entre les lignes conductrices grâce au troisième plan de masse. Le substrat diélectrique utilisé est le quartz car il est largement répandu grâce à ses faibles pertes. Ce type de substrat a déjà été utilisé pour la réalisation de lignes de transmission coplanaire (CPW), mais à notre connaissance, c'est la première fois que la technologie CCPW est présentée pour ce type d'étalonnage. Par ailleurs, nous proposons également une approche rigoureuse afin d'estimer toutes les incertitudes de mesure liées au processus de conception et de caractérisation. À l'aide du logiciel de simulation CST Microwave Studio, nous avons conçu un ensemble d'éléments de référence et de vérification sur wafer constitué de :

- d'un étalon Thru de longueur 500 μm et trois étalons Line de longueurs 11252 μm , 5876 μm et 1477 μm pour l'étalonnage dans la bande de fréquence de 1 GHz à 40 GHz,
- deux types d'étalons Reflect en topologie déséquilibrée : « circuit-ouvert – charge adaptée – circuit ouvert » (OLO) et « circuit-ouvert – court-circuit – circuit ouvert » (OSO),

- lignes adaptées de longueur 2mm, 6 mm et 10 mm,
- doubles atténuateurs en T de 20 dB et de 30 dB,
- d'une ligne désadaptée en introduisant une discontinuité au niveau de la largeur du ruban,
- d'une ligne déséquilibrée par ajout d'une résistance série de 20 Ω sur l'une des deux lignes conductrices.

Nous avons développé sur Matlab l'algorithme d'étalonnage associé pour la détermination des constantes de propagation complexes des lignes de transmission et des termes d'erreur. Ces derniers sont modélisés à l'aide de deux boîtes d'erreur mises en cascade avec le dispositif mesuré. Afin de s'assurer du bon fonctionnement de l'algorithme, nous l'avons validé avec des données de simulation en introduisant deux boîtes d'erreur fictives. Les kits d'étalonnage et de vérification intégrés sur un substrat de quartz ont été fabriqués par l'Institut d'Électronique de Microélectronique et de Nanotechnologies (IEMN).

Le quatrième chapitre est dédié aux résultats de mesure et aux premiers travaux de recherche visant à obtenir l'estimation des incertitudes associées qui résultent des erreurs non corrigées. Après étalonnage Multimode TRL, nous avons mesuré les paramètres S en mode mixte sur wafer de 1 GHz à 40 GHz sur des éléments du kit de vérification. En comparant les résultats de mesure par les deux approches à ceux obtenus par la simulation sous CST, nous constatons que l'étalonnage donne des résultats satisfaisants pour la mesure de composants différentiels. Pour la ligne désadaptée, nous avons constaté que les écarts maximums sur l'amplitude des coefficients de transmission entre la simulation et la mesure ne dépassent pas 0,03 pour les deux modes de propagation. Les erreurs quadratiques moyennes entre la simulation et la mesure « one-tier » sur l'amplitude des coefficients de réflexion des modes différentiel et commun s'établissent respectivement à 0,003 et 0,001. La bonne concordance entre les résultats de mesure et la simulation permet également de valider la méthode de conception que nous avons utilisée ainsi que les outils mis en œuvre. Les constantes de propagation complexes des lignes pour les modes différentiel et commun, estimées au cours de l'étalonnage, et la détermination des capacités linéiques obtenues par simulation sous COMSOL Multiphysics permettent de déterminer précisément les impédances caractéristiques des deux modes.

Puis dans une deuxième partie, nous avons estimé expérimentalement les incertitudes liées à la procédure de mesure en prenant en compte la répétabilité, la stabilité des câbles et des commutateurs. Les incertitudes attribuées aux imperfections des étalons à cause des imprécisions de réalisation de l'épaisseur du substrat et de la couche métallique, de la largeur des lignes conductrices et de la permittivité relative ont été estimées par la simulation sous CST.

Deux approches de calcul d'incertitude peuvent alors être considérées : soit une méthode analytique par les dérivées partielles (série de Taylor au premier ordre) à l'aide de l'outil Metas.Unclib ou bien par simulation numérique basée sur la méthode de Monte Carlo. Dans ce cas, le nombre d'échantillons utilisé est de 10^6 , ce qui est suffisant pour la convergence des résultats. Nous avons pu ainsi estimer pour la ligne désadaptée la propagation des incertitudes dues à la seule répétabilité de mesure des étalons et du dispositif mesuré jusqu'aux paramètres S en mode mixte. Nous avons représenté les valeurs moyennes, les incertitudes

et les histogrammes des coefficients de réflexion (S_{11}^{dd}) et de transmission (S_{21}^{dd}) dans deux cas distincts : d'une part avec les incertitudes de répétabilité des mesures des lignes étalons obtenues expérimentalement (de l'ordre de 10^{-3}), et d'autre part, avec un niveau d'incertitudes réduit de dix fois (de l'ordre de 10^{-4}). Nous avons constaté que la non-linéarité a un effet plus significatif sur les résultats des coefficients de réflexion que de transmission. Dans le premier cas, l'incertitude sur le facteur de réflexion S_{11}^{dd} obtenue avec la méthode de Monte Carlo est importante à cause de l'influence des fonctions non-linéaires de l'algorithme d'étalonnage (calcul des valeurs propres ou la fonction logarithme, etc.) mises en évidence par la forme asymétrique des histogrammes des coefficients de réflexion et de transmission. Par contre, les estimations des erreurs sont fiables et les valeurs des paramètres S sont éloignées des valeurs attendues. L'approche au moyen des dérivées partielles basée sur une approximation de la série de Taylor au premier ordre, donne une incertitude plus faible mais sous-estimée puisque que le niveau des non-linéarités des fonctions mathématiques de l'algorithme Multimode TRL n'est pas correctement pris en compte. La méthode Monte Carlo est donc plus appropriée et précise à partir d'un certain niveau d'erreurs des données d'entrée bien qu'elle nécessite des temps de calcul très longs.

Dans le deuxième cas pour lequel les incertitudes des grandeurs d'entrée sont faibles, les résultats sur le facteur de réflexion S_{11}^{dd} et sur le facteur de transmission S_{21}^{dd} sont alors fiables quelle que soit la méthode de calcul et fournissent une très bonne estimation de la valeur vraie et des incertitudes associées. Il faut cependant noter que ces résultats prennent uniquement en compte l'influence de la répétabilité de mesure. Les incertitudes seront probablement dégradées dans le cas où toutes les sources d'erreurs comme la stabilité des câbles et des commutateurs ainsi que les imperfections des étalons seront intégrées dans le modèle de propagation. Concernant les erreurs relatives à la réalisation des étalons, il n'est pas possible avec les méthodes d'auto-étalonnage d'établir une propagation directe des incertitudes via les équations du modèle de mesure, raison pour laquelle nous avons proposé une approche indirecte qui n'a pas pu être mise en œuvre dans cette étude, faute de temps.

Perspectives

Pour faire suite à ce travail, certains points qui nous semblent importants à approfondir sont liés à la détermination de l'impédance caractéristique, à la bande de fréquence de fonctionnement, et au calcul d'incertitude :

- Les paramètres S après étalonnage s'expriment relativement à l'impédance de référence du système de mesure. Dans le but d'établir la traçabilité des mesures de paramètres S, la détermination de l'impédance caractéristique de la ligne utilisée dans la méthode Multimode TRL est indispensable car elle constitue l'impédance de référence des mesures. Sa connaissance permet alors de définir par transformation d'impédance, une impédance de référence universelle strictement égale à $50\ \Omega$. Sa valeur peut être obtenue à partir des constantes de propagation obtenues au cours de l'étalonnage et des capacités linéique de la ligne données. Au cours de ces travaux, l'approche numérique avec le logiciel COMSOL a permis d'estimer les valeurs de ces capacités linéiques. Nous souhaitons ensuite

obtenir ces valeurs par des mesures dans le but de conforter les valeurs trouvées. Une solution consiste à mesurer la résistance DC d'une ligne terminée par une charge adaptée [84].

- La bande de fréquence de fonctionnement de notre étude est comprise entre 1 GHz et 40 GHz. La limite inférieure de fréquence est imposée par la contrainte au niveau de la longueur de l'étalon Line et donc aux pertes et à la place occupée sur le wafer. La limite supérieure est due à l'apparition de la propagation de modes d'ordre supérieur. Pour des mesures dans toute la plage de fréquence de fonctionnement de l'ARV utilisé dans cette étude (10 MHz à 67 GHz), il conviendra donc de développer un processus d'étalonnage approprié. Par exemple, on pourrait envisager en plus de l'étalonnage Multimode TRL, de mettre en œuvre une autre méthode d'étalonnage comme la technique SOLR pour la partie basse fréquence. Dans la plage de fréquence plus élevée (au-delà de 40 GHz dans notre cas), l'une des solutions consisterait à réduire la taille (largeur des conducteurs) des lignes étalons. Cependant, la faisabilité de cette solution dépend de la technologie disponible et du système de mesure.
- Notre travail est surtout axé sur la conception et sur la réalisation des étalons pour la mesure sous pointes des circuits différentiels en hyperfréquences. L'objectif ultime consiste à développer les moyens permettant d'établir la traçabilité des mesures de paramètres S en mode mixte et de raccorder au SI les ARV utilisés pour la mesure des paramètres S différentiels de dispositifs à accès d'entrée et de sortie symétriques en technologie planaire. L'étude de la propagation des incertitudes à partir des incertitudes des sources d'influence est nécessaire pour garantir la validité du chemin de traçabilité. Le calcul de l'incertitude globale est actuellement en cours de traitement. Nous avons estimé l'influence de la répétabilité de mesure sur la mesure des paramètres S. L'étape ultérieure consistera à prendre en compte les autres sources d'incertitudes afin d'obtenir une estimation de l'incertitude globale tout en identifiant la contribution de chacune des erreurs. Dans le cas où toutes les sources d'erreurs sont intégrées dans le modèle de calcul, il est prévisible que le niveau d'incertitude sera sensiblement augmenté. S'il n'est pas possible de réduire les incertitudes liées à la méthode d'étalonnage ou au système de mesure (ARV), il serait intéressant de développer un chemin de traçabilité alternatif, non direct. Par exemple via la méthode TRL classique appliquée sur des étalons planaires de type asymétrique, qui bien que plus long, pourrait permettre de réduire les incertitudes en minimisant les effets non-linéaires de l'algorithme.
- Il est aussi particulièrement important d'étendre la conception à des substrats autres que le SiO_2 comme par exemple l'AsGa afin de couvrir un très large domaine d'applications. Nous avons, parallèlement aux travaux décrits dans cette thèse, commencé à concevoir et à réaliser des kits d'étalonnage et de vérification sur AsGa basés sur les mêmes principes et avec des méthodes identiques. Les premiers résultats sont très encourageants (voir Annexe 3).

Annexes

Annexe 1 - Calcul quasi-statique pour des lignes coplanaires couplées

Nous nous intéressons à deux configurations de lignes coplanaires couplées GSSG et GSGSG (Figure 1.1).

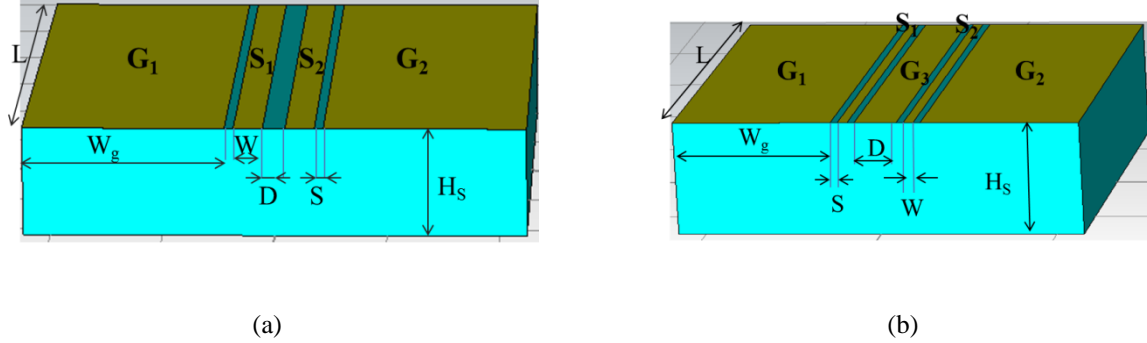


Figure 1.1 - Topologie de la ligne CCPW en configuration : (a) GSSG, (b) GSGSG

Les propriétés de transmission peuvent être déterminées à partir du calcul analytique basé sur la technique des transformations conformes en négligeant les effets dus à l'épaisseur de métallisation et à la largeur finie des deux plans de masse latéraux (W_g).

Les permittivités effectives des modes impair (ϵ_{effo}) et pair (ϵ_{effe}) sont déduites du rapport entre la capacité linéique totale de la structure (C_{to} de mode impair et C_{te} de mode pair) et la capacité dans le cas où le diélectrique est remplacé par l'air (C_{ao} de mode impair et C_{ae} de mode pair) :

$$\epsilon_{effo} = \frac{C_{to}}{C_{ao}} ; \epsilon_{effe} = \frac{C_{te}}{C_{ae}} \quad (1.1)$$

L'impédance caractéristique de la ligne de transmission (Z_{0o} et Z_{0e}) est définie par la relation entre la vitesse de phase et la capacité linéique (C_{to} et C_{te}).

$$Z_{0o} = \frac{1}{v_{pho} \cdot C_{to}} ; Z_{0e} = \frac{1}{v_{phe} \cdot C_{te}} \quad (1.2)$$

✚ Calcul analytique des impédances caractéristiques de ligne CCPW en configuration GSSG

Les équations pour le calcul analytique des impédances caractéristiques des modes impair et pair de lignes CCPW en configuration GSSG sont résumées dans le Tableau 1.1 ([33], [35]).

Mode impair	Mode pair
$r = \frac{D}{D + 2W}$ $k_1 = \frac{D + 2W}{D + 2W + 2S}$ $\delta = \left\{ \frac{1 - r^2}{1 - k_1^2 r^2} \right\}^{1/2}$ $C_{ao} = 2\varepsilon_0 \frac{K(\delta)}{K'(\delta)}$ $C_{13} = \sinh^2 \left[\frac{\pi}{2H_s} \left(\frac{D}{2} + W \right) \right]; C_{14} = \sinh^2 \left(\frac{\pi D}{4H_s} \right)$ $C_{15} = \sinh^2 \left[\frac{\pi}{2H_s} \left(\frac{D}{2} + W + S \right) \right]$ $C_{11} = \frac{1}{2} \left[\left\{ \frac{1 + C_{13}}{1 + C_{14}} \right\}^{1/4} - \left\{ \frac{1 + C_{14}}{1 + C_{13}} \right\}^{1/4} \right]$ $C_{12} = \frac{1}{2} \left[\frac{(1 + C_{15})^{1/2}}{[(1 + C_{13})(1 + C_{14})]^{1/4}} - \frac{[(1 + C_{13})(1 + C_{14})]^{1/4}}{(1 + C_{15})^{1/2}} \right]$ $\chi = -\frac{1}{2} \left[\{(1 + C_{13})(1 + C_{14})\}^{1/4} - \{(1 + C_{13})(1 + C_{14})\}^{-1/4} \right]$ $\kappa = \frac{1}{(C_{12} - \chi)} \left[-1 - \frac{C_{12}\chi}{C_{11}^2} - \left\{ \left(\frac{C_{12}^2}{C_{11}^2} - 1 \right) \left(\frac{\chi^2}{C_{11}^2} - 1 \right) \right\}^{1/2} \right]$ $k_3 = \frac{C_{11}(1 + \kappa C_{12})}{(C_{12} + \kappa C_{11}^2)}$ $C_{do} = 2\varepsilon_0 (\varepsilon_r - 1) \frac{K(k_3)}{K'(k_3)}; C_{to} = C_{ao} + C_{do}$ $\varepsilon_{effo} = \frac{C_{to}}{C_{ao}} = 1 + \frac{1}{2} (\varepsilon_r - 1) \frac{K(k_3)}{K'(k_3)} \frac{K'(\delta)}{K(\delta)}$ $v_{pho} = c(\varepsilon_{effo})^{-1/2}$ $Z_{0o} = \frac{1}{cC_{ao}(\varepsilon_{effo})^{1/2}} = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_{effo}}} \frac{K'(\delta)}{K(\delta)}$	$r = \frac{D}{D + 2W}$ $k_1 = \frac{D + 2W}{D + 2W + 2S}$ $\delta = \left\{ \frac{1 - r^2}{1 - k_1^2 r^2} \right\}^{1/2}$ $C_{ae} = 2\varepsilon_0 \frac{K(\delta k_1)}{K'(\delta k_1)}$ $r_1 = \frac{\sinh(\pi D / 4H_s)}{\sinh\{(\pi / 2H_s)[(D/2) + W]\}}$ $k_2 = \frac{\sinh\{(\pi / 2H_s)[(D/2) + W]\}}{\sinh\{(\pi / 2H_s)[(D/2) + W + S]\}}$ $\psi = \left\{ \frac{1 - r_1^2}{1 - k_2^2 r_1^2} \right\}^{1/2}$ $C_{de} = 2\varepsilon_0 (\varepsilon_r - 1) \frac{K(\psi k_2)}{K'(\psi k_2)}$ $C_{te} = C_{ae} + C_{de}$ $\varepsilon_{effe} = \frac{C_{te}}{C_{ae}} = 1 + \frac{1}{2} (\varepsilon_r - 1) \frac{K(\psi k_2)}{K'(\psi k_2)} \frac{K'(\delta k_1)}{K(\delta k_1)}$ $v_{phe} = c(\varepsilon_{effe})^{-1/2}$ $Z_{0e} = \frac{1}{cC_{ae}(\varepsilon_{effe})^{1/2}} = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_{effe}}} \frac{K'(\delta k_1)}{K(\delta k_1)}$

Tableau 1.1 - Calcul analytique des impédances caractéristiques de ligne CCPW en configuration GSSG

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

$$k' = \sqrt{1 - k^2} ; K'(k) = K(k') \quad (1.3)$$

$$\begin{cases} \frac{K(k)}{K'(k)} \cong \frac{1}{2\pi} \ln \left[2 \frac{(1+k)^{\frac{1}{2}} + (4k)^{\frac{1}{4}}}{(1+k)^{\frac{1}{2}} - (4k)^{\frac{1}{4}}} \right] & \text{si } 1/\sqrt{2} \leq k \leq 1 \\ \frac{K(k)}{K'(k)} \cong 2\pi / \ln \left[2 \frac{(1+k')^{\frac{1}{2}} + (4k')^{\frac{1}{4}}}{(1+k')^{\frac{1}{2}} - (4k')^{\frac{1}{4}}} \right] & \text{si } 0 \leq k \leq 1/\sqrt{2} \end{cases} \quad (1.4)$$

✚ Calcul analytique des impédances caractéristiques de lignes CCPW en configuration GSGSG

A partir du calcul de l'impédance caractéristique d'une ligne CPW (Figure 1.2), les impédances caractéristiques de lignes CCPW en configuration GSGSG (Figure 1.3) sont calculées.

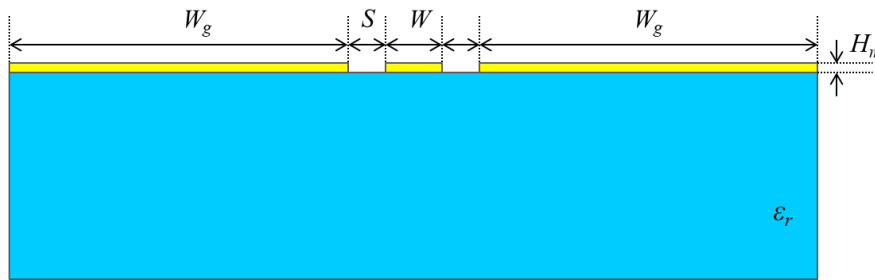


Figure 1.2 - Coupe transversale d'une ligne CPW sur un substrat diélectrique

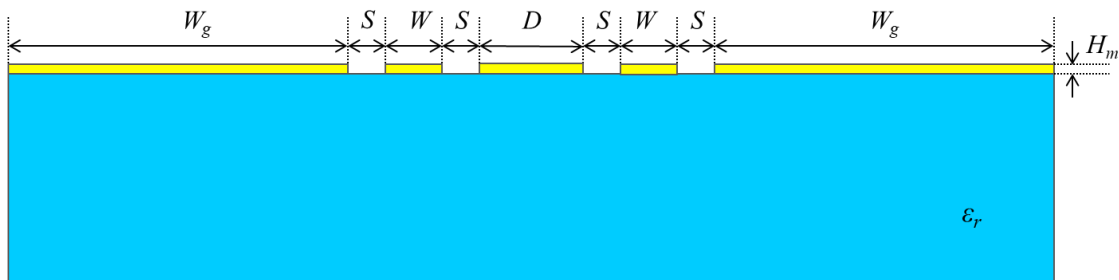


Figure 1.3 - Coupe transversale d'une ligne CCPW-GSGSG sur un substrat diélectrique

En supposant la largeur infinie des deux plans de masse latéraux (W_g), le calcul de l'impédance caractéristique Z_0 est donné par les équations suivantes :

$$k = \frac{W}{2S + W} \quad (1.5)$$

$$a_{Hm} = W + \frac{1,25H_m}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi W}{H_m} \right) \right] \quad (1.6)$$

$$b_{Hm} = 2S + W - \frac{1,25H_m}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi W}{H_m} \right) \right] \quad (1.7)$$

$$k_{Hm} = \frac{a_{Hm}}{b_{Hm}} \quad (1.8)$$

$$k_1 = \frac{\sinh \left(\frac{\pi a_{Hm}}{4H_s} \right)}{\sinh \left(\frac{\pi b_{Hm}}{4H_s} \right)} \quad (1.9)$$

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_1)}{K(k_1')} \quad (1.10)$$

$$\varepsilon_{effHm} = \varepsilon_{eff} - \frac{\varepsilon_{eff} - 1}{\frac{S}{0,7t} \frac{K(k)}{K(k')} + 1} \quad (1.11)$$

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{effHm}}} \frac{K(k_{Hm}')}{K(k_{Hm})} \quad (1.12)$$

Le calcul analytique des impédances caractéristiques de ligne CCPW en configuration GSGSG ([32], [36]) s'appuie sur la valeur de Z_0 :

$$k_9 = \frac{\sqrt{W(2S + W)}}{W + S} \quad (1.13)$$

$$k_8 = \frac{k_9}{\sqrt{1 - \frac{S^2}{(D + 2S + W)^2}}} \quad (1.14)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \frac{K(k_8')}{K(k_8)} \frac{K(k_9)}{K(k_9')} \quad (1.15)$$

$$Z_{0e} = 2Z_0 - Z_{0o} \quad (1.16)$$

Annexe 2 - Méthode d'étalonnage Multimode TRL

La technique d'étalonnage Multimode Thru-Reflect-Line (TRL), dérivée de l'étalonnage TRL, est développée pour effectuer des mesures de paramètres S en mode mixte pour des circuits différentiels.

Le modèle de mesure en mode mixte du dispositif différentiel consiste en trois blocs constitués d'un DST et deux boîtes d'erreur X et Y, mises en cascade et connectées aux deux ports en mode mixte :

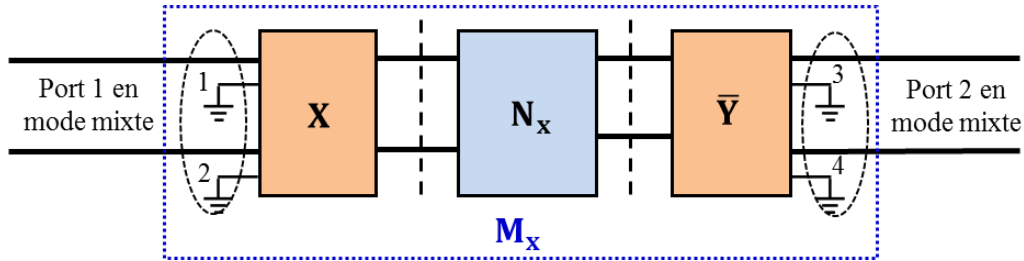


Figure 2.1 - Modèle de mesure du DST différentiel à quatre-ports physiques correspondant à deux ports logiques en mode mixte

Les deux termes \mathbf{M}_x et \mathbf{N}_x sont respectivement les matrices chaînes d'un DST avant et après l'étalonnage. L'algorithme se décompose en deux phases : la détermination de la constante de propagation puis la détermination des termes d'erreur.

Détermination des constantes de propagation complexes

La relation entre la matrice chaîne mesurée (\mathbf{M}_T ou \mathbf{M}_L) et la matrice chaîne cherchée (\mathbf{N}_T ou \mathbf{N}_L) de la ligne étalon (Thru ou Line) est définie par :

$$\mathbf{M}_T = \mathbf{X} \cdot \mathbf{N}_T \cdot \bar{\mathbf{Y}} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{M}_L = \mathbf{X} \cdot \mathbf{N}_L \cdot \bar{\mathbf{Y}} \quad (2.2)$$

Les deux matrices semblables \mathbf{P} et \mathbf{Q} représentent les matrices cherchées et mesurées :

$$\mathbf{P} = \mathbf{N}_L \cdot \mathbf{N}_T^{-1} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma_{dm}\Delta l} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_{cm}\Delta l} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{\gamma_{dm}\Delta l} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_{cm}\Delta l} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

où $\Delta l = l_L - l_T$ est la différence de longueur entre les lignes Thru et Line

$$\mathbf{Q} = \mathbf{M}_L \cdot \mathbf{M}_T^{-1} \quad (2.4)$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{X}^{-1} \cdot \mathbf{Q} \cdot \mathbf{X} \quad (2.5)$$

La détermination des constantes de propagation est obtenue grâce aux matrices semblables qui possèdent des valeurs propres identiques (termes diagonaux) :

$$\text{eig}(\mathbf{P}) = (e^{-\gamma_{dm}\Delta l}, e^{-\gamma_{cm}\Delta l}, e^{\gamma_{dm}\Delta l}, e^{\gamma_{cm}\Delta l}) \quad (2.6)$$

$$\text{eig}(\mathbf{P}) = \text{eig}(\mathbf{Q}) = \lambda_i, i = 1, \dots, 4 \quad (2.7)$$

$$\gamma_i = \alpha_i + j\beta_i = \ln(\lambda_i) \quad i = 1, \dots, 4 \quad (2.8)$$

Les valeurs propres de la matrice \mathbf{Q} sont obtenues à partir des mesures.

Détermination des termes d'erreur

L'ensemble des vecteurs propres de la matrice \mathbf{P} est mis dans une matrice dénommée \mathbf{U} :

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} u & 0 & 0 & 0 \\ 0 & u & 0 & 0 \\ 0 & 0 & u & 0 \\ 0 & 0 & 0 & u \end{bmatrix} = u \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Où u est une valeur quelconque

De même, une matrice \mathbf{W} représente les vecteurs propres de la matrice \mathbf{Q} :

$$\mathbf{W} = \left[\begin{pmatrix} W_{11} \\ W_{21} \\ W_{31} \\ W_{41} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} W_{12} \\ W_{22} \\ W_{32} \\ W_{42} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} W_{13} \\ W_{23} \\ W_{33} \\ W_{43} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} W_{14} \\ W_{24} \\ W_{34} \\ W_{44} \end{pmatrix} \right] \quad (2.10)$$

Chaque colonne de la matrice \mathbf{W} est l'un des vecteurs propres de la matrice \mathbf{Q} déterminé par le calcul sous Matlab.

La décomposition d'une matrice en éléments propres permet de représenter les matrices semblables \mathbf{P} et \mathbf{Q} en fonction des matrices des vecteurs propres (\mathbf{U} , \mathbf{W}) et de la matrice des valeurs propres :

$$\mathbf{\Lambda} = \mathbf{U}^{-1} \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{U} \quad (2.11)$$

$$\mathbf{\Lambda} = \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{Q} \cdot \mathbf{W} \quad (2.12)$$

avec $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_i), i = 1, \dots, 4$

La relation entre les deux matrices semblables **P** et **Q** est donnée par :

$$\mathbf{P} = (\mathbf{W} \cdot \mathbf{U}^{-1})^{-1} \cdot \mathbf{Q} \cdot (\mathbf{W} \cdot \mathbf{U}^{-1}) \quad (2.13)$$

Puisque les vecteurs propres ne sont pas uniques et peuvent être modifiés en les multipliant par des constantes arbitraires, les deux matrices **U** et **W** peuvent être écrites comme suit :

$$\mathbf{U} = \mathbf{U}_0 \cdot \mathbf{\Phi} \text{ avec } \mathbf{\Phi} = \text{diag}(\phi_i) \quad (2.14)$$

$$\mathbf{W} = \mathbf{W}_0 \cdot \mathbf{\Psi} \text{ avec } \mathbf{\Psi} = \text{diag}(\psi_i) \quad (2.15)$$

où les valeurs ϕ_i et ψ_i sont des constantes et les matrices connues **U**₀ et **W**₀ sont l'une des solutions des vecteurs propres des matrices **P** et **Q**.

A partir des équations (2.5), (2.13), (2.14) et (2.15), la boîte d'erreur **X** est définie comme étant une fonction des deux matrices **U** et **W** :

$$\mathbf{X} = \mathbf{W} \cdot \mathbf{U}^{-1} = \mathbf{W}_0 \cdot (\mathbf{\Psi} \cdot \mathbf{\Phi}^{-1}) \cdot \mathbf{U}_0^{-1} \quad (2.16)$$

Puisque la matrice **P** est diagonale, l'une des solutions possibles pour la matrice **U** est la matrice identité, notée **U**₀. La matrice **W**₀ est déterminée à partir du calcul des vecteurs propres de la matrice **Q** obtenue par les mesures. Il est utile de noter qu'une fois les valeurs propres identifiées et triées par ordre croissant ou décroissant comme mentionné précédemment, les vecteurs propres correspondants doivent être correctement ordonnés conformément à l'ordre choisi.

La matrice **K** est introduite pour regrouper les termes inconnus de la matrice cherchée **X** :

$$\mathbf{K} = \mathbf{\Psi} \cdot \mathbf{\Phi}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{K}_2 \end{bmatrix} \text{ avec } \mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix}, \mathbf{K}_2 = \begin{bmatrix} k_3 & 0 \\ 0 & k_4 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

avec $k_i = \frac{\psi_i}{\phi_i} \quad i=1, \dots, 4$

La matrice inconnue **K** est diagonale à condition que les valeurs propres de la matrice **P** (ou **Q**) ne soient pas identiques. Autrement dit, la constante de propagation du mode différentiel doit être différente de celle du mode commun. Pour simplifier le calcul des matrices généralisées, les deux sous-matrices **K**₁ et **K**₂ de dimension 2×2 sont utilisées, chacune contenant deux termes inconnus.

La matrice chaîne **X** est formée d'une matrice connue **X**₀ (**X**₀ = **W**₀) et d'une matrice **K** se composant des quatre éléments inconnus k_i :

$$\mathbf{X} = \mathbf{W}_0 \cdot \mathbf{K} = \mathbf{X}_0 \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{K}_2 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

La matrice \mathbf{Y} , déduite à partir des équations (2.1) et (2.18), est constituée de la matrice connue \mathbf{Y}_0 et de la permutation de la matrice \mathbf{K} :

$$\mathbf{Y} = \overline{\mathbf{X}_0^{-1} \cdot \mathbf{M}_T} \cdot \widetilde{\mathbf{N}}_T \cdot \tilde{\mathbf{K}} = \mathbf{Y}_0 \cdot \tilde{\mathbf{K}} = \mathbf{Y}_0 \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{K}_2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{K}_1 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

La matrice $\tilde{\mathbf{K}}$ ou $\widetilde{\mathbf{N}}_T$ est obtenue en appliquant l'opérateur de permutation. La permutation d'une matrice \mathbf{T} est définie comme suit :

$$\tilde{\mathbf{T}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{T} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

avec $\mathbf{0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ et $\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

A ce stade, il reste quatre termes inconnus k_i , éléments de la matrice \mathbf{K} des boîtes d'erreur. Ces valeurs seront trouvées à l'aide de l'étalon Reflect.

La figure suivante montre la mesure de l'étalon Reflect aux deux ports en mode mixte.

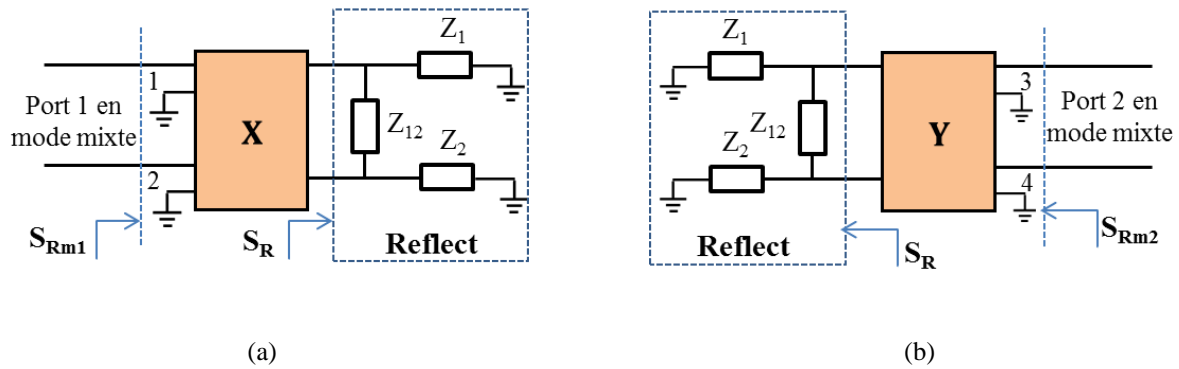


Figure 2.2 - Mesure de l'étalon Reflect : (a) au port 1 en mode mixte, (b) au port 2 en mode mixte

Théoriquement, la matrice cherchée \mathbf{S}_R en mode mixte de l'étalon Reflect est identique à chacun des accès de mesure.

Les matrices \mathbf{X} et \mathbf{Y} peuvent être décomposées en quatre sous-matrices de dimension 2×2 :

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{11} & \mathbf{X}_{12} \\ \mathbf{X}_{21} & \mathbf{X}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{011} \cdot \mathbf{K}_1 & \mathbf{X}_{012} \cdot \mathbf{K}_2 \\ \mathbf{X}_{021} \cdot \mathbf{K}_1 & \mathbf{X}_{022} \cdot \mathbf{K}_2 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{11} & \mathbf{Y}_{12} \\ \mathbf{Y}_{21} & \mathbf{Y}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{011} \cdot \mathbf{K}_2 & \mathbf{Y}_{012} \cdot \mathbf{K}_1 \\ \mathbf{Y}_{021} \cdot \mathbf{K}_2 & \mathbf{Y}_{022} \cdot \mathbf{K}_1 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Les deux matrices mesurées en mode mixte à deux ports (\mathbf{S}_{Rm1} , \mathbf{S}_{Rm2}) sont représentées en fonction de la matrice cherchée \mathbf{S}_R et des sous-matrices des deux boîtes d'erreur \mathbf{X} et \mathbf{Y} :

$$\mathbf{S}_{\text{Rm1}} = (\mathbf{X}_{11} \cdot \mathbf{S}_R + \mathbf{X}_{12}) \cdot (\mathbf{X}_{21} \cdot \mathbf{S}_R + \mathbf{X}_{22})^{-1} \quad (2.23)$$

$$\mathbf{S}_{\text{Rm2}} = (\mathbf{Y}_{11} \cdot \mathbf{S}_R + \mathbf{Y}_{12}) \cdot (\mathbf{Y}_{21} \cdot \mathbf{S}_R + \mathbf{Y}_{22})^{-1} \quad (2.24)$$

La combinaison des équations de (2.21) à (2.24) donne la relation entre la matrice cherchée \mathbf{S}_R et les matrices dérivées des matrices de mesure \mathbf{S}_{Rm1} et \mathbf{S}_{Rm2} :

$$\mathbf{S}_R = \mathbf{K}_1^{-1} \cdot \mathbf{S}_{\text{Rm10}} \cdot \mathbf{K}_2 \quad (2.25)$$

$$\mathbf{S}_R = \mathbf{K}_2^{-1} \cdot \mathbf{S}_{\text{Rm20}} \cdot \mathbf{K}_1 \quad (2.26)$$

Les deux matrices \mathbf{S}_{Rm10} et \mathbf{S}_{Rm20} s'expriment en fonction des matrices connues \mathbf{X}_0 , \mathbf{Y}_0 , \mathbf{S}_{Rm1} et \mathbf{S}_{Rm2} :

$$\mathbf{S}_{\text{Rm10}} = (\mathbf{X}_{011} - \mathbf{S}_{\text{Rm1}} \cdot \mathbf{X}_{021})^{-1} \cdot (\mathbf{S}_{\text{Rm1}} \cdot \mathbf{X}_{022} - \mathbf{X}_{012}) \quad (2.27)$$

$$\mathbf{S}_{\text{Rm20}} = (\mathbf{Y}_{011} - \mathbf{S}_{\text{Rm2}} \cdot \mathbf{Y}_{021})^{-1} \cdot (\mathbf{S}_{\text{Rm2}} \cdot \mathbf{Y}_{022} - \mathbf{Y}_{012}) \quad (2.28)$$

Comme les étalons Reflect sont identiques à chaque port, nous obtenons alors la relation entre les deux matrices inconnues \mathbf{K}_1 et \mathbf{K}_2 :

$$\mathbf{K}_1^{-1} \cdot \mathbf{S}_{\text{Rm10}} \cdot \mathbf{K}_2 = \mathbf{K}_2^{-1} \cdot \mathbf{S}_{\text{Rm20}} \cdot \mathbf{K}_1 \quad (2.29)$$

L'équation (2.29) permet de représenter l'ensemble des deux matrices inconnues \mathbf{K}_1 et \mathbf{K}_2 en une seule matrice diagonale inconnue \mathbf{G} :

$$\mathbf{S}_{\text{Rm20}} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{S}_{\text{Rm10}} \cdot \mathbf{G} \quad (2.30)$$

$$\mathbf{G} = \mathbf{K}_2 \cdot \mathbf{K}_1^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{k_3}{k_1} & 0 \\ 0 & \frac{k_4}{k_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

L'équation (2.30) s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{S}_{\text{Rm2011}} & \mathbf{S}_{\text{Rm2012}} \\ \mathbf{S}_{\text{Rm2021}} & \mathbf{S}_{\text{Rm2022}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1^2 \mathbf{S}_{\text{Rm1011}} & g_1 g_2 \mathbf{S}_{\text{Rm1012}} \\ g_1 g_2 \mathbf{S}_{\text{Rm1021}} & g_2^2 \mathbf{S}_{\text{Rm1022}} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Les termes g_1 , g_2 et $g_1 g_2$ s'écrivent en fonction des paramètres des matrices connues \mathbf{S}_{Rm10} et \mathbf{S}_{Rm20} :

$$g_1 g_2 = g_{12} = \frac{\mathbf{S}_{\text{Rm2012}}}{\mathbf{S}_{\text{Rm1012}}} = \frac{\mathbf{S}_{\text{Rm2021}}}{\mathbf{S}_{\text{Rm1021}}} \quad (2.33)$$

$$g_1 = \pm \sqrt{\frac{S_{Rm2011}}{S_{Rm1011}}} = \kappa_1 g_{10} ; \kappa_1 = \pm 1$$

$$g_2 = \frac{\kappa_1 g_{12}}{g_1}$$

L'équation (2.33) montre que le nombre de termes inconnus dans la matrice \mathbf{G} est réduit à une seule ambiguïté de signe (κ_1) :

$$\mathbf{L} = \kappa_1 \begin{bmatrix} g_{10} & 0 \\ 0 & \frac{g_{12}}{g_{10}} \end{bmatrix} = \kappa_1 \mathbf{G}_0 \quad (2.34)$$

La matrice \mathbf{K} de quatre inconnus (k_1 à k_4) dans l'équation (2.17) est réécrite :

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \kappa_1 \mathbf{G}_0 \cdot \mathbf{K}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G}_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \kappa_1 \mathbf{K}_1 \end{bmatrix} = \mathbf{K}_0 \cdot \hat{\mathbf{K}} \quad (2.35)$$

Comme le Reflect est identique à chaque port le nombre de termes inconnus dans la matrice $\hat{\mathbf{K}}$ est réduit de quatre à trois (k_1 , k_2 et κ_1). En se basant sur la propriété de réciprocité de l'étalon Reflect ($\mathbf{S}_R = \mathbf{S}_R^T$), à partir des deux équations (2.25) et (2.26) et en remplaçant la matrice \mathbf{K}_2 par la matrice $(\kappa \mathbf{G}_0 \cdot \mathbf{K}_1)$, nous obtenons :

$$\mathbf{K}_1^{-1} \cdot \mathbf{S}_{Rm10} \cdot (\kappa_1 \mathbf{G}_0 \cdot \mathbf{K}_1) = \left(\mathbf{K}_1^{-1} \cdot \mathbf{S}_{Rm10} \cdot (\kappa_1 \mathbf{G}_0 \cdot \mathbf{K}_1) \right)^T \quad (2.36)$$

$$(\kappa_1 \mathbf{G}_0 \cdot \mathbf{K}_1)^{-1} \cdot \mathbf{S}_{Rm20} \cdot \mathbf{K}_1 = \left((\kappa_1 \mathbf{G}_0 \cdot \mathbf{K}_1)^{-1} \cdot \mathbf{S}_{Rm20} \cdot \mathbf{K}_1 \right)^T \quad (2.37)$$

L'équation (2.36) permet de trouver la relation entre les deux variables k_1 et k_2 :

$$\mathbf{S}_{Rm10} = \mathbf{K}_1^2 \cdot (\mathbf{G}_0 \cdot \mathbf{S}_{Rm10}^T \cdot \mathbf{G}_0^{-1}) \cdot \mathbf{K}_1^{-2} = \mathbf{K}_1^2 \cdot \hat{\mathbf{S}}_{Rm10} \cdot \mathbf{K}_1^{-2} \quad (2.38)$$

La matrice $\hat{\mathbf{S}}_{Rm10}$ est représentée en fonction des matrices connues \mathbf{G}_0 et \mathbf{S}_{Rm10} :

$$\begin{bmatrix} S_{Rm1011} & S_{Rm1012} \\ S_{Rm1021} & S_{Rm1022} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{S}_{Rm1011} & \frac{k_1^2}{k_2^2} \hat{S}_{Rm1012} \\ \frac{k_2^2}{k_1^2} \hat{S}_{Rm1021} & \hat{S}_{Rm1022} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$k_2 = \kappa_2 \sqrt{\frac{S_{Rm1021}}{S_{Rm1021}}} k_1 = \sqrt{\hat{g}_{21}} \kappa_2 k_1 ; \kappa_2 = \pm 1 \quad (2.40)$$

L'équation (2.40) établit la relation entre k_1 et k_2 avec une ambiguïté de signe κ_2 . Donc, les matrices \mathbf{K}_1 et \mathbf{K} deviennent :

$$\mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \sqrt{\hat{g}_{21}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & \kappa_2 k_1 \end{bmatrix} = \mathbf{K}_{10} \cdot \hat{\mathbf{R}}_1 \quad (2.41)$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{10} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G}_0 \cdot \mathbf{K}_{10} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{R}}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \kappa_1 \hat{\mathbf{R}}_1 \end{bmatrix} = \mathbf{K}_0 \cdot \hat{\mathbf{R}} \quad (2.42)$$

Les deux termes inconnus k_1 , k_2 et l'ambiguïté de signe κ_1 représentés dans l'équation (2.35) sont remplacés par un seul terme inconnu k_1 et deux ambiguïtés de signe κ_1 et κ_2 .

La relation entre la matrice cherchée \mathbf{N}_x et la matrice mesurée \mathbf{M}_x du DST est donnée par les expressions suivantes :

$$\mathbf{N}_x = \mathbf{X}^{-1} \cdot \mathbf{M}_x \cdot \bar{\mathbf{Y}}^{-1} = \mathbf{K}^{-1} \cdot (\mathbf{X}_0^{-1} \cdot \mathbf{M}_x \cdot \bar{\mathbf{Y}}_0) \cdot \mathbf{K} \quad (2.43)$$

$$\mathbf{N}_x = \hat{\mathbf{K}}^{-1} \cdot (\mathbf{K}_0^{-1} \cdot \mathbf{X}_0^{-1} \cdot \mathbf{M}_x \cdot \bar{\mathbf{Y}}_0 \cdot \mathbf{K}_0) \cdot \hat{\mathbf{K}} \quad (2.44)$$

$$\mathbf{N}_x = \hat{\mathbf{K}}^{-1} \cdot \mathbf{N}_{x0} \cdot \hat{\mathbf{K}} \quad (2.45)$$

La matrice \mathbf{N}_{x0} est la combinaison des matrices connues $(\mathbf{K}_0, \mathbf{X}_0, \mathbf{Y}_0)$ déterminées dans le processus d'étalonnage et de la matrice chaîne mesurée \mathbf{M}_x . Puisque la matrice \mathbf{K} est diagonale, la multiplication des matrices dans l'équation (2.45) permet d'éliminer le terme d'erreur k_1 :

$$\mathbf{N}_x = \begin{bmatrix} N_{x011} & \kappa_2 N_{x012} & \kappa_1 N_{x013} & \kappa_1 \kappa_2 N_{x014} \\ \kappa_2 N_{x021} & N_{x022} & \kappa_1 \kappa_2 N_{x023} & \kappa_1 N_{x024} \\ \kappa_1 N_{x031} & \kappa_1 \kappa_2 N_{x032} & N_{x033} & \kappa_2 N_{x034} \\ \kappa_1 \kappa_2 N_{x041} & \kappa_1 N_{x042} & \kappa_2 N_{x043} & N_{x044} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

$$\mathbf{N}_x / \mathbf{N}_{x0} = \begin{bmatrix} 1 & \kappa_2 & \kappa_1 & \kappa_1 \kappa_2 \\ \kappa_2 & 1 & \kappa_1 \kappa_2 & \kappa_1 \\ \kappa_1 & \kappa_1 \kappa_2 & 1 & \kappa_2 \\ \kappa_1 \kappa_2 & \kappa_1 & \kappa_2 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

L'équation (2.48) montre qu'il reste seulement à déterminer les deux signes (κ_1 et κ_2) dans l'algorithme d'étalonnage. La division élément par élément entre les paramètres de la matrice \mathbf{N}_x et ceux de la matrice connue \mathbf{N}_{x0} est donnée par le rapport $\mathbf{N}_x / \mathbf{N}_{x0}$, qui peut s'exprimer en fonction des paramètres S :

$$\mathbf{S}_x / \mathbf{S}_{x0} = \begin{bmatrix} \kappa_1 & \kappa_1 \kappa_2 & 1 & \kappa_2 \\ \kappa_1 \kappa_2 & \kappa_1 & \kappa_2 & 1 \\ 1 & \kappa_2 & \kappa_1 & \kappa_1 \kappa_2 \\ \kappa_2 & 1 & \kappa_1 \kappa_2 & \kappa_1 \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

La détermination des termes κ_1 et κ_2 est effectuée en comparant les signes des facteurs de réflexion, puis des facteurs de transmission obtenus entre la mesure (\mathbf{S}_{Rm1}) et l'estimation théorique (\mathbf{S}_R) des paramètres S en mode mixte de l'étalon Reflect.

$$\begin{aligned}
\mathbf{S}_{\mathbf{Rm1}} &= \begin{bmatrix} \Gamma_m^{dd} & \Gamma_m^{dc} \\ \Gamma_m^{cd} & \Gamma_m^{cc} \end{bmatrix}; \mathbf{S}_{\mathbf{R}} = \begin{bmatrix} \Gamma^{dd} & \Gamma^{dc} \\ \Gamma^{cd} & \Gamma^{cc} \end{bmatrix} \\
\kappa_1 &= \text{signe} \left(\frac{\text{Real}(\Gamma^{dd})}{\text{Real}(\Gamma_m^{dd})} \right) = \text{signe} \left(\frac{\text{Real}(\Gamma^{cc})}{\text{Real}(\Gamma_m^{cc})} \right) \\
\kappa_2 &= \kappa_1 \cdot \text{signe} \left(\frac{\text{Real}(\Gamma^{dc})}{\text{Real}(\Gamma_m^{dc})} \right) = \kappa_1 \cdot \text{signe} \left(\frac{\text{Real}(\Gamma^{cd})}{\text{Real}(\Gamma_m^{cd})} \right)
\end{aligned} \tag{2.49}$$

Annexe 3 - Kit d'étalonnage Multimode TRL à partir de lignes coplanaires CCPW-GSSG sur un substrat d'Arséniure de Gallium

Matériaux des lignes CCPW-GSSG

Les éléments du kit sont réalisés sur substrat d'Arséniure de Gallium (AsGa) avec une permittivité relative ϵ_r égale à 12,9, une tangente d'angle de pertes de $1,6 \times 10^{-3}$ à 10 MHz et une épaisseur H_s égale à 450 μm (Tableau 3.1).

Substrat	Conducteurs	Matériau résistif
Arséniure de Gallium	Or	Titane
$\epsilon_r = 12,9$; $\text{tg } \delta = 1,6 \times 10^{-3}$ à 10 MHz Epaisseur $H_s = 450 \mu\text{m}$	Conductivité électrique $\sigma = 3,8 \times 10^7 \text{ S/m}$ Epaisseur $H_m = 500 \text{ nm}$	Résistance par carré $R_s = 50 \Omega$ Epaisseur $H_r = 28 \text{ nm}$

Tableau 3.1 - Matériaux de lignes CCPW-GSSG

Dimensions des lignes CCPW-GSSG sur le substrat d'AsGa :

La Figure 3.1 montre la coupe transversale d'une ligne CCPW-GSSG.

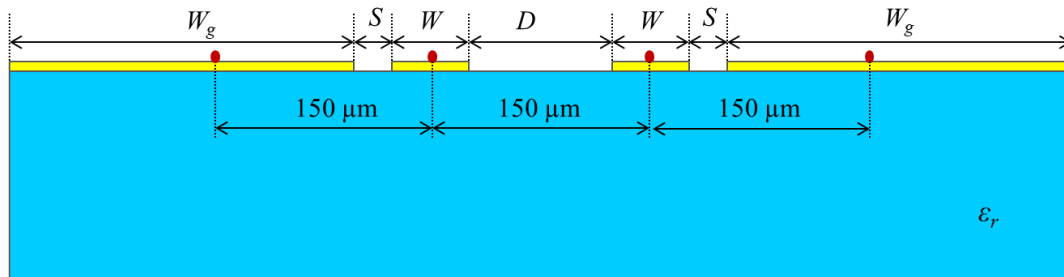


Figure 3.1 - Coupe transversale d'une ligne CCPW-GSSG sur un substrat diélectrique

Dans le cas de mesure de lignes coplanaires couplées en configurations GSSG, l'espacement entre les pointes est de 150 μm pour les sondes GSSG disponibles au laboratoire. Pour que les pointes puissent être déposées au milieu des lignes, la relation entre les valeurs de W , D et S est :

$$W + D = 150 \mu\text{m} \quad (3.1)$$

$$\frac{W}{2} + S < 150 \mu\text{m} \quad (3.2)$$

La largeur de la fente recommandée D entre les deux rubans S_1 et S_2 en configuration GSSG est $D > (2S+W)$ afin de minimiser le couplage. Les valeurs de W , D , S et W_g choisies sont indiquées dans le Tableau 3.2.

Paramètres	S	W	D	W_g
Dimensions (μm)	20	40	110	700

Tableau 3.2 - Dimensions des lignes CCPW-GSGSG sur le substrat d'AsGa

Permittivités effectives et impédances caractéristiques de lignes CCPW-GSSG obtenues avec COMSOL

Les valeurs statiques des permittivités et des impédances caractéristiques sont obtenues à l'aide de simulations réalisées avec COMSOL.

	ϵ_{eff_dm}	ϵ_{eff_cm}	$Z_{0_dm} (\Omega)$	$Z_{0_cm} (\Omega)$
COMSOL (statique)	6,949	6,928	94,573	32,706

Tableau 3.3 - Permittivités effectives et impédances caractéristiques obtenues avec COMSOL

Etalons Multimode TRL

Lignes étalons Thru et Line

Les longueurs des trois lignes étalons présentées dans le Tableau 3.4 sont calculées pour obtenir trois sous-bandes de fréquence se superposant en partie et correspondant chacune à un couple [Thru - Line].

	l_{L1}	l_{L2}	l_{L3}
Longueur (μm)	1075	3664	6822
$[f_1 : f_2] (\text{GHz})$	[11 : 88]	[2 : 16]	[1 : 8]

Tableau 3.4 - Longueurs des lignes étalons

Etalon Reflect

Les deux topologies de types « circuit-ouvert – charge adaptée – circuit ouvert » (OLO) et « circuit-ouvert – court-circuit – circuit ouvert » (OSO) présentées dans la Figure 3.2 sont choisies parce que la matrice S en mode mixte de ces composants déséquilibrés est non-nulle, ce qui est nécessaire dans l'algorithme Multimode TRL.

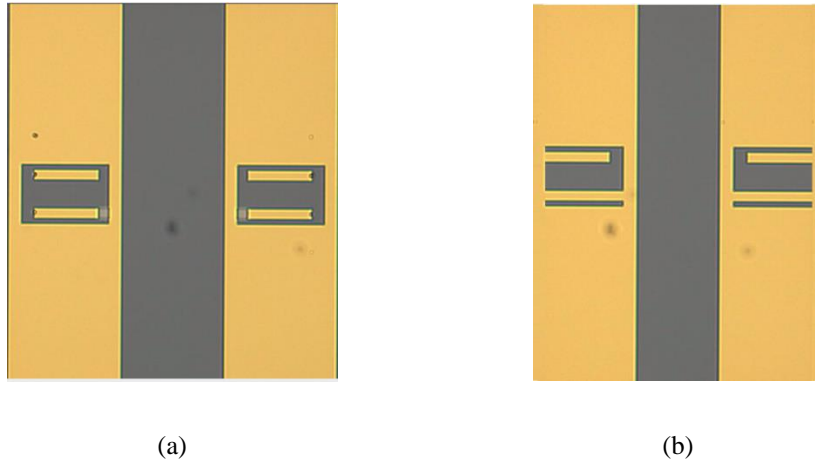


Figure 3.2 - Structure de Reflect : (a) OLO, (b) OSO

Eléments de vérification

Un kit de vérification constitué de lignes adaptées et désadaptées, d'atténuateurs en T est utilisé pour vérifier l'exactitude du processus d'étalonnage et le fonctionnement de l'ARV. Nous présentons ici les résultats la validation de l'algorithme Multimode TRL à l'aide de données de simulation appliqués à une ligne désadaptée et à une ligne déséquilibrée (voir paragraphes 3.3.2.3 et 3.3.2.4).

Ligne désadaptée avec discontinuité au niveau de la largeur du ruban

La ligne désadaptée du kit de vérification est réalisée en introduisant une discontinuité dans la géométrie au niveau de la largeur du ruban (Figure 3.3).

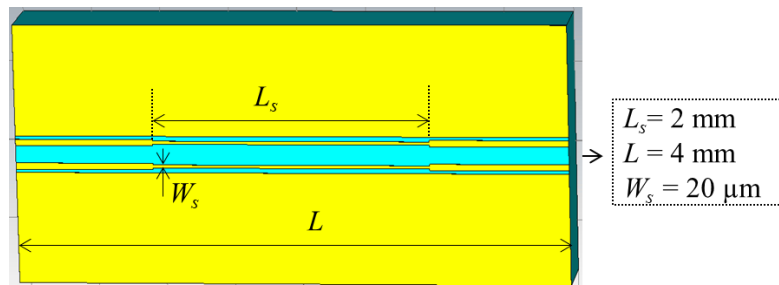


Figure 3.3 - Ligne désadaptée avec discontinuité au niveau de la largeur du ruban

Nous constatons que les facteurs de réflexion (S_{11}^{dd} , S_{22}^{dd} , S_{11}^{cc} , S_{22}^{cc}) (Figure 3.4) et les facteurs de transmission (S_{12}^{dd} , S_{21}^{dd} , S_{12}^{cc} , S_{21}^{cc}) (Figure 3.5) en modes différentiel et commun après correction, correspondent à ceux donnés par la simulation dans la bande de fréquence de 1 GHz à 40 GHz.

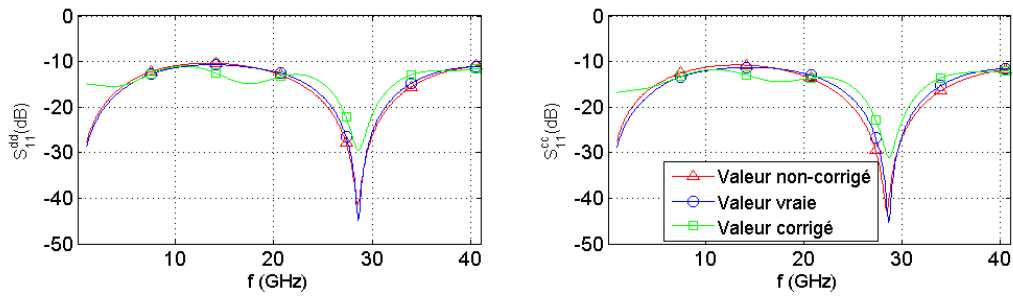


Figure 3.4 - Amplitude (dB) des coefficients de réflexion au port 1 en mode mixte (S_{11}^{dd} , S_{11}^{cc}) de la ligne désadaptée

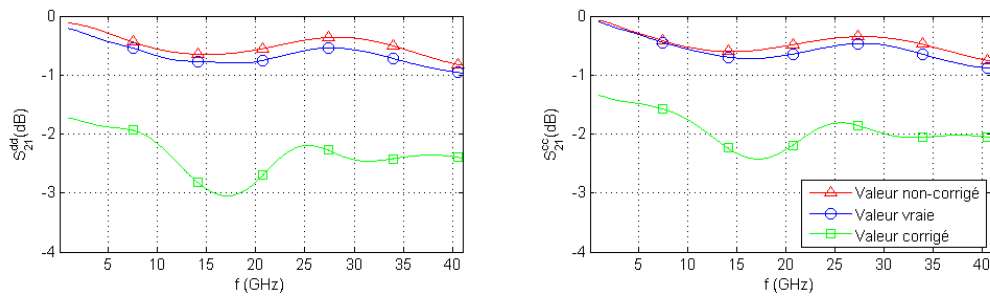


Figure 3.5 - Amplitude (dB) des coefficients de transmission (S_{21}^{dd} , S_{21}^{cc}) de la ligne désadaptée

Ligne déséquilibrée avec une résistance en série de 20 Ω insérée sur l'une des deux lignes couplées

Une résistance série est insérée dans l'une des deux lignes conductrices pour générer le déséquilibre de la ligne CCPW (Figure 3.6).

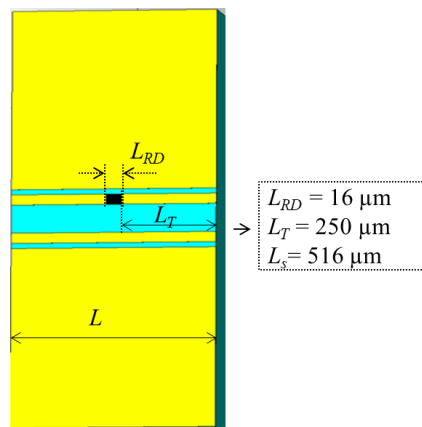


Figure 3.6 - Ligne déséquilibrée avec une résistance série

Les figures 3.7, 3.8 et 3.9 montrent une bonne concordance entre les paramètres S en mode mixte (coefficients de réflexion, de transmission et termes de conversion entre les modes) après étalonnage et ceux donnés par la simulation du DST seul.

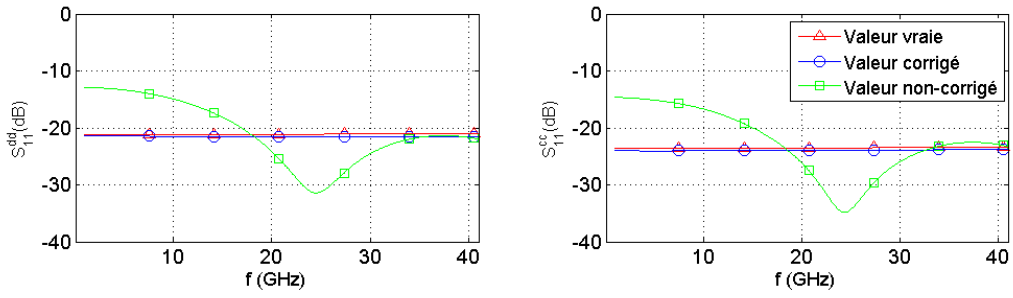


Figure 3.7 - Amplitude (dB) des coefficients de réflexion au port 1 en mode mixte (S_{11}^{dd} , S_{11}^{cc}) de la ligne désadaptée

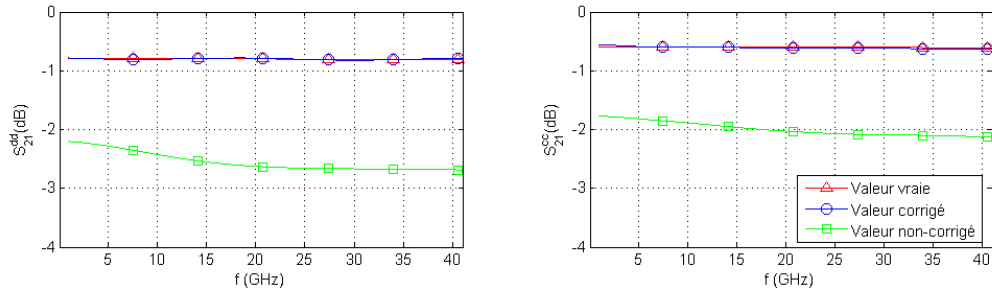


Figure 3.8 - Amplitude (dB) des coefficients de transmission (S_{21}^{dd} , S_{21}^{cc}) de la ligne désadaptée

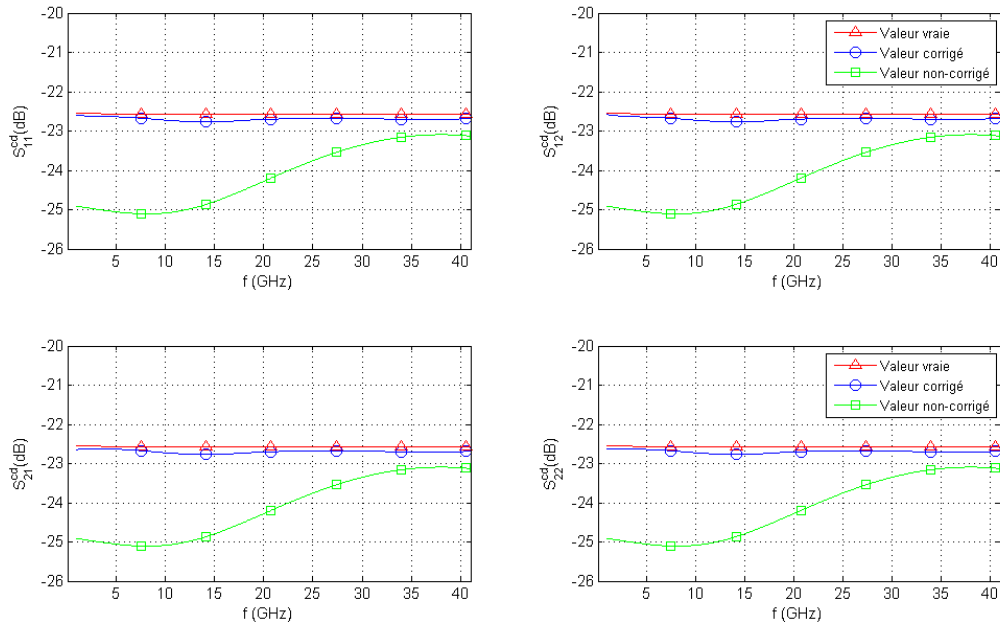


Figure 3.9 - Amplitude (dB) des termes de conversion (S_{11}^{cd} , S_{12}^{cd} , S_{21}^{cd} , S_{22}^{cd}) de la ligne déséquilibrée

L'algorithme Multimode TRL est validé par les données de simulation de lignes CCPW en configuration GSGSG et GSSG sur des structures ayant différents niveaux de couplage entre les deux lignes conductrices.

Bibliographie

- [1] A. Fantom, *Radio Frequency & Microwave Power Measurement*. IET, 1990.
- [2] D. E. Bockelman and W. R. Eisenstadt, "Combined differential and common-mode scattering parameters: theory and simulation," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 43, no. 7, pp. 1530–1539, Jul. 1995.
- [3] J. Hoffmann, "Traceable S-parameter measurements in coaxial transmission lines up to 70GHz," Doctoral Thesis, ETH Zurich, 2009.
- [4] P. Vincent, D. Allal, J. M. Lerat, A. Litwin, and F. L. Sidaner, "Métrologie des paramètres S : vers une meilleure traçabilité des analyseurs de réseaux vectoriels en France," in *16th International Congress of Metrology*, 2013.
- [5] C. Seguinot, P. Kennis, J.- Legier, F. Huret, E. Paleczny, and L. Hayden, "Multimode TRL. A new concept in microwave measurements: theory and experimental verification," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 5, pp. 536–542, May 1998.
- [6] G. F. Engen and C. A. Hoer, "Thru-Reflect-Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 27, no. 12, pp. 987–993, Dec. 1979.
- [7] M. Wojnowski, V. Issakov, G. Sommer, and R. Weigel, "Multimode TRL Calibration Technique for Characterization of Differential Devices," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 7, pp. 2220–2247, Jul. 2012.
- [8] L. Wan, Q. Li, Z. Wang, and J. Wu, "Improved Multimode TRL Calibration Method for Characterization of Homogeneous Differential Discontinuities," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 64, no. 3, pp. 694–703, Mar. 2015.
- [9] D. F. Williams and R. B. Marks, "Calibrating On-Wafer Probes to the Probe Tips," in *40th ARFTG Conference Digest*, Orlando, FL, USA, 1992, pp. 136–143.
- [10] M. Zeier, J. Hoffmann, and M. Wollensack, "Metas.UncLib —a measurement uncertainty calculator for advanced problems," *Metrologia*, vol. 49, no. 6, p. 809, 2012.
- [11] C. Calvo, "The differential-signal advantage for communications system design," *EETimes*. [Online]. Available: https://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1276467.
- [12] D. Grujić, M. Savić, C. Bingöl, and L. Saranovac, "Wide-bandwidth 60 GHz differential LNA in SiGe:C technology," in *Proceedings of Papers 5th European Conference on Circuits and Systems for Communications (ECCSC'10)*, 2010, pp. 71–74.
- [13] Teck Beng Lim and Lei Zhu, "A Differential-Mode Wideband Bandpass Filter on Microstrip Line for UWB Application," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 19, no. 10, pp. 632–634, Oct. 2009.
- [14] X. B. Li, M. J. Zhao, Z. H. Wu, and B. Li, "A high-linearity fully-differential mixer," in *2011 IEEE International Conference of Electron Devices and Solid-State Circuits*, 2011, pp. 1–2.
- [15] R. Bourtoutian, C. Delaveaud, and S. Toutain, "Differential antenna design and characterization," in *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, 2009, pp. 2398–2402.
- [16] J. I. Smith, "The Even- and Odd-Mode Capacitance Parameters for Coupled Lines in Suspended Substrate," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 19, no. 5, pp. 424–431, May 1971.
- [17] R. A. Speciale, "Even- and Odd-Mode Waves for Nonsymmetrical Coupled Lines in Nonhomogeneous Media," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 23, no. 11, pp. 897–908, Nov. 1975.
- [18] M. Steer, *Microwave and Rf design: a systems approach*. Zürich: SciTech, 2009.
- [19] T. C. Edwards and M. B. Steer, *Foundations for Microstrip Circuit Design*. John Wiley & Sons, 2016.
- [20] M. V. Schneider, "Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 48, no. 5, pp. 1421–1444, May 1969.
- [21] E. Hammerstad and O. Jensen, "Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design," in *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Washington, DC, USA, 1980, vol. 80, pp. 407–409.
- [22] S. Akhtarzad, T. R. Rowbotham, and P. B. Johns, "The Design of Coupled Microstrip Lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 23, no. 6, pp. 486–492, Jun. 1975.
- [23] R. M. Osmani, "Correction to 'The Design of Coupled Microstrip Lines' (Letters)," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 28, no. 6, pp. 672–673, Jun. 1980.
- [24] M. Kirschning and R. H. Jansen, "Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent Characteristic of Parallel Coupled Microstrip Lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 32, no. 1, pp. 83–90, Jan. 1984.

- [25] M. Kirschning and R. H. Jansen, "Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent Characteristics of Parallel Coupled Microstrip Lines (Corrections)," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 33, no. 3, pp. 288–288, Mar. 1985.
- [26] Jen-Tsai Kuo, Sin-Ping Chen, and Meshon Jiang, "Parallel-coupled microstrip filters with over-coupled end stages for suppression of spurious responses," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 13, no. 10, pp. 440–442, Oct. 2003.
- [27] Z. H. Tong, "A novel differential microstrip patch antenna and array at 79 GHz," in *Proc. Int. Antennas Propag. Symp.*, 2008.
- [28] C. P. Wen, "Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 17, no. 12, pp. 1087–1090, Dec. 1969.
- [29] I. Wolff, *Coplanar Microwave Integrated Circuits*. John Wiley & Sons, 2006.
- [30] M. Houdart, "Coplanar Lines: Application to Broadband Microwave Integrated Circuits," in *6th European Microwave Conference, 1976*, Rome, Italy, 1976, pp. 49–53.
- [31] C. P. Wen, "Coplanar-Waveguide Directional Couplers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 18, no. 6, pp. 318–322, Jun. 1970.
- [32] G. Ghione and C. U. Naldi, "Coplanar Waveguides for MMIC Applications: Effect of Upper Shielding, Conductor Backing, Finite-Extent Ground Planes, and Line-to-Line Coupling," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 35, no. 3, pp. 260–267, Mar. 1987.
- [33] R. N. Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*. John Wiley & Sons, 2004.
- [34] R. Garg, I. Bahl, and M. Bozzi, *Microstrip Lines and Slotlines, Third Edition*. Artech House, 2013.
- [35] V. F. Hanna and D. Thebault, "Analyse des coupleurs directs coplanaires," *Ann. Télécommunications*, vol. 39, no. 7–8, pp. 299–306, Jul. 1984.
- [36] B. C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*. Norwood, MA: Artech House, 1991.
- [37] D. A. Frickey, "Conversions between S, Z, Y, H, ABCD, and T parameters which are valid for complex source and load impedances," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 42, no. 2, pp. 205–211, Feb. 1994.
- [38] A. Ferrero and M. Pirola, "Generalized mixed-mode S-parameters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 1, pp. 458–463, Jan. 2006.
- [39] J. C. Tippet and R. A. Speciale, "A Rigorous Technique for Measuring the Scattering Matrix of a Multiport Device with a 2-Port Network Analyzer," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 30, no. 5, pp. 661–666, May 1982.
- [40] C. R. Curry, "How to calibrate through balun transformers to accurately measure balanced systems," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 3, pp. 961–965, Mar. 2003.
- [41] Koochoo Jung, R. L. Campbell, L. A. Hayden, W. R. Eisenstadt, and R. M. Fox, "Evaluation of Measurement Uncertainties Caused by Common and Cross Modes in Differential Measurements Using Baluns," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 6, pp. 1485–1492, Jun. 2008.
- [42] Anritsu, "Understanding Vector Network Analysis," 11410–00724A, 2013.
- [43] J. P. Dunsmore, *Handbook of Microwave Component Measurements: with Advanced VNA Techniques*. John Wiley & Sons, 2012.
- [44] V. Teppati, A. Ferrero, and M. Sayed, *Modern RF and Microwave Measurement Techniques*. Cambridge University Press, 2013.
- [45] Agilent Technologies, "Network Analyzer Basics," 5965-7917E, 2004.
- [46] Keysight Technologies, "Exploring the Architectures of Network Analyzers," 5965-7708E, Jul. 2014.
- [47] Keysight Technologies, "Keysight 2-Port and 4-Port PNA Network Analyzer," N5227-90002, 2017.
- [48] J. Dunsmore, K. Anderson, and D. Blackham, "Complete Pure-Mode Balanced Measurement System," in *2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 2007, pp. 1485–1488.
- [49] D. E. Bockelman and W. R. Eisenstadt, "Pure-mode network analyzer for on-wafer measurements of mixed-mode S-parameters of differential circuits," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, no. 7, pp. 1071–1077, Jul. 1997.
- [50] D. E. Bockelman and W. R. Eisenstadt, "Calibration and verification of the pure-mode vector network analyzer," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 7, pp. 1009–1012, Jul. 1998.
- [51] J. Maury and A. Mario, "Microwave Coaxial Connector Technology: A continuing Evolution," Connector guide, Dec. 2005.
- [52] Keysight Technologies, "Applying Error Correction to Network Analyzer Measurements," 5965-7709E, 2018.

- [53] S. Rehnmark, "On the Calibration Process of Automatic Network Analyzer Systems (Short Papers)," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 22, no. 4, pp. 457–458, Apr. 1974.
- [54] Cascade Microtech, "Making Accurate and Reliable 4-Port On-Wafer Measurements," 4PORT-AN-0209, 2009.
- [55] R. B. Marks, "A multiline method of network analyzer calibration," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 39, no. 7, pp. 1205–1215, Jul. 1991.
- [56] H.- Eul and B. Schiek, "Thru-Match-Reflect: One Result of a Rigorous Theory for De-Embedding and Network Analyzer Calibration," in *1988 18th European Microwave Conference*, 1988, pp. 909–914.
- [57] A. Davidson, K. Jones, and E. Strid, "LRM and LRRM Calibrations with Automatic Determination of Load Inductance," in *36th ARFTG Conference Digest*, 1990, vol. 18, pp. 57–63.
- [58] D. Rytting, "Advances in microwave error correction techniques." Hewlett-Packard RF & Microwave Symposium, 1987.
- [59] M. Microwave, "Verifying the Performance of Vector Network Analyzers," Application Note, Jul. 1999.
- [60] D. Rytting, "Network Analyzer Error Models and Calibration Methods." White Paper, Sep-1998.
- [61] R. B. Marks, "Formulations of the Basic Vector Network Analyzer Error Model including Switch-Terms," in *50th ARFTG Conference Digest*, 1997, vol. 32, pp. 115–126.
- [62] V. Teppati, A. Ferrero, and M. Sayed, *Modern RF and Microwave Measurement Techniques*. Cambridge University Press, 2013.
- [63] S. Padmanabhan, P. Kirby, J. Daniel, and L. Dunleavy, "Accurate broadband on-wafer SOLT calibrations with complex load and thru models," in *61st ARFTG Conference Digest, Spring 2003.*, 2003, pp. 5–10.
- [64] A. Ferrero and U. Pisani, "Two-port network analyzer calibration using an unknown 'thru,'" *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 2, no. 12, pp. 505–507, Dec. 1992.
- [65] H.- Eul and B. Schiek, "A generalized theory and new calibration procedures for network analyzer self-calibration," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 39, no. 4, pp. 724–731, Apr. 1991.
- [66] R. B. Marks and D. F. Williams, "A General Waveguide Circuit Theory," *J. Res. Natl. Inst. Stand. Technol.*, vol. 97, no. 5, pp. 533–562, 1992.
- [67] D. C. DeGroot, J. A. Jargon, and R. B. Marks, "Multiline TRL revealed," in *60th ARFTG Conference Digest, Fall 2002.*, 2002, pp. 131–155.
- [68] L. Hayden, "A hybrid probe-tip calibration for multiport vector network analyzers," in *2006 68th ARFTG Conference: Microwave Measurement*, Broomfield, CO, USA, 2006, pp. 1–8.
- [69] A. Ferrero, F. Sampietro, and U. Pisani, "Multiport vector network analyzer calibration: a general formulation," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 42, no. 12, pp. 2455–2461, Dec. 1994.
- [70] A. Rumiantsev and N. Ridler, "VNA calibration," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 9, no. 3, pp. 86–99, Jun. 2008.
- [71] T. Buber *et al.*, "Multimode TRL and LRL calibrated measurements of differential devices," in *64th ARFTG Microwave Measurements Conference, Fall 2004.*, Orlando, FL, USA, 2004, pp. 157–166.
- [72] M. P. David, *Microwave Engineering, 4th Edition*. John Wiley & Sons, 2009.
- [73] H. Votsi *et al.*, "Development of a reference wafer for on-wafer testing of extreme impedance devices," in *2016 88th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, Austin, TX, 2016, pp. 1–4.
- [74] G. Fisher, "A Guide to Successful on Wafer Rf Characterisation," presented at the ARMMS Conference, 2007.
- [75] COMSOL Multiphysics, "Software for Simulating Static and Low-Frequency Electromagnetics," *COMSOL Multiphysics*©. [Online]. Available: <https://www.comsol.fr/acdc-module>.
- [76] S. M. Musa, M. N. O. Sadiku, and K. T. Harris, "Modeling of Multiconductor Microstrip Systems on Microwave Integrated Circuits," presented at the Comsol conference, Boston, 2013.
- [77] CST Microwave Studio, "Workflow & Solver Overview, CST Studio Suite 2010," 2010.
- [78] D. F. Williams, R. B. Marks, and A. Davidson, "Comparison of On-Wafer Calibrations," in *38th ARFTG Conference Digest*, San Diego, CA, USA, 1991, pp. 68–81.
- [79] K. Chang, *Encyclopedia of RF and Microwave Engineering*. Wiley-Interscience, 2005.
- [80] D. E. Bockelman, "The theory, measurement, and applications of mode-specific scattering parameters with multiple modes of propagation," Doctoral Thesis, 1998.
- [81] Anritsu, "Precision RF & Microwave Components," 5965-7708E, Jun. 2011.
- [82] H. Votsi *et al.*, "Development of a reference wafer for on-wafer testing of extreme impedance devices," in *2016 88th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, 2016, pp. 1–4.

- [83] J. R. Brews, "Transmission line models for lossy waveguide interconnections in VLSI," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 33, no. 9, pp. 1356–1365, Sep. 1986.
- [84] D. F. Williams and R. B. Marks, "Transmission line capacitance measurement," *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 1, no. 9, pp. 243–245, Sep. 1991.
- [85] BIPM, "Evaluation of measurement data — Supplement 1 to the 'Guide to the expression of uncertainty in measurement' — Propagation of distributions using a Monte Carlo method.," 2008.
- [86] "Keysight 85058B_DB Calibration Kit Standards Definitions." [Online]. Available: http://na.support.keysight.com/pna/caldefs/85058B_DB.htm.
- [87] M. Wollensack, "METAS VNA Tools II - User Manual V2.1.1," 2018.
- [88] M. Wollensack, J. Hoffmann, J. Ruefenacht, and M. Zeier, "VNA Tools II: S-parameter uncertainty calculation," in *79th ARFTG Microwave Measurement Conference*, 2012, pp. 1–5.
- [89] EURAMET, "Guidelines on the Evaluation of Vector Network Analysers," No. 12, Mar. 2018.
- [90] D. Allal, B. Hall, P. Vincent, A. Litwin, and F. Ziadé, "Propagation automatique des incertitudes : application aux techniques d'auto-étalonnage des analyseurs de réseau vectoriels," in *17th International Congress of Metrology*, 2015.
- [91] B. D. Hall, D. Allal, A. Litwin, and F. Ziadé, "Evaluating the Uncertainty of Self-Calibrating VNA Procedures," in *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*, 2018, pp. 1–2.

Publications

T. D. Pham, D. Allal, F. Ziadé, and E. Bergeault, "Conception d'étalons coplanaires couplées pour la méthode d'étalonnage Multimode TRL", Journées Nationales Microondes, Saint-Malo, 16-19 Mai 2017.

T. D. Pham, D. Allal, F. Ziadé, and E. Bergeault, "Développement d'un jeu d'étalons planaires couplés en configuration « masse-signal-signal-masse » pour des mesures sous pointes de paramètres S en mode mixte", Journée de l'Association pour le Réseau des Micro-ondes en Ile-de-France (AREMIF), Paris, 06 Juin 2017.

T. D. Pham, D. Allal, F. Ziadé, and E. Bergeault, "Designing coupled coplanar waveguide standards for on-wafer mixed-mode S-parameter measurement", 18th International Congress of Metrology, 07009, EDP Sciences, 2017.

T. D. Pham, D. Allal, F. Ziadé, and E. Bergeault, "On-Wafer CPW Standards for S-Parameter Measurements of Balanced Circuits Up to 40 GHz", Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018), pp.1-2, 2018.

T. D. Pham, D. Allal, F. Ziadé, and E. Bergeault, "On-Wafer Coplanar Waveguide Standards for S-Parameter Measurements of Balanced Circuits Up to 40 GHz", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement 68, no. 6 (2019): 2160-2167.

T. D. Pham, D. Allal, F. Ziadé, and E. Bergeault, "Etalons coplanaires CCPW pour la mesure des paramètres S en mode mixte", Journées Nationales Microondes, Caen, 14-17 Mai 2019.

Titre : Conception et développement d'étalons pour la mesure des paramètres S en mode mixte de circuits intégrés et méthodes associées

Mots clés : Analyseur de réseau vectoriel 4-ports, circuit différentiel, étalonnage Multimode TRL, ligne coplanaire couplée, paramètres S en mode mixte, incertitude de mesure.

Résumé : Des circuits différentiels sont largement utilisés pour la conception de composants hyperfréquences principalement en raison de leur meilleure immunité au bruit. Ces circuits doivent être caractérisés au moyen de paramètres S en mode mixte (mode différentiel, mode commun et conversion entre les deux modes). De plus, la tendance à la miniaturisation et à l'intégration des dispositifs hyperfréquences conduit à l'utilisation de structures planaires ou coplanaires telles que les lignes micro-ruban ou les lignes coplanaires. La structure coplanaire avec les conducteurs déposés à la surface supérieure du substrat évite de réaliser des trous métallisés, et donc simplifie la fabrication et empêche l'apparition d'éléments parasites. Du point de vue de la métrologie électrique, il est nécessaire d'établir la traçabilité des mesures de paramètres S en mode mixte au Système International d'unités (SI). La méthode d'étalonnage Multimode Thru – Reflect – Line (TRL), dérivée de l'étalonnage TRL couramment utilisée pour les mesures de paramètres S de circuits asymétriques, est bien adaptée à cette problématique. En effet, l'impédance caractéristique, qui définit l'impédance de référence du système de mesure, peut être obtenue à partir des constantes de propagation déterminées lors de la procédure Multimode TRL et des capacités linéiques en DC.

Nous présentons la première conception et la réalisation d'un kit d'étalonnage Multimode TRL et d'un kit de vérification à base des lignes coplanaires couplées en configuration « Ground – Signal – Ground – Signal – Ground » sur un substrat de quartz (SiO_2) à faibles pertes diélectriques pour des mesures de paramètres S en mode mixte sur wafer de 1 GHz à 40 GHz.

Les mesures sont effectuées à l'aide de deux méthodes : l'approche « one-tier » basée sur la procédure d'étalonnage Multimode TRL afin de déterminer et de corriger l'ensemble des erreurs systématiques ou bien l'approche « two-tier » qui fractionne la détermination et la correction des termes d'erreur en deux étapes dont la deuxième est associée à la méthode Multimode TRL. La faisabilité et la validation de ces techniques sont démontrées par des mesures d'éléments de vérification, constitués de lignes (adaptées, désadaptées et déséquilibrées) et d'atténuateurs en T, qui montrent un très bon accord entre les valeurs mesurées et simulées. La propagation des incertitudes est évaluée soit à partir du calcul des dérivées partielles à l'aide de l'outil Metas.Unclib ou bien par simulation numérique basée sur la méthode de Monte Carlo. La précision des mesures de paramètres S sous pointes dépend des sources d'influence attribuées aux mesures et aux imperfections des étalons telles que le bruit et la non-linéarité de l'analyseur de réseaux vectoriel, la stabilité des câbles, la répétabilité des mesures et la sensibilité dans la réalisation des étalons. Faute de temps, nous nous limitons à estimer la propagation d'incertitudes liées à la répétabilité de mesure des étalons et du dispositif sous test (DST) aux valeurs des paramètres S corrigés 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 avec précision à cause de l'influence significative de la non-linéarité des fonctions mathématiques de l'algorithme Multimode TRL. La méthode Monte Carlo s'avère alors plus précise bien qu'elle nécessite des temps de calcul très longs.

Title: Design and development standards for mixed-mode S-parameters measurement of integrated circuits and associated methods

Keywords: four-port vector network analyzer, differential circuit, Multimode TRL calibration, coupled coplanar waveguide, mixed-mode scattering parameters, measurement uncertainty.

Abstract: Differential circuits are widely used in the design of high frequency components mainly because of their better noise immunity. These circuits can be characterized using mixed-mode S parameters (differential- and common-mode S-parameters and cross-mode terms). Furthermore, the trend toward miniaturization and integration of microwave devices increases the need for planar or coplanar microwave integrated circuits such as micro-strip lines or coplanar waveguides. The ungrounded coplanar waveguide structure with all the conductors located on the same side of the substrate eliminates the need for via-holes, and thus simplifies manufacturing and prevents the appearance of some parasitic elements. From the viewpoint of electrical metrology, it is necessary to establish the traceability of the mixed-mode S-parameter measurements to the International System of Units (SI). The Multimode Thru-Reflect-Line (TRL) calibration method, derived from the commonly-used TRL calibration for S-parameter measurements of single-ended circuits, is particularly well suited for this purpose as the standards are traceable via dimensional measurements. The characteristic impedance, which defines the reference impedance of the measurement system, can be achieved from the propagation constants determined during the Multimode TRL calibration and the capacitances per unit length of the transmission line.

We present the first design and realization of Multimode TRL calibration and verification kits using coupled coplanar lines in the "Ground - Signal - Ground - Signal - Ground" configuration on quartz (SiO_2), the low-loss substrate, for on-wafer mixed-mode S-parameter measurements from 1 GHz to 40 GHz.

Measurements are performed using two methods: the "one-tier" technique, based on the Multimode TRL calibration procedure, determines and corrects all systematic errors. The "two-tier" approach, in which the Multimode TRL is applied at the second-tier, is applied to measurement data that were partially corrected by the first calibration. The feasibility and the validation of the methods are demonstrated by measurements of matched, mismatched and unbalanced lines and T-attenuators showing good agreement between simulated and measured results.

The propagation of uncertainty can be derived by the calculation of partial derivatives using the Metas.Unclib tool or by the numerical approach based on the Monte Carlo technique. The accuracy of on-wafer S-parameter measurements depends on sources of influence attributed to the measurements and to the imperfections of the standards such as the VNA noise and non-linearity, the cable stability, the measurement repeatability, and the sensitivity in calibration standards' realization. We focus, first and foremost, on the propagation of uncertainties related to the repeatability of the standards and the device under test measurements to the corrected mixed-mode S-parameters of the mismatched line. The results show that the partial derivatives approach based on an approximation of the first-order Taylor series cannot be accurately used due to the significant influences of non-linear functions in the Multimode TRL algorithm. The Monte Carlo method is then more precise although it requires very long computation time.