

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 décrivons 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.

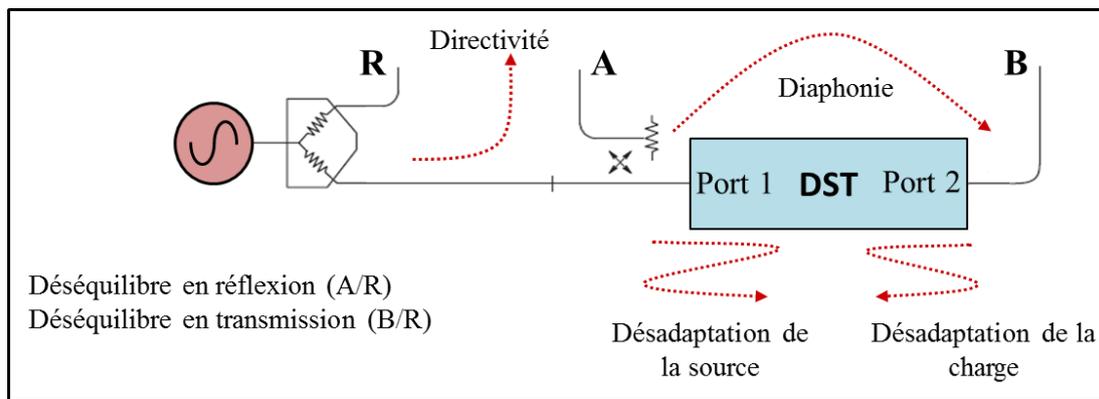


Figure II.1 - Sources d'erreurs systématiques du système de mesure des paramètres S

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].

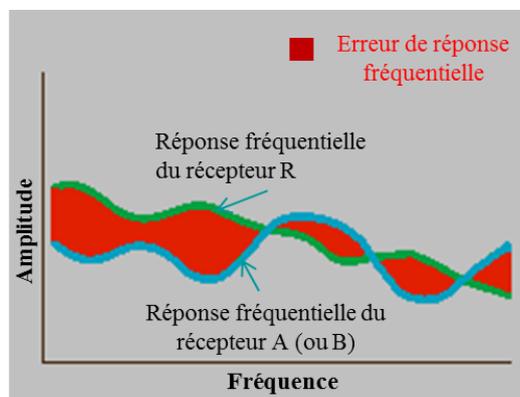


Figure II.2 - Illustration de l'erreur de réponse fréquentielle de l'ARV

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.

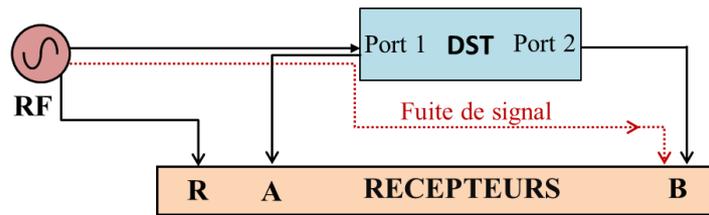


Figure II.3 - Diaphonie due à la fuite du signal de source

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).

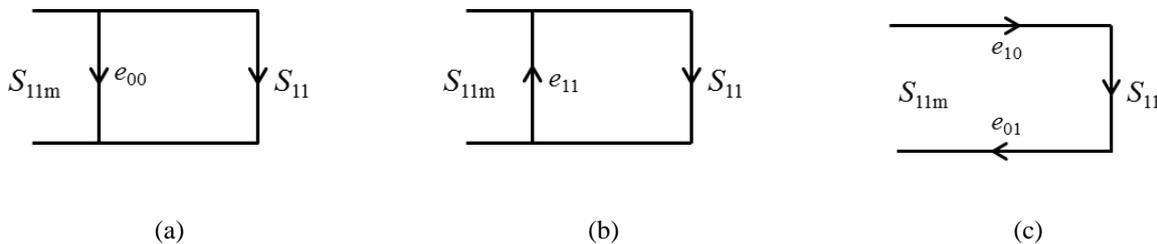


Figure II.4 - Diagramme de fluence des mesures en réflexion : (a) directivité, (b) désadaptation de la source, (c) déséquilibre en réflexion

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**.

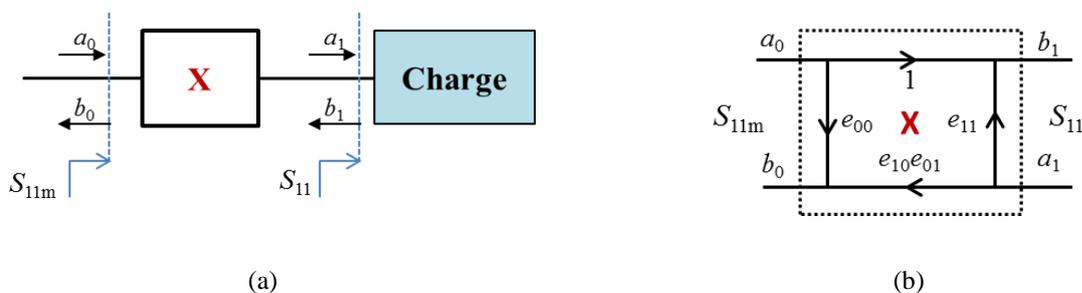


Figure II.5 - (a) insertion d'un quadripôle d'erreur **X** pour la mesure d'une charge, (b) modèle d'erreur à un port

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.

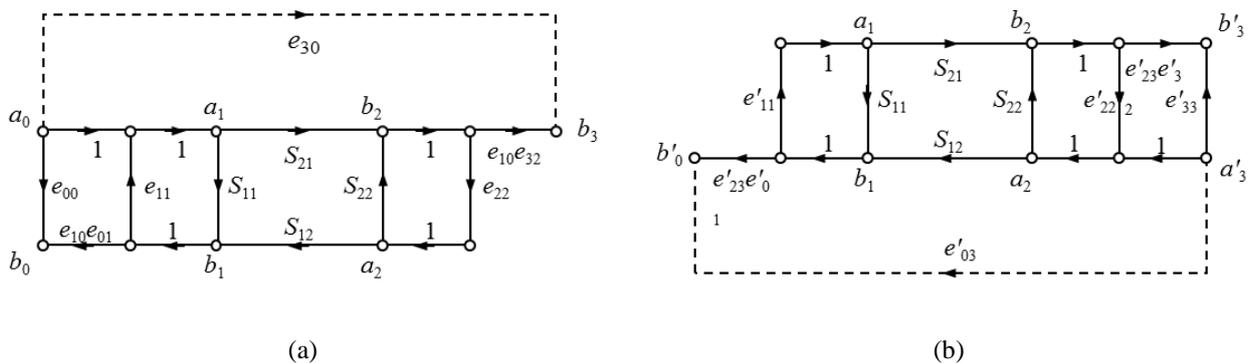


Figure II.6 - Diagramme de fluence selon les deux états du commutateur : (a) sens direct, (b) sens inverse

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.

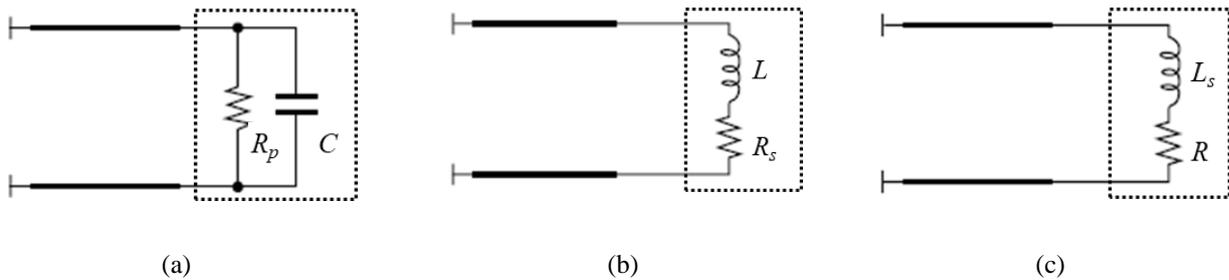


Figure II.7 - Modèle équivalent de charges : (a) circuit-ouvert, (b) court-circuit, (c) charge adaptée

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].

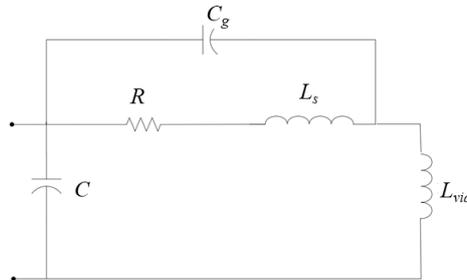


Figure II.8 - Modèle électrique de charge adaptée

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).

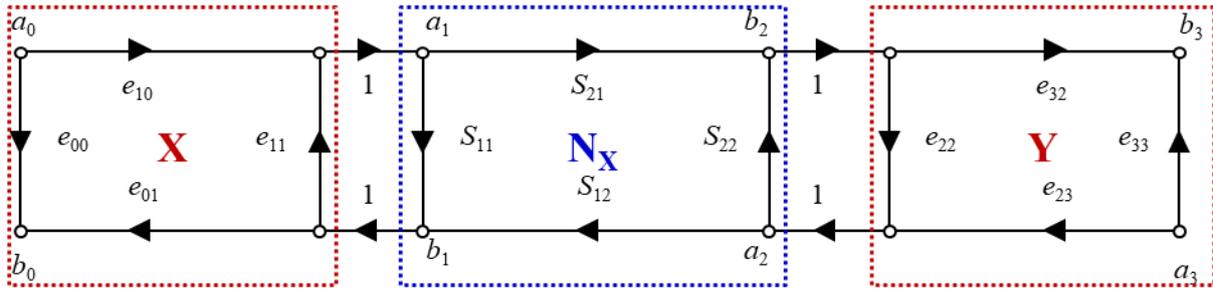


Figure II.9 - Modèle à huit termes d'erreur

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 reliée 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 :

$$\mathbf{X} = \frac{1}{e_{10}} \begin{bmatrix} -\Delta_X & e_{00} \\ -e_{11} & 1 \end{bmatrix} \text{ avec } \Delta_X = e_{00}e_{11} - e_{10}e_{01}$$

(II.9)

$$\bar{\mathbf{Y}} = \frac{1}{e_{32}} \begin{bmatrix} -\Delta_Y & e_{22} \\ -e_{33} & 1 \end{bmatrix} \text{ avec } \Delta_Y = e_{22}e_{33} - e_{32}e_{23}$$

(II.10)

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

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

(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).

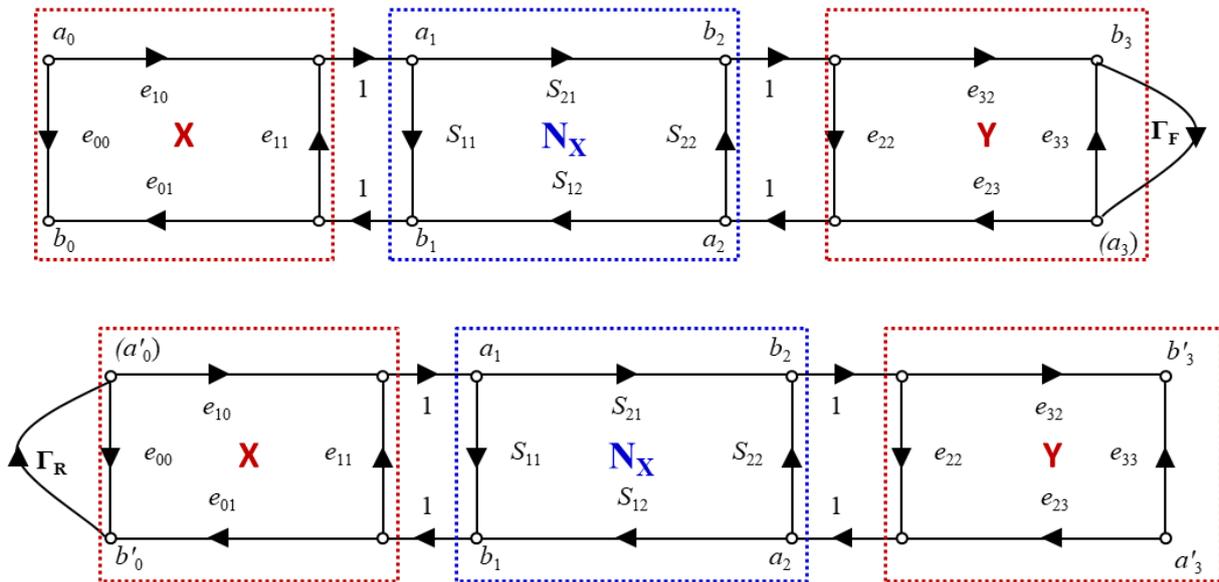


Figure II.10 - Modèle à huit termes d'erreur avec la prise en compte des deux états du commutateur

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] :

$$S'_{11m} = \frac{S_{11m} - S_{12m}S_{21m}\Gamma_F}{D}, S'_{12m} = \frac{S_{12m} - S_{11m}S_{12m}\Gamma_R}{D}$$

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

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

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).

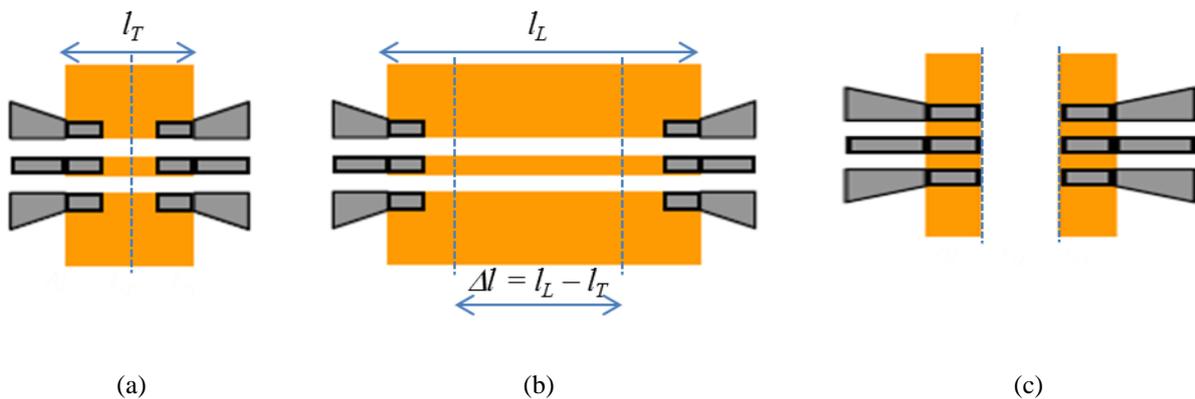


Figure II.11 - Exemple des étalons TRL : (a) Thru, (b) Line, (c) Reflect (court-circuit)

❖ 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.

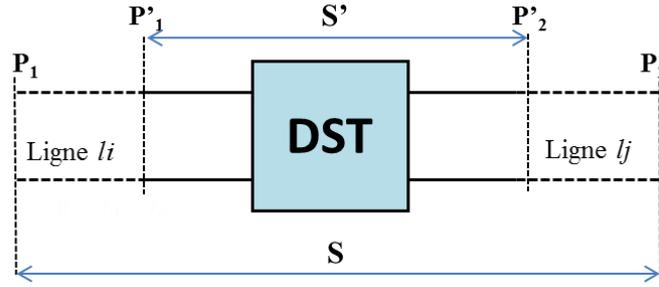


Figure II.12 - Changement des plans de référence des paramètres S

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 50Ω . 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 50Ω 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 requises	Nombre de termes d'erreur associés	Caractéristiques requises	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].

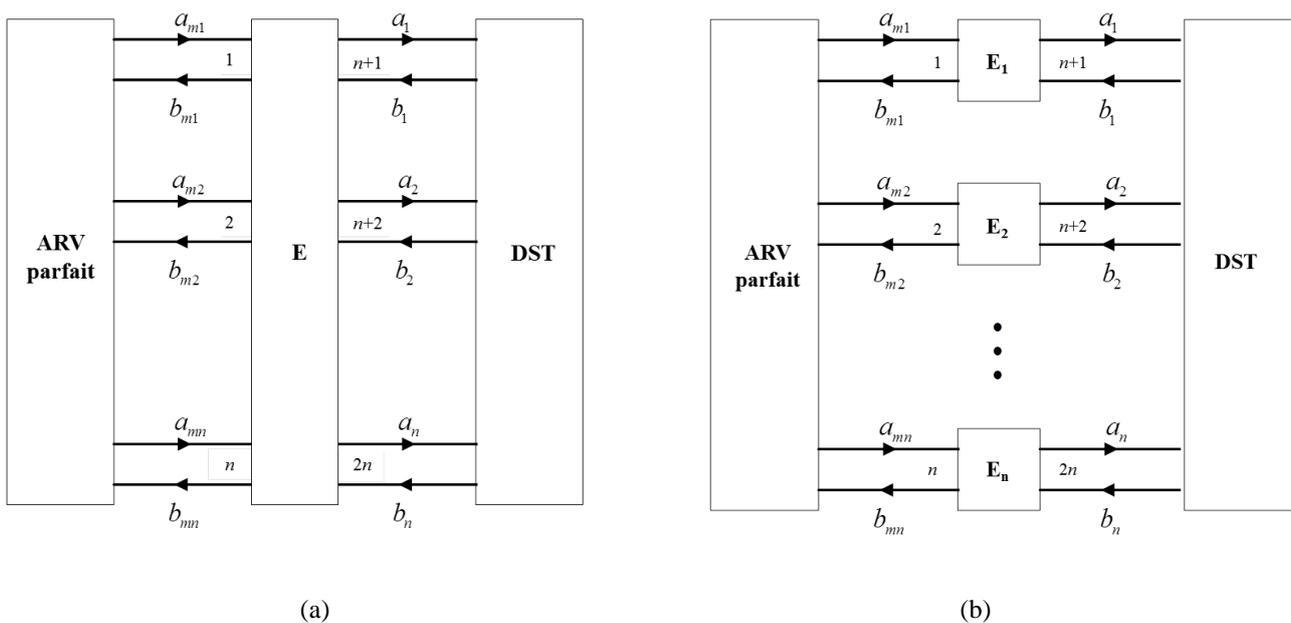


Figure II.13 - Modèle d'erreur d'un ARV n -ports : (a) modèle complet, (b) modèle sans tenir compte de la diaphonie

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}'_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)).

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

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

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}_m de mesure s'écrivent alors :

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

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

où \mathbf{A}_{m_diag} représente la matrice diagonale de la matrice \mathbf{A}_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}_m représente la relation entre les éléments de la matrice \mathbf{S}_m et les quatre termes des commutateurs :

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

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

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

$$\mathbf{C}_m = \begin{bmatrix} 1 & S_{12m}\Gamma_1 & S_{13m}\Gamma_1 & S_{14m}\Gamma_1 \\ S_{21m}\Gamma_2 & 1 & S_{23m}\Gamma_2 & S_{24m}\Gamma_2 \\ S_{31m}\Gamma_3 & S_{32m}\Gamma_3 & 1 & S_{34m}\Gamma_3 \\ S_{41m}\Gamma_4 & S_{42m}\Gamma_4 & S_{43m}\Gamma_4 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

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).

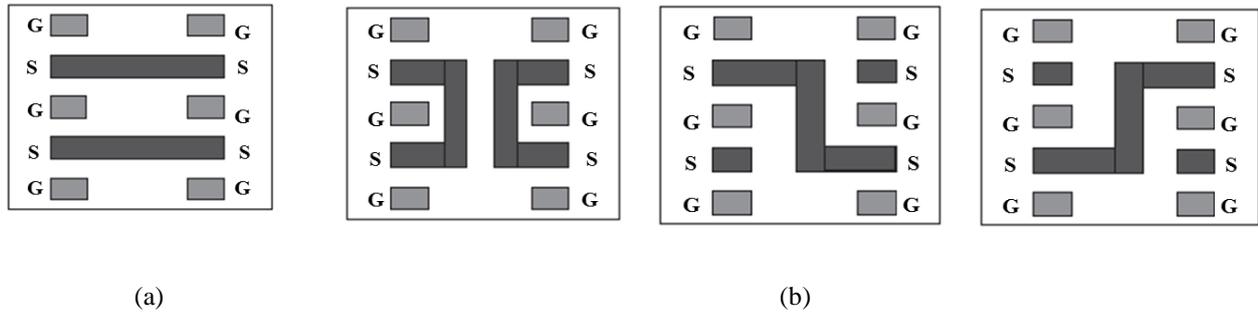


Figure II.14 - Exemple d'étalons Thru pour l'étalonnage multiport : (a) ligne droite, (b) ligne coudée

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 réciprocity 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).

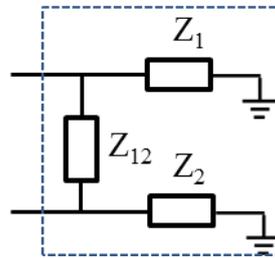


Figure II.15 - Etalon Reflect constitué de trois impédances Z_1 , Z_2 et Z_{12}

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

Z_1	Z_2	Z_{12}	Matrice \mathbf{S} classique	Matrice \mathbf{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 \mathbf{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 \mathbf{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).

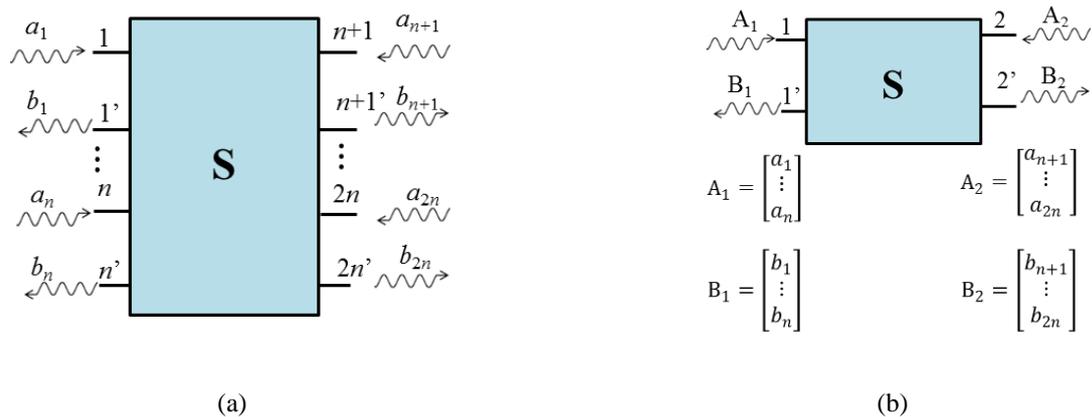


Figure II.16 - (a) dispositif à $2n$ -ports physiques, (b) généralisation de la matrice S d'un dispositif à $2n$ -ports physiques

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 :

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

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

Chaque sous-matrice (\mathbf{S}_{11} , \mathbf{S}_{12} , \mathbf{S}_{21} , \mathbf{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.

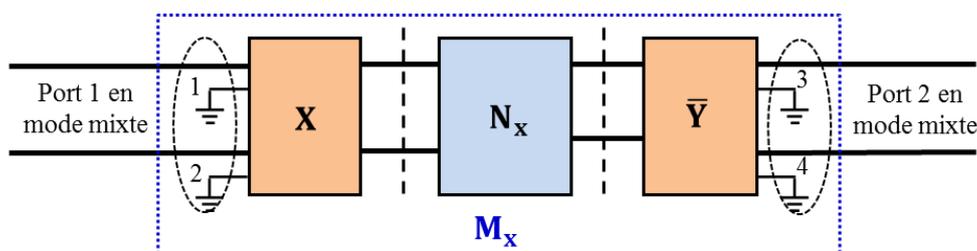


Figure II.17 - Modèle de mesure du DST différentiel à quatre-ports physiques correspondant à deux ports logiques en mode mixte

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 \mathbf{P} et \mathbf{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 \mathbf{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 \mathbf{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 prend 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 \mathbf{X} et \mathbf{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 \mathbf{X} et \mathbf{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.

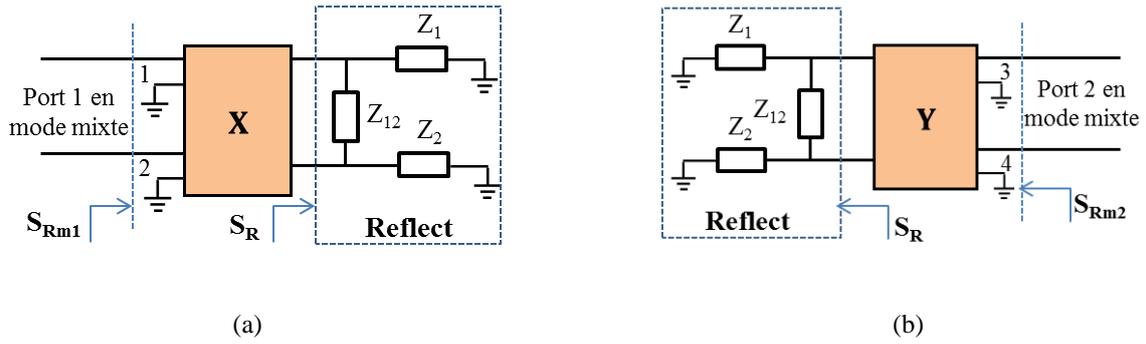


Figure II.18 - Mesure de l'étalon Reflect : (a) au port 1 en mode mixte, (b) au port 2 en mode mixte

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 - Matrice \mathbf{M}_X connue par la mesure - Matrice \mathbf{N}_X inconnue	$\mathbf{M}_X = \mathbf{X} \cdot \mathbf{N}_X \cdot \bar{\mathbf{Y}}$ (II.45)
2	Mesure des étalons Thru et Line - Matrices \mathbf{M}_T et \mathbf{M}_L données par la mesure - Matrices \mathbf{N}_T et \mathbf{N}_L inconnues - Matrices P et Q semblables : matrice Q connue, matrice P inconnue	$\mathbf{M}_T = \mathbf{X} \cdot \mathbf{N}_T \cdot \bar{\mathbf{Y}} ; \mathbf{M}_L = \mathbf{X} \cdot \mathbf{N}_L \cdot \bar{\mathbf{Y}}$ (II.46) $\mathbf{Q} = \mathbf{M}_L \cdot \mathbf{M}_T^{-1} ; \mathbf{P} = \mathbf{N}_L \cdot \mathbf{N}_T^{-1}$ (II.47)
3	Estimation des 4 constantes de propagation complexes ($\pm\gamma_{dm}, \pm\gamma_{cm}$) à partir de la matrice Q connue - Valeurs propres (λ_i) et matrice des vecteurs propres (\mathbf{W}_0) de la matrice Q connues - Δl connue - Estimation des constantes de propagation	$eig(\mathbf{Q}) = [\lambda_i, \mathbf{W}_0], i = 1, \dots, 4$ (II.48) $eig(\mathbf{P}) = (e^{-\gamma_{dm} \cdot \Delta l}, e^{-\gamma_{cm} \cdot \Delta l}, e^{\gamma_{dm} \cdot \Delta l}, e^{\gamma_{cm} \cdot \Delta l})$ (II.49) $eig(\mathbf{Q}) = eig(\mathbf{P}) = \lambda_i, i = 1, \dots, 4$ (II.50) $\gamma_i = \alpha_i + j\beta_i = \ln(\lambda_i) i = 1, \dots, 4$ (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>	$\mathbf{X} = \mathbf{X}_0 \cdot \mathbf{K} \text{ avec } \mathbf{X}_0 = \mathbf{W}_0 \quad (\text{II.53})$
		<p>$\mathbf{Y} = \mathbf{Y}_0 \cdot \tilde{\mathbf{K}}$ avec $\mathbf{Y}_0 = \overline{\mathbf{X}_0^{-1} \cdot \mathbf{M}_T} \cdot \tilde{\mathbf{N}}_T$</p> <p>La matrice $\tilde{\mathbf{T}}$ d'une matrice \mathbf{T} quelconque s'écrit :</p> $\tilde{\mathbf{T}} = \begin{bmatrix} \mathbf{O} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{O} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{T} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{O} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{O} \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$
		$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{K}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.55})$ <p>avec $\mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix}, \mathbf{K}_2 = \begin{bmatrix} k_3 & 0 \\ 0 & k_4 \end{bmatrix}$</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 	$\mathbf{K} = \mathbf{K}_0 \cdot \hat{\mathbf{K}} \quad (\text{II.62})$
		$\mathbf{K}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{G}_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.63})$

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

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.

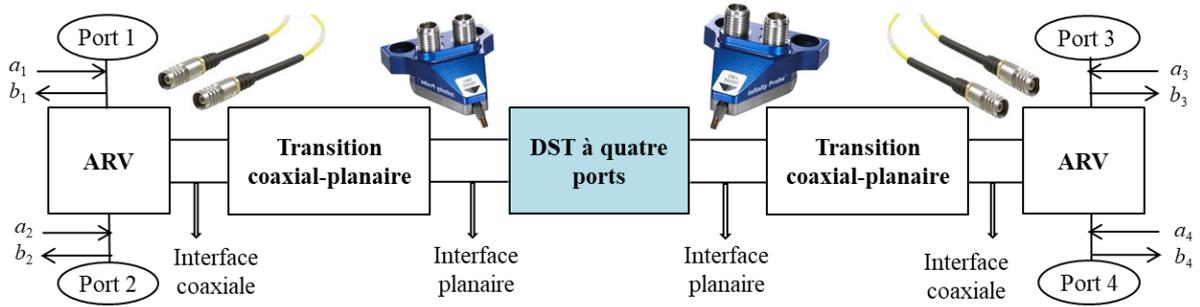


Figure II.19 - Modèle de mesure des paramètres S en mode mixte sous pointes

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).

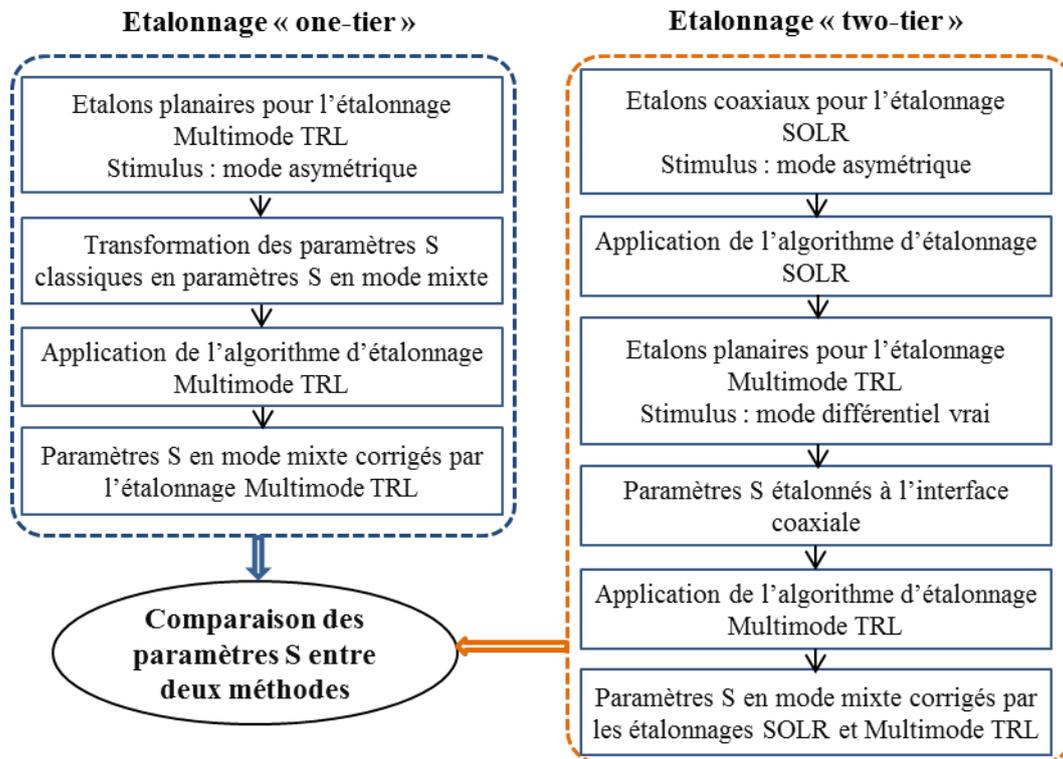


Figure II.20 - Méthodes de mesure avec l'étalonnage « one-tier » et « two-tier »

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.