

# 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).

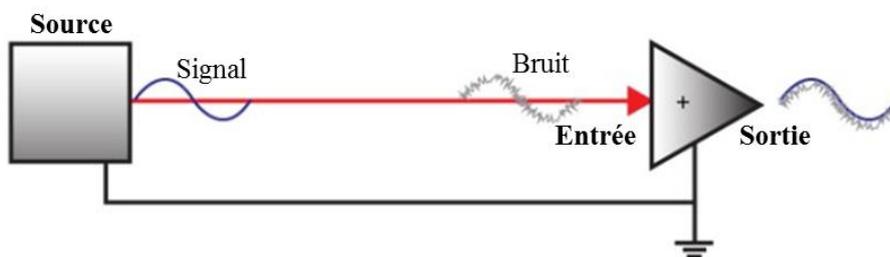


Figure I.1 - Structure asymétrique utilisant deux conducteurs

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.

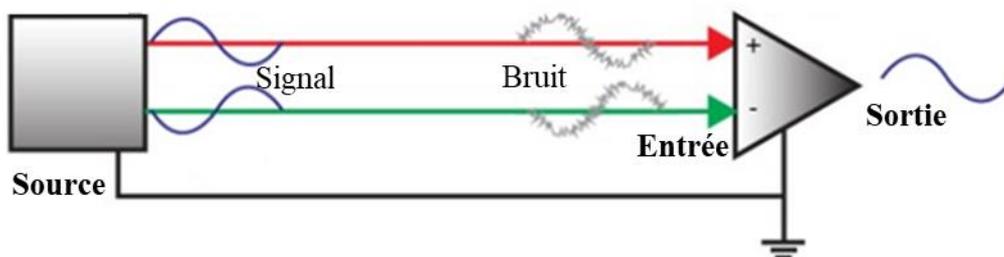


Figure I.2 - Immunité au bruit des circuits différentiels

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.

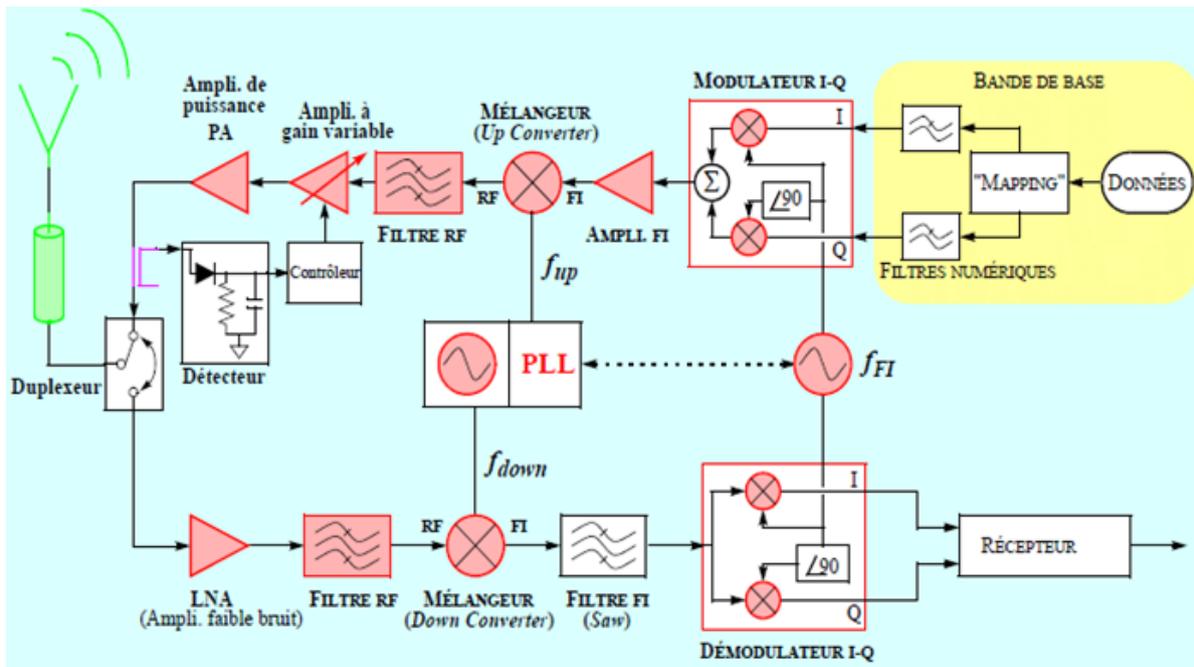


Figure I.3 - Architecture classique d'un système émetteur-récepteur RF hétérodyne

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).

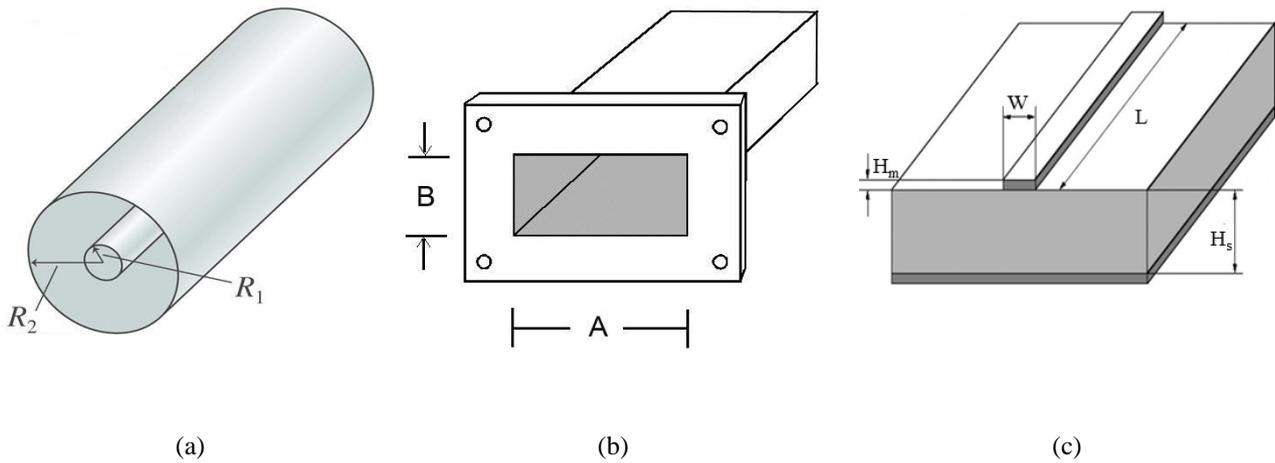


Figure I.4 - Supports de transmission : (a) ligne coaxiale, (b) guide rectangulaire, (c) ligne micro-ruban

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  $180^\circ$  (Figure I.5a). Les signaux du mode pair circulant sur les deux lignes ont la même amplitude avec un déphasage relatif de  $0^\circ$  (Figure I.5b).

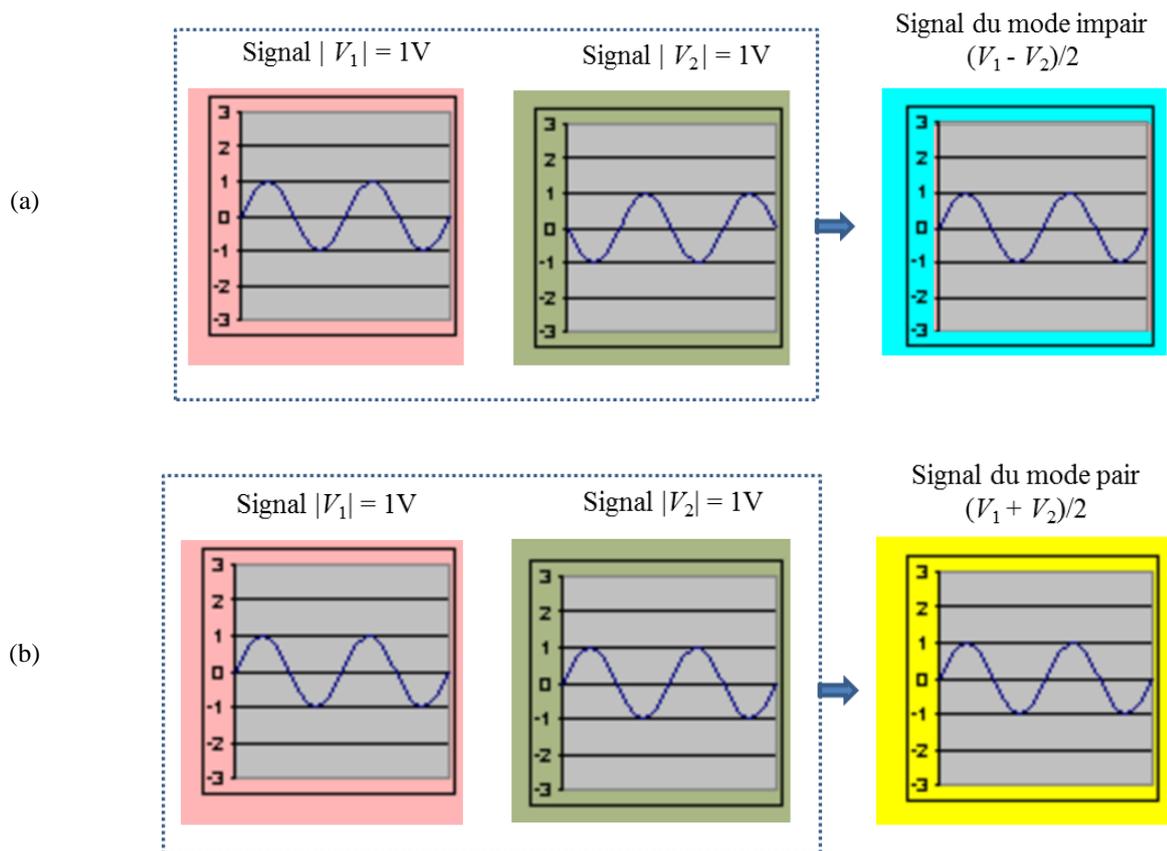


Figure I.5 - Définition des signaux de deux modes de propagation : (a) mode impair, (b) mode pair

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).

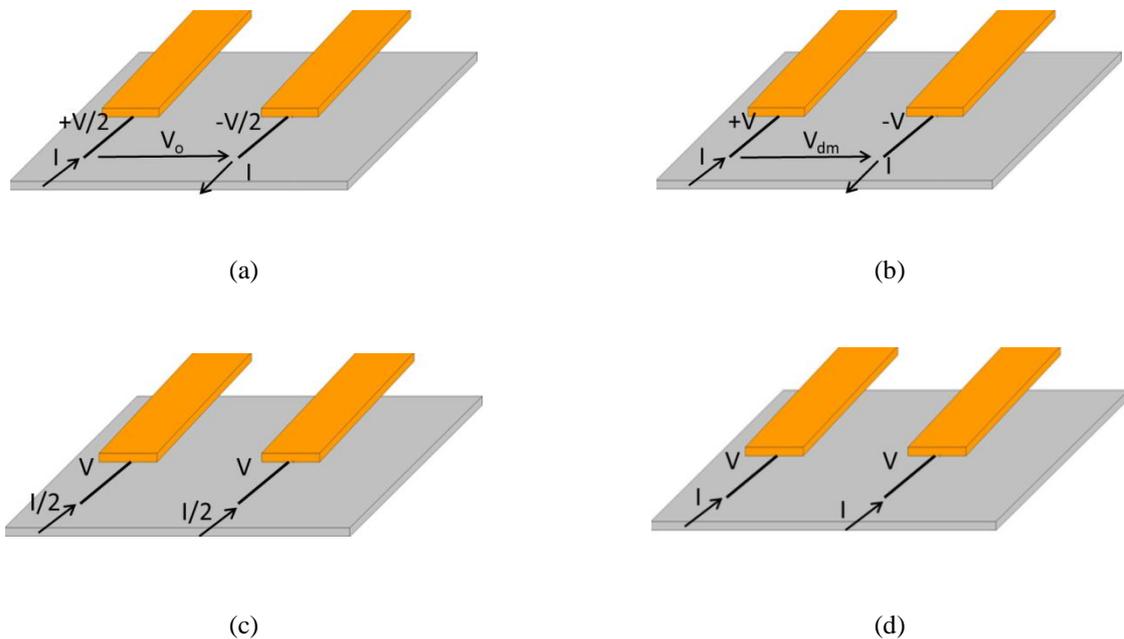


Figure I.6 - Définition des tensions et des courants : (a) mode impair, (b) mode différentiel, (c) mode pair, (d) mode commun

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.

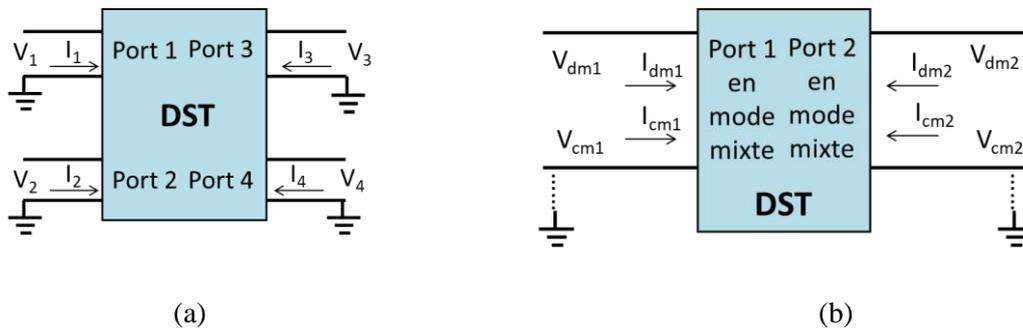


Figure I.7 - Tensions et courants d'un DST : (a) quatre ports physiques, (b) deux ports logiques en mode mixte

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  $\Omega$  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  $50 \Omega$ , les impédances caractéristiques des modes différentiel et commun sont donc respectivement égales à  $100 \Omega$  et  $25 \Omega$ .

## 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  $\epsilon_r$  [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.

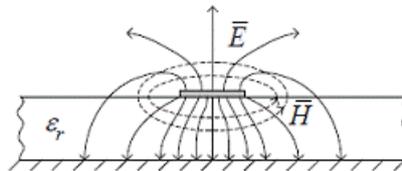


Figure I.8 - Champs électrique ( $\vec{E}$ ) et magnétique ( $\vec{H}$ ) d'une ligne microstrip

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  $\epsilon_{eff}$  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.

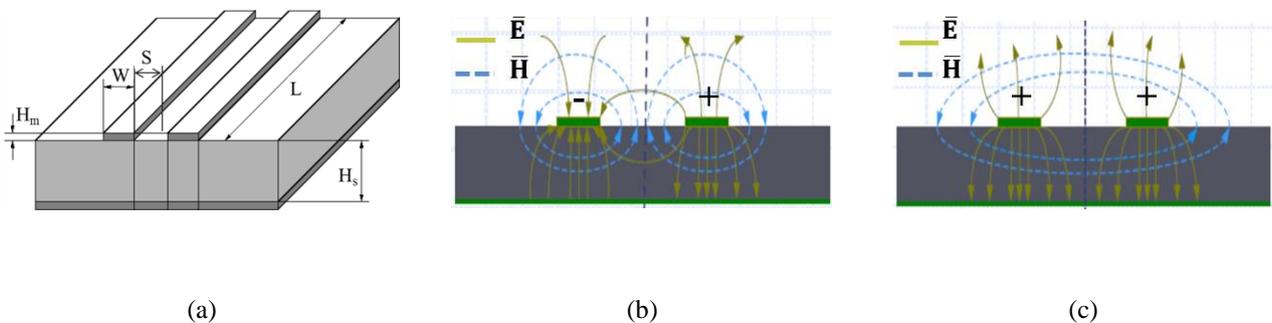


Figure I.9 - (a) topologie de la ligne MS couplée, (b) lignes de champs électromagnétiques de mode impair, (c) lignes de champs électromagnétiques de mode pair

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 ( $G$ ).

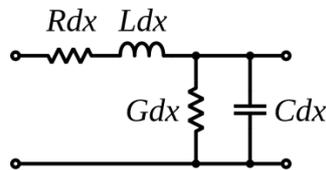


Figure I.10 - Circuit équivalent d'une longueur infinitésimale de la ligne ( $dx$ )

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.

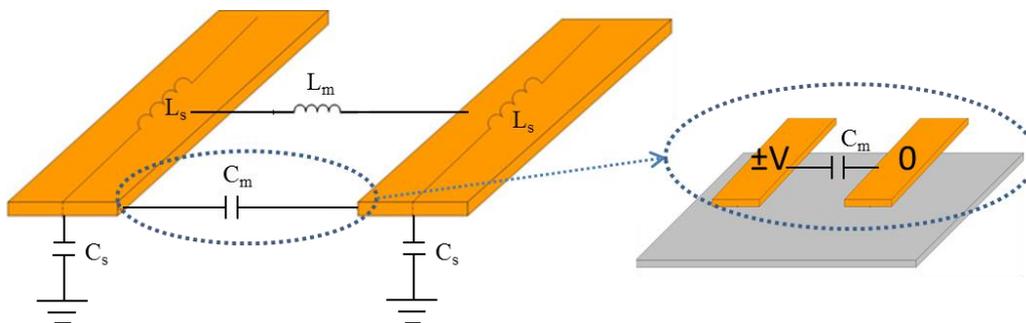


Figure I.11 - Représentation en éléments localisés ( $L$ ,  $C$ ) d'une longueur infinitésimale de ligne MS couplée sans pertes

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  $180^\circ$ , 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 :

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

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].

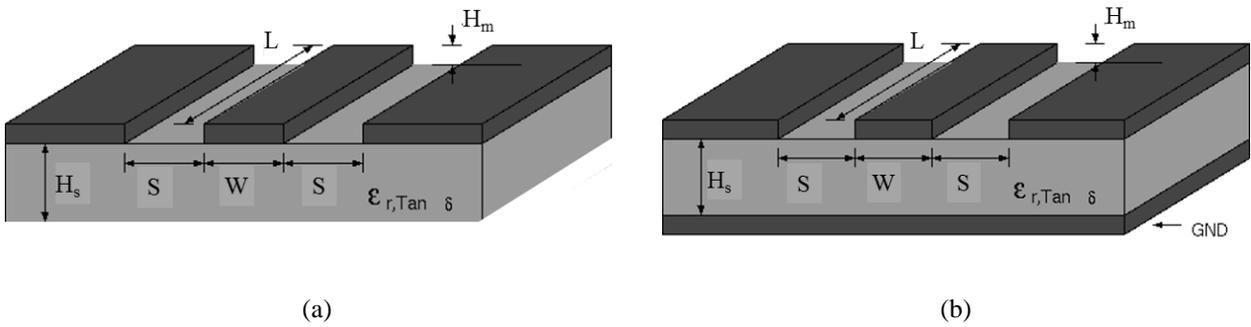


Figure I.12 - Topologie d'une ligne CPW : (a) sans plan de masse supplémentaire au-dessous d'un substrat, (b) avec plan de masse supplémentaire au-dessous d'un substrat

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  $180^\circ$ , 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.

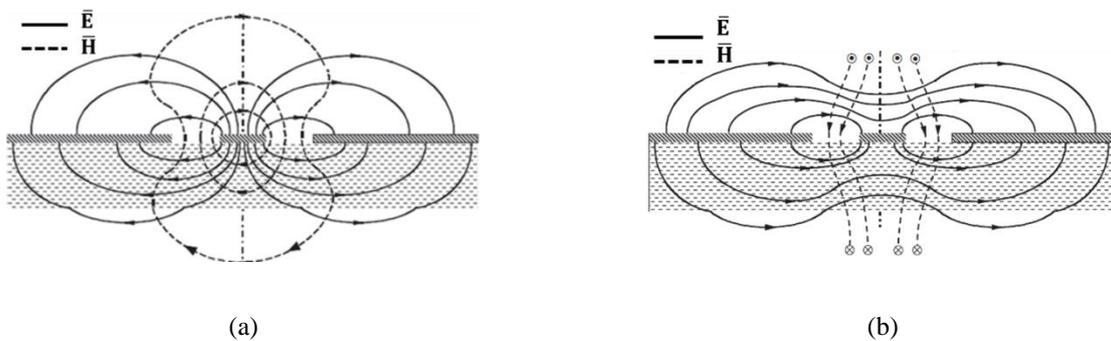


Figure I.13 - Lignes de champ électromagnétique d'une ligne CPW de mode (a) quasi-TEM (b) quasi-TE

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 ( $H_c$ ) et la permittivité relative ( $\epsilon_r$ ) 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  $30 \Omega$  à  $140 \Omega$ ) plus étendue par rapport à la technologie MS (de  $25 \Omega$  à  $95 \Omega$ ) [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].

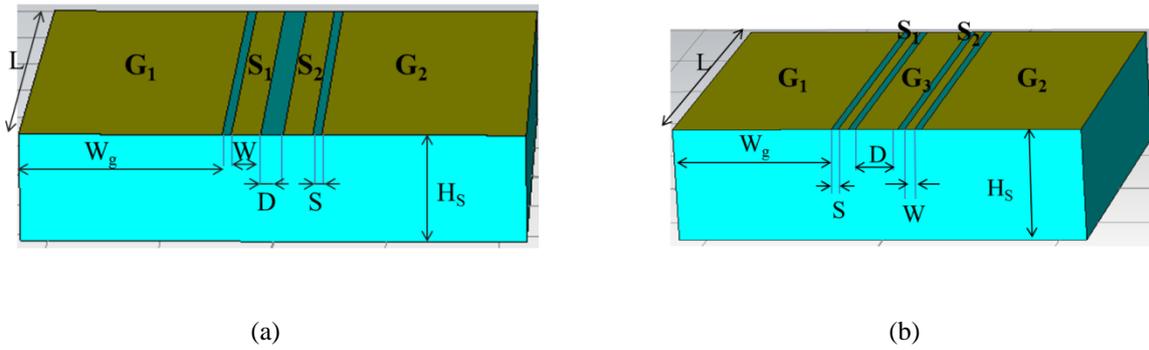


Figure I.14 - Topologie de la ligne CCPW en configuration : (a) GSSG, (b) GSGSG

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

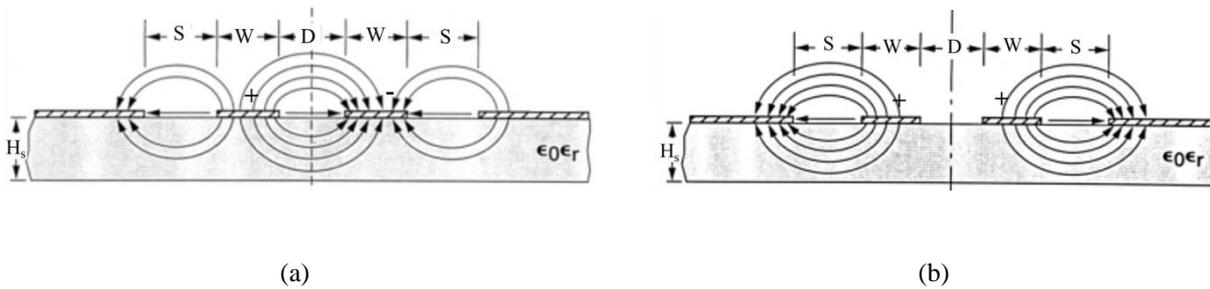


Figure I.15 - Lignes de champ électrique d'une ligne CCPW en configuration GSSG de modes : (a) impair (b) pair

Comme pour la ligne MS couplée, les deux rubans de la ligne CCPW ont des potentiels de même amplitude et de déphasage égal à  $180^\circ$  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 ( $\epsilon_{eff}$ ) 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 ( $\epsilon_{effo}$ ) et pair ( $\epsilon_{effe}$ ) 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  $\epsilon_r$ .

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 planeaire 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  $\epsilon_{eff}$  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 Kirchoff 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.

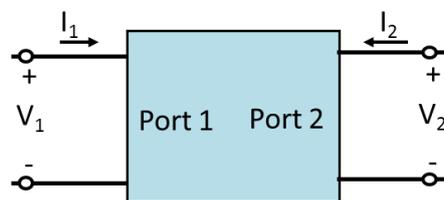


Figure I.16 - Tensions et courants d'un quadripôle

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  $\Omega$ . 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  $\mathbf{S}$  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  $\mathbf{S}$  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  $50 \Omega$ .

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).

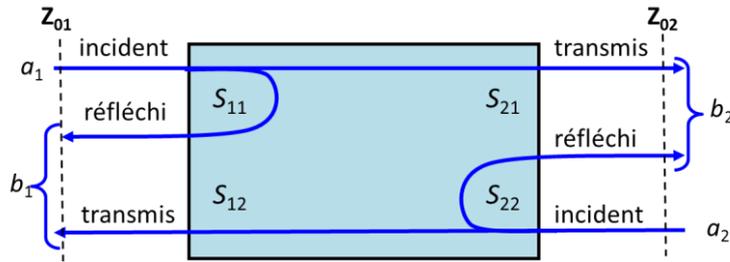


Figure I.17 - Ondes incidentes et réfléchies d'un quadripôle

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 :

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} ; S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} ; S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (\text{I.16})$$

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 cascadiée. 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.

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

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).

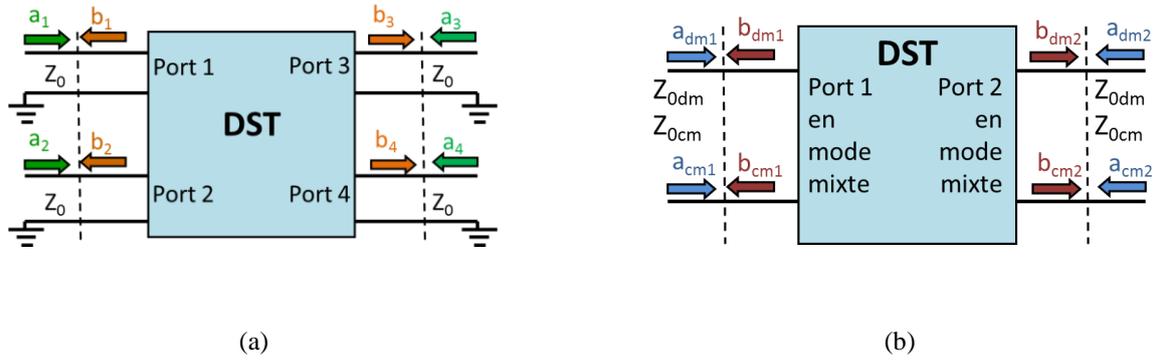


Figure I.18 - Ondes incidentes et réfléchies d'un DST : (a) à quatre ports physiques, (b) à deux ports logiques en mode mixte

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  $100 \Omega$  et  $25 \Omega$ . 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 :

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

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

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
$\begin{bmatrix} b_{dm1} \\ b_{dm2} \\ b_{cm1} \\ b_{cm2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^{dd} & S_{12}^{dd} & S_{11}^{dc} & S_{12}^{dc} \\ S_{21}^{dd} & S_{22}^{dd} & S_{21}^{dc} & S_{22}^{dc} \\ S_{11}^{cd} & S_{12}^{cd} & S_{11}^{cc} & S_{12}^{cc} \\ S_{21}^{cd} & S_{22}^{cd} & S_{21}^{cc} & S_{22}^{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{dm1} \\ a_{dm2} \\ a_{cm1} \\ a_{cm2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} b_{dm1} \\ b_{cm1} \\ b_{dm2} \\ b_{cm2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^{dd} & S_{11}^{dc} & S_{12}^{dd} & S_{12}^{dc} \\ S_{11}^{cd} & S_{11}^{cc} & S_{12}^{cd} & S_{12}^{cc} \\ S_{21}^{dd} & S_{21}^{dc} & S_{22}^{dd} & S_{22}^{dc} \\ S_{21}^{cd} & S_{21}^{cc} & S_{22}^{cd} & S_{22}^{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{dm1} \\ a_{cm1} \\ a_{dm2} \\ a_{cm2} \end{bmatrix}$

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  $4 \times 4$  est composée des quatre sous-matrices  $S$  de dimension  $2 \times 2$  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) :

$$a_{dm1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 - a_2); \quad a_{cm1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 + a_2) \quad (I.25)$$

$$b_{dm1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_1 - b_2); \quad b_{cm1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_1 + b_2)$$

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

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

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  $2 \times 2$  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  $50 \Omega$ . Pour mesurer un composant à quatre ports, il faut donc mesurer six combinaisons des deux ports (Figure I.19a).

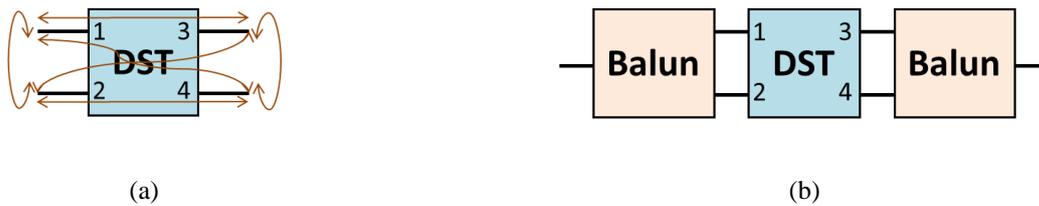


Figure I.19 - Mesure du DST à quatre ports à l'aide de l'ARV 2-ports : (a) mesure des couples des ports, (b) mesure en utilisant des « baluns »

La matrice  $S$  complète de dimension  $4 \times 4$  du dispositif différentiel est construite à partir des six matrices  $S$  de dimension  $2 \times 2$  mesurées en connectant les six couples de ports ( $S_{P12}$ ,  $S_{P13}$ ,  $S_{P14}$ ,  $S_{P23}$ ,  $S_{P24}$  et  $S_{P34}$ ) [39].

$S_{P12} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$	$S_{P13} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{13} \\ S_{31} & S_{33} \end{bmatrix}$	$S_{P14} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{14} \\ S_{41} & S_{44} \end{bmatrix}$
$S_{P23} = \begin{bmatrix} S_{22} & S_{23} \\ S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$	$S_{P24} = \begin{bmatrix} S_{22} & S_{24} \\ S_{42} & S_{44} \end{bmatrix}$	$S_{P34} = \begin{bmatrix} S_{33} & S_{34} \\ S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$

Tableau I.6 - Matrices  $S$  de dimension  $2 \times 2$  à partir de six couples de ports

Les six matrices de dimension  $2 \times 2$  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  $4 \times 4$  sera obtenue directement en connectant chacun des ports du DST à un des ports de l'ARV (Figure I.27).

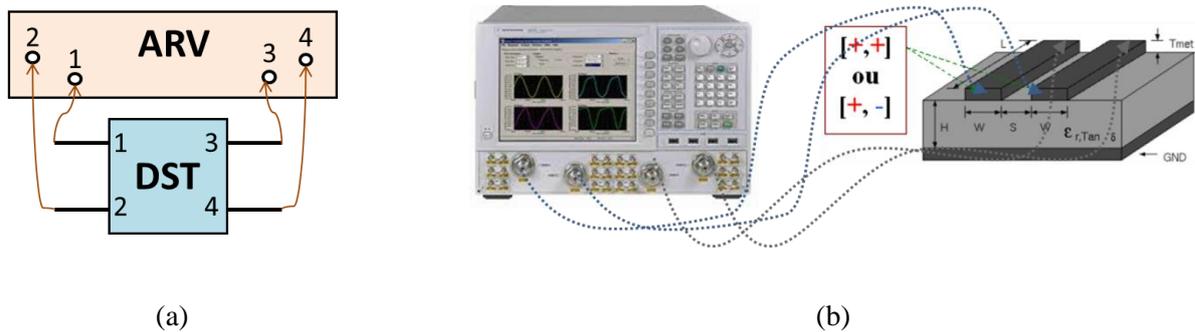


Figure I.20 - (a) connexions entre les quatre ports du DST et de l'ARV, (b) mesure d'une ligne couplée à l'aide de l'ARV 4-ports

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.

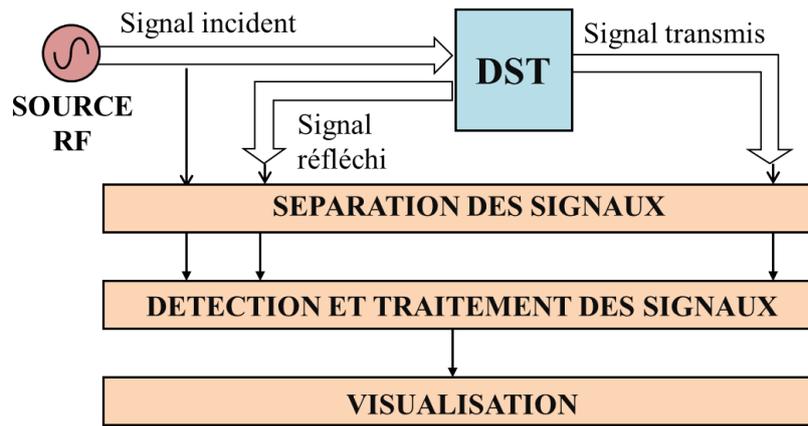


Figure I.21 - Blocs principaux d'un ARV

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.

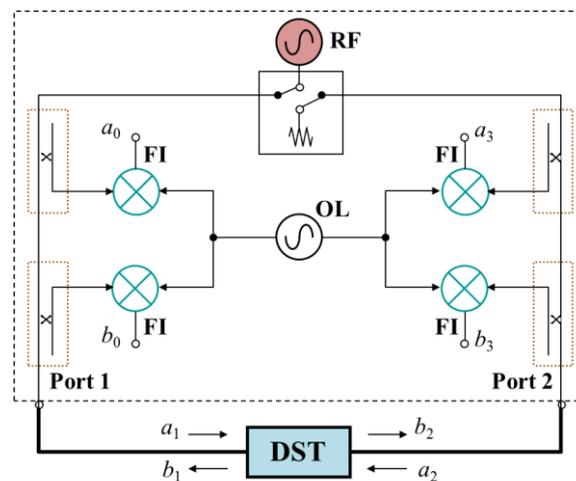


Figure I.22 - Schéma fonctionnel d'un ARV 2-ports

### ❖ 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 ( $I_{coupl}$ ).

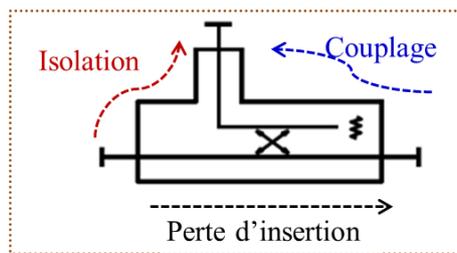


Figure I.23 - Caractéristiques d'un coupleur directif à trois ports

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.

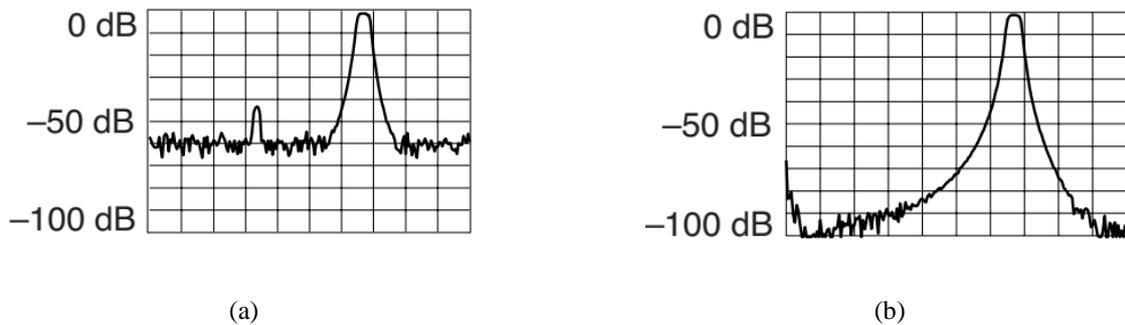


Figure I.24 - Sensibilité : (a) détecteurs à diodes, (b) récepteurs accordés

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

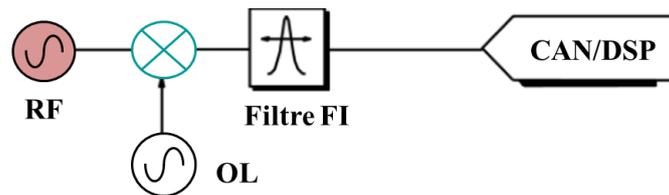


Figure I.25 - Schéma du récepteur accordé d'un ARV

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].

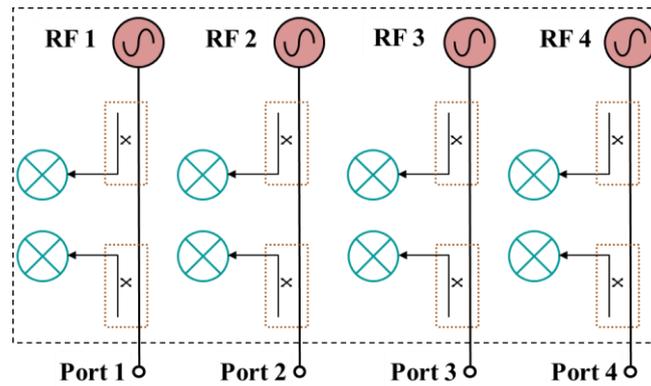


Figure I.26 - Architecture d'un ARV 4-ports avec une source et deux récepteurs par port

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.

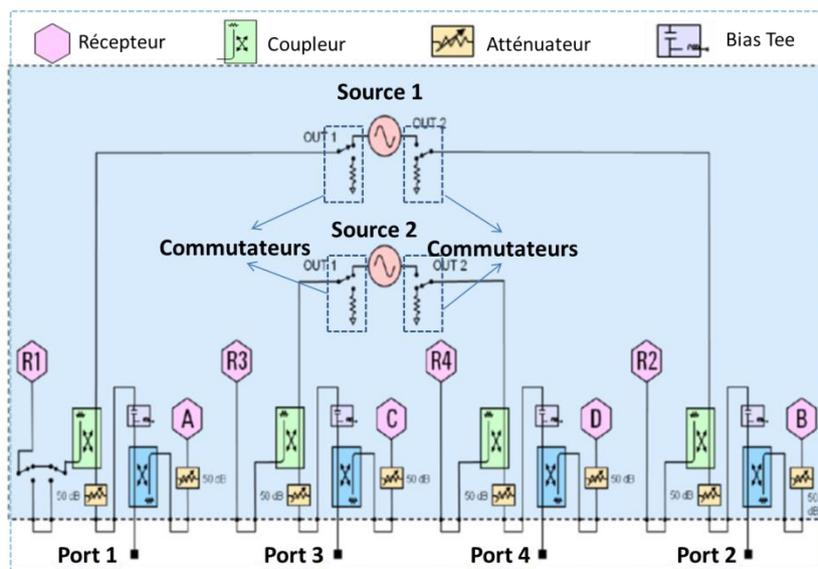


Figure I.27 - Architecture d'un ARV 4-ports N5227A avec deux sources d'excitation

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.

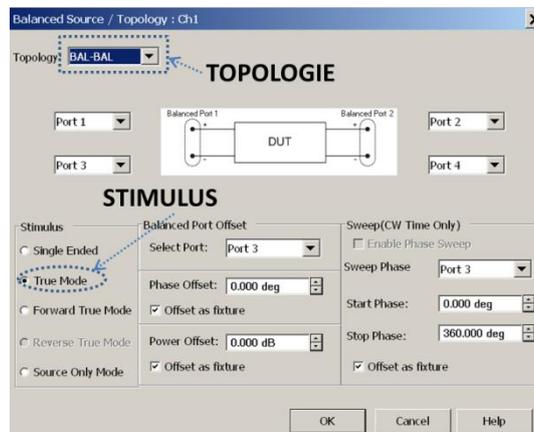


Figure I.28 - Stimulus de l'ARV 4-ports N5227A

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  $180^\circ$  en mode différentiel et de  $0^\circ$  en mode commun. L'opération de l'ARV 4-ports en mode différentiel vrai ([49], [50]) est illustrée sur la Figure I.29.

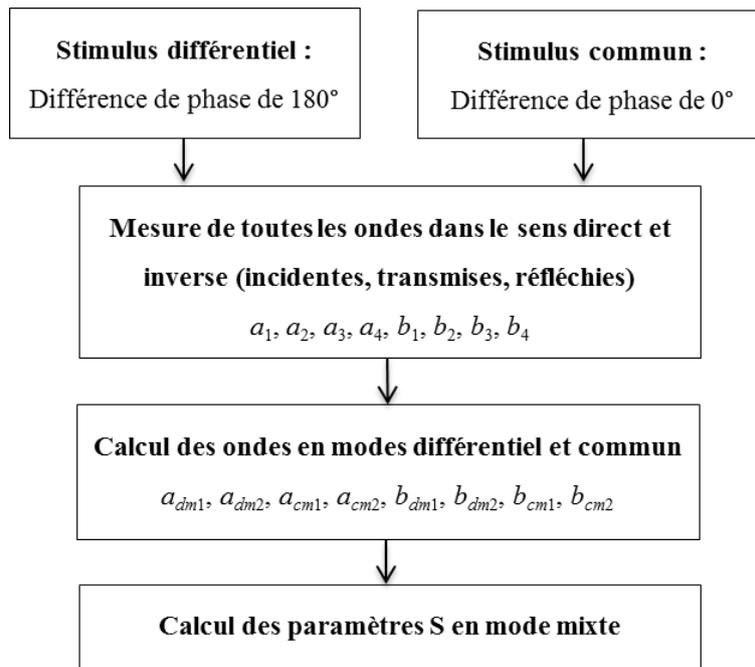


Figure I.29 - Opération d'un ARV 4-ports en mode différentiel vrai

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 MICROTREC de type manuel qui est disponible au laboratoire hyperfréquence du LNE.

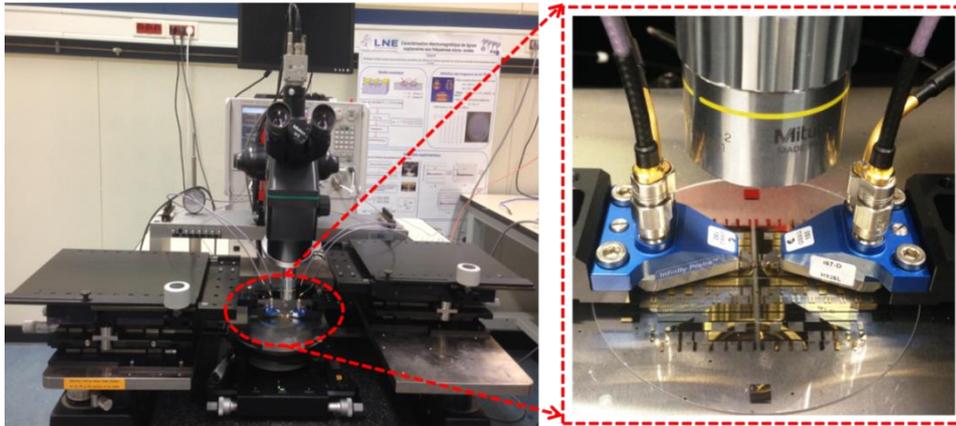


Figure I.30 - Station de mesure sous pointes (SUSS PM8 MICROTREC)

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.

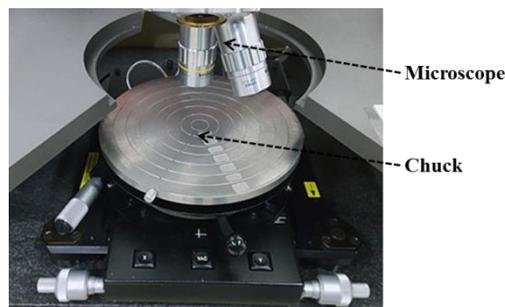


Figure I.31 - Chuck et microscope de station de mesure sous pointes

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.

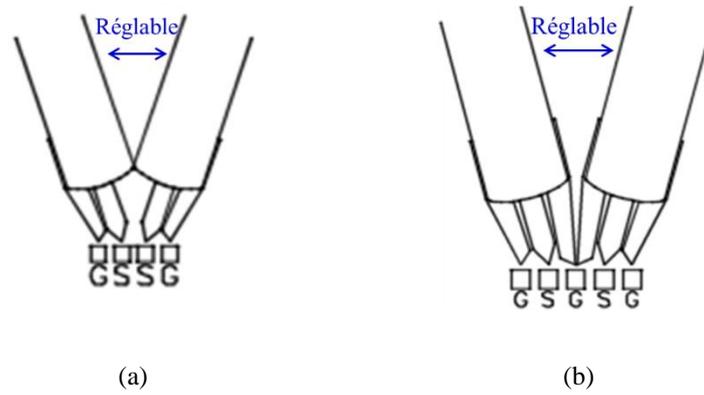


Figure I.32 - Sonde Dual de Picoprobe en configuration : (a) GSSG, (b) GSGSG

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  $\mu\text{m}$  et 250  $\mu\text{m}$ . 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  $\Omega$ . 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.