Thèse

présentée pour obtenir le titre de docteur
de l'École Nationale Supérieure
des Télécommunications
Spécialité : Électronique et Communications

Frank Wiedmann

Développements pour des applications grand public du réflectomètre six-portes : algorithme de calibrage robuste, réflectomètre à très large bande et réflectomètre intégré MMIC

Soutenue le 8 juillet 1997 devant le jury composé de

Serge Toutain	Président
Georges Alquié	Rapporteurs
Gilles Dambrine	
Joseph Achkar	Examinateurs
Eric Bergeault	
Jean-Luc Gautier	
Bernard Huyart	

École Nationale Supérieure des Télécommunications
Enseignement supérieur des Télécommunications

Remerciements

Ce travail a été effectué au Laboratoire Hyperfréquences du Département Communications de l'École Nationale Supérieure des Télécommunications de Paris (ENST).

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de thèse, Monsieur Bernard Huyart, Professeur à l'ENST, d'avoir accepté de diriger ce travail avec beaucoup de disponibilité et d'efficacité et pour les conseils et encouragements qu'il a su me prodiguer pendant toute la durée de cette thèse.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur Serge Toutain de l'ENST Bretagne pour l'honneur et le plaisir qu'il m'a fait en acceptant de présider ce jury.

Je remercie vivement Monsieur le Professeur Georges Alquié de l'Université Pierre et Marie Curie de Paris et Monsieur Gilles Dambrine, Chargé de Recherches du CNRS à l'IEMN de Lille, qui ont accepté de juger ce travail. Je leur suis très reconnaissant d'y avoir consacré une partie de leur temps si précieux.

Mes remerciements vont également à Monsieur le Professeur Jean-Luc Gautier de l'ENSEA, Monsieur Joseph Achkar, Responsable du Service Études Hyperfréquences au LCIE, et Monsieur Eric Bergeault, Maître de Conférences à l'ENST, qui ont bien voulu examiner ce mémoire et participer au jury.

Par ailleurs, je tiens à remercier Monsieur Louis Jallet, Chef du Groupe Hyperfréquences à l'ENST, et à nouveau Monsieur Eric Bergeault, Maître de Conférences à l'ENST, pour leur soutien et leur appui permanent tout au long

de cette étude et pour leur confiance qu'ils m'ont témoignée.

J'associe à ces remerciements l'ensemble du Département Communications de l'ENST, notamment Monsieur Philippe GALLION, Chef du Département, pour son accueil, et les secrétaires Jany BATS et Laurence MONNOT pour leur gentillesse, leurs conseils et leur disponibilité. Le travail effectué au Laboratoire Hyperfréquences a souvent nécessité la résolution de nombreux problèmes mécaniques résolus grâce à l'aide efficace et toujours très aimable de Monsieur Pierre DEMONTIS.

J'aimerais remercier également Prof. Dr.-Ing. habil. Friedrich M. LANDSTORFER, qui avait accepté d'encadrer pour l'Université de Stuttgart mon premier stage à l'ENST ; ce stage avait servi comme point de départ pour la présente thèse.

Je tiens à remercier tout particulièrement tous les stagiaires qui ont travaillé avec moi sur des sujets liés à cette étude, notamment Jan HESSELBARTH, dont le travail excellent sur les réflectomètres six-portes large-bande représente une contribution importante pour cette thèse. Je remercie également Robert DEMORY, Eric BOUCHER et Cesar GUTIERREZ MIGUELEZ pour leurs travaux sur les radars anti-collision.

J'adresse aussi mes remerciements à mes anciens et actuels collègues thésards du Groupe Hyperfréquences, Soubhi ABOU CHAHINE, Daï LE QUANG, Ahmed GASMI, Frédérique DESHOURS, Gerald BERGHOFF et Mohamed RATNI ainsi qu'à mon frère Uwe pour les discussions passionnantes et fructueuses que nous avons eues. J'aimerais remercier également Catherine LAMY et François-Xavier BERGOT pour les différentes corrections en Français qu'ils ont bien voulu effectuer à plusieurs de mes travaux.

Je remercie les membres du Groupe Analogique du Département Électronique de l'ENST, notamment Patrick LOUMEAU, Hervé PETIT, Yves MATHIEU, Jean-François NAVINER, Jacky PORTE et Rachid BOUCHAKOUR, avec lesquels j'ai eu l'occasion de travailler sur les circuits intégrés sur silicium.

J'aimerais remercier également tous les anciens et actuels stagiaires et thésards ainsi que tous les permanents du Département Communications, qui ont su créer une ambiance très amicale et très détendue.

J'associe à ces remerciements tous les anciens et actuels membres du Club Culture de l'ENST, qui m'ont donné de nombreuses occasions de passer des soirées très agréables au théâtre et à l'opéra.

Je remercie tous les membres de ma famille, notamment mes parents, mes grands-parents, mon frère et ma sœur pour leur amour et leur soutien permanent tout au long de cette thèse.

Cette thèse n'aurait pas été possible sans le financement de mes études par la Gottlieb Daimler- und Karl Benz-Stiftung, à laquelle je tiens donc à exprimer toute ma gratitude.

Résumé

Le réflectomètre six-portes est un dispositif de mesure en hyperfréquences qui permet de déterminer le facteur de réflexion d'un dispositif sous test (qui est directement lié avec son impédance d'entrée) ou alternativement de trouver le rapport en module et phase entre deux différents signaux. Ce type de mesure est utilisé très souvent dans le domaine des hyperfréquences, d'un coté dans les laboratoires pour caractériser des composants et de l'autre coté dans des applications comme les radars de sécurité pour les automobiles, les démodulateurs numériques ou le contrôle d'antennes adaptatives.

L'un des avantages du réflectomètre six-portes par rapport aux autres systèmes qui mesurent les mêmes quantités est sa structure très simple : il s'agit essentiellement d'un circuit linéaire avec six accès dont quatre sont connectés à des détecteurs de puissance. Il est donc beaucoup plus facile à réaliser et moins coûteux que les autres types de système qui nécessitent généralement des composants plus sophistiqués comme par exemple des mélangeurs de bonne qualité.

Après un calibrage du réflectomètre six-portes, il est possible de calculer le facteur de réflexion du dispositif sous test ou le rapport en module et phase entre deux signaux différents ainsi que des informations sur la précision de ces valeurs à partir des puissances mesurées par les quatre détecteurs. On peut donc dire que le calcul numérique à l'aide d'un ordinateur remplace le besoin de disposer d'un circuit de mesure très sophistiqué qui permet d'obtenir les résultats d'une manière plus directe.

Malgré cet avantage considérable que présente la simplicité du circuit, les réflectomètres six-portes sont à ce jour surtout utilisés dans des laboratoires de métrologie en raison de la bonne précision des mesures qu'ils permettent de réaliser ; par contre, leur emploi dans des produits commercialisés est très faible et concerne principalement des applications très spécialisés. Il existe plusieurs raisons pour ce fait, entre autres la bande de fréquences assez réduite dans laquelle fonctionnent la plupart des réflectomètres six-portes, l'encombrement de certaines de ces structures qui contiennent souvent plusieurs coupleurs directifs, et aussi des problèmes qui peuvent apparaître dans la procédure de calibrage du système dans certaines situations.

Dans cette thèse, nous présentons donc plusieurs développements pour résoudre ces problèmes afin de rendre possible une utilisation des réflectomètres six-portes à plus grande échelle dans des produits industriels. Il s'agit d'abord d'un algorithme de calibrage très robuste qui élimine les difficultés que pouvaient présenter dans certaines situations les algorithmes utilisés auparavant. Puis, nous avons développé un réflectomètre six-portes en technologie hybride à bas coût avec une surface de 20 cm^2 incluant les détecteurs de puissance, qui fonctionne sur une très large bande de fréquences, de 1.5 MHz à 2200 MHz. Finalement, nous présentons un réflectomètre six-portes que nous avons réalisé en technologie intégrée monolithique MMIC. Le circuit occupe une surface de 2.2 mm^2 incluant les détecteurs et fonctionne entre 1.3 GHz et 3.0 GHz. Ses meilleures caractéristiques se trouvent autour de la fréquence de 1.8 GHz, la fréquence de la nouvelle gamme de radiomobiles DCS 1800.

Tous ces développements devraient beaucoup faciliter l'utilisation des réflectomètres six-portes dans des applications industrielles destinées à un grand public comme des radars de sécurité pour les automobiles ou des démodulateurs numériques pour les radiomobiles. Nous espérons que les résultats de notre travail aideront à convaincre un plus grand nombre de fabricants des avantages de ce dispositif encore relativement nouveau.

Abstract

The six-port reflectometer is a high-frequency measurement device which allows to determine the reflection coefficient of a device under test (which depends directly on its input impedance) or alternatively to find the ratio in terms of amplitude and phase between two different signals. This type of measurement is often used in the high-frequency domain, on the one hand in laboratories in order to characterize components, and on the other hand in applications like security distance radar for automobiles, digital demodulators or control of adaptive antennas.

One of the advantages of the six-port reflectometer with respect to other systems which measure the same quantities is its very simple structure: it is essentially a linear circuit with six ports, four of which are connected to power detectors. In consequence, it can be realized much more easily and with lower costs than these other types of instruments which generally require more sophisticated components as for example high quality mixers.

After calibrating the six-port reflectometer, it is possible to calculate the reflection coefficient of the device under test or the ratio in terms of amplitude and phase between two different signals, as well as information about the precision of these values, from the electrical powers measured by the four detectors. One can say that numerical calculations using a computer replace the need for a very sophisticated measurement circuit which permits to obtain the results in a more direct way.

In spite of the considerable advantage presented by the simplicity of the circuit, six-port reflectometers are to this day mostly used in metrology laboratories because of the high measurement precision they allow to achieve; however, they are very little used in commercial products, except very specialized applications. There are several reasons for this, among others the rather narrow frequency span of most six-port reflectometers, the large dimensions of certain structures which often contain several directional couplers, as well as problems which may appear in certain situations during the calibration procedure.

In this thesis, we present several developments to solve these problems in order to make possible the implementation of six-port reflectometers in high-volume industrial products. First, we introduce a very robust calibration algorithm which eliminates the problems which the algorithms used before might present in certain situations. Next, we give details about our newly developed six-port reflectometer in low-cost hybrid technology with a surface of 20 cm^2 including the power detectors, which has a very large frequency span, from 1.5 MHz to 2200 MHz. Finally, we present a six-port reflectometer we have realized in monolithic microwave integrated circuit (MMIC) technology. This circuit occupies a surface of 2.2 mm^2 including the detectors and functions between 1.3 GHz and 3.0 GHz. It is most accurate around the frequency of 1.8 GHz, the frequency of the new mobile phone series DCS 1800.

All these developments should greatly facilitate the use of six-port reflectometers in industrial applications aimed at the general public such as security distance radars for automobiles or digital demodulators for mobile phones. We hope that the results of our work will help to convince a larger number of companies of the advantages of this still relatively new device.

Table des matières

Introduction

Depuis son introduction par G. F. Engen et C. A. Hoer, le réflectomètre six-portes a connu un succès considérable, surtout au sein de laboratoires métrologiques pour effectuer des mesures précises de circuits hyperfréquences. Il s'agit d'un circuit linéaire passif qui effectue des mesures vectorielles du facteur de réflexion d'un dispositif sous test en utilisant quatre mesures de puissance, suivi d'un traitement mathématique des données obtenues.

En raison de sa structure simple, il est beaucoup moins coûteux que les systèmes traditionnels de mesure en hyperfréquences, où surtout la mesure de la phase du facteur de réflexion nécessite un effort considérable. En plus, il existe une certaine redondance dans les mesures, les quatre puissances mesurées sont reliées entre elles par une équation de contrainte qui doit toujours être vérifiée, ce qui permet d'optimiser les paramètres de calibrage du dispositif et d'estimer la précision de chaque mesure individuellement.

Après un rappel de la définition des paramètres de dispersion, qui sont généralement utilisés pour caractériser un circuit dans le domaine des hyperfréquences, nous allons exposer différentes méthodes pour mesurer des impédances et le facteur de réflexion et allons expliquer le principe de fonctionnement du réflectomètre six-portes.

Nous allons ensuite développer des méthodes pour analyser les caractéristiques d'un réflectomètre six-portes à l'aide d'un logiciel de simulation en tenant compte des impédances d'entrée des détecteurs de puissance qui varient en fonction de la fréquence ; ces méthodes sont indispensables pour le développement d'une nouvelle structure de réflectomètre six-portes, car elles seules permettent de prévoir de manière réaliste le comportement du circuit.

Pour être capable de calculer le facteur de réflexion à partir des quatre mesures de puissance, il est d'abord nécessaire de calibrer le réflectomètre six-portes. Nous allons proposer une nouvelle méthode de calibrage très robuste, qui tient compte de configurations mal conditionnées et des incertitudes dans les mesures de puissance et qui fonctionne donc pour tout type de réflectomètre six-portes, contrairement à certaines méthodes anciennes. Le nombre de charges nécessaire pour le calibrage a également été réduit.

Pour améliorer les performances des réflectomètres six-portes, de nouvelles structures ont été développées pour ce dispositif. Nous allons d'abord présenter deux réflectomètres six-portes avec une très large bande de fréquence de fonctionnement (1.5 MHz–2200 MHz), d'un facteur dix plus large que les meilleurs circuits connus auparavant. Cela à été possible en associant un déphasage des différents signaux avec des éléments localisés pour les fréquences plus basses à un déphasage avec des lignes de transmission pour les fréquences plus élevées.

Finalement, nous allons présenter une structure de réflectomètre six-portes très simple, qui est donc très bien adaptée pour une intégration monolithique en technologie MMIC. Cette intégration monolithique est importante pour des applications grand public du réflectomètre six-portes, comme par exemple des radars de sécurité pour les automobiles, des démodulateurs numériques ou le contrôle de réseaux d'antennes, car elle permet de fabriquer ces circuits en grand nombre et à coût réduit. Le circuit que nous avons réalisé en technologie MMIC avec cette structure fonctionne entre 1.3 GHz et 3.0 GHz.

Chapitre 1

Les paramètres de dispersion et les pseudo-ondes

1.1 Introduction

Les dimensions géométriques des circuits millimétriques sont généralement de l'ordre de la longueur d'onde. Les phénomènes de propagation vont se traduire par une variation des tensions et des courant le long de la ligne de propagation constituant le circuit. De plus, les composants constitutifs du circuit sont souvent répartis, les notions de tension et de courant, utilisées pour les matrices des paramètres Z, Y ou H, sont difficiles à définir.

On substitue donc la notion de puissance qui est une grandeur facilement mesurable aux fréquences élevées, ce qui permet d'utiliser la matrice S des paramètres de dispersion (*scattering parameters* en anglais) afin de caractériser les composants dans le domaine des hyperfréquences.

L'intérêt principal de la matrice S est donné par les conditions de mesure des paramètres. Les impédances de fermeture du quadripôle à caractériser sont dissipatives et donc les risques d'oscillation sont diminués par rapport aux matrices Z, Y ou H, qui nécessitent des court-circuits et des circuits ouverts pour la mesure. Ces impédances sont généralement les impédances caractéristiques des lignes d'accès et donc les longueurs des lignes peuvent être quelconques.

1.2 La définition des pseudo-ondes

Malgré le fait que les paramètres de dispersion ont été utilisés depuis une trentaine d'années dans le domaine des hyperfréquences, une théorie générale valable dans tous les cas de figure semble avoir été proposée seulement récemment il y a 5 ans par R. B. MARKS et D. F. WILLIAMS [41]. (Nous ferons quelques remarques sur la théorie utilisée avant cette date dans le paragraphe suivant.)

Une des nouveautés de cette théorie est qu'elle fait pour la première fois la distinction entre les ondes qui se propagent dans un guide d'ondes (« travelling waves ») et de l'impédance caractéristique de ce guide d'une part et des pseudo-ondes (« pseudo-waves ») d'autre part, qui sont des quantités purement mathématiques et qui sont définies par rapport à une impédance de référence qui peut être choisie arbitrairement pour chaque porte du circuit (la seule contrainte étant que sa partie réelle ne soit pas négative). Auparavant, la définition des ondes faisait toujours référence à des guides d'ondes connectés aux accès du circuit ; la nouvelle théorie des pseudo-ondes s'affranchit de cette contrainte.

Les pseudo-ondes constituent un concept très général. Elles peuvent être définies pour toute sorte de circuit électronique, non pas seulement pour un circuit contenant des guides d'ondes et permettent un libre choix de l'impédance de référence. Les pseudo-ondes sont équivalentes aux ondes se propageant dans un guide pour le cas où l'impédance de référence des pseudo-ondes est égale à l'impédance caractéristique du guide d'ondes.

La définition des pseudo-ondes incidentes et réfléchies a_i et b_i est donnée par

$$a_i = \frac{\sqrt{\mathrm{Re}(Z^i_{\mathrm{ref}})}}{2|Z^i_{\mathrm{ref}}|}(V_i + Z^i_{\mathrm{ref}} I_i) \tag{1.1}$$

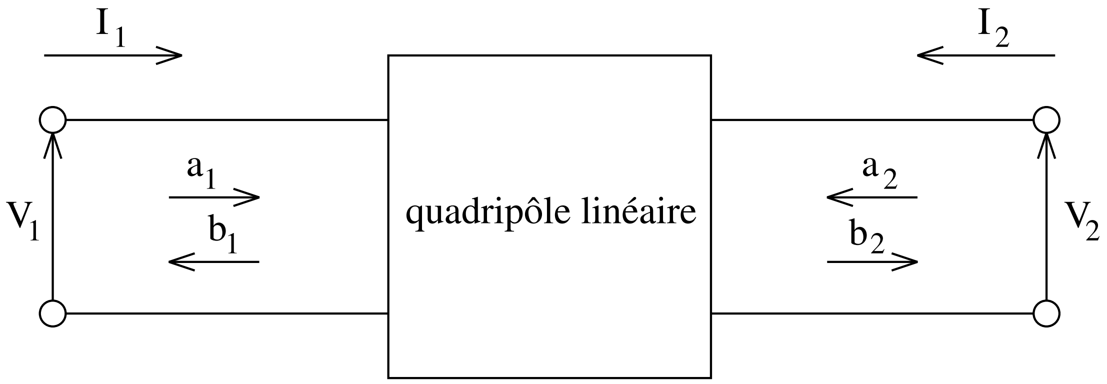


FIG. 1.1 – *Les courants, les tensions et les ondes incidentes et réfléchies d'un quadripôle*

$$b_i \;=\; \frac{\sqrt{\mathrm{Re}(Z^i_{\mathrm{ref}})}}{2|Z^i_{\mathrm{ref}}|}(V_i - Z^i_{\mathrm{ref}} I_i) \tag{1.2}$$

où V_i est la tension à la porte i, I_i est le courant qui entre dans la porte i et Z^i_{ref} est l'impédance de référence de la porte i (voir figure 1.1). La définition originale dans [41] contient un facteur de normalisation supplémentaire $\frac{|v_0|}{v_0}$ (où v_0 est un facteur d'échelle) qui a été supprimé ici car il est toujours possible de choisir pour v_0 une valeur réelle et positive.

Avec les définitions (1.1) et (1.2), la puissance délivrée à une charge connectée à la porte i peut être écrite sous la forme [41]

$$P_i = -\mathrm{Re}(V_i I_i^*) = |b_i|^2 - |a_i|^2 - 2\,\mathrm{Im}(a_i b_i^*)\,\frac{\mathrm{Im}(Z^i_{\mathrm{ref}})}{\mathrm{Re}(Z^i_{\mathrm{ref}})}, \tag{1.3}$$

où l'étoile désigne la valeur conjuguée complexe.

La matrice de dispersion S d'un circuit est définie comme la matrice qui donne le vecteur des ondes réfléchies b_i en fonction du vecteur des ondes incidentes a_i :

$$b_i = \sum_j S_{ij} a_j. \tag{1.4}$$

Pour des circuits à deux accès, on peut également définir une matrice chaîne T

qui donne les ondes à la porte 1 en fonction des ondes à la porte 2 :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{12} & T_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix}. \tag{1.5}$$

Cette matrice est très pratique pour le cas où plusieurs circuits sont connectés en cascade : la matrice de transmission du circuit résultant est alors égale au produit des matrices de transmission des circuits constituants.

1.3 Inconvénients des définitions anciennes

La définition des ondes de puissance utilisée généralement avant la publication de l'article de R. B. Marks et D. F. Williams [41] est [38, 64]

$$a_i = \frac{1}{2\sqrt{\mathrm{Re}(Z^i_{\mathrm{ref}})}}(V_i + Z^i_{\mathrm{ref}} I_i) \tag{1.6}$$

$$b_i = \frac{1}{2\sqrt{\mathrm{Re}(Z^i_{\mathrm{ref}})}}(V_i - Z^{i*}_{\mathrm{ref}} I_i). \tag{1.7}$$

Cette définition avait pour but d'obtenir la relation simple pour la puissance

$$P_i = -\mathrm{Re}(V_i I_i^*) = |b_i|^2 - |a_i|^2 \tag{1.8}$$

pour toutes les valeurs de Z^i_{ref}. Elle est utilisée encore aujourd'hui dans nombre de logiciels de simulation hyperfréquences comme par exemple Libra de HP-EEsof.

On voit facilement que les deux définitions différentes (1.1), (1.2) et (1.6), (1.7) sont équivalentes dans le cas où l'impédance de référence Z^i_{ref} est réelle. Toutefois, quand Z^i_{ref} est complexe, les définitions anciennes (1.6), (1.7) présentent quelques inconvénients majeurs [42].

Par exemple, le facteur de réflexion $\Gamma = \frac{b_i}{a_i}$ à la porte i en utilisant les nouvelles définitions (1.1), (1.2) est

$$\Gamma = \frac{Z_{\mathrm{load}} - Z^i_{\mathrm{ref}}}{Z_{\mathrm{load}} + Z^i_{\mathrm{ref}}} = \frac{\frac{Z_{\mathrm{load}}}{Z^i_{\mathrm{ref}}} - 1}{\frac{Z_{\mathrm{load}}}{Z^i_{\mathrm{ref}}} + 1} \tag{1.9}$$

où $Z_{\text{load}} = \frac{V_i}{I_i}$ est la valeur complexe de la charge connectée à la porte i. Cette équation est la base de l'abaque de Smith très connu qui donne une méthode graphique très pratique pour effectuer la transformation entre l'impédance de la charge normalisée $\frac{Z_{\text{load}}}{Z^i_{\text{ref}}}$ et le facteur de réflexion Γ.

Par contre, en utilisant les définitions anciennes (1.6), (1.7), on obtient pour le facteur de réflexion

$$\Gamma = \frac{Z_{\text{load}} - Z^{i*}_{\text{ref}}}{Z_{\text{load}} + Z^i_{\text{ref}}} = \frac{\frac{Z_{\text{load}}}{Z^i_{\text{ref}}} - \frac{Z^{i*}_{\text{ref}}}{Z^i_{\text{ref}}}}{\frac{Z_{\text{load}}}{Z^i_{\text{ref}}} + 1}. \tag{1.10}$$

Cette équation est différente de (1.9), l'abaque de Smith ne peut donc pas être utilisé pour les définitions anciennes dans le cas où l'impédance de référence Z^i_{ref} n'est pas réelle. Dans ce cas, le facteur de réflexion n'est même pas défini uniquement par $\frac{Z_{\text{load}}}{Z^i_{\text{ref}}}$ mais dépend également de la valeur de Z_{ref}.

À titre d'exemple, le facteur de réflexion d'un court-circuit ($Z_{\text{load}} = 0$) en utilisant les nouvelles définitions est toujours $\Gamma = -1$, indépendamment de la valeur de l'impédance de référence Z^i_{ref}. Par contre, avec les définitions anciennes, on obtient $\Gamma = -\frac{Z^{i*}_{\text{ref}}}{Z^i_{\text{ref}}}$ pour le court-circuit, ce qui n'est pas égal à -1 quand l'impédance de référence Z^i_{ref} n'est pas réelle.

Aucun dispositif de mesure ou algorithme de calibrage connu donne les ondes définies par les équations (1.6), (1.7). De plus, les matrices chaîne utilisant ces définitions ne fonctionnent que dans le cas où les impédances de référence des ports connectés sont conjuguées complexes. Dans les autres cas, le produit des matrices chaîne des différents circuits connectés n'est pas égal à la matrice chaîne du circuit résultant [42].

Les mêmes critiques à la définition ancienne (1.6), (1.7) ont déjà été prononcées il y a 25 ans par D. WOODS [58]. Malheureusement, il proposait comme alternative des ondes de tension [59, 60, 61], un concept qui était probablement trop éloigné des ondes de puissance habituellement utilisées pour être généralement accepté.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la définition des pseudo-ondes qui a été proposée par R. B. Marks et D. F. Williams [41] et que nous allons utiliser dans cette thèse. Nous avons également parlé des inconvénients de la définition des ondes de puissance que l'on utilisait généralement auparavant, qui la rendent presque inutilisable dans le cas où l'impédance de référence n'est pas réelle.

Chapitre 2

La mesure des impédances

2.1 Introduction

L'impédance est le rapport des amplitudes complexes de la tension et du courant (c'est-à-dire de l'intensité de champ électrique et magnétique). Une impédance nécessite la définition d'un plan de mesure. En général, l'impédance sera normalisée par rapport à l'impédance caractéristique de la ligne ou celle du mode de propagation. (L'impédance caractéristique d'un guide d'ondes dépend fortement de la manière dont on définit le courant et la tension correspondants à l'onde ; pour certaines définitions, on peut obtenir différentes valeurs de l'impédance caractéristique pour différents modes de propagation qui se propagent dans un même guide.)

Toutes les méthodes pour la détermination d'une impédance s'appuient sur les deux principes suivants :

- au niveau d'un plan de mesure sur une ligne de propagation, l'impédance résulte de la superposition des ondes de puissance a et b.

- le comportement de la ligne définit une relation entre les impédances mesurées aux différents plans.

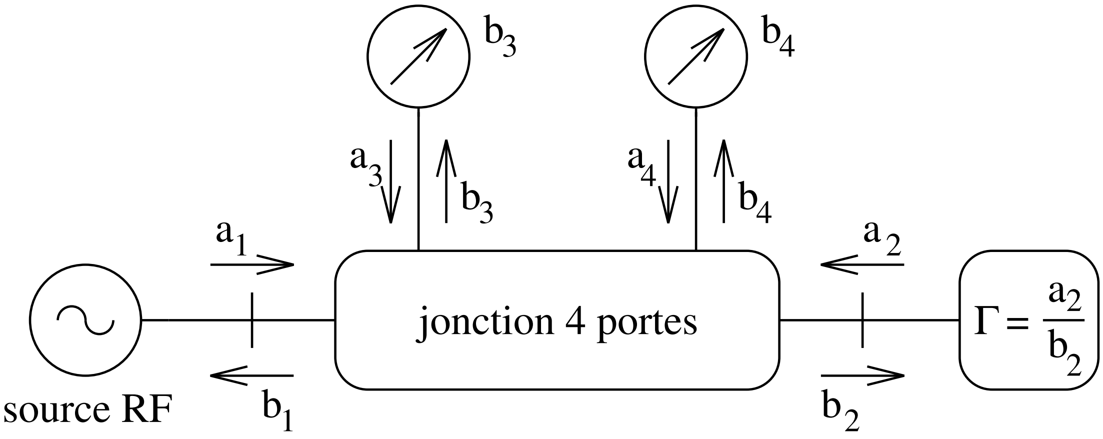


FIG. 2.1 – *Le facteur de réflexion* Γ *mesuré par une jonction à quatre accès*

On conclut de ce dernier point que le multipôle à mesurer peut être séparé du dispositif de mesure à condition que le comportement de la ligne reliante soit connu. En général, on suppose que la propagation est monomode et que les lignes aux accès du multipôle sont homogènes.

Le dispositif de mesure est basé sur les principes suivants :

- une partie de l'onde sortante du multipôle de mesure sera prélevée ainsi qu'une partie de l'onde entrante (par exemple à l'aide d'un coupleur directif),
- l'amplitude des ondes superposées sur la ligne sera mesurée avec une sonde le long de la ligne de propagation, à plusieurs reprises.

Dans tous les cas, l'onde prélevée sera mesurée par le moyen d'un récepteur de mesure. Il s'agit d'un récepteur à conversion de fréquence (hétérodyne ou homodyne), ou bien d'un rectificateur (détecteur à diode), ou encore d'un détecteur à absorption de puissance (monture bolométrique). Une autre possibilité est l'échantillonnage du signal en temps réel, comme le font par exemple des oscilloscopes numériques.

Soit le dispositif de mesure montré sur la figure 2.1. Étant donné la linéarité du dispositif et de toutes les charges, ainsi qu'un fonctionnement monomode, l'équation fondamentale suivante peut être formulée :

$$b_i = A_i a_2 + B_i b_2 \quad , \quad i = 1, 3, 4 \tag{2.1}$$

où les A_i et B_i sont des constantes complexes déterminées par la jonction et les facteurs de réflexion aux accès. La superposition linéaire des ondes aux accès permet d'écrire [19] :

$$\begin{aligned} b_3 &= A_3 a_2 + B_3 b_2 \\ b_4 &= A_4 a_2 + B_4 b_2 \end{aligned} \tag{2.2}$$

Si la source et les détecteurs sont adaptés, les facteurs A_3, A_4, B_3, B_4 seront déterminés uniquement par la jonction. Si on mesure alors b_3 et b_4, et en connaissant les constantes A_3, A_4, B_3, B_4, le facteur de réflexion $\Gamma = \frac{a_2}{b_2}$ peut être calculé par l'équation (2.2). La mesure des valeurs complexes b_3 et b_4 peut se faire avec un récepteur à conversion de fréquence. Mais il est pourtant plus facile de mesurer l'amplitude $|b_i|$:

$$P_i = |b_i|^2 = |A_i a_2 + B_i b_2|^2 \tag{2.3}$$

Pour la détermination de $\frac{a_2}{b_2}$ à partir de (2.3) un minimum de trois mesures de puissance est nécessaire. Les calculs afin de trouver les constantes de calibrage A_i et B_i peuvent être difficiles, si on ne possède que des mesures de puissance. C'est pourquoi, certaines méthodes de mesure dites « anciennes » utilisent quelques relations simplifiées entre les constantes A_i et B_i, bien que le dispositif de mesure ne puisse réaliser ces relations que d'une façon approximative.

2.2 La ligne à fente, la méthode des sondes multiples, le pont interférométrique

La méthode de la ligne à fente est la méthode la plus ancienne utilisée pour la détermination d'une impédance. L'intensité du champ est mesurée le long d'une ligne de propagation à l'aide d'une sonde rectificatrice mobile. On suppose que la sonde et le mécanisme du transport ne perturbent pas les ondes sur la ligne, et que le couplage onde-sonde reste constant en déplaçant cette dernière. À titre d'exemple, un tronçon de guide rectangulaire est fendu au milieu du côté large, et une petite antenne peut ainsi être déplacée à l'intérieur du guide. Pour la sonde à la position z (sonde linéaire; z mesuré à partir du dispositif sous test) (2.3) permet d'écrire :

$$P_3 \propto \left|a_2 e^{j\beta z} + b_2 e^{-j\beta z}\right|^2 \tag{2.4}$$

En cherchant les valeurs maximales et minimales de la puissance détectée, on obtient :

$$P_{3\,\max,\min} \propto \left(|b_2| \pm |a_2|\right)^2 \tag{2.5}$$

$$ROS(VSWR) = \sqrt{\frac{P_{3\,\max}}{P_{3\,\min}}} = \frac{|b_2| + |a_2|}{|b_2| - |a_2|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \tag{2.6}$$

La valeur de la phase $\arg(\Gamma)$ est déduite de la comparaison des positions d'un minimum détecté, en mesurant alternativement le dispositif sous test et le court circuit de référence.

Afin d'éviter le mécanisme du décalage, qui est mécaniquement compliqué et dont les effets sur le résultat de mesure sont difficiles à quantifier, différents systèmes ont été développés. On peut fixer la sonde et varier la longueur de la ligne, ou bien on peut varier la fréquence – dans ce cas, les paramètres de la sonde ainsi que ceux du dispositif sous test doivent rester constants avec la fréquence.

Au lieu d'une sonde mobile, plusieurs sondes peuvent être fixées le long de la ligne. Au moins trois sondes sont nécessaires (2.3). Cette structure est fortement dépendante de la fréquence, et cette dépendance diminue si on installe à la même position une sonde capacitive et une sonde inductive, ce qui implique une séparation électrique de 90°.

Il est également possible de mesurer des impédances par des ponts interférométriques (figure 2.2). Une charge de référence, qui contient un atténuateur

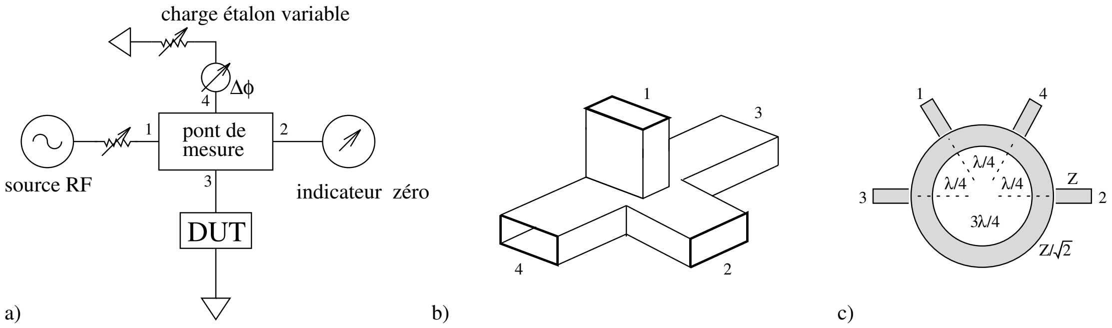
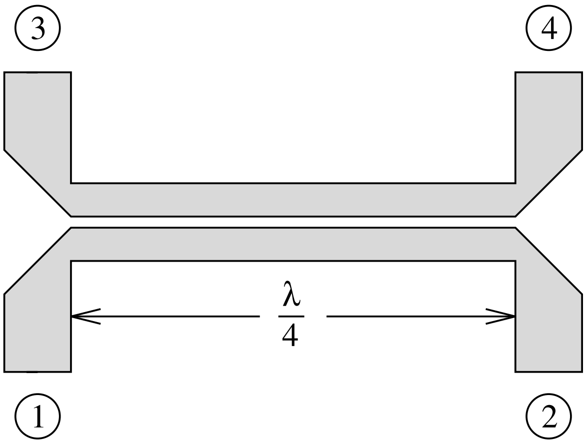


Fig. 2.2 – *Les ponts interférométriques : a) principe, b) "magic-tee", c) "rat-race"*

et un déphaseur, variera jusqu'au moment où le signal détecté soit nul. Mais la réalisation d'une charge de référence exacte et réitérable est délicate. En plus, tous les composants montrent une dépendance considérable avec la fréquence.

2.3 La mesure d'une impédance à l'aide d'un coupleur directif

Le coupleur directif est un circuit à quatre accès dont un exemple de réalisation et la matrice de répartition sont donnés sur la figure 2.3.



$$\underline{S} = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{24} & S_{34} & 0 \end{pmatrix}$$

Fig. 2.3 – *Le coupleur directif en microruban et sa matrice de répartition*

Il est décrit habituellement par les paramètres suivant : sa directivité S_{13}/S_{14}, son facteur de couplage S_{13} et d'adaptation S_{ii} $(i = 1, 2, 3, 4)$ et sa gamme de fréquence. En connectant le générateur et le dispositif sous test aux ports 1 et 2 (figure 2.3), on mesure une fraction du signal incident à l'accès 3 et une fraction du signal réfléchi à l'accès 4. Si on mesure l'amplitude et la phase du rapport des signaux, le facteur Γ recherché sera directement déduit. Si on ne mesure que des amplitudes, le module $|\Gamma|$ sera calculé. Pour un quadripôle sous test, deux coupleurs directifs seront connectés aux deux accès. Dans le cas d'une mesure des amplitudes uniquement, l'installation représente un analyseur de réseau scalaire — SNA (*scalar network analyzer*), tandis qu'une mesure des valeurs complexes est spécifique pour l'analyseur de réseau vectoriel — VNA (*vector network analyzer*).

Les coupleurs ainsi que le dispositif de mesure associé ne sont pas idéaux et leurs comportements changent en fonction de la fréquence. Une estimation de l'incertitude des mesures résulte de la mesure d'étalons dont on connaît la valeur avec une certaine précision. Ces incertitudes dépendent de l'amplitude et de la phase de l'onde réfléchie, il s'agit donc des valeurs complexes ou vectorielles. Voilà l'avantage principal d'un VNA par rapport au SNA, car le premier permet la correction des erreurs de mesure systématiques en phase et amplitude en exploitant des mesures des étalons, tandis que le SNA ne permet que la correction en termes d'amplitude (des pertes). (Il est toutefois possible de corriger une erreur vectorielle constante en mesurant un court-circuit et un circuit ouvert.) Le procédé de détermination des termes de correction s'appelle calibrage.

2.4 Le récepteur à conversion de fréquence

L'application de la méthode de conversion de fréquence permet de mesurer l'amplitude et la phase du rapport des valeurs complexes b_3 et b_4 (équation 2.2). Pendant que ces deux signaux sont mélangés avec le signal d'un seul oscillateur local, leurs relations en phase et amplitude sont conservées à toutes les fréquences

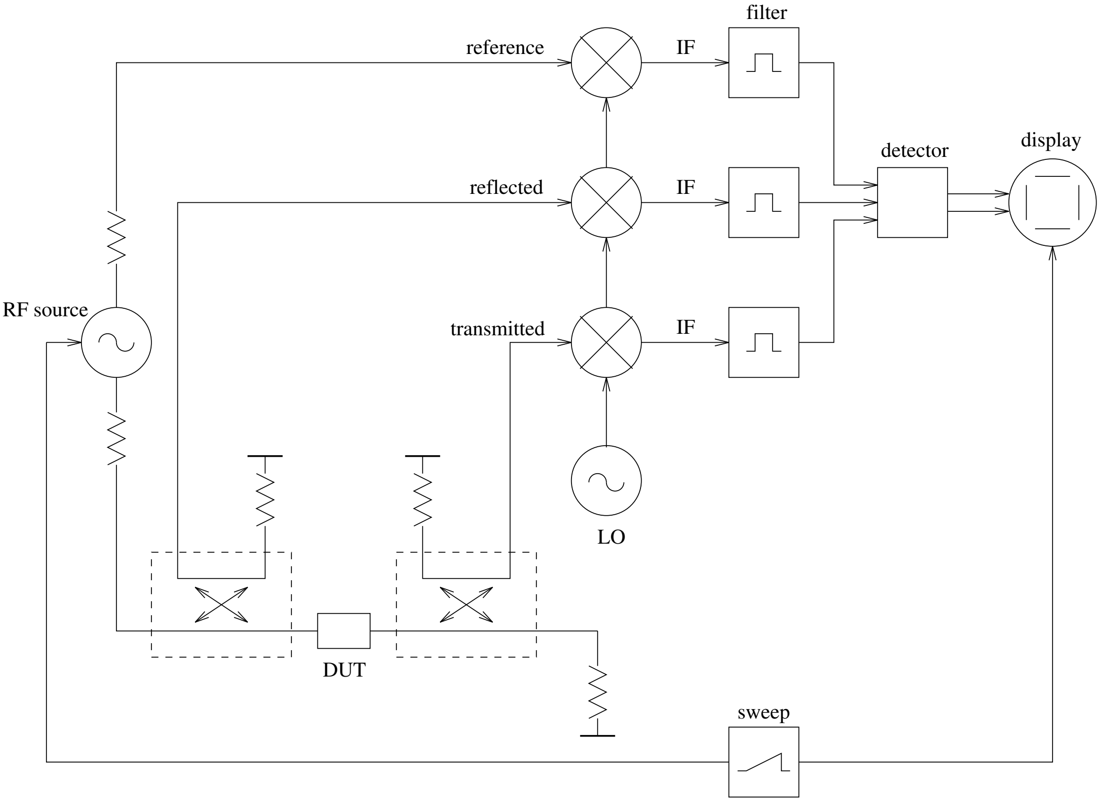


FIG. 2.4 – *Le principe d'un VNA hétérodyne*

du mélange. Une de ces fréquences sera filtrée et mesurée à l'aide d'un détecteur synchrone. Un ordinateur réalise le traitement de ces donnés, et surtout la correction des erreurs systématiques. Le synoptique typique de ce système de mesure est représenté sur la figure 2.4.

Pour des raisons pratiques, notamment afin d'obtenir un filtrage efficace de la fréquence souhaitée, la conversion de fréquence s'effectue en plusieurs étapes. La largeur de bande de l'appareil est limitée par le premier étage (*test set*). Celui-ci contient le pont de mesure (quelques coupleurs) et réalise le mélange à la première fréquence intermédiaire. Les instruments commerciaux les plus souvent utilisés – *HP 8510*, *Wiltron 360* et *AB millimètre* – peuvent atteindre des fréquences de *test set* jusqu'à 110 GHz et au-delà.

Les VNA basés sur le principe de la conversion de fréquence sont très large bande (par exemple 45 MHz – 26.5 GHz), très faciles d'utilisation, rapides et coûteux. A cause de la méthode de mesure très complexe, il existe un grand nombre d'erreurs qui perturbent le résultat d'une mesure. Les erreurs ne peuvent être déduites qu'en mesurant des étalons bien connus. Ces étalons sont mesurés avec des réflectomètres plus simples mais aussi plus exacts - comme le réflectomètre à six accès - qui permettent une estimation directe des erreurs commises pendant les mesures et de leur influence sur le résultat [18, 28, 35].

2.5 Le réflectomètre six-portes

2.5.1 Principe

Le réflectomètre six-portes [14] est un dispositif de mesure en hyperfréquences qui a connu un succès considérable pendant les dernières vingt années. Originalement conçu par G. F. ENGEN et C. A. HOER [26, 13], il permet de mesurer des impédances complexes en utilisant uniquement des mesures de puissance, suivi d'un traitement numérique des données obtenues. Cela résulte en une structure beaucoup plus simple du circuit de mesure, car un discriminateur de phase n'est plus nécessaire.

Le développement de ces systèmes a été rendu possible par la disponibilité générale des systèmes informatiques puissants à bas coût, qui sont indispensables pour les calculs assez complexes nécessaires pour trouver les constantes de calibrage du système et pour calculer le facteur de réflexion à partir des mesures de puissance. Avant la disponibilité de ces moyens de calcul, on essayait toujours de construire des systèmes avec lesquels on pouvait obtenir les quantités à mesurer de la manière la plus directe possible.

Le schéma d'un réflectomètre six-portes est montré sur la figure 2.5. Il s'agit d'un circuit linéaire et passif avec six accès. Une source RF est connectée à la porte 1 et le dispositif sous test dont on veut mesurer le facteur de réflexion est connecté

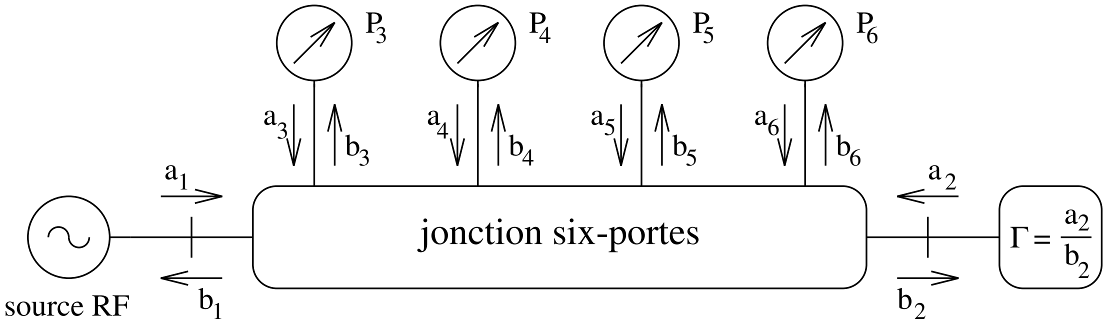


FIG. 2.5 – *Schéma d'un réflectomètre six-portes*

à la porte 2. Les quatre détecteurs de puissance qui sont connectés aux portes 3 à 6 mesurent chacun le module d'une superposition linéaire spécifique des ondes a_2 et b_2 qui déterminent le facteur de réflexion du dispositif sous test. Dans la bande de fonctionnement du réflectomètre six-portes, ces quatre superpositions doivent être bien différentes les unes des autres pour permettre d'obtenir des résultats précis. Après un calibrage du système avec des charges entièrement ou partiellement connues, il est possible de calculer la valeur complexe du facteur de réflexion à partir des quatre puissances mesurées aux portes 3 à 6.

2.5.2 Les équations du réflectomètre six-portes

Après les explications qualitatives sur le principe de fonctionnement du réflectomètre six-portes dans le paragraphe précédent, nous allons maintenant développer les équations qui gouvernent ce dispositif de mesure.

En posant a_i et b_i, $i = 1, ..., 6$, les douze pseudo-ondes incidentes et émergeantes de la jonction six-portes, on peut écrire les équations de dispersion d'après (1.4) :

$$b_i = \sum_{j=1}^{6} S_{ij} a_j, \quad i = 1, ..., 6. \tag{2.7}$$

En plus, on assume que les détecteurs aux portes 3 à 6 sont connectés « en permanence ». On peut donc écrire

$$a_i = b_i \Gamma_i, \quad i = 3, ..., 6, \tag{2.8}$$

où Γ_i est le facteur de réflexion du détecteur connecté à la porte i.

Les équations (2.7) et (2.8) représentent dix relations linéaires entre les douze variables a_i et b_i, $i = 1, ..., 6$. Il est donc possible de résoudre ce système d'équations pour dix variables quelconques entre eux en fonction des deux variables restantes [13]. En particulier, il est possible d'écrire

$$b_i = A_i a_2 + B_i b_2, \quad i = 3, ..., 6. \tag{2.9}$$

Ce sont ces constantes A_i et B_i qui déterminent principalement les caractéristiques du réflectomètre six-portes.

La prochaine étape est importante et constituera la base de la suite de l'analyse parce qu'elle simplifie beaucoup toutes les expressions sans toutefois utiliser des approximations qui rendraient l'analyse inexacte. Nous allons choisir les impédances de référence Z^i_{ref} des portes où sont connectés les détecteurs égales aux impédances d'entrée Z_i de ces détecteurs [30] :

$$Z^i_{\text{ref}} = Z_i, \quad i = 3, ..., 6. \tag{2.10}$$

Comme aux portes du circuit, la relation

$$V_i = -Z_i I_i \tag{2.11}$$

est valable (le courant I_i a été défini comme entrant dans la porte i), l'équation (1.1) nous donne donc

$$a_i = 0, \quad i = 3, ..., 6, \tag{2.12}$$

c'est à dire les pseudo-ondes réfléchies par les détecteurs et rentrantes dans le réflectomètre six-portes sont égales à zéro. Les impédances d'entrée des détecteurs Z_i et donc les impédances de référence Z^i_{ref} seront en général des fonctions de la fréquence, il n'est pas nécessaire de postuler qu'elles soient constantes comme c'était le cas dans [30]. Nous verrons dans le chapitre 3 que pour calculer certaines caractéristiques d'un réflectomètre six-portes, il ne sera même pas nécessaire de connaître les valeurs des Z_i.

Pour notre choix des Z^i_{ref} où $a_i = 0$ pour i de 3 à 6, l'équation (1.3) donne avec l'équation (2.9)

$$P_i = |b_i|^2 = |A_i a_2 + B_i b_2|^2, \quad i = 3, ..., 6. \tag{2.13}$$

Souvent, on essaye de construire les réflectomètres six-portes de manière que la puissance mesurée par un des quatre détecteurs – on choisira ici celui connecté à la porte 3 – dépende uniquement de la pseudo-onde b_2, donc $A_3 = 0$. Dans ce cas, on obtient avec le facteur de réflexion de la charge à mesurer connectée à la porte 2

$$\Gamma_2 = \frac{a_2}{b_2} \tag{2.14}$$

et avec les valeurs q_i données par

$$q_i = -\frac{B_i}{A_i}, \quad i = 4, 5, 6 \tag{2.15}$$

à partir de l'équation (2.13) :

$$|\Gamma_2 - q_i|^2 = \left|\frac{B_3}{A_i}\right|^2 \cdot \frac{P_i}{P_3}, \quad i = 4, 5, 6. \tag{2.16}$$

La valeur de Γ_2 est donc déterminée par l'intersection de trois cercles dont les centres sont les points q_4, q_5 et q_6 et dont le rayon dépend des rapports $\frac{P_i}{P_3}$ des puissances mesurées (voir figure 2.6).

Les positions des points q_i sont des paramètres importants qui déterminent une grande partie du comportement du circuit six-portes. Pour mesurer des charges passives ($|\Gamma| \leq 1$), on choisira un module de q_4, q_5 et q_6 de l'ordre de 1.5 et un angle entre chaque deux points de 120° [14]. De cette manière, on évite les incertitudes de mesure dues à la dynamique limitée des détecteurs quand le facteur de réflexion Γ à mesurer se trouve trop proche d'un des points q_i. Si, par contre, le module des points q_i était beaucoup plus grand que 1.5, les variations

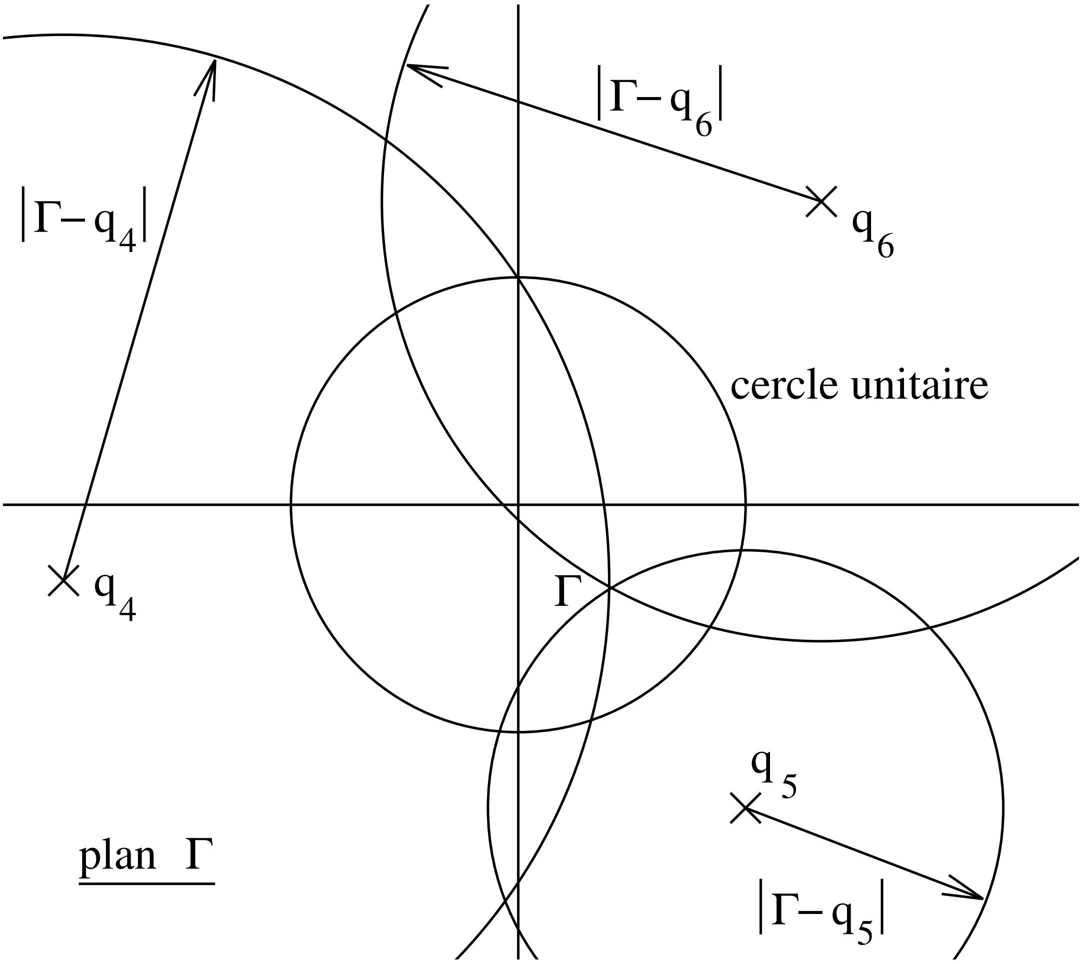


Fig. 2.6 – *Le facteur de réflexion est déterminé par l'intersection de trois cercles dans le plan complexe* Γ

en puissance au niveau des détecteurs seraient assez faibles et la résolution limitée de ces composants résulterait également en des incertitudes de mesure élevées.

L'angle de 120° entre chaque deux points q_i est choisi pour obtenir une équirépartition de ces points autour de l'origine. Si les points q_i se trouvaient trop proches les uns des autres, les angles d'intersection entre les cercles correspondants seraient très aigus et une incertitude faible au niveau du rayon du cercle résulterait en une grande incertitude sur le point d'intersection entre les cercles.

Les arguments qualitatifs donnés ici ont d'ailleurs été confirmés par des simulations statistiques examinant l'effet des incertitudes des mesures de puissance sur l'incertitude de la détermination du facteur de réflexion pour différentes structures du réflectomètre six-portes [3, 23]

Pour le cas $A_3 \neq 0$, on trouve la relation

$$\frac{|\Gamma_2 - q_i|^2}{|\Gamma_2 - q_3|^2} = \left|\frac{A_3}{A_i}\right|^2 \cdot \frac{P_i}{P_3}, \quad i = 4, 5, 6, \tag{2.17}$$

avec $q_3 = -\frac{B_3}{A_3}$ en analogie avec l'équation (2.15). La valeur de Γ_2 est toujours déterminée par l'intersection de trois cercles mais dont l'emplacement du centre (qui se situe sur la ligne droite entre q_i et q_3) dépend maintenant également des rapports $\frac{P_i}{P_3}$ des puissances mesurées.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté différentes méthodes pour mesurer l'impédance d'un dispositif sous test dans le domaine des hyperfréquences : la ligne à fente, la méthode des sondes multiples, le pont interférométrique, la mesure d'une impédance à l'aide d'un coupleur directif, le récepteur à conversion de fréquence et finalement le réflectomètre six-portes qui est le dispositif sur lequel nous avons travaillé dans le cadre de cette thèse. L'un de ses principaux avantages est le fait qu'il permet de mesurer le module et la phase du facteur de réflexion en utilisant un circuit d'une structure très simple par rapport au récepteur à conversion de fréquence.

Chapitre 3

L'analyse des réflectomètres six-portes

3.1 Introduction

Pour développer de nouveaux réflectomètres six-portes, il faut disposer d'une méthode pour analyser les caractéristiques d'une structure six-portes quelconque. Dans certains cas, par exemple quand le six-portes est composé de coupleurs, une analyse est possible en suivant les différents chemins des ondes a_2 et b_2 vers les détecteurs en supposant que tous les composants soient parfaitement adaptés [15]. Toutefois, il existe aussi des réflectomètres six-portes constitués entièrement d'éléments localisés comme des résistances, des capacités et des inductances [7], si bien qu'un raisonnement avec la propagation des ondes dans le circuit décrit dans [15] ne soit plus possible.

Aussi, pour optimiser la structure d'un nouveau réflectomètre six-portes en tenant compte de tous les éléments parasites des composants, il est nécessaire de faire appel à un logiciel de simulation hyperfréquence (p. ex. Libra ou MDS de HP-EEsof). Ces logiciels permettent en général de calculer les paramètres de dispersion d'un circuit. Il faut donc disposer d'une méthode pour calculer les caractéristiques du réflectomètre six-portes, p. ex. les valeurs des points q_i, en fonction des paramètres de dispersion donnés par ces logiciels.

Nous allons donc dans ce chapitre développer les équations pour calculer les constantes du réflectomètre six-portes à partir de ses paramètres de dispersion. Nous allons également décrire une méthode pour trouver ces paramètres de dispersion sous la condition $Z^i_{\text{ref}} = Z_i$ de l'équation (2.10), qui sera à la base de cette analyse. Finalement, il sera proposé une méthode alternative et équivalente pour calculer les points q_i, qui peut être avantageuse surtout pour une analyse théorique d'un circuit car elle ne fait intervenir que le quotient de deux termes.

3.2 Le calcul des constantes du réflectomètre six-portes à partir des paramètres de dispersion

Avec le choix de $Z^i_{\text{ref}} = Z_i$ pour i de 3 à 6 de l'équation (2.10) et la conséquence $a_i = 0$ pour ces mêmes valeurs de i (équation (2.12)), l'équation (2.7) devient

$$b_i = S_{i1}a_1 + S_{i2}a_2, \quad i = 1, ..., 6. \tag{3.1}$$

Pour obtenir les constantes A_i et B_i qui sont nécessaires pour calculer les positions des points q_i selon l'équation (2.15), il est nécessaire d'exprimer les b_i, $i = 3, ..., 6$, en fonction de a_2 et b_2 ce qui donne les A_i et B_i en utilisant l'équation (2.9).

L'équation (3.1) pour $i = 2$ donne

$$a_1 = \frac{b_2 - S_{22}a_2}{S_{21}}. \tag{3.2}$$

Quand on insère cette équation dans l'équation (3.1), on obtient :

$$b_i = \left(S_{i2} - S_{i1}\frac{S_{22}}{S_{21}}\right)a_2 + \frac{S_{i1}}{S_{21}}b_2, \quad i = 3, ..., 6. \tag{3.3}$$

En comparant ce résultat avec l'équation (2.9) on trouve

$$A_i = S_{i2} - S_{i1}\frac{S_{22}}{S_{21}} \tag{3.4}$$

$$B_i = \frac{S_{i1}}{S_{21}} \tag{3.5}$$

ce qui donne avec l'équation (2.15) l'expression pour les points q_i :

$$q_i = \frac{S_{i1}}{S_{22}S_{i1} - S_{21}S_{i2}}. \tag{3.6}$$

Le résultat des équations (3.4) et (3.5) est d'ailleurs équivalent à celui obtenu dans [30] à l'aide d'une méthode différente et plus complexe.

3.3 Le calcul des paramètres de dispersion

Il est nécessaire de souligner que les formules développées dans le paragraphe précédant sont uniquement valables pour le cas où $Z^i_{\text{ref}} = Z_i$ et donc $a_i = 0$ pour i variant de 3 à 6. Nous allons donc par la suite décrire une méthode qui permet de calculer les paramètres de dispersion sous cette condition ainsi qu'une astuce grâce à laquelle il est possible de trouver ces paramètres avec un logiciel de simulation, même si des impédances de référence complexes et variant en fonction de la fréquence n'y sont pas prévues.

Tout d'abord, en combinant les équations (1.2), (2.10) et (2.11), on trouve :

$$b_i = \frac{\sqrt{\text{Re}(Z^i_{\text{ref}})}}{|Z^i_{\text{ref}}|}V_i = -Z^i_{\text{ref}}\frac{\sqrt{\text{Re}(Z^i_{\text{ref}})}}{|Z^i_{\text{ref}}|}I_i, \quad i = 3, ..., 6. \tag{3.7}$$

Dans ce cas, la pseudo-onde b_i est donc directement proportionnelle à la tension ou au courant aux bornes de la porte. Ceci nous permettra d'une part de calculer assez facilement les paramètres de dispersion correspondantes à l'aide d'une analyse traditionnelle du circuit, et d'autre part il nous donnera la possibilité de trouver ces paramètres par simulation, en utilisant une sorte de « sondes » pour mesurer la tension aux bornes de la porte.

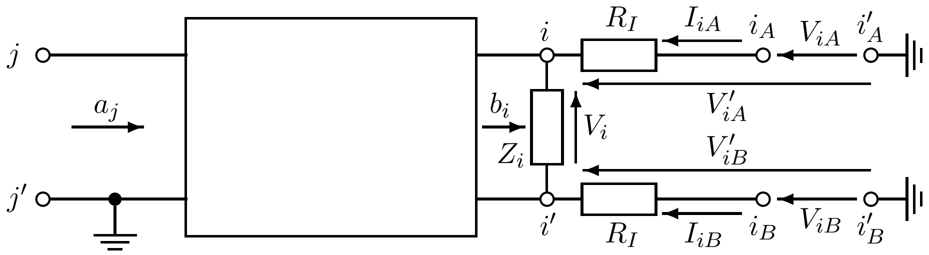


FIG. 3.1 – *Structure pour simuler* S_{ij} *pour le cas* $Z^i_{\mathrm{ref}} = Z_i$

La figure 3.1 montre la structure qui sera utilisée pour simuler le paramètre S_{ij} pour le cas $Z^i_{\mathrm{ref}} = Z_i$. L'astuce consiste à connecter une charge d'isolation R_I suivie d'un port à chacune des bornes i et i' (la connexion à la borne i' est nécessaire uniquement si celle-ci n'est pas connectée directement à la masse, cas pour lequel tous les tensions et courants correspondants seront égaux à zéro). La valeur de la charge d'isolation R_I doit être très élevée afin de ne pas perturber le fonctionnement du circuit. Avec R_I et le port, on ajoute en effet au circuit une résistance supplémentaire vers la masse qui n'existe pas dans le circuit original. Il faut donc que cette résistance soit beaucoup plus importante que l'impédance au point du circuit où elle est connectée, afin qu'il n'y ait qu'une très faible partie du courant qui passe par cette résistance supplémentaire. La limite supérieure de la valeur de R_I est donnée par le logiciel de simulation ; il faut qu'il soit capable de calculer correctement les valeurs très faibles des paramètres de dispersion qui résultent de cette configuration. Avec le logiciel Libra de HP-EEsof, nous avons généralement utilisé une valeur de 10^{50} Ω pour R_I.

Pour faciliter la simulation, on choisit la même valeur Z_{ref} pour l'impédance caractéristique des portes i_A, i_B et j :

$$Z^{iA}_{\mathrm{ref}} = Z^{iB}_{\mathrm{ref}} = Z^{j}_{\mathrm{ref}} = Z_{\mathrm{ref}}. \tag{3.8}$$

Le logiciel de simulation permet alors de calculer les paramètres de dispersion S_{ijA} et S_{ijB} entre la porte j et les portes i_A et i_B respectivement :

$$S_{ijA} = \left.\frac{b_{iA}}{a_j}\right|_{a_{iA}=0} \qquad S_{ijB} = \left.\frac{b_{iB}}{a_j}\right|_{a_{iB}=0}. \tag{3.9}$$

Dans le cas où $a_{iA} = 0$ et $a_{iB} = 0$, on a les relations suivantes en analogie avec l'équation (3.7) :

$$b_{iA} = \frac{\sqrt{\mathrm{Re}(Z_{\mathrm{ref}})}}{|Z_{\mathrm{ref}}|} V_{iA} = -Z_{\mathrm{ref}} \frac{\sqrt{\mathrm{Re}(Z_{\mathrm{ref}})}}{|Z_{\mathrm{ref}}|} I_{iA} \tag{3.10}$$

$$b_{iB} = \frac{\sqrt{\mathrm{Re}(Z_{\mathrm{ref}})}}{|Z_{\mathrm{ref}}|} V_{iB} = -Z_{\mathrm{ref}} \frac{\sqrt{\mathrm{Re}(Z_{\mathrm{ref}})}}{|Z_{\mathrm{ref}}|} I_{iB}. \tag{3.11}$$

En les liant avec l'équation (3.9), on obtient donc

$$\frac{V_{iA}}{a_j} = \frac{|Z_{\mathrm{ref}}|}{\sqrt{\mathrm{Re}(Z_{\mathrm{ref}})}} S_{ijA} \qquad \frac{I_{iA}}{a_j} = -\frac{1}{Z_{\mathrm{ref}}} \frac{|Z_{\mathrm{ref}}|}{\sqrt{\mathrm{Re}(Z_{\mathrm{ref}})}} S_{ijA} \tag{3.12}$$

$$\frac{V_{iB}}{a_j} = \frac{|Z_{\mathrm{ref}}|}{\sqrt{\mathrm{Re}(Z_{\mathrm{ref}})}} S_{ijB} \qquad \frac{I_{iB}}{a_j} = -\frac{1}{Z_{\mathrm{ref}}} \frac{|Z_{\mathrm{ref}}|}{\sqrt{\mathrm{Re}(Z_{\mathrm{ref}})}} S_{ijB} \tag{3.13}$$

ce qui donne

$$\frac{V'_{iA}}{a_j} = \frac{V_{iA} - I_{iA} R_I}{a_j} = \frac{|Z_{\mathrm{ref}}|}{\sqrt{\mathrm{Re}(Z_{\mathrm{ref}})}} \frac{Z_{\mathrm{ref}} + R_I}{Z_{\mathrm{ref}}} S_{ijA} \tag{3.14}$$

$$\frac{V'_{iB}}{a_j} = \frac{V_{iB} - I_{iB} R_I}{a_j} = \frac{|Z_{\mathrm{ref}}|}{\sqrt{\mathrm{Re}(Z_{\mathrm{ref}})}} \frac{Z_{\mathrm{ref}} + R_I}{Z_{\mathrm{ref}}} S_{ijB} \tag{3.15}$$

et enfin

$$\frac{V_i}{a_j} = \frac{V'_{iA} - V'_{iB}}{a_j} = \frac{|Z_{\mathrm{ref}}|}{\sqrt{\mathrm{Re}(Z_{\mathrm{ref}})}} \frac{Z_{\mathrm{ref}} + R_I}{Z_{\mathrm{ref}}} (S_{ijA} - S_{ijB}). \tag{3.16}$$

En utilisant l'équation (3.7), on obtient donc le résultat final :

$$S_{ij} = \left.\frac{b_i}{a_j}\right|_{a_i=0} = \frac{\sqrt{\mathrm{Re}(Z_i)}}{|Z_i|} \frac{V_i}{a_j} = \frac{\sqrt{\mathrm{Re}(Z_i)}}{|Z_i|} \frac{|Z_{\mathrm{ref}}|}{\sqrt{\mathrm{Re}(Z_{\mathrm{ref}})}} \frac{Z_{\mathrm{ref}} + R_I}{Z_{\mathrm{ref}}} (S_{ijA} - S_{ijB}). \tag{3.17}$$

Pour le calcul des points q_i, d'après l'équation (3.6), nous trouvons qu'il n'est pas nécessaire de connaître la valeur de Z_i puisque les facteurs dans le numérateur et dans le dénominateur s'éliminent :

$$q_i = \frac{S_{i1A} - S_{i1B}}{S_{22}(S_{i1A} - S_{i1B}) - S_{21}(S_{i2A} - S_{i2B})}. \tag{3.18}$$

Dans l'annexe A, nous présentons une méthode alternative pour calculer les valeurs q_i d'un réflectomètre six-portes qui peut surtout être avantageuse pour une analyse théorique d'un réflectomètre six-portes.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode pour analyser les caractéristiques d'un réflectomètre six-portes à l'aide d'un logiciel de simulation en tenant compte des impédances d'entrée des détecteurs de puissance qui varient en fonction de la fréquence. Cette méthode peut être utilisée même avec un logiciel qui sait uniquement faire une simple analyse des paramètres de dispersion ; elle consiste à employer des résistances de forte valeur qui fonctionnent comme une sorte de « sondes ». Dans l'annexe A, nous présentons une méthode alternative permettant une analyse théorique d'un réflectomètre six-portes.

Chapitre 4

Calibrage des réflectomètres six-portes

4.1 Introduction

De très nombreuses méthodes ont été proposées pour calibrer le réflectomètre six-portes, c'est-à-dire pour trouver les constantes caractéristiques qui sont nécessaires pour calculer le facteur de réflexion du dispositif sous test à partir des quatre mesures de puissance [6, 21, 22, 31, 34, 39, 48, 49, 50, 53, 54, 62, 63].

La plupart de ces méthodes sont « explicites », elles déterminent les constantes du réflectomètre avec un certain nombre de charges connues à l'aide d'un calcul matriciel. Ces méthodes utilisent souvent assez mal le fait que les quatre puissances mesurées ne sont pas indépendantes entre elles. En effet, comme on peut voir sur la figure 2.6, deux des trois rapports $\frac{P_i}{P_3}$ $(i = 4, 5, 6)$ ne laissent au troisième rapport que deux valeurs possibles, car les trois cercles doivent se couper en un seul point.

En réalité toutefois, avec les erreurs de mesure inévitables, les trois cercles ne se couperont généralement pas exactement en un seul point, mais on trouvera trois points d'intersection entre chaque paire de cercles qui se situent plus ou moins proches les uns des autres. L'écart entre les points peut alors être utilisé pour estimer la qualité du calibrage et les incertitudes sur les facteurs de réflexion mesurés. Alternativement, on peut optimiser les constantes de calibrage obtenues initialement de manière que les trois points d'intersection se rapprochent le plus possible.

La possibilité d'effectuer une telle optimisation est un grand avantage de la méthode dite de la « réduction six-portes à quatre-portes » proposée par G. F. Engen [16] qui sera exposée dans la suite. Un autre avantage de cette méthode est le fait que la procédure de calibrage se déroule en deux étapes dont la deuxième correspond au calibrage d'un instrument de mesure vectorielle traditionnel pour lequel il existe déjà de nombreuses solutions.

4.2 La réduction six-portes à quatre-portes

Nous allons dans la suite analyser le principe du réflectomètre six-portes (figure 2.5), avec la source RF connectée à la porte 1, le dispositif sous test connecté à la porte 2 et les quatre détecteurs de puissance connectés aux portes 3 à 6. Comme dans toutes nos analyses, nous choisirons les impédances de référence Z_{ref}^{i} des portes 3 à 6 égales aux impédances d'entrée Z_i des détecteurs (voir l'équation (2.10)).

Le but de la réduction six-portes à quatre-portes est de déterminer le rapport complexe entre les ondes incidentes aux deux des quatre détecteurs, par exemple $\frac{b_4}{b_3}$, en fonction des quatre puissances mesurées P_3 à P_6. Ensuite, des méthodes traditionnelles pourront être utilisées pour trouver la relation entre $\frac{b_4}{b_3}$ et le facteur de réflexion à mesurer.

Suivant la même argumentation qui a mené à l'équation (2.9), il est possible d'exprimer les ondes incidentes aux autres deux détecteurs b_5 et b_6 comme une combinaison linéaire des deux ondes b_3 et b_4 dont on veut déterminer le rapport complexe :

$$\begin{aligned} b_5 &= K_5 b_3 + L_5 b_4 && (4.1) \\ b_6 &= K_6 b_3 + L_6 b_4. && (4.2) \end{aligned}$$

Avec l'équation (2.13), nous pouvons donc écrire

$$\begin{aligned} P_3 &= |b_3|^2 && (4.3) \\ P_4 &= |b_4|^2 && (4.4) \\ P_5 &= |K_5 b_3 + L_5 b_4|^2 && (4.5) \\ P_6 &= |K_6 b_3 + L_6 b_4|^2. && (4.6) \end{aligned}$$

En prenant le rapport entre les équations (4.4), (4.5), (4.6) et (4.3), nous obtenons

$$\begin{aligned} p_1 &= |w|^2 && (4.7) \\ Zp_2 &= |w - w_1|^2 && (4.8) \\ Rp_3 &= |w - w_2|^2 && (4.9) \end{aligned}$$

avec

$$\begin{aligned} w &= \frac{b_4}{b_3} && (4.10) \\ w_1 &= -\frac{K_5}{L_5} && (4.11) \\ w_2 &= -\frac{K_6}{L_6} && (4.12) \\ Z &= \frac{1}{|L_5|^2} && (4.13) \\ R &= \frac{1}{|L_6|^2} && (4.14) \\ p_{i-3} &= \frac{P_i}{P_3} \quad i = 4, 5, 6. && (4.15) \end{aligned}$$

Le rapport $w = \frac{b_4}{b_3}$ que l'on veut déterminer est donc donné par l'intersection de trois cercles avec comme centres respectifs l'origine, w_1 et w_2, et pour rayon $\sqrt{p_1}$, $\sqrt{Zp_2}$ et $\sqrt{Rp_3}$. On peut choisir librement la phase de w_1 ou de w_2 ; nous allons donc postuler que $\arg w_1 = 0$ et que donc w_1 est une valeur réelle positive. Le libre choix de la phase s'explique par le fait que les phases de w_1 et w_2 sont influencées par la position des plans de référence par rapport aux ondes b_3 et b_4 aux plans d'accès des détecteurs correspondants. Comme le choix de ces plans de référence est arbitraire, c'est seulement la phase relative entre w_1 et w_2 mais non pas leur phase absolue qui est une propriété du réflectomètre six-portes. Ce sont donc cinq constantes réelles, les valeurs réelles Z, R et w_1, et les parties réelle et imaginaire de w_2, qui doivent être trouvées pour pouvoir effectuer la réduction six-portes à quatre-portes.

G. F. Engen [16] a montré qu'il est possible d'éliminer la variable w des équations (4.7) à (4.9), ce qui résulte en l'équation de contrainte non-linéaire

$$\begin{aligned} &Ap_1^2 + BZ^2p_2^2 + CR^2p_3^2 + (C - A - B)Zp_1p_2 \\ &\quad + (B - C - A)Rp_1p_3 + (A - B - C)ZRp_2p_3 \\ &\quad + A(A - B - C)p_1 + B(B - C - A)Zp_2 \\ &\quad + C(C - A - B)Rp_3 + ABC = 0 \end{aligned} \tag{4.16}$$

avec

$$A = |w_1 - w_2|^2 \tag{4.17}$$

$$B = |w_2|^2 \tag{4.18}$$

$$C = w_1^2. \tag{4.19}$$

L'équation (4.16) décrit les dépendances entre les puissances mesurées à l'aide des cinq paramètres de la réduction six-portes à quatre-portes ; elle doit être vérifiée pour toutes les valeurs de w. On peut donc l'utiliser pour contrôler la qualité d'un calibrage en regardant si elle donne un résultat cohérent pour différents dispositifs sous test. Alternativement, elle peut servir pour une optimisation des cinq paramètres de réduction, ce qui améliore parfois considérablement la qualité des résultats. Pour cette optimisation, on utilise la somme des carrés du membre de gauche de l'équation (4.16) pour toutes les charges qui ont servi pour le calibrage et on cherche les valeurs de A, B, C, Z et R qui minimisent cette somme.

4.3 Détermination des paramètres de réduction

4.3.1 La méthode d'ENGEN

En principe, les cinq paramètres de réduction A, B, C, Z et R peuvent être trouvées avec l'équation (4.16) à partir d'au moins cinq charges arbitraires différentes connectées à la porte de mesure du réflectomètre six-portes, résultant en un système d'au moins cinq équations pour cinq variables inconnues (si l'on a plus que cinq équations, le système sera résolu par la méthode des moindres carrés). Malheureusement, ces équations sont de degré trois, et les méthodes numériques classiques ne convergeront généralement pas vers la bonne solution si l'on ne dispose pas déjà de valeurs approximatives pour ces cinq paramètres.

Une solution possible, qui a été proposée également par G. F. ENGEN [17], est de mesurer au moins neuf charges arbitraires (mais bien réparties sur l'abaque de Smith) et d'insérer les puissances mesurées dans l'équation linéaire

$$\begin{aligned} x_1 p_1^2 + x_2 p_2^2 + x_3 p_3^2 + x_4 p_1 p_2 & \\ + x_5 p_1 p_3 + x_6 p_2 p_3 & \\ + x_7 p_1 + x_8 p_2 & \\ + x_9 p_3 + 1 = 0 & \qquad (4.20) \end{aligned}$$

où

$$x_1 = \frac{1}{BC} \qquad (4.21)$$

$$x_2 = \frac{Z^2}{AC} \qquad (4.22)$$

$$x_3 = \frac{R^2}{AB} \qquad (4.23)$$

$$x_4 = \frac{(C-A-B)Z}{ABC} \tag{4.24}$$

$$x_5 = \frac{(B-C-A)R}{ABC} \tag{4.25}$$

$$x_6 = \frac{(A-B-C)ZR}{ABC} \tag{4.26}$$

$$x_7 = \frac{A-B-C}{BC} \tag{4.27}$$

$$x_8 = \frac{B-C-A}{AC} \tag{4.28}$$

$$x_9 = \frac{C-A-B}{AB} \tag{4.29}$$

Le système d'équations linéaire correspondant est ensuite résolu pour les neuf variables x_i avec des méthodes classiques (par moindres carrés, si l'on a mesuré plus de neuf charges différentes). Les cinq constantes de réduction seront alors calculées à partir de ces variables avec les équations

$$B = \frac{2x_4 - x_7x_8}{2x_1 - x_4x_7} \tag{4.30}$$

$$C = \frac{2x_5 - x_7x_9}{2x_1 - x_5x_7} \tag{4.31}$$

$$A = B + C + \frac{x_7}{x_1} \tag{4.32}$$

$$Z = \sqrt{x_2AC} \tag{4.33}$$

$$R = \sqrt{x_3AB}. \tag{4.34}$$

Les valeurs de w_1 et w_2 peuvent ensuite être calculées à partir de A, B et C en utilisant les équations (4.58) à (4.60).

Un inconvénient de cette méthode par rapport à celle que nous allons proposer dans la suite est qu'elle nécessite neuf charges différentes au lieu de seulement cinq. Aussi, les données de mesures obtenues pour certaines structures du réflectomètre six-portes combinées avec des incertitudes de mesure des puissances résultaient parfois en des valeurs négatives sous la racine dans les équations (4.33) et (4.34), rendant cette méthode inutilisable dans ces cas. De plus, les constantes A, B, C, R et Z peuvent être obtenues à partir d'autres combinaisons des x_i, par exemple $C = \frac{1}{Bx_1}$ en utilisant l'équation (4.21). Il existe aussi d'autres relations entre les x_i, comme par exemple $x_4x_5 = x_1x_8x_9$, $x_3x_4x_8 = x_2x_5x_9$, $x_4x_6 = x_2x_7x_9$ et $x_5x_6 = x_3x_7x_8$ qui peuvent également servir pour exprimer les constantes de réduction de manière différente.

4.3.2 Une nouvelle méthode robuste

Nous allons dans ce paragraphe exposer une méthode alternative à celle d'ENGEN pour déterminer les valeurs des paramètres de réduction, qui pourront ensuite être optimisés en utilisant l'équation (4.16). Cette méthode a été inspirée d'un algorithme proposé par U. STUMPER [55, 56] ; lui-même utilisant une idée de B. NEUMEYER [43]. La procédure de STUMPER est dans certains aspects similaire à celle présenté par G. F. ENGEN dans son article original [16], qui nécessitait toutefois des charges supplémentaires pour déterminer les cinq paramètres sans ambiguïté. Notre algorithme part des mêmes idées principales que ces approches antérieures, mais prend en compte plusieurs éléments nouveaux pour augmenter la précision dans le cas où ces méthodes deviennent mal conditionnées.

La base de l'algorithme

Le nouvel algorithme pour déterminer les paramètres de réduction utilise le fait bien connu que la valeur de w et le facteur de réflexion Γ du dispositif connecté à la porte de mesure du réflectomètre six-portes sont reliés par une transformation bilinéaire (correspondant à un « quadripôle d'erreur ») de la forme

$$w = \frac{a\Gamma + b}{c\Gamma + 1} \tag{4.35}$$

qui transforme cercles en cercles (avec des lignes droites comme cas limites). Donc, des mesures de charges avec un module de Γ constant se situeront sur un cercle dans le plan w. Le rayon et le centre de ce cercle seront toutefois inconnus, car les paramètres a, b et c de la transformation bilinéaire n'ont pas encore été déterminés.

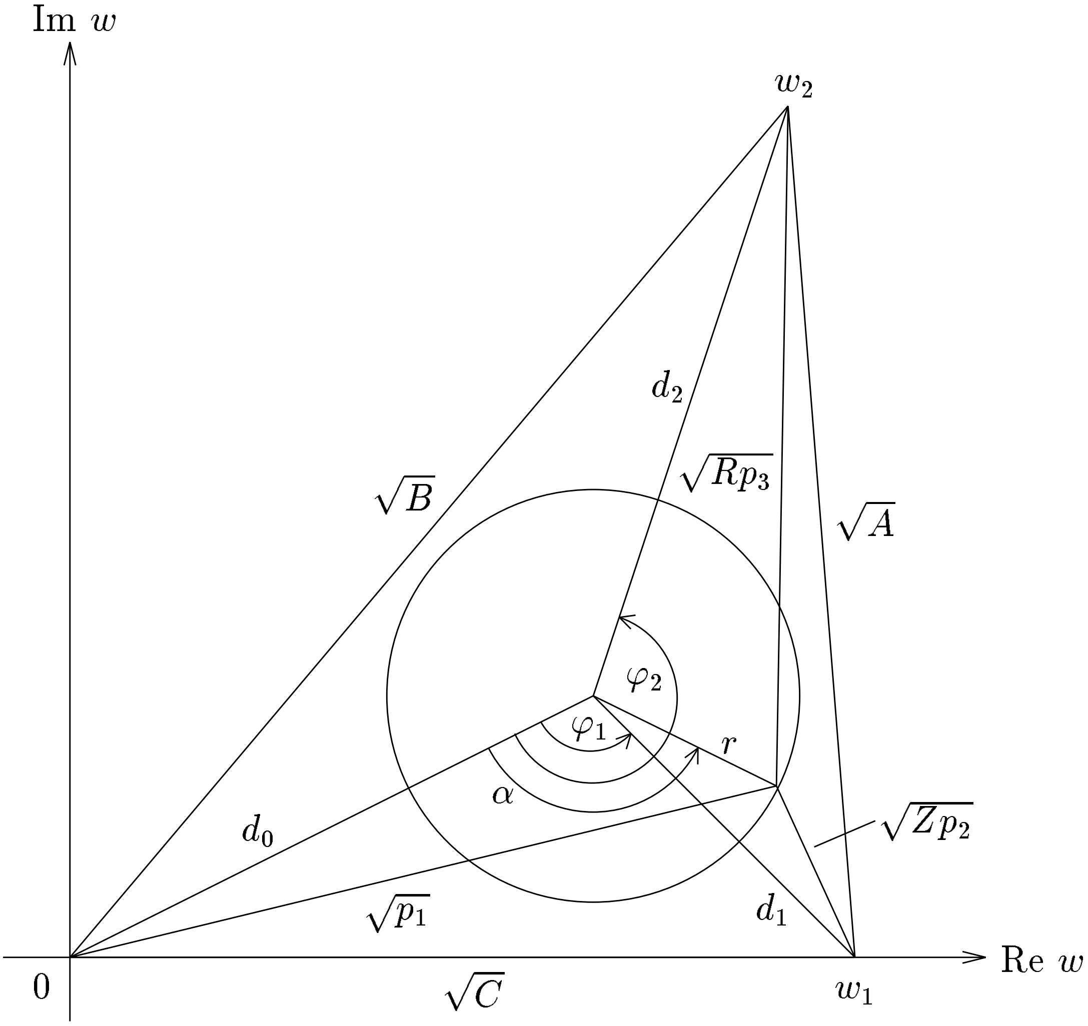


FIG. 4.1 – *Le plan w avec le cercle des valeurs $|\Gamma|$ constantes*

La détermination de Z et R

Cette première étape de la procédure de calibrage déterminera les deux paramètres Z et R de l'équation (4.16). Elle est très similaire à celle proposée par NEUMEYER [43] et STUMPER [55] avec la différence qu'elle permet d'éliminer des configurations mal conditionnées.

La figure 4.1 montre un exemple du plan w avec le cercle formé par des charges avec un module constant du facteur de réflexion Γ. L'idée est de déterminer les minima $p_{i\,\min}$ et les maxima $p_{i\,\max}$ des rapports de puissances p_i correspondant à ce cercle. En effet, à partir de la loi du cosinus, on peut écrire les équations suivantes pour les points situés sur le cercle

$$p_1 = d_0^2 + r^2 - 2d_0 r \cos\alpha \tag{4.36}$$

$$Zp_2 = d_1^2 + r^2 - 2d_1 r \cos(\alpha - \varphi_1) \tag{4.37}$$

$$Rp_3 = d_2^2 + r^2 - 2d_2 r \cos(\alpha - \varphi_2) \tag{4.38}$$

où d_0, d_1 et d_2 sont les distances entre le centre du cercle et l'origine, w_1 et w_2 respectivement, r est le rayon du cercle, α est l'angle entre l'origine et le point sur le cercle par rapport au centre du cercle, et φ_1 et φ_2 sont les angles entre l'origine et w_1 et w_2 par rapport au centre du cercle respectivement (voir la figure 4.1).

Il est possible d'éliminer α de chaque paire des équations (4.36) à (4.38), ce qui résulte en des équations d'ellipses de la forme (cf. [16])

$$X_1 p_i^2 + 2X_2 p_i p_k + X_3 p_k^2 + 2X_4 p_i + 2X_5 p_k + 1 = 0 \tag{4.39}$$

$(i, k = 1, 2, 3;\ i \neq k)$, qui sont linéaires dans leur cinq paramètres X_1 à X_5. Ces paramètres peuvent être déterminés à l'aide de cinq charges avec un module constant mais des phases différentes du facteur de réflexion Γ en résolvant le système d'équations linéaires correspondant. Afin d'obtenir des résultats plus précis en présence de bruit, plus de cinq charges peuvent être utilisées pour trouver une solution par la méthode des moindres carrés des systèmes d'équations.

Quand X_1 à X_5 ont été trouvés, les extrêmes de p_i peuvent être calculés avec (cf. [55])

$$p_{i\,\mathrm{ext}} = \frac{1}{X_1 X_3 - X_2^2}\Big(X_2 X_5 - X_3 X_4 \pm\sqrt{\left(X_2 X_5 - X_3 X_4\right)^2 - \left(X_1 X_3 - X_2^2\right)\left(X_3 - X_5^2\right)}\Big). \tag{4.40}$$

Cette équation a été obtenue de la manière suivante : on résoud l'équation (4.39) pour p_k en fonction de p_i, ce qui résulte en l'équation quadratique

$$p_k = -\frac{1}{X_3}\left(X_2 p_i + X_5 \pm \sqrt{(X_2 p_i + X_5)^2 - X_3(X_1 p_i^2 + 2X_4 p_i + 1)}\right). \tag{4.41}$$

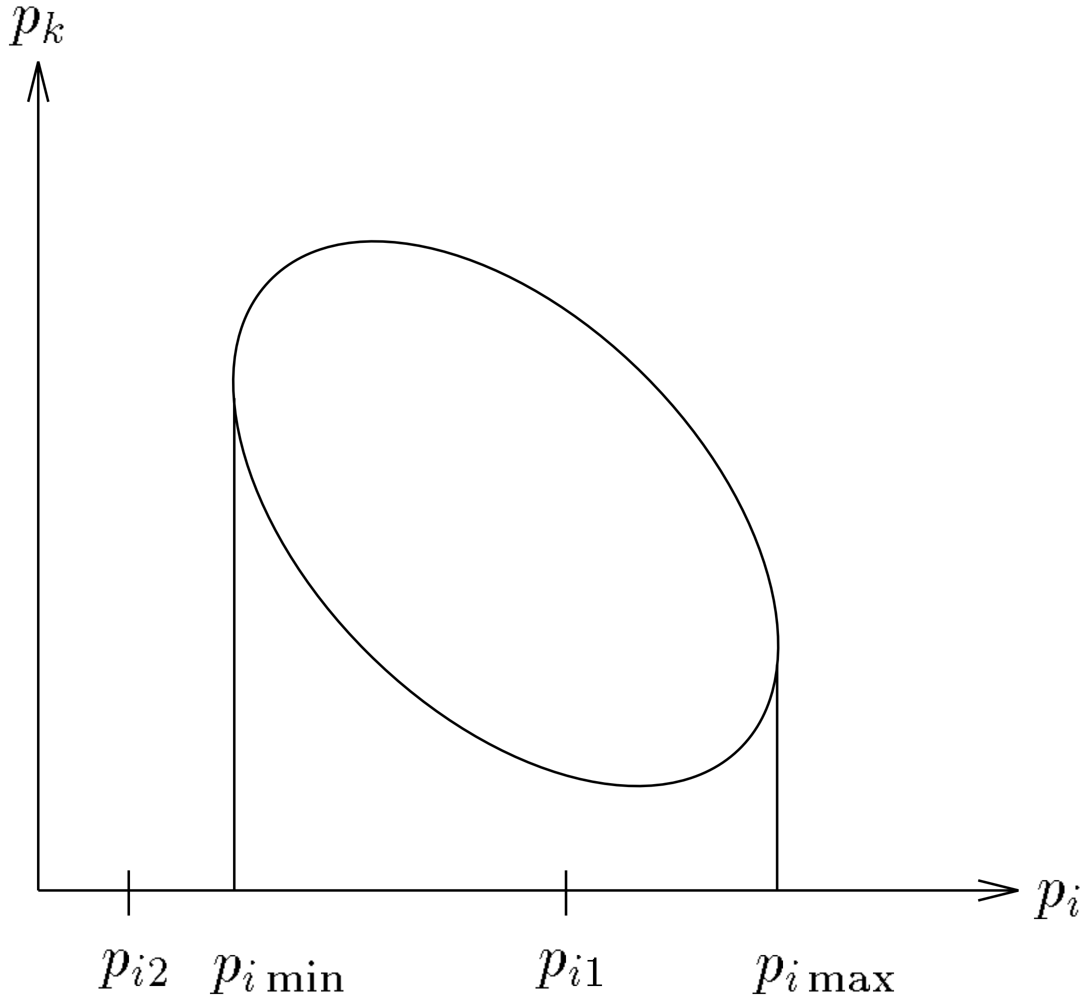


FIG. 4.2 – *L'ellipse avec les valeurs extrêmes de p_i*

Pour les valeurs extrêmes de p_i, cette équation a exactement une solution pour p_k (et ni deux solutions, comme par exemple pour p_{i1}, ni aucune, comme par exemple pour p_{i2}, voir la figure 4.2), c'est-à-dire sa discriminante (la partie sous la racine) est égale à zéro ; c'est cette condition qui donne l'équation (4.40).

Nous avons toutefois fait l'expérience que cette méthode a tendance à devenir inexacte quand l'ellipse correspondante est relativement étroite, spécialement dans les cas où il existe un niveau de bruit élevé dans les mesures de puissance. Cette situation peut être facilement mise en évidence par le fait que deux paires possibles p_i, p_k et p_i, p_ℓ ($\ell = 1, 2, 3;\ \ell \neq i;\ \ell \neq k$) ne donnent pas le même résultat pour les valeurs extrêmes de p_i, mais il peut être difficile de décider lequel de ces deux résultats différents doit être utilisé.

Pour résoudre ce problème, il est utile d'obtenir un plus grand nombre d'estimations pour le minimum et le maximum de p_i et de retenir leur valeur médiane comme solution finale afin d'éliminer de telles situations mal conditionnées. En utilisant la relation trigonométrique (cf. [9])

$$k_1 \cos(\alpha - \theta_1) + k_2 \cos(\alpha - \theta_2) = k \cos(\alpha - \theta) \tag{4.42}$$

avec

$$\begin{aligned} k &= \sqrt{k_1^2 + k_2^2 + 2k_1k_2 \cos(\theta_2 - \theta_1)} && (4.43) \\ \theta &= \arctan \frac{k_1 \sin \theta_1 + k_2 \sin \theta_2}{k_1 \cos \theta_2 + k_2 \cos \theta_2} && (4.44) \end{aligned}$$

il est facile de voir que toute combinaison linéaire de p_k et p_ℓ sera de la même forme générale $K_1 + K_2 \cos(\alpha - \varphi)$ que les équations (4.36) à (4.38). (Ici K_1, K_2, et φ sont des fonctions de r, d_0, d_1, d_2, φ_1, φ_2, Z, R, et des facteurs de p_k and p_ℓ dans la combinaison linéaire, mais sont indépendants de α.) Chacune de ces combinaisons linéaires formera donc également une ellipse en connexion avec p_i. Donc, en substituant des combinaisons linéaires différentes (comme $p_k + p_\ell$, $p_k - p_\ell$, $p_k + 2p_\ell$, etc.) pour p_k dans l'équation (4.39) et en appliquant l'équation (4.40) à la solution des systèmes d'équations linéaires correspondants, les estimations supplémentaires nécessaires pour les valeurs extrêmes de p_i peuvent être obtenues.

Notre expérience montre que pour trouver les valeurs extrêmes de p_i, il suffit généralement d'utiliser p_k, p_ℓ ainsi que les six combinaisons linéaires simples $p_k + p_\ell$, $p_k - p_\ell$, $2p_k + p_\ell$, $2p_k - p_\ell$, $p_k + 2p_\ell$ et $p_k - 2p_\ell$. Entre les huit solutions différentes ainsi obtenues, il y a très rarement plus de deux qui sont totalement écartées à cause d'une configuration mal conditionnée.

Quand les minima et maxima de p_1 à p_3 ont été trouvés Z et R peuvent être calculés [43, 55] en observant qu'à partir des équations (4.36) à (4.38) il vient

$$\sqrt{p_{1\,\max}} \mp \sqrt{p_{1\,\min}} \quad = \quad \sqrt{Zp_{2\,\max}} \mp \sqrt{Zp_{2\,\min}}$$

$$
\begin{aligned}
&= \sqrt{Rp_{3\,\max}} \mp \sqrt{Rp_{3\,\min}} \\
&= 2r. \qquad (4.45)
\end{aligned}
$$

ce qui donne

$$
\begin{aligned}
Z &= \left(\frac{\sqrt{p_{1\,\max}} \mp \sqrt{p_{1\,\min}}}{\sqrt{p_{2\,\max}} \mp \sqrt{p_{2\,\min}}} \right)^2 \qquad (4.46) \\
R &= \left(\frac{\sqrt{p_{1\,\max}} \mp \sqrt{p_{1\,\min}}}{\sqrt{p_{3\,\max}} \mp \sqrt{p_{3\,\min}}} \right)^2 . \qquad (4.47)
\end{aligned}
$$

Dans ces équations, la soustraction doit être utilisée si $d_i > r$ pour le d_i correspondant dans les équations (4.36) à (4.38), c'est-à-dire si l'origine, w_1 et w_2 sont respectivement positionnés à l'extérieur du cercle formé par les charges avec le module du facteur de réflexion Γ constant. Ceci sera le cas dans la plupart des situations où le réflectomètre six-portes a été conçu de manière que les points q_i donnés par l'équation (2.15) ont un module supérieur à un et où des charges passives sont utilisées pour le calibrage. Une autre solution sera donnée dans le paragraphe 4.3.3.

La détermination de A, B et C

Cette deuxième étape de la procédure de calibrage est complètement différente de celle proposée par U. Stumper [55, 56]. Dans sa méthode, les paramètres de réductions restants sont déterminés à partir de la solution d'une équation d'ellipse formé par deux combinaisons linéaires différentes de p_1 à p_3. En utilisant cet algorithme, il n'y a pas de possibilité de trouver une solution exacte si l'ellipse est très étroite et s'il y a du bruit dans les mesures de puissance. Ce serait un avantage s'il était possible de calculer les paramètres de réduction à partir des minima et maxima de combinaisons linéaires de p_1 à p_3. De cette manière, il serait possible d'éliminer de telles configurations mal conditionnés en utilisant la méthode décrite dans le paragraphe précédent.

En fait, il existe une solution simple pour remédier à ce problème. En utilisant les équations (4.36) à (4.38) et (4.42) à (4.44), ainsi que la loi du cosinus, il est possible de montrer que les relations suivantes sont vérifiées pour les quantités nouvellement définies Q_A, Q_B et Q_C :

$$Q_A = Rp_3 - Zp_2 = d_2^2 - d_1^2 - 2r\sqrt{A}\cos(\alpha - \varphi_A) \tag{4.48}$$

$$\varphi_A = \arctan\frac{d_2 \sin\varphi_2 - d_1 \sin\varphi_1}{d_2 \cos\varphi_2 - d_1 \cos\varphi_1} \tag{4.49}$$

$$Q_B = p_1 - Rp_3 = d_0^2 - d_2^2 - 2r\sqrt{B}\cos(\alpha - \varphi_B) \tag{4.50}$$

$$\varphi_B = \arctan\frac{-d_2 \sin\varphi_2}{d_0 - d_2 \cos\varphi_2} \tag{4.51}$$

$$Q_C = Zp_2 - p_1 = d_1^2 - d_0^2 - 2r\sqrt{C}\cos(\alpha - \varphi_C) \tag{4.52}$$

$$\varphi_C = \arctan\frac{d_1 \sin\varphi_1}{d_1 \cos\varphi_1 - d_0}. \tag{4.53}$$

Donc, quand les valeurs extrêmes de Q_A, Q_B et Q_C ont été déterminées par la méthode décrite dans le paragraphe précédent, A, B et C peuvent être calculés avec

$$A = \left(\frac{Q_{A\,\max} - Q_{A\,\min}}{4r}\right)^2 \tag{4.54}$$

$$B = \left(\frac{Q_{B\,\max} - Q_{B\,\min}}{4r}\right)^2 \tag{4.55}$$

$$C = \left(\frac{Q_{C\,\max} - Q_{C\,\min}}{4r}\right)^2 \tag{4.56}$$

où r est donné par l'équation (4.45) comme

$$r = \frac{\sqrt{p_{1\,\max}} \mp \sqrt{p_{1\,\min}}}{2}. \tag{4.57}$$

Quand A, B, and C ont été déterminés, w_1 et $w_2 = u_2 + jv_2$ (j étant l'unité imaginaire avec $j^2 = -1$) peuvent être calculés comme dans [17] par

$$w_1 = \sqrt{C} \tag{4.58}$$

$$u_2 = \frac{B + C - A}{2w_1} \tag{4.59}$$

$$v_2 = \pm\sqrt{B - u_2^2}. \tag{4.60}$$

Le signe dans (4.60) ne peut pas être trouvé sans mesurer des charges connues. Il sera déterminé pendant le calibrage du « quadripôle d'erreur ».

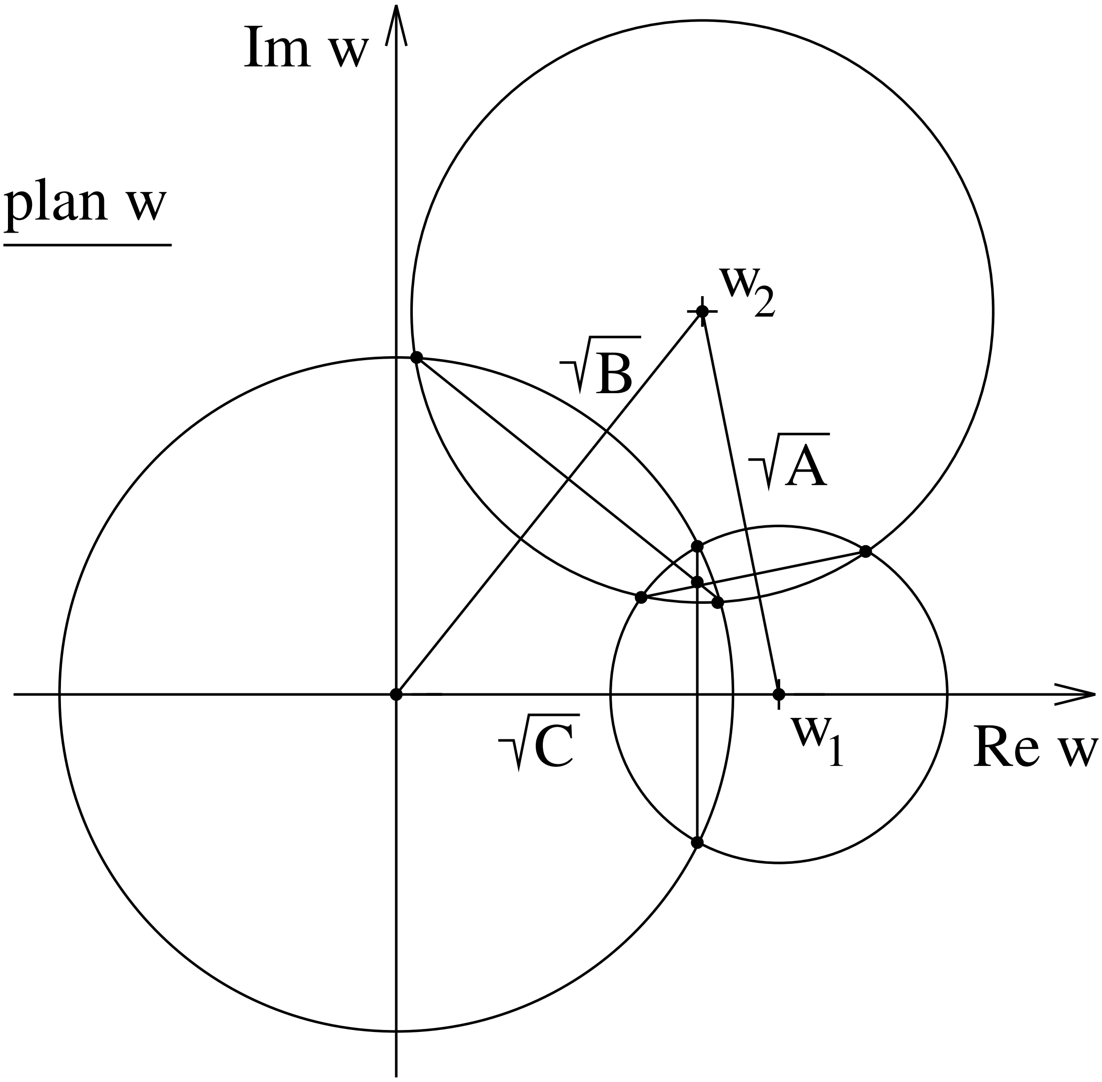


FIG. 4.3 – *Détermination de w comme intersection des cordes communes*

La valeur $w = u + jv$ d'une charge inconnue est alors donnée par [17]

$$u = \frac{p_1 - Zp_2 + w_1^2}{2w_1} \tag{4.61}$$

$$v = \frac{p_1 - Rp_3 + u_2^2 + v_2^2 - 2uu_2}{2v_2}. \tag{4.62}$$

Dans le cas où les trois cercles ne se coupent pas en un seul point, cette valeur désigne l'intersection des trois cordes communes (voir figure 4.3), qui est toujours bien définie.

G. F. Engen et ses collaborateurs au sein du National Institute for Standards and Technology des États-Unis (NIST) ont proposé une méthode encore plus performante pour estimer la valeur de w à partir des mesures de puissance et des constantes de calibrage [18, 28, 29, 35, 36]. Cette méthode permet également d'estimer l'erreur de chaque mesure, elle est donc très bien adaptée pour des applications du réflectomètre six-portes dans le domaine de la métrologie. Par contre, cette méthode demande une puissance de calcul relativement élevée parce qu'elle nécessite une optimisation non-linéaire pour chaque mesure. Une très grande précision des mesures n'est pas requise dans les applications commerciales du réflectomètre six-portes que nous visons, par contre, le temps de calcul nécessaire est une considération importante surtout pour les applications en temps réel (par ex. le radar de sécurité pour les automobiles). Nous avons donc choisi d'utiliser ici les équations (4.61) et (4.62), d'autant plus que la précision des résultats obtenue nous paraissait tout à fait satisfaisante.

4.3.3 Achèvement du calibrage

Quand les valeurs initiales de Z, R, w_1, u_2 et v_2 (ou de Z, R, A, B et C) ont été trouvées, elles peuvent être optimisées en utilisant soit l'équation (4.16) comme G. F. Engen l'a proposé dans son article original [16], soit à l'aide d'une équation de contrainte différente qui a été proposée par C. M. Potter et G. Hjipieris [47] et qui a tendance à mieux converger en présence de bruit dans les mesures de puissance. Il est aussi possible d'utiliser la méthode proposée par R. M. Judish et G. F. Engen dans [35] qui possède des qualités statistiques intéressantes pour l'estimation de l'erreur de mesure en temps réel, mais qui prend généralement beaucoup plus de temps que les autres deux équations car elle n'optimise pas seulement les cinq paramètres de réduction mais aussi tous les valeurs de w correspondant aux différentes charges, ce qui résulte en un grand nombre de variables à optimiser.

Finalement, les trois paramètres complexes de la transformation correspondant au « quadripôle d'erreur » (4.35) doivent être déterminés. Une possibilité simple est d'utiliser trois charges connues et de résoudre le système d'équations linéaires correspondant pour les trois paramètres a, b et c. Beaucoup d'autres méthodes plus sophistiquées ont été décrites, comme par exemple celle de I. KÁSA [37] qui utilise seulement une charge connue avec deux différentes charges coulissantes. Pour un double réflectomètre six-portes, l'un des nombreux algorithmes existants pour le calibrage de l'analyseur de réseau peut être utilisé, par exemple le « Thru-Reflect-Line » très répandu [17] ou l'une des généralisations de cette méthode [20].

Le signe dans l'équation (4.60) peut être déterminé en comparant les valeurs du facteur de réflexion pour une charge approximativement connue après le calibrage complet du réflectomètre six-portes ou en vérifiant que les facteurs de réflexion des charges utilisées pour trouver les valeurs initiales des paramètres de réduction ont tous le même module et tournent dans le bon sens [43]. Cette méthode peut aussi être utilisée pour déterminer le signe dans les équations (4.45) à (4.47) si cela devait être nécessaire.

4.3.4 Résultats expérimentaux

La méthode décrite ici a été utilisée pour calibrer le réflectomètre six-portes en technologie intégrée monolithique MMIC qui sera exposé dans le chapitre 7 et qui fonctionne entre 1.3 GHz et 3.0 GHz. Les détecteurs de puissance intégrés étaient linéarisés à la fréquence de 2.0 GHz avec la méthode de E. BERGEAULT décrite dans le chapitre 5. Le calibrage du « quadripôle d'erreur » était effectué avec trois charges connues : un ciccuit ouvert, un court-circuit et une charge adaptée.

Au début, nous avions utilisé la méthode proposée par U. STUMPER [55, 56] pour trouver les valeurs initiales des paramètres de réduction. Cela fonctionnait bien à la plupart des fréquences, mais il restait des problèmes à certains points,

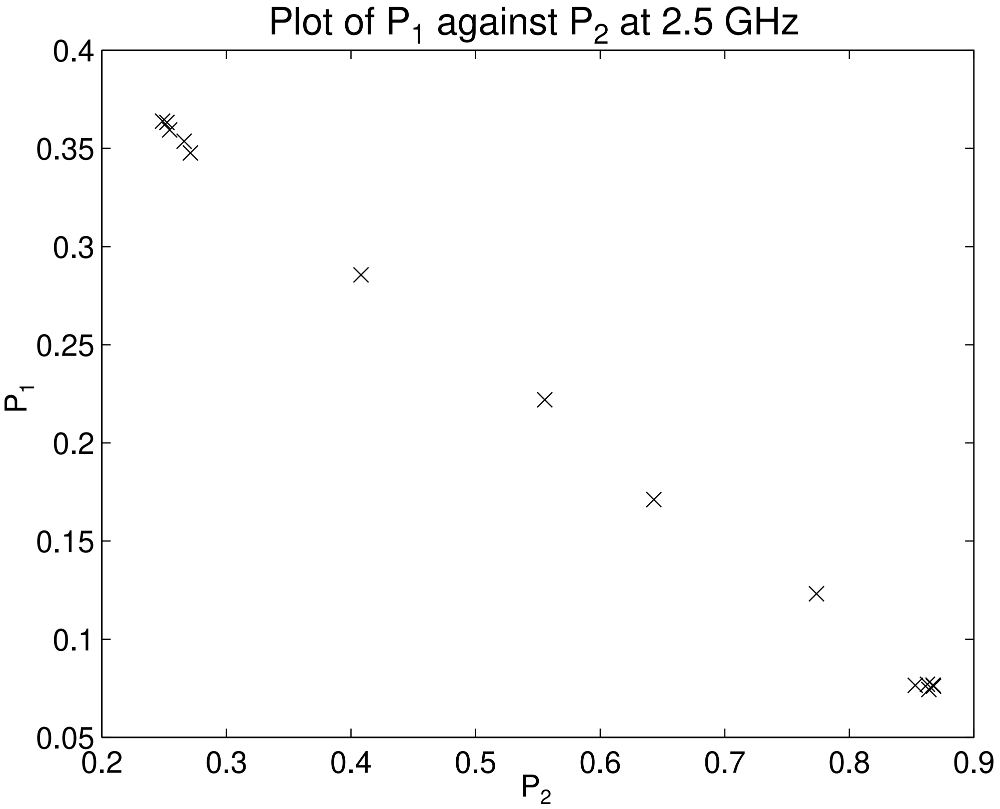


FIG. 4.4 – *Diagramme de p_1 versus p_2 à 2.5 GHz.*

notamment autour de 2.5 GHz, où il était presque impossible de calibrer le réflectomètre six-portes par cette méthode.

Un examen plus détaillé montrait rapidement la raison de ces difficultés. Comme on le peut voir sur la figure 4.4, il existe presque une relation linéaire entre p_1 et p_2 de sorte qu'en raison des inexactitudes dans les mesures de puissance il était pratiquement impossible de déterminer les minima et maxima exactement à partir de cette ellipse qui avait été presque transformée en une ligne droite. (Pour comparaison, la figure 4.5 montre une situation plus typique avec une ellipse bien formée.) Il aurait bien sûr été possible d'obtenir les valeur nécessaires à partir des deux autres ellipses, mais dans un environnement automatisé il pourrait être difficile de décider lequel des différents résultats doit être retenu. Un problème plus sévère était la dernière étape de l'algorithme de STUMPER [56],

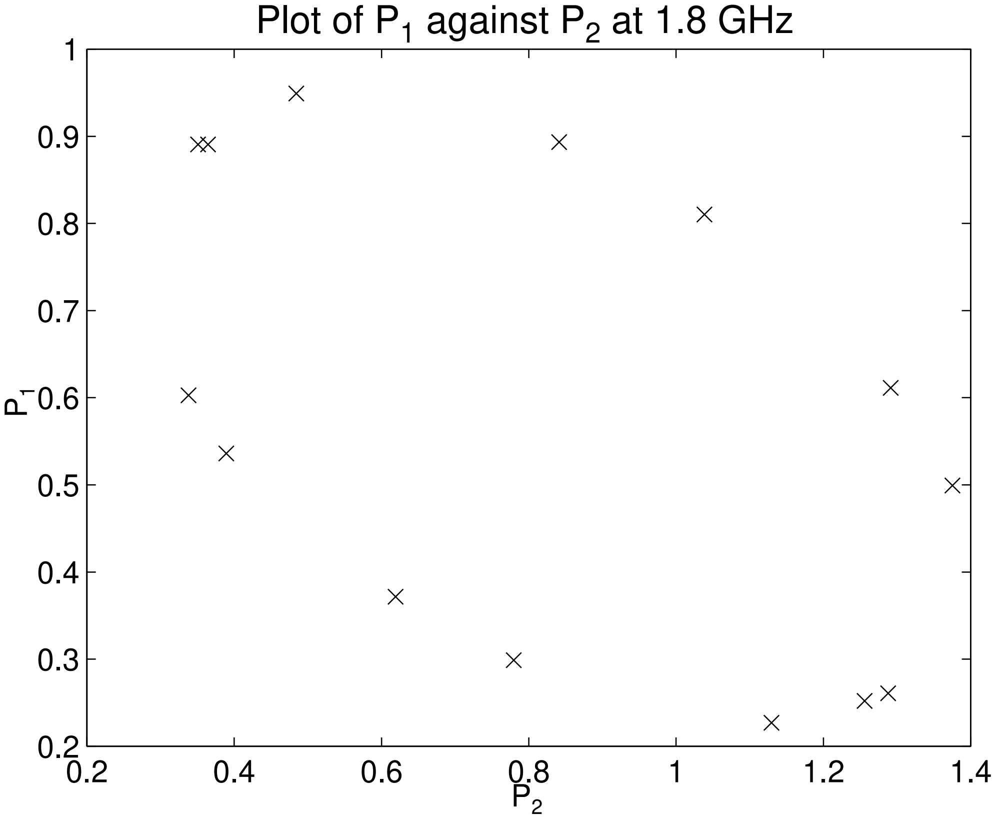


FIG. 4.5 – *Diagramme de* p_1 *versus* p_2 *à 1.8 GHz.*

où w_1 est calculé à partir des paramètres de l'ellipse formé par P_1 et ZP_2, qui ne peuvent être déterminés de manière très précise à cause de cette configuration mal conditionnée.

Ces problèmes ont finalement été résolus par l'idée d'utiliser des combinaisons linéaires des puissances mesurées comme décrit précédemment afin d'obtenir des estimations plus fiables pour les minima et maxima des rapports de puissances p_i et d'étendre cette idée à la deuxième étape de l'algorithme où A, B et C sont déterminés, le tout résultant en un algorithme assez robuste qui devrait fonctionner pour pratiquement toutes les configurations possibles du réflectomètre six-portes.

Le réflectomètre six-portes en technologie intégrée MMIC qui sera décrit dans le chapitre 7 a été calibré avec cette méthode en utilisant huit charges avec un module du facteur de réflexion Γ de 0.5 et avec des phases bien réparties ainsi que huit combinaisons différentes (voir page 51) pour trouver les minima et maxima des p_i et Q_i. Les valeurs initiales des paramètres de réduction étaient ensuite optimisées à l'aide de l'équation (4.16) en utilisant l'algorithme de NEWTON. Finalement, le réflectomètre quatre-portes virtuel résultant a été calibré en utilisant trois charges connues (circuit ouvert, court-circuit, charge adaptée).

Nous avons trouvé que des huit estimations différentes pour chacun des minima et maxima des p_i et Q_i, au maximum une ou deux étaient totalement écartés à cause d'une configuration mal conditionnée. Les valeurs initiales obtenues avec la méthode décrite ne divergeaient jamais de plus de 7 % des valeurs obtenues après l'optimisation et il n'y avait pas de cas où l'optimisation ne convergeait pas. Les facteurs de réflexion Γ_{SPR} mesurés avec le réflectomètre six-portes intégré après ce calibrage ont été comparés aux facteurs de réflexion Γ_{NA} mesurés avec un analyseur de réseau commercial. Le maximum de la différence absolue $\delta = |\Gamma_{\mathrm{SPR}} - \Gamma_{\mathrm{NA}}|$ entre les valeurs mesurées est 0.02 entre 1.6 GHz et 2.6 GHz et 0.04 entre 1.3 GHz et 3.0 GHz pour de charges distribuées sur la totalité de l'abaque de SMITH.

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle méthode très robuste pour calibrer le réflectomètre six-portes. Nous avions développé cette méthode pour nous affranchir des problèmes qui apparaissaient souvent avec les algorithmes utilisés auparavant. La nouvelle méthode tient compte d'éventuelles configurations mal conditionnées par le fait que toutes les quantités importantes sont calculées de plusieurs manières différentes. Cela permet d'éliminer facilement des valeurs qui sont très écartées en raison d'une mauvaise configuration. La vérification expérimentale de cette nouvelle méthode a donné de très bons résultats.

Chapitre 5

Les détecteurs de puissance

5.1 Les détecteurs utilisant des thermistances

La mesure d'une puissance à l'aide d'une résistance variable avec la température représente le procédé le plus précis aux fréquences micro-ondes. La puissance à mesurer est absorbée et l'échauffement de l'absorbeur mesuré. Souvent l'absorbeur est une résistance sensible à la température et est ainsi un capteur en même temps. Les résistances à coefficient de température positif, sur la base d'alliages de métaux, sont assez sensibles aux surcharges et de là rarement utilisées. Les résistances à coefficient de température négatif, appelées thermistances, sont composées de semiconducteurs. Elles sont utilisées dans les montures bolométriques, où la puissance RF sera déterminée par la méthode de substitution par la mesure de la puissance d'un signal à basse fréquence ou d'un courant continu.

La thermistance se trouve alors dans la branche d'un réseau en pont (*bolometer bridge*). Un courant continu sera appliqué pour que la thermistance prenne une valeur convenable pour le circuit RF (par exemple pour qu'elle soit adaptée). Après cela, le signal RF alimentera le circuit et le pont ne retrouvera plus son état d'équilibre avant que la valeur du courant continu ne soit diminuée. La variation de la puissance DC est facile à mesurer et donc la puissance RF est

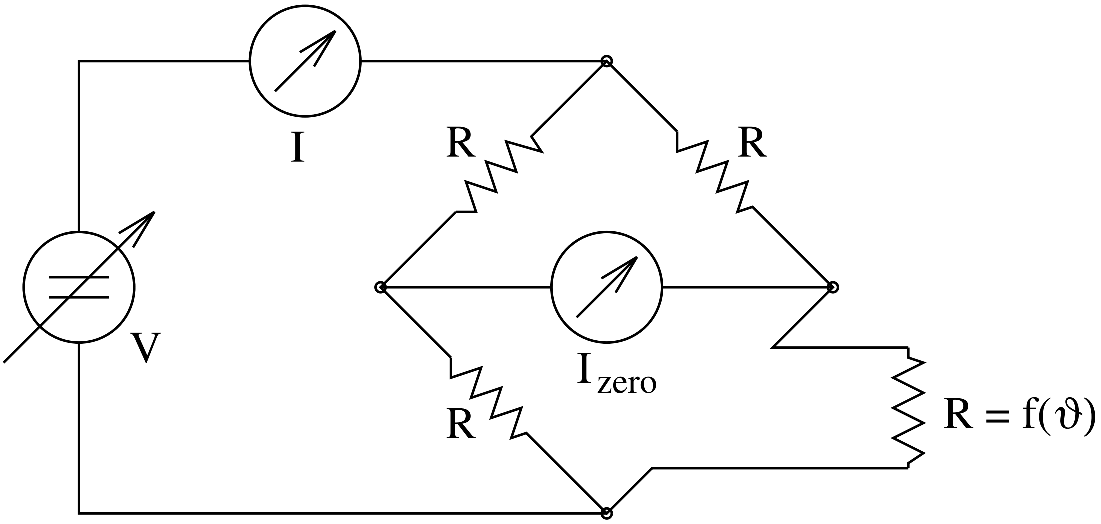


FIG. 5.1 – *Le pont bolométrique*

maintenant connue :

$$\eta P_{RF} = \Delta P_{DC} = \frac{R}{4}(I^2 - I'^2) \tag{5.1}$$

Pourtant il est impossible que toute la puissance RF soit absorbée par la monture de la thermistance (*bolometer mount*). Le rendement de conversion (*effective efficiency*) η représente le rapport de la puissance RF qui est substituée en puissance DC à la puissance RF totale. Ce paramètre se calcule à l'aide de mesures calorimétriques. A cette fin deux montures identiques seront isolées thermiquement par rapport à l'environnement. Une monture sert de référence, l'autre sera exposée au signal RF. Parce que la puissance substituante est inférieure à la puissance totale RF, la différence de température entre les deux montures variera en allumant et éteignant le générateur de signal RF. Cette petite différence de températures sera mesurée à l'aide des thermoéléments cascadés (*thermopile*) et le rendement de conversion η peut être calculé [10].

5.2 Les détecteurs à diode

Dans la suite de ce chapitre, nous allons examiner les caractéristiques des détecteurs de puissance à diodes qui seront ensuite utilisés dans notre réflectomètre six-portes à très large bande de fonctionnement, qui sera décrit dans le chapitre 6. Ce même type de détecteur, avec seulement quelques petites modifications, sera aussi utilisé après dans notre réflectomètre six-portes en technologie intégrée MMIC, qui sera exposé dans le chapitre 7.

Pour des petites puissances, un détecteur à diode suit une loi dite quadratique. Cela veut dire que le courant continu détecté est proportionnel à la puissance RF appliquée. Au fur et à mesure que la puissance augmente, des déviations par rapport à cette loi apparaissent. Elles peuvent être corrigées d'une façon numérique. Les détecteurs à diodes offrent la plus grande plage dynamique de mesure de puissance. Le seuil de détection est donné par le bruit et peut diminuer si on utilise des diodes non polarisées ou une détection avec le signal RF modulé avec un signal basse fréquence et un filtrage du signal démodulé en bande étroite.

Le développement mathématique en série de la relation tension-courant d'un composant non linéaire comprend, entre autres, des termes continus, quand la tension est d'une forme sinusoïdale. Voilà le principe du fonctionnement d'un détecteur. Des contacts SCHOTTKY ou des jonctions p-n peuvent servir comme élément non-linéaire. Les diodes SCHOTTKY avec un dopage approprié atteignent une sensibilité élevée sans polarisation, ce qui rend le circuit simple et diminue le bruit. La relation entre le courant de la diode et la tension appliquée est donnée par la caractéristique :

$$i = I_S \left(\exp\left(\frac{eV}{\eta k T} \right) - 1 \right) \tag{5.2}$$

(courant de saturation I_S, charge électronique e, facteur de correction η, constante de Boltzmann k, température T). Le développement en série de (5.2) pour des petites tensions $\nu = V_o \cos \omega t$ donne ($V_t = \eta kT/e$) :

$$i = I_S \left(\frac{V_o}{V_t} \cos \omega t + \frac{1}{4} \left(\frac{V_o}{V_t} \right)^2 (1 + \cos 2\omega t) + \ldots \right) \tag{5.3}$$

On obtient une composante continue du courant directement proportionnelle à la puissance RF (*square-law response*):

$$I = \frac{I_S}{4} \left(\frac{V_o}{V_t} \right)^2 \propto P_{\mathrm{RF}} \tag{5.4}$$

Cette proportionnalité se perd à des puissances plus élevées. Après une zone de transition, le détecteur suit alors une loi dite linéaire, il agit comme un détecteur crête dans lequel le courant continu est proportionnel à la valeur crête de la tension à ses bornes. Dans ce domaine de fonctionnement, il suit donc la loi $I \propto \sqrt{P_{\mathrm{RF}}}$.

Nous allons par la suite utiliser la structure de détecteur proposée par R. G. Harrison [25] (figure 5.2) pour examiner le comportement du circuit en fonction de la température et de la charge à la sortie du circuit. Cette structure est très proche de celle utilisée dans notre circuit que l'on peut voir sur la figure 5.3, cette dernière nécessite toutefois quelques éléments supplémentaires par rapport au modèle idéal de Harrison. Le grand avantage de ce modèle est qu'il permet d'obtenir une solution analytique très élégante du problème et que l'on peut donc étudier les effets des différents paramètres beaucoup plus facilement qu'avec une série de simulations ; une telle solution analytique deviendrait beaucoup plus difficile si l'on tenait compte des éléments supplémentaires dans le circuit réel. Les résultats de nos mesures, qui seront présentés plus tard dans ce chapitre, montrent que bien que simplifié un peu par rapport au circuit réel, ce modèle décrit très bien le comportement du détecteur en fonction de la température.

Pour le détecteur de la figure 5.2 on obtient, à condition qu'il ne soit pas polarisé (*zero bias*) (voir annexe B [25]):

$$\mathcal{I}_o \left(\frac{1}{\eta V_t} \sqrt{8 P_{inc} Z_g^*} \right) = \mathcal{I}_o \left(\frac{1-\eta}{\eta V_t} \sqrt{8 P_{inc} Z_g^*} \right) \exp \left(\frac{V_{out}}{V_t} \left(1 + \frac{Z_g + R_S}{R_L} \right) \right)$$

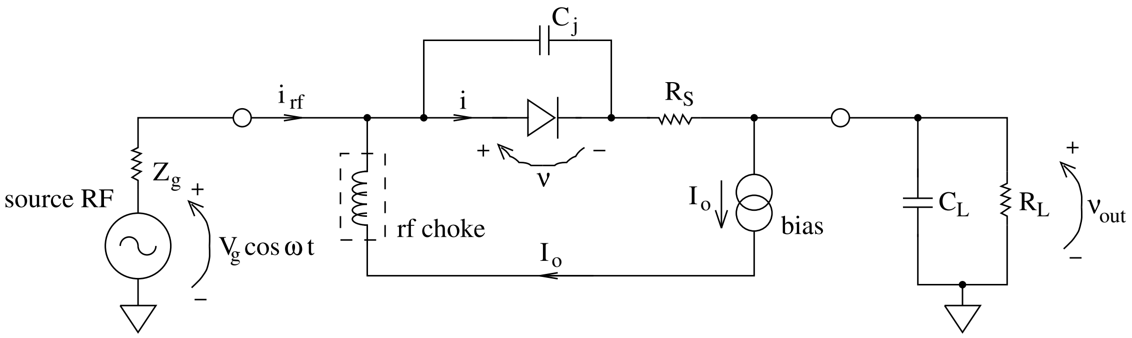


FIG. 5.2 – *Le détecteur à diode idéal*

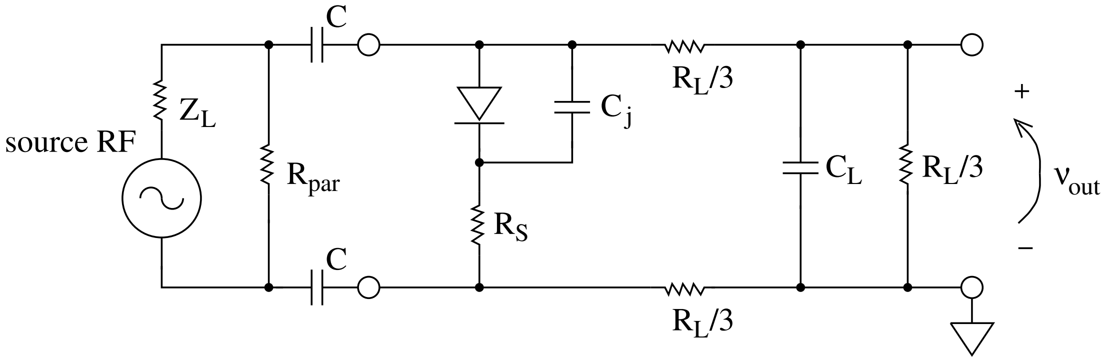


FIG. 5.3 – *Le détecteur utilisé dans nos circuits*

$$+\frac{V_{out}}{I_S R_L}\exp\left(\frac{V_{out}}{\eta V_t}\left(1+\frac{Z_g+R_S}{R_L}\right)\right) \tag{5.5}$$

avec la fonction de Bessel modifiée d'ordre zéro $\mathcal{I}_o$. Cet équation donne pour la diode utilisée (HSMS 2850: $I_S = 3 \times 10^{-6}A$, $R_S = 25\ \Omega$, $\eta = 1.055$) et $Z_g = 50\Omega$ les courbes montrées sur les figures 5.4, 5.5. La figure 5.4 montre l'influence de R_L sur la caractéristique du détecteur. A des puissances d'entrée faibles, le détecteur se trouve dans la région quadratique, tandis qu'à des hautes niveaux de puissance, la détection suit d'une loi linéaire.

La sensitivité (dV/dP) est plus petite pour des petites valeurs de R_L et s'approche d'une valeur limite pour $R_L \to \infty$. Les différences en sensibilité diminuent dans la région linéaire de la détection. Pour des petites charges R_L, la pente entre les régions quadratiques et linéaires est beaucoup plus raide que pour de grandes valeurs de R_L. La figure 5.5 montre l'influence de la température sur la caractéristique du détecteur pour des différentes charges R_L. La sensibilité monte avec la température, et cela surtout dans la région quadratique de la détection. L'influence de la température est particulièrement grande pour des petites charges R_L.

5.3 La linéarisation des détecteurs

La théorie d'une mesure par un réflectomètre six portes repose sur la mesure des rapports de puissances. Les caractéristiques $P(V)$ des détecteurs doivent donc être linéaires, sinon, il faut corriger les tensions mesurées à la sortie des détecteurs de manière qu'elles soient proportionnelles aux puissances détectées, par un procédé dit de « linéarisation ». Il existe plusieurs algorithmes permettant de linéariser les détecteurs à diodes. Par contre, un étalonnage en termes de puissance absolue n'est pas nécessaire.

Il est à l'évidence possible de comparer le détecteur à diode avec un milliwattmètre mis en parallèle. D'une manière analogue on peut utiliser des atténuateurs étalonnés. Une autre méthode exploite le fait que le détecteur à diode est linéaire en tant que tel à des faibles niveaux de puissance où la tension détectée ν est proportionnelle à la puissance P aux bornes du détecteur. Cette proportionnalité sera projetée vers les niveaux de puissance élevés en appliquant des rapports de puissances inconnus mais réitérables aux détecteurs. Un rapport de puissance réitérable peut se réaliser à l'aide d'un atténuateur à deux positions introduit entre générateur et six portes [27], ou bien avec deux charges bien distinctes connectées au port de mesure [4]. La dernière méthode sera détaillée par la suite.

Une autre question se pose à propos de la fonction qui va modéliser le comportement de la diode. Cette fonction devrait approximer la caractéristique de la diode d'une façon exacte, sur une large plage dynamique, avec peu de coefficients. Il est souhaitable que ces coefficients soient calculables à partir d'un

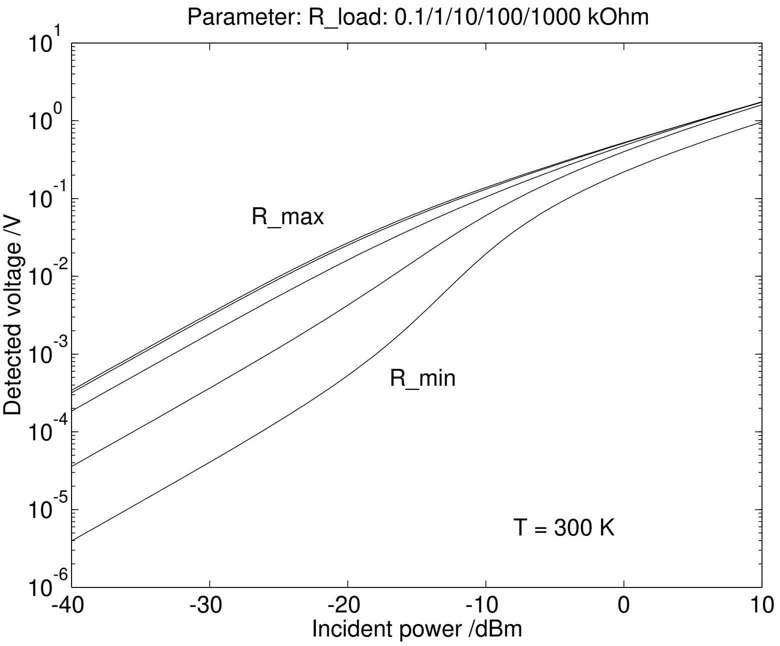


FIG. 5.4 – *Caractéristique du détecteur avec le paramètre* R_L

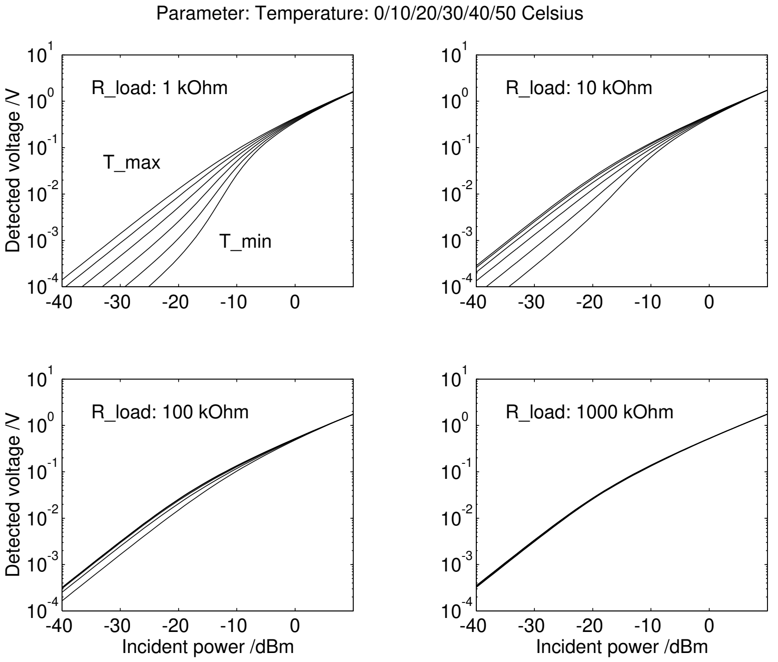


FIG. 5.5 – *Caractéristique du détecteur avec le paramètre* T

système d'équations linéaires. Les fonctions suivantes ont été proposées pour la relation entre la tension détectée ν et la puissance P aux bornes du détecteur :

- par HOER [27]:

$$P = K\nu^{\left(1+\sum\limits_{i=1}^{n} b_i \nu^i\right)} \tag{5.6}$$

- par POTTER [45]:

$$P = K\nu \exp\left(\sum_{i=1}^{n} b_i \nu^i\right) \tag{5.7}$$

- par ZHAOWU [65]:

$$P = K\nu 10^{\left(\sum\limits_{i=1}^{n} b_i \left(\ln\left(\frac{\nu}{q}+1\right)\right)^i\right)} \tag{5.8}$$

où les b_i sont les coefficients à déterminer et q est un facteur d'échelle. Si $\nu \to 0$, ces trois fonctions donnent $P \propto \nu$.

Dans notre cas, nous nous intéressons uniquement à des rapports de puissances et non pas à leur valeurs absolues. Si tous les détecteurs sont rigoureusement identiques, les constantes K s'élimineront donc dans ces rapports, et si cela n'est pas le cas, le facteur résultant sera pris en compte lors du calibrage du réflectomètre six-portes. Nous allons donc poser $K = 1$ dans les équations (5.6) à (5.8) et nous obtenons alors non pas la puissance vraie P aux bornes du détecteur, mais une quantité P' proportionnelle à cette dernière dont la valeur numérique est égale à ν pour $\nu \to 0$.

Toutes les équations (5.6) à (5.8) ont déjà été utilisés par différentes équipes pour linéariser des détecteurs de puissance dans des réflectomètres six-portes, nous pouvons donc supposer qu'elles sont plus ou moins équivalentes pour cette application. Nous avons choisi d'utiliser par la suite l'équation (5.7).

Nous obtenons alors pour les rapports des P' :

$$p_{j3} = \frac{P'_j}{P'_3} = \frac{\nu_j \exp\left(\sum\limits_{i=0}^{n} b_{ji} {\nu_j}^i\right)}{\nu_3 \exp\left(\sum\limits_{i=0}^{n} b_{3i} {\nu_3}^i\right)} \quad ; \quad j = 4, 5, 6 \tag{5.9}$$

Le rapport p_{j3} doit être constant pour une charge donnée qui est connectée à la porte de mesure du réflectomètre six-portes, indépendamment du niveau absolu des puissances. Ce sera cette condition qui sera utilisée pour linéariser les détecteurs, elle a l'avantage par rapport à d'autres méthodes de n'avoir besoin d'aucune référence externe. Il est important, toutefois, pour que cette méthode fonctionne, que la condition $P \propto \nu$ pour $\nu \to 0$ soit effectivement vérifiée pour le détecteur à linéariser et que l'algorithme utilise aussi des points de mesure dans cette région.

Le logarithme de l'équation (5.9) donne :

$$\sum_{i=1}^{n} b_{ji}\nu_j^i - \sum_{i=1}^{n} b_{3i}\nu_3^i - \log p_{j3} = \log \nu_3 - \log \nu_j \tag{5.10}$$

L'équation (5.10) représente un système d'équations linéaires ; chaque équation correspond à une puissance de générateur et une charge connectée. Ce système surdimensionné sera résolu pour les inconnues b_{ji}, b_{3i}, p_{j3} $(i = 1, \ldots, n; j = 4, 5, 6)$ par la méthode des moindres carrés. La variation de la puissance de la source doit assurer que les diodes détectent aussi bien des puissances très faibles dans leurs régions linéaires que des puissances supérieures à celles qui sont maximales pendant les opérations de calibrage et de mesures du système six portes. Les différentes charges font changer la puissance au détecteur. Afin que cette variation soit maximale, on utilise plusieurs charges au lieu de deux seulement (ce qui est le nombre minimal pour résoudre le système d'équations). Nous utilisons alors 5 charges : une charge adaptée et quatre charges bien réparties sur le cercle unité de l'abaque de Smith.

L'ordre n des polynômes doit être bien choisi: Pas trop petit pour que la fonction modélise bien le comportement de la diode ; mais pas trop grand non plus pour que la fonction ne suive pas les ondulations causées par les valeurs bruitées à des faibles niveaux de puissance. Pour 5 charges et 25 à 30 niveaux de puissance, un ordre $n = 7$ donne de bons résultats. Le résultat de la linéarisation peut être testé en corrigeant les tensions mesurées pour une charge de test. Les rapports p_{ij} restent constants en changeant la puissance de la source.

À titre d'exemple, la figure 5.6 montre les tensions mesurées ν et les quantités P' linéarisées pour une charge donnée. Pour les puissances faibles, nous avons $\nu = P'$, puis les P' corrigés continuent de façon linéaire avec la même pente qu'au début, tandis que les valeurs de ν mesurées sans correction divergent de la caractéristique linéaire pour les puissances élevées. Les rapports linéarisés et normalisés p_{ij} pour une charge sont montrés sur la figure 5.7. On peut voir que les rapports corrigés ne varient pas plus de 1 % en fonction de la puissance absolue. Il faut noter que la puissance indiquée sur les figures 5.6 et 5.7 n'est pas celle à l'entrée d'un détecteur, mais celle du générateur. Cela ne change toutefois l'allure de ces courbes que d'une façon quantitative, mais pas qualitativement.

5.4 L'influence de la température

Le comportement d'une diode est une fonction de la température. La température influence la tension thermique kT/e et le courant de saturation I_s d'après la loi [25]:

$$I_S(T) = I_S(T_o) \left(\frac{T}{T_o}\right)^{\frac{2}{\eta}} \exp\left(-\frac{e\psi}{k}\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o}\right)\right) \tag{5.11}$$

(température de référence T_o, potentiel de la barrière métal-semiconducteur ψ). La caractéristique $P_{inc} - V_{det}$ d'un détecteur est donc aussi une fonction de la température (voir équations (5.5), (5.11), figure 5.5). L'influence de la température diminue en augmentant la charge R_L, en augmentant $I_s(T_o)$, ou en augmentant la polarisation. La charge R_L est dans notre réflectomètre de 100 kΩ.

Les variations avec la température, pour $R_L = 100$ kΩ, paraissent très petites dans le diagramme avec des échelles double-logarithmiques (fig. 5.5), mais le diagramme avec des échelles linéaires (fig. 5.8) montre une certaine influence sur les tensions détectées. La figure 5.9 montre ces mêmes courbes normalisées à 27 °C. On voit que la température influence les tensions détectées d'une façon non-

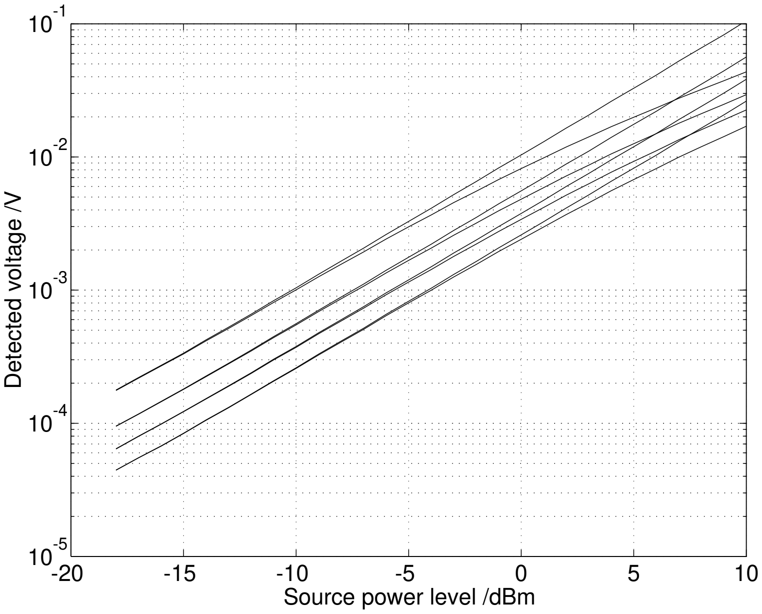


FIG. 5.6 – *Tensions détectées ν et linéarisées P' pour les quatre détecteurs avec une charge de test*

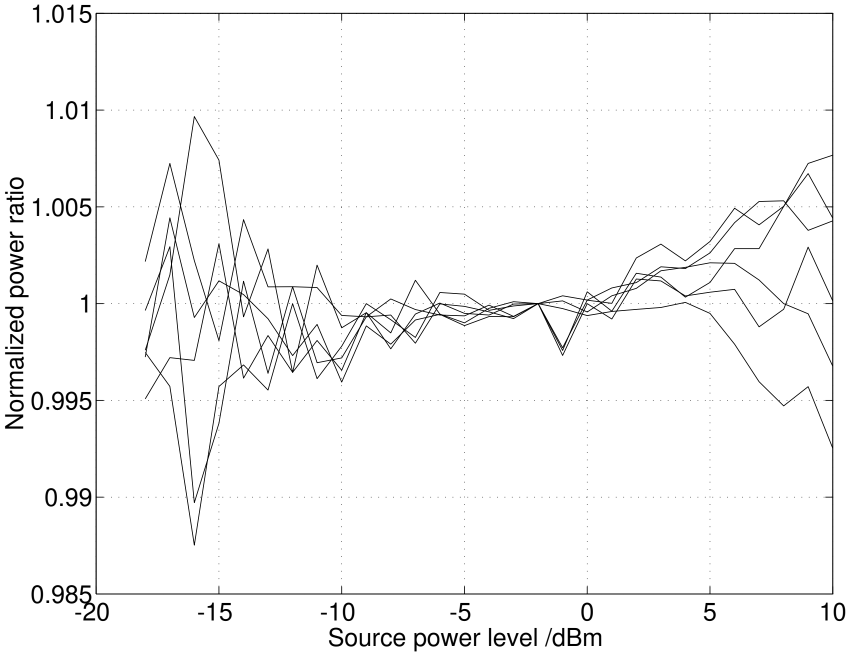


FIG. 5.7 – *Rapports p_{ij} linéarisés et normalisés*

linéaire en fonction de la puissance incidente ! Cela implique qu'il serait insuffisant de corriger les tensions à l'aide d'une relation linéaire entre la température et la tension détectée. Il faut plutôt adapter le comportement d'une diode par une fonction non-linéaire à deux dimensions.

Alternativement, on peut présenter la caractéristique de la diode – montrée sur la figure 5.9 – sous forme d'un tableau et calculer les points non tabulés par une interpolation. Cette dernière méthode sera utilisée par la suite (voir figure 5.10). Elle consiste à mesurer la caractéristique du détecteur à des niveaux de températures différents et de stocker les données ainsi obtenues dans un tableau. Ce tableau est ensuite utilisé pour corriger les tensions mesurées en fonction de la température ambiante (qu'il faut également mesurer) à un niveau que l'on aurait obtenu à une température standard (nous avons choisi 27 °C ou 300 K). Cette tension corrigée pour température est ensuite utilisée dans les algorithmes de calibrage, l'effet est le même que si les détecteurs opéraient à une température ambiante constante.

Afin de vérifier cette méthode, les tensions détectées par les quatre détecteurs ont été enregistrées à des températures de 4 °C à 50 °C pour différents niveaux de puissance du générateur (8 niveaux de -12 dBm à +9 dBm). On obtient ainsi la caractéristique non-linéaire de chaque détecteur (figure 5.11) qui permettra de corriger les mesures faites à n'importe quelle température. En mesurant cette caractéristique, il faut faire attention au bruit, car des erreurs dans ces courbes vont influencer les futures mesures.

Puis, nous avons fait la linéarisation des détecteurs à 27 °C, un calibrage du réflectomètre six-portes à 15 °C, et la mesure d'une charge de test à 10 températures différentes (5/10/.../45/50 °C). La charge de test était constituée d'une ligne d'environ 20 cm de longueur, d'un atténuateur 3 dB, et d'un court circuit. Les tensions mesurées pendant le calibrage et la mesure de la charge de test ont été corrigées à 27 °C avant la linéarisation. (Sans cette correction en température, il n'est pas possible de calibrer le réflectomètre six-portes parce que les

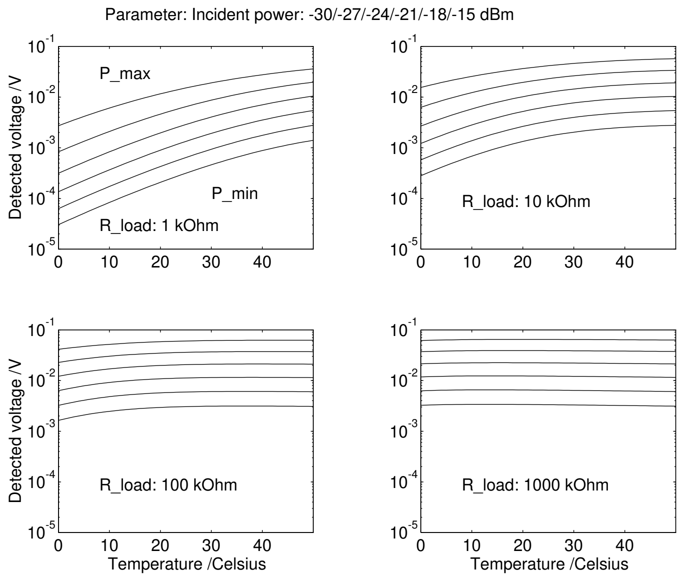


FIG. 5.8 – *Tensions détectées en fonction de la température pour différents niveau de puissance et différents charges R_L. Courbes calculées*

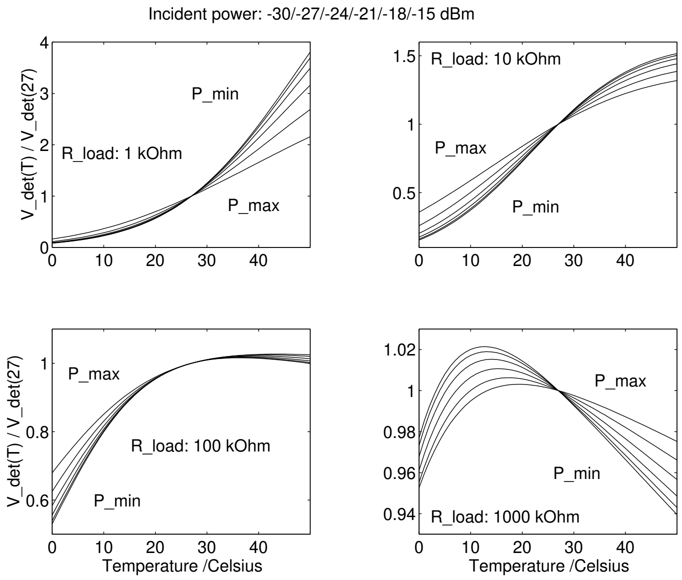


FIG. 5.9 – *Tensions détectées en fonction de la température et normalisées à 27 °C. Courbes calculées*

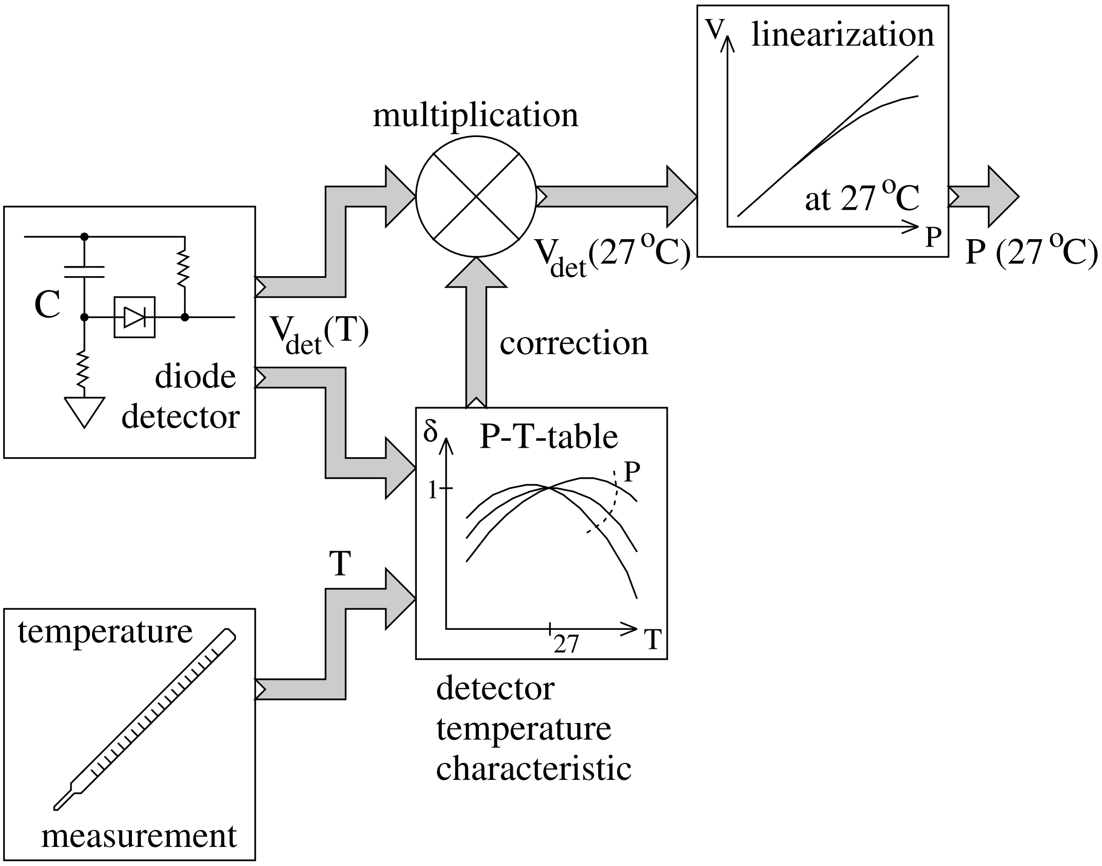


FIG. 5.10 – *Procédé pour la correction des influences de la température*

erreurs de mesure dues à la variation de la température sont trop grandes.) A titre d'exemple, la figure 5.12 montre les quatre tensions détectées pour une fréquence de 200 MHz et pour la charge de test, ainsi que le résultat de la correction à 27 °C. Les tensions corrigées ne sont pas parfaitement constantes, ce qui s'explique surtout par des caractéristiques bruitées (figure 5.11) dues à des erreurs de mesure au moment de l'établissement de ces courbes de référence. Enfin, la charge de test a été mesurée.

Le résultat est montré aux figures 5.13 et 5.14 pour les fréquences de 200 MHz et 800 MHz, respectivement. On voit que la mesure de référence faite avec l'analyseur de réseau est assez éloignée, surtout à la fréquence de 200 MHz, ce qui s'explique en partie par l'erreur introduite par la déconnexion de la charge. La

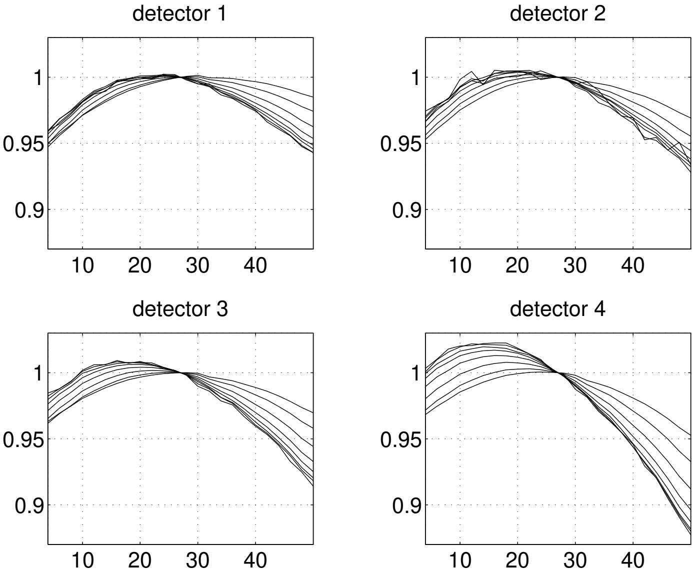


FIG. 5.11 – *Tensions détectées en fonction de la température et normalisées à 27 °C pour la charge adaptée et puissances du générateur de 9/6/3/0/-3/-6/-9/-12 dBm*

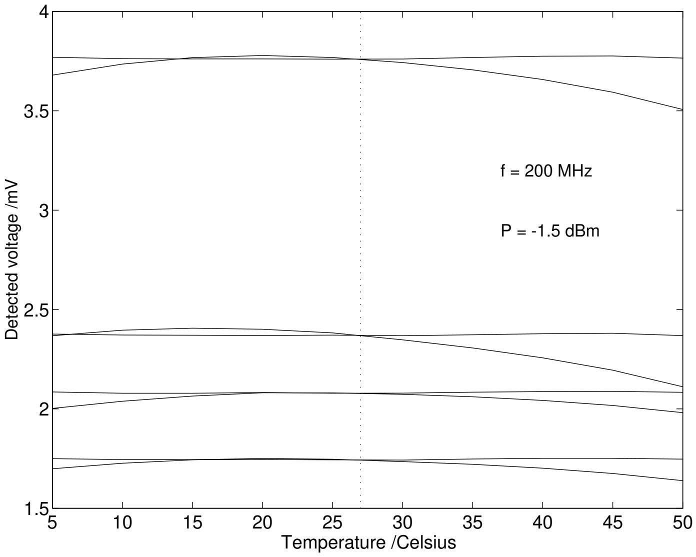


FIG. 5.12 – *Tensions détectées aux quatre détecteurs en fonction de la température et corrigées à 27°C pour une charge de test*

mesure avec l'anlyseur de réseau était effectuée à une température ambiante de 20 °C environ ; il n'était pas possible de faire cette mesure à des températures différentes, car il aurait fallu chauffer et refroidir l'analyseur de réseau dans son ensemble ce qui n'était pas faisable, contrairement au réflectomètre six-portes qui a des dimensions assez réduites.

Il est pourtant encourageant que le facteur de réflexion mesuré avec le réflectomètre est constant en fonction de la température avec une erreur maximale de 0.01 (rayon du cercle d'incertitude à 800 MHz), preuve de la faisabilité de la méthode utilisée. Cette erreur vient du fait que la correction en température n'est pas toujours parfaite, en raison des incertitudes de mesure dans les courbes de référence qui sont utilisées pour la correction.

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les détecteurs de puissance. Après avoir expliqué brièvement les détecteurs utilisant des thermistances, nous nous sommes concentrés sur les détecteurs à diode que nous avons utilisés dans nos réflectomètres six-portes. Nous avons présenté le principe de fonctionnement de ces détecteurs à diode, l'influence de sa charge de sortie sur sa caractéristique puissance-tension et un algorithme qui permet de linéariser cette caractéristique et qui ne nécessite aucune référence externe. Finalement, nous avons examiné l'influence de la température sur la caractéristique du détecteur et nous avons mis en œuvre un procédé pour corriger cette influence qui donne de très bons résultats.

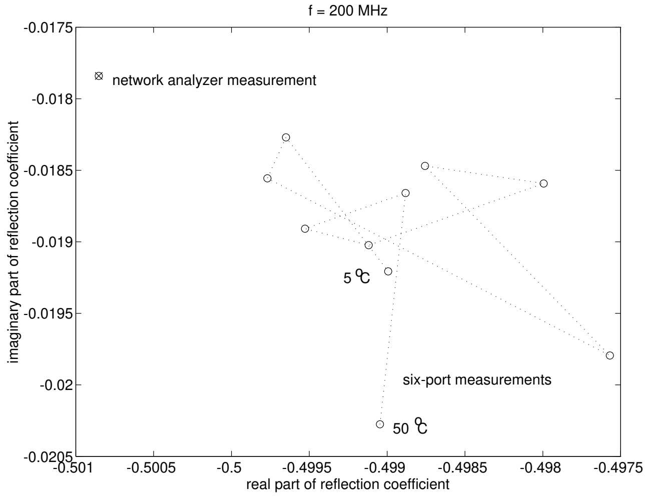


Fig. 5.13 – *Mesure d'une charge de test à différentes températures. Mesures faites à 5/10/15/.../45/50 °C avec le réflectomètre et une mesure faite avec le HP 8753C. Fréquence : 200 MHz. Charge de test : ligne* ≈ 20 *cm + att. 3 dB + court circuit*

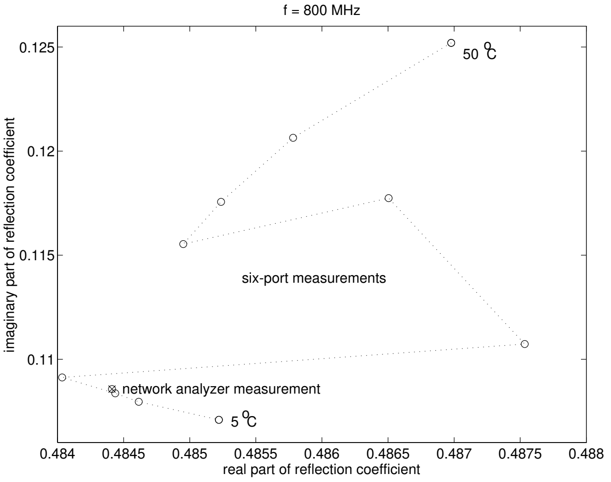


Fig. 5.14 – *Mesure d'une charge de test à différentes températures. Mesures faites à 5/10/15/.../45/50 °C avec le réflectomètre et une mesure faite avec le HP 8753C. Fréquence : 800 MHz. Charge de test : ligne* ≈ 20 *cm + att. 3 dB + court circuit*

Chapitre 6

Un réflectomètre six-portes avec une très large bande de fonctionnement

6.1 Introduction

Comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe 2.5.2, les points q_i d'un réflectomètre six-portes ont dans le cas idéal un module d'environ 1.5 et des différences de phase de 120°. La difficulté consiste donc à concevoir un circuit qui réalise ces conditions dans la bande de fonctionnement souhaitée du réflectomètre. Pour le détecteur de référence, on utilise dans la plupart des cas un coupleur directif, qui doit aussi fonctionner dans toute la bande. Nous donnerons dans la suite quelques exemples de différentes structures, qui ont été développées pour le réflectomètre six-portes, avant de présenter la structure large-bande.

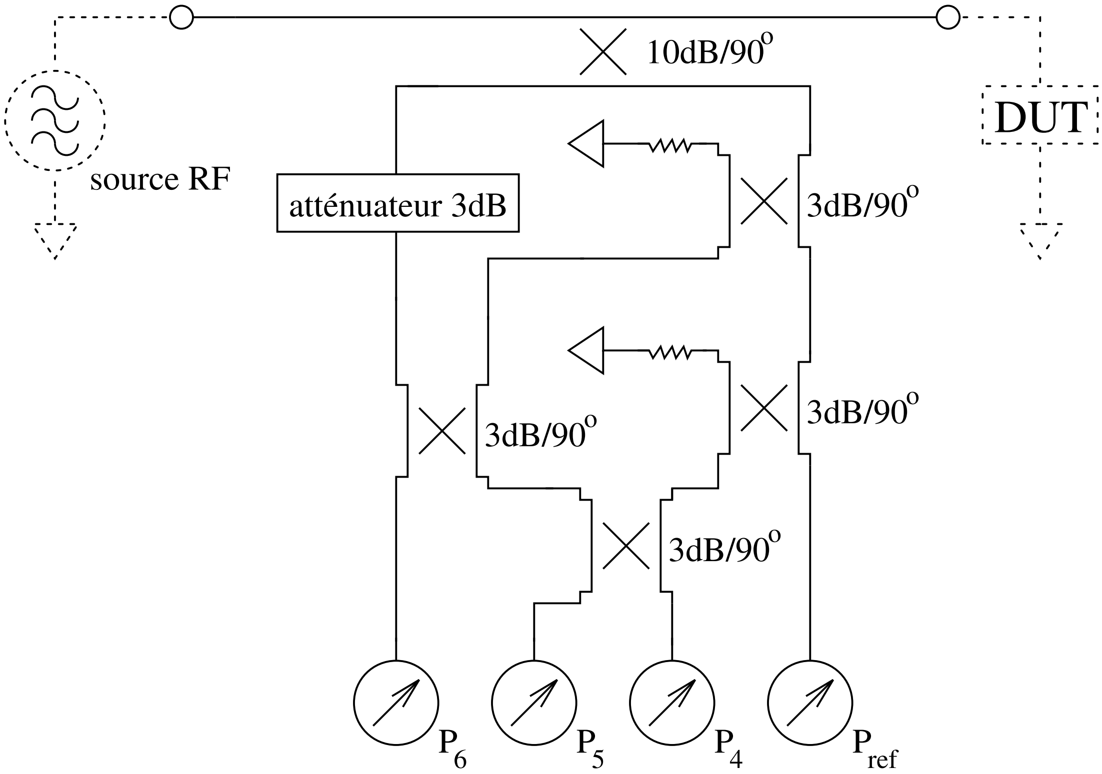


FIG. 6.1 – *Réflectomètre six-portes utilisant des coupleurs directifs*

6.2 Les structures six-portes existantes

La première proposition pour la réalisation d'un réflectomètre six-portes a été faite par G. F. ENGEN [15]. Cette structure utilise cinq coupleurs hybrides 3 dB/90°, elle est toujours beaucoup utilisée. Pour la version montrée sur la figure 6.1, les points q_4, q_5, q_6 sont localisés à $\frac{1}{3}\sqrt{10}(-1-j)$, $\frac{1}{3}\sqrt{10}(-1+j)$, $\frac{1}{3}\sqrt{10}$, respectivement. Les limitations en bande de fréquence correspondent à celles des coupleurs. En utilisant des coupleurs large-bande en technologie *stripline* spécialement développés [44], la bande peut s'étendre de 250 MHz à 26.5 GHz [46].

Une autre structure proposée par V. BILÍK [8] (figure 6.2) comprend un coupleur directif pour le détecteur de référence P_3 et trois sondes. À la fréquence centrale, les sondes sont séparées de 60°, ce qui fait que les points q_i sont placés d'une manière presque idéale dans le plan complexe, séparés de 120°. Évidem-

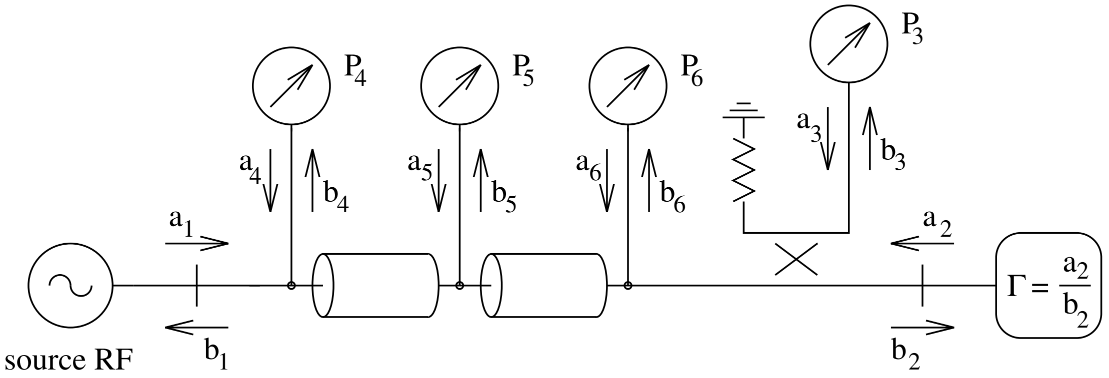


FIG. 6.2 – *Réflectomètre six portes avec des sondes*

ment, cette structure est plutôt limitée quant à la largeur de bande, car le déphasage des lignes de transmission change avec la fréquence. Toutefois, ce sera ce principe de fonctionnement qui nous aidera à atteindre la très large bande opérationnelle de notre nouvelle structure.

Outre les limitations concernant la bande de fréquence de fonctionnement, les deux structures exposées présentent des problèmes si le fonctionnement est exigé à des basses fréquences où les longueurs des lignes pour le déphasage des signaux ou pour la construction des coupleurs directifs deviennent trop longues si l'on veut réaliser le circuit en technologie intégrée ou sur une surface limitée en technologie hybride.

Un moyen pour résoudre ces problèmes est de faire appel à des éléments localisés pour réaliser le déphasage. Un exemple est la structure proposée par V. BILÍK [7] qui est montrée sur la figure 6.3. Les valeurs des vecteurs q_i de cette structure sont égales aux facteurs de réflexion des charges L/C, appelées ici réflecteurs (pour lesquels on utilisera généralement des inductances L ou des capacités C), multipliés par un facteur constant qui dépend du niveau de couplage pour le détecteur de référence P_3.

Nous donnons une analyse formelle de ce circuit dans le paragraphe A.4 de l'annexe A pour illustrer une méthode d'analyse pour le réflectomètre six-portes. Une explication plus intuitive que cette analyse purement mathématique peut

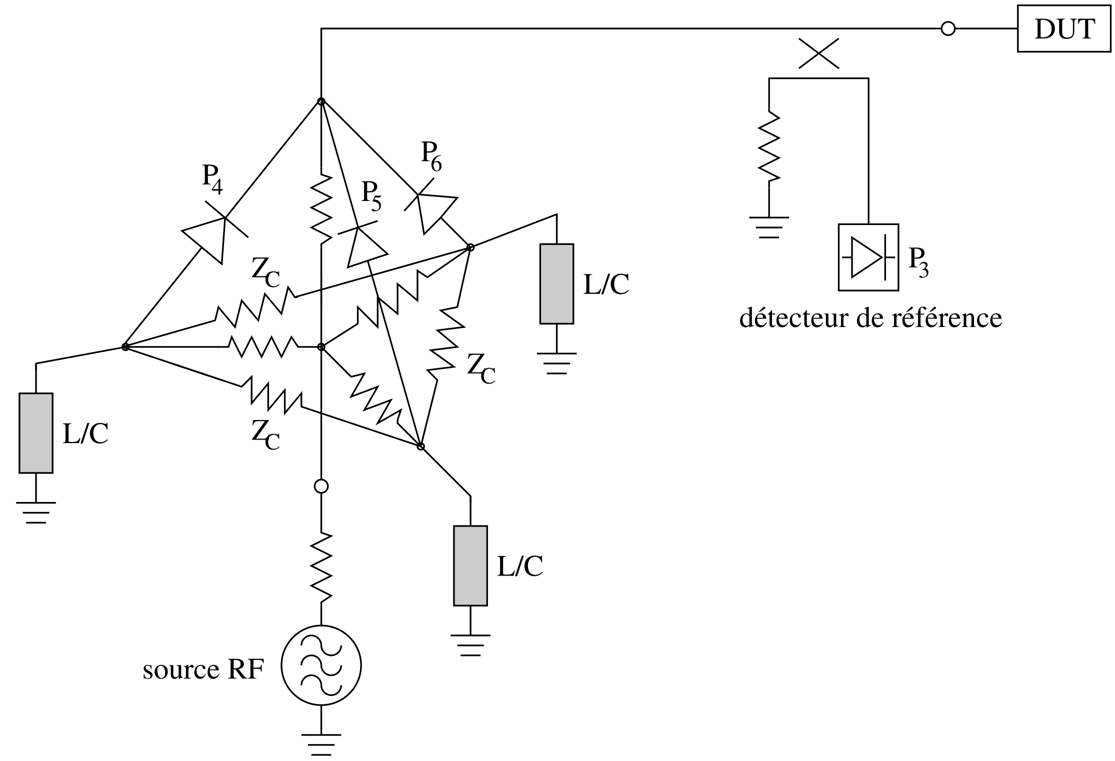


FIG. 6.3 – *Réflectomètre six-portes réalisé avec des composants localisés*

être donnée à l'aide de la figure 6.4, qui représente une partie du circuit correspondant à un seul détecteur de puissance. Ici, l'onde venant du générateur est divisée en deux : une partie se propage vers la charge sous test où elle sera réfléchie, l'autre partie est réfléchie par le réflecteur réactif L/C. Au niveau du détecteur, le signal réfléchi par le dispositif sous test est donc combiné avec le signal incident au dispositif sous test, réfléchi (et par cela déphasé) par le réflecteur L/C. Celà explique de manière qualitative pourquoi les points q_i de cette structure dépendent des facteurs de réflexion des charges réflecteurs, conformément au résultat de l'équation (A.16) :

$$q_i = \left(\frac{Z_0 + Z_A}{Z_0}\right)^2 \frac{Z_{Ri} - Z_0}{Z_{Ri} + Z_0}, \quad i = 4, 5, 6.$$

Les positions des points q_i peuvent donc être sélectionnées en choisissant la structure des réflecteurs et les valeurs de leurs composants réactifs. En fait, on peut

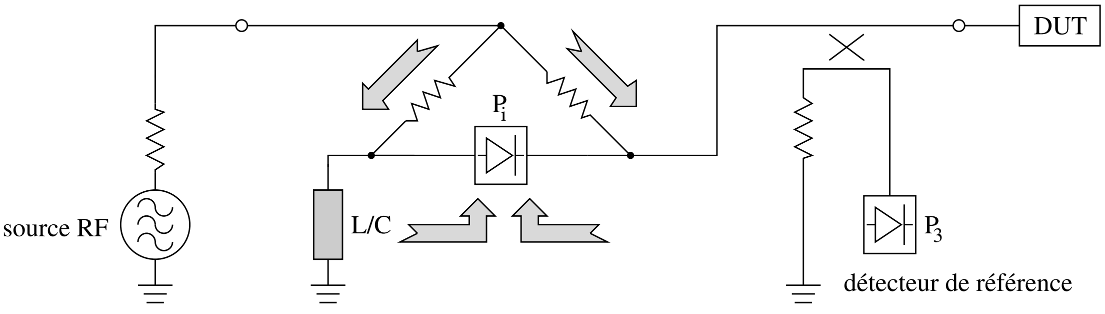


FIG. 6.4 – *Principe du déphasage par un élément localisé*

obtenir trois déphasages qui sont bien différents dans une large bande de fréquence.

Pour que les trois différents réflecteurs et leurs détecteurs correspondants ne s'influencent pas mutuellement dans la structure à tétraèdre (figure 6.3), la valeur d'une résistance Z_C à l'arête du tétraèdre doit être maintenue égale à celle du détecteur à diode. Cet objectif est parfois difficile à atteindre sur toute la bande de fonctionnement prévue avec une structure simple en éléments passifs, et les positions des points q_i seront alors un peu modifiés par rapport aux positions idéales, rendant ainsi nécessaire l'utilisation d'un logiciel de simulation pour optimiser les valeurs des composants.

La largeur de bande de ce circuit dépend de la structure des réflecteurs, de la faisabilité des valeurs de leurs composants aussi bien que de la réalisation de la structure entière dont la topologie est relativement compliquée. Pour les fréquences plus élevées, il faut surtout faire attention aux longueurs des connexions entre les différents éléments localisés, qui peuvent modifier de manière assez importante les caractéristiques du circuit. Dans son article [7], V. BILÍK a décrit la réalisation d'une telle structure sur arséniure de gallium, qui fonctionne entre 80 MHz et 7 GHz.

Une structure voisine de celle de V. BILÍK a été développée il y a quelque temps dans notre laboratoire ; elle est présentée sur la figure 6.5 [33]. Elle utilise le fait qu'un pont de Wheatstone peut être regardé comme un coupleur directif

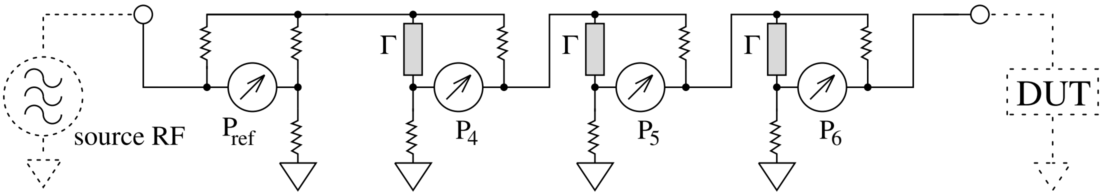


FIG. 6.5 – *Réflectomètre six-portes utilisant des ponts de Wheatstone*

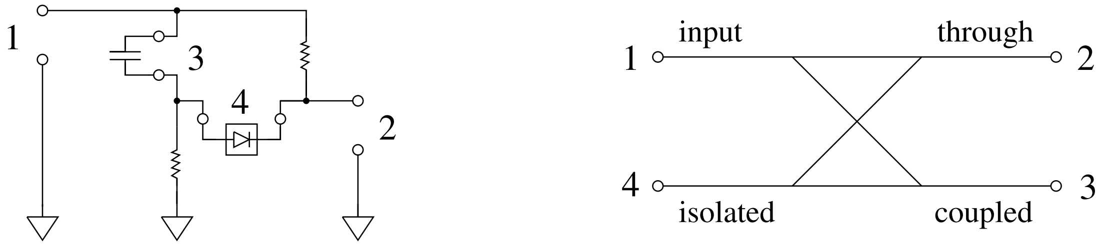


FIG. 6.6 – *Pont de Wheatstone (à gauche) et le coupleur directif équivalent (à droite)*

qui ne réalise aucun déphasage. Comme on peut voir sur la figure 6.6, les portes 1 et 4 ainsi que les portes 2 et 3 sont isolées entre elles. Le signal venant du dispositif sous test est transmis directement vers le détecteur de puissance, tandis que le signal venant de la source est d'abord réfléchi par l'élément réflecteur qui introduit un déphasage. Comme dans la structure de V. BILÍK, le réflecteur Γ (figure 6.5) est une réactance constituée d'une ou de plusieurs capacités et inductances. Le facteur de couplage est défini par le rapport des résistances. Ainsi tous les détecteurs sont connectés en série, tout en simplifiant la topologie du circuit.

Afin de réaliser un réflecteur, on pourrait prendre en considération, *a priori*, toutes sortes de filtres. Ici, seulement les plus simples seront considérés: « circuit ouvert » (O), « court-circuit » (H), « capacité » (C), « inductance » (L), « circuit résonnant série » (S), « circuit résonnant parallèle » (P). Les valeurs des composants des réflecteurs peuvent être optimisées pour les différentes combinaisons des réflecteurs. Malheureusement, cette optimisation mène, au moins pour une largeur de bande de 2 à 2500 MHz, à des valeurs non-réalisables pour les condensateurs et les selfs (voir annexe C, [51]).

6.3 La nouvelle structure à très large bande

Afin de pouvoir couvrir la bande de fréquence en utilisant des composants réalistes, une autre approche fait élargir la bande environ d'une décade. Ici, les réflecteurs sont optimisés comme auparavant pour donner une bonne répartition des points q_i à des basses et moyennes fréquences. Aux hautes fréquences, où le comportement de tous les réflecteurs s'approche ou bien de celui d'un circuit ouvert (O,L,S), ou bien d'un court-circuit (H,C,P), des lignes de transmission introduites entre la charge sous test et les détecteurs donnent un déphasage supplémentaire. On obtient une bonne répartition des points q_i en faisant varier ce déphasage supplémentaire pour les différents détecteurs.

En construisant le circuit avec des composants montés en surface (CMS), les dimensions physiques d'un réflecteur/détecteur sont importantes à partir de 1 GHz. Le changement du rapport de couplage au niveau des ponts de détecteur aide à maîtriser ces effets. Il n'était pourtant pas possible, pour le circuit représenté sur la figure 6.5, de maintenir les trois points q_i à des positions correctes (surtout en amplitude) à toutes les fréquences. Ce problème sera résolu par la mise en parallèle des réflecteurs/détecteurs, tout en gardant le déphasage supplémentaire des lignes (figures 6.7 et 6.8).

La figure 6.7 montre un six-portes où les trois réflecteurs/détecteurs correspondants aux points q_i sont mis en parallèle. Chacun possède une ligne de transmission pour son propre déphasage aux hautes fréquences. Les atténuateurs résistifs en T suppriment les réflexions non désirées. L'impédance de référence d'un réflecteur/détecteur est choisie égale à $150\,\Omega$ afin que l'impédance d'entrée du réflectomètre six-portes soit égale à $50\,\Omega$. Cela conduit à des lignes microrubans très étroites. A cause de l'atténuation entrée-sortie élevée du circuit et de l'isolation du coupleur directif, la puissance détectée par le détecteur de référence est

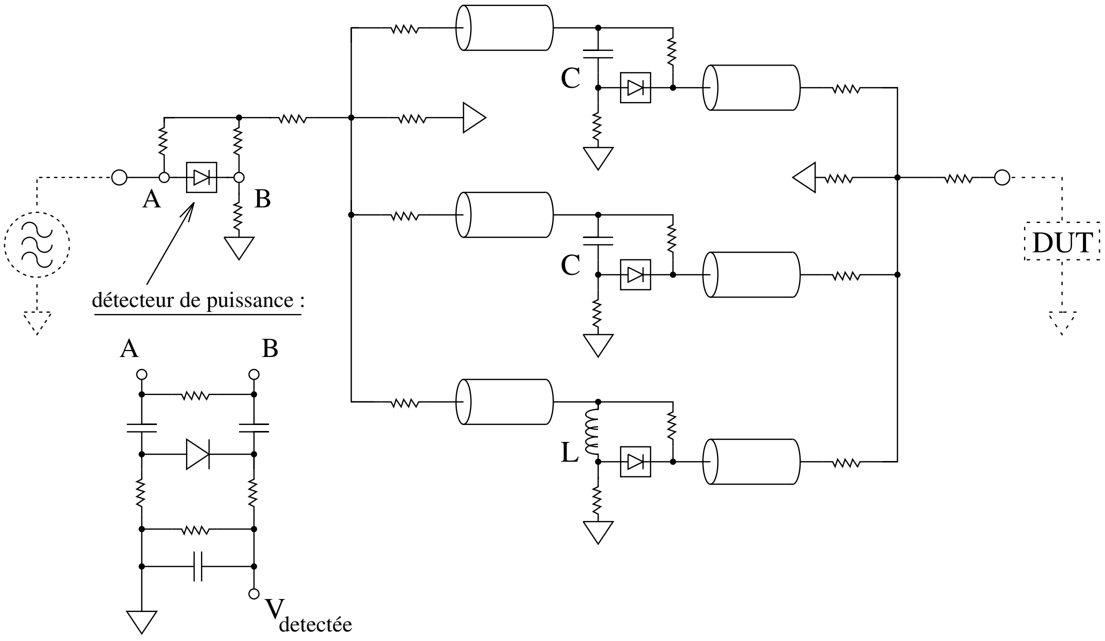


FIG. 6.7 – *Schéma du réflectomètre 1 (le détecteur de référence étant détaillé)*

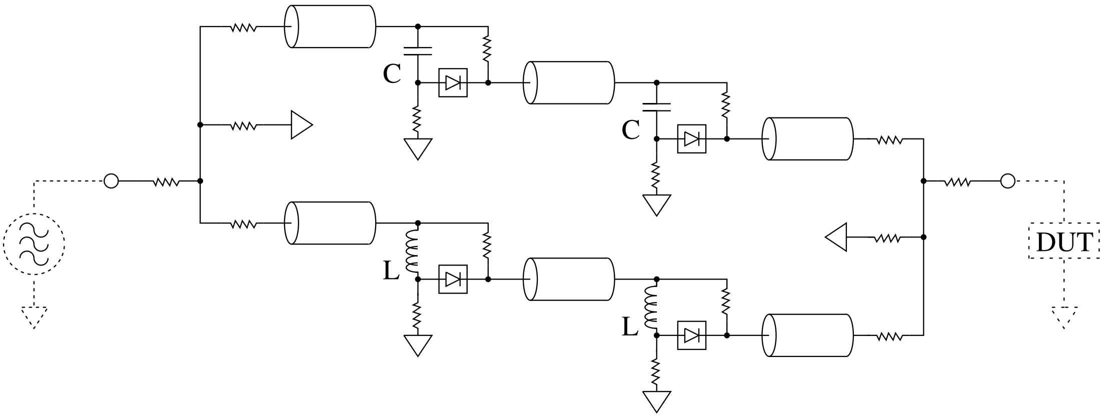


FIG. 6.8 – *Schéma des réflectomètres 2 et 3*

quasiment indépendante de la charge sous test.

Une autre topologie d'un réflectomètre six portes (figure 6.8) montre deux branches en parallèle dont chacune possède deux réflecteurs/détecteurs en série. Il y a donc deux points q_i proche du cercle unité et deux autres ayant une distance du centre un peu plus grande. Comme il sera expliqué ci-dessous, aucun détecteur ne sert explicitement de référence. Au moins trois points q_i doivent avoir des phases différentes, ce qui veut dire que deux points ayant des distances différentes du centre peuvent avoir la même phase à certaines fréquences. L'impédance caractéristique d'une branche est de $100\,\Omega$, ce qui résulte en une largeur de ligne comparable à la largeur d'une résistance CMS. En simulation, ce dernier circuit (fig. 6.8) est moins sensible aux petites variations du layout que le premier circuit (fig. 6.7).

On pourrait également envisager la réalisation d'un réflectomètre six-portes avec la nouvelle structure large-bande dans une technologie intégrée MMIC afin d'obtenir un réflectomètre large-bande qui fonctionne à des fréquences plus élevées. Il faudrait toutefois étudier de nouveau le circuit dans cette technologie parce que les éléments localisés (surtout les inductances) ne seront pas aussi petits par rapport aux lignes de transmission que les composants montés en surface utilisés dans la technologie micro-ruban.

6.4 Réalisation des circuits

On a réalisé les réflectomètres dont le schéma est donné par les figures 6.7 et 6.8 sur un substrat diélectrique de PTFE renforcé *DiClad 522*, 62.5 mil, $\varepsilon_r = 2.5$. On a utilisé des composants CMS, des diodes Schottky *zero-bias* (HP HSMS2850). Les circuits ont des dimensions de 65×55 mm^2 (réflectomètres 1 et 2). Une version améliorée d'après le schéma figure 6.8 a été réalisée en utilisant des résistances plus petites. Ce circuit (réflectomètre 3) a des dimensions de 44×44 mm^2. Après simulation des circuits et le dessin du layout avec le logiciel Libra de HP-EEsof, les masques ont été coupés sur *Rubylith* pour la fabrication.

Pour la simulation des caractéristiques des nouvelles structures, la méthode décrite dans le chapitre 3 a été utilisée. Les phases des points q_i des deux types de réflectomètres, simulées avec des composants idéaux (dimensions zéro) et sans lignes de transmission, sont montrées sur les figures 6.9 et 6.10. On voit que des mesures précises deviennent impossibles au-delà d'environ 400 MHz, à cause de la

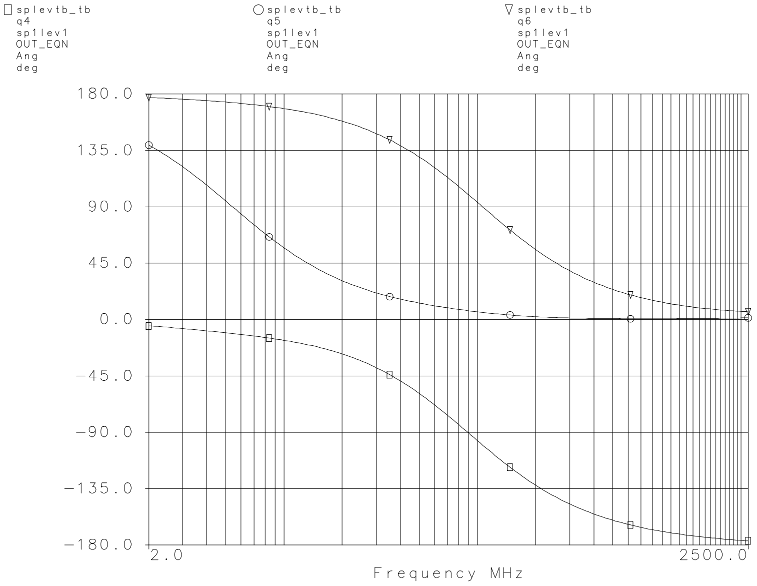


FIG. 6.9 – *Les phases simulées des points q_i du réflectomètre 1 sans lignes de transmission*

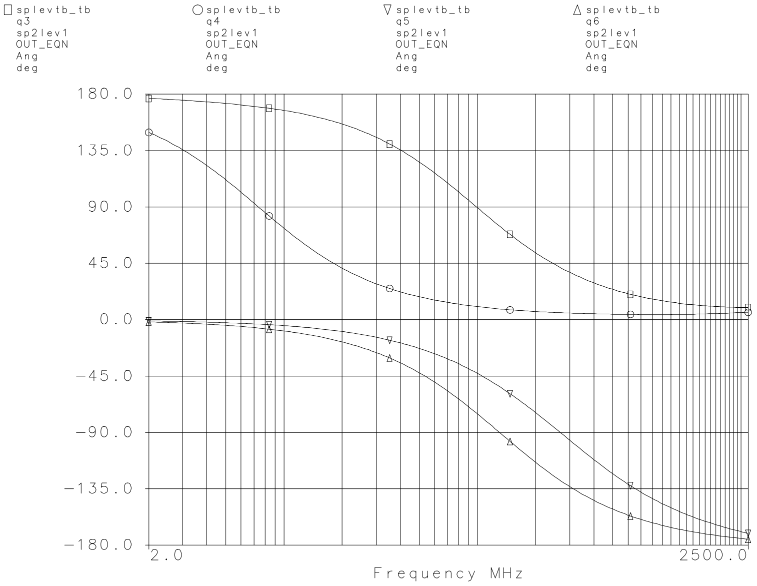


FIG. 6.10 – *Les phases simulées des points q_i du réflectomètre 2 sans lignes de transmission*

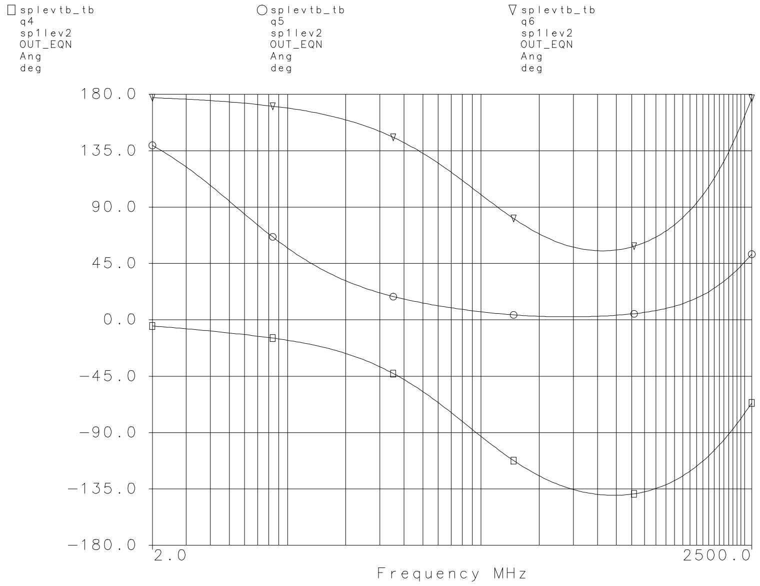


FIG. 6.11 – *Les phases simulées des points q_i du réflectomètre 1 avec des lignes de transmission introduites entre les ponts réflecteurs*

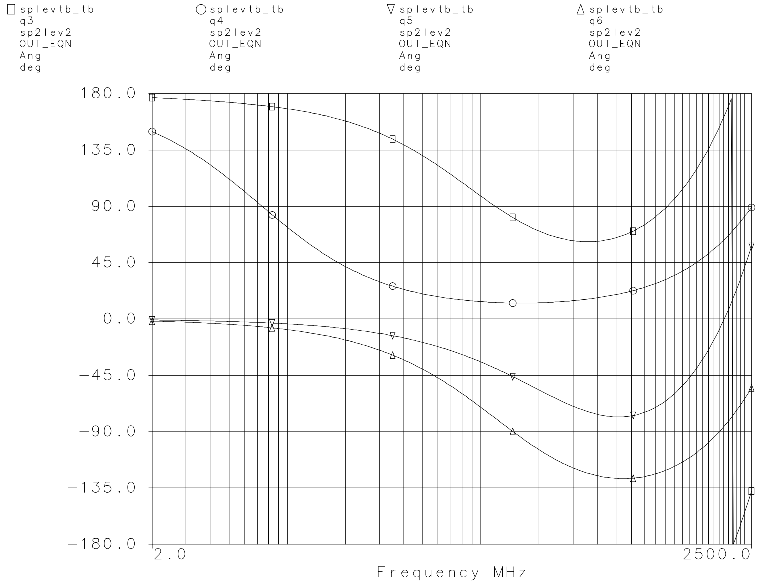


FIG. 6.12 – *Les phases simulées des points q_i du réflectomètre 2 avec des lignes de transmission introduites entre les ponts réflecteurs*

proximité des points q_i. Si on utilisait des valeurs de composants optimisées (voir annexe C), elles seraient irréalisables. Mais en introduisant des lignes de transmission entre les ponts des détecteurs, on peut obtenir des points q_i bien répartis à des fréquences élevées. Comme on le voit sur les figures 6.11 et 6.12 (résultats de simulation), les points q_i sont distincts même à 2500 MHz. Le comportement du circuit en réalité n'est pourtant pas aussi encourageant car les dimensions des détecteurs ne sont plus négligeables au-dessus de 1000 MHz, et les impédances mal adaptées se transforment via les lignes de transmission. En plus, les selfs sont utilisées au-dessus de leur fréquence de résonance (soit 680 MHz pour une self de 120 nH) ce qui entraîne des pertes considérables et des déphasages imprévisibles.

Le layout du réflectomètre 1 est présenté sur la figure 6.13. Les positions mesurées des points q_i en phase et module sont montrées dans les figures 6.14 et 6.15, respectivement. Ces positions ont été obtenues suite à un calibrage du circuit en utilisant la méthode qui sera décrite dans le paragraphe 6.5. Ce réflectomètre fonctionne de 2 MHz à 1300 MHz. A l'extérieur de cette bande de fréquence, le calibrage échoue car deux points q_i sont trop proches l'un de l'autre. Si les points q_i d'un réflectomètre sont alignés, l'intersection des cercles dans le plan Γ n'est plus bien définie.

Le layout du réflectomètre 2 est présenté sur la figure 6.16. Les positions mesurées des points q_i en phase et module sont respectivement montrées figures 6.17 et 6.18. Ce réflectomètre fonctionne de 2 MHz à 1650 MHz. A l'extérieur de cette bande de fréquence, le calibrage échoue, sans doute en raison de résonances dues aux éléments parasites des composants CMS, qui changent les caractéristiques du réflectomètre de manière importante. Néanmoins, il est possible de calibrer le réflectomètre 2 entre 1900 et 2100 MHz.

Le layout du réflectomètre 3 est présenté sur la figure 6.19. Les positions mesurées des points q_i en phase et module sont montrées dans les figures 6.20 et 6.21, respectivement. Ce réflectomètre fonctionne de 1.5 MHz à 2200 MHz. En-dessous de 1.5 MHz, les points q_i sont tous plutôt alignés et c'est pourquoi

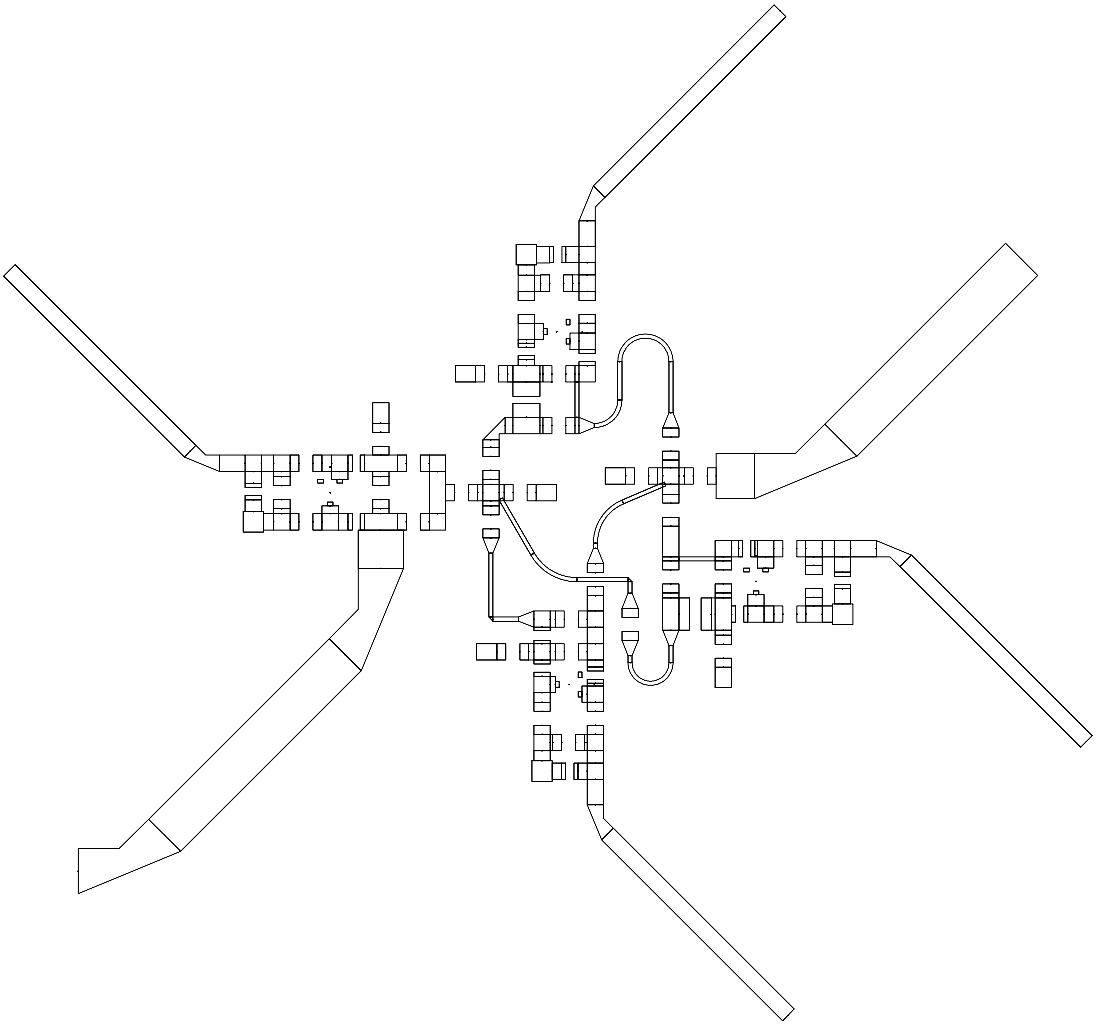


Fig. 6.13 – *Layout du réflectomètre 1*

le calibrage échoue. Le calibrage est pourtant possible jusqu'à 2400 MHz, mais les mesures faites entre 2200 et 2400 MHz montrent des erreurs importantes. En outre, le circuit résonne aux alentours de 2250 MHz, où la perte d'insertion entre le générateur et la charge ($-20 \log S_{21}$) monte brusquement de 6 dB.

6.5 Le calibrage des circuits

La méthode utilisée pour calibrer ces réflectomètres large-bande était un peu différente de celle décrite dans le chapitre 4. Elle a l'avantage de nécessiter seule-

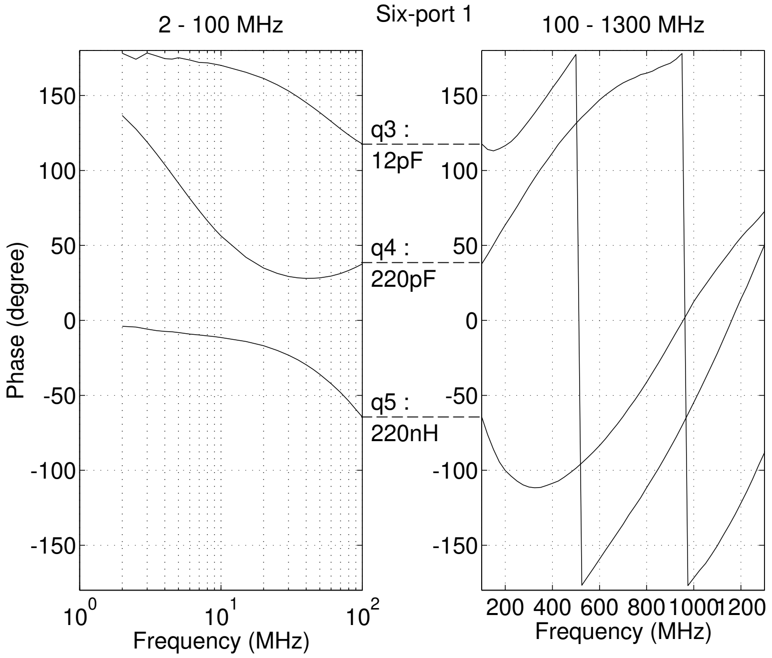


FIG. 6.14 – *Les phases des points q_i du réflectomètre 1 – résultat du calibrage*

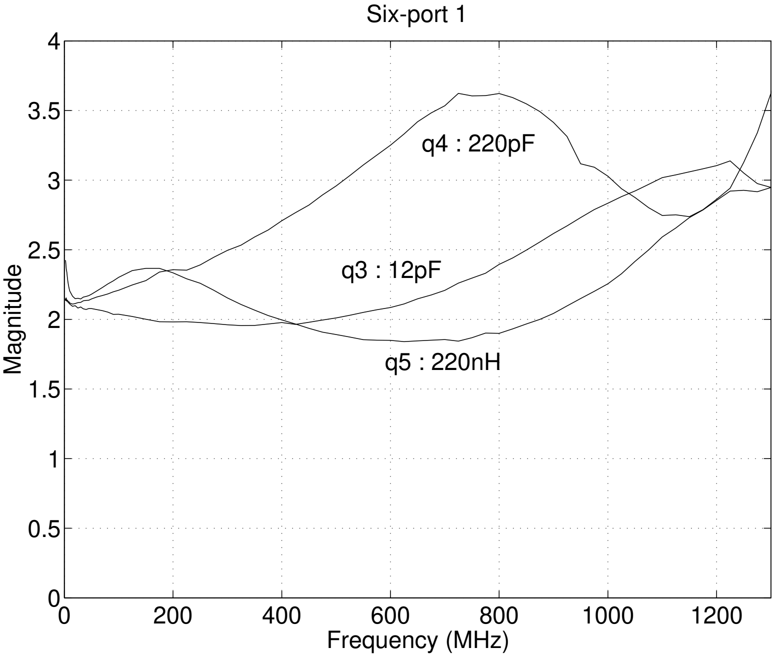


FIG. 6.15 – *Les modules des points q_i du réflectomètre 1 – résultat du calibrage*

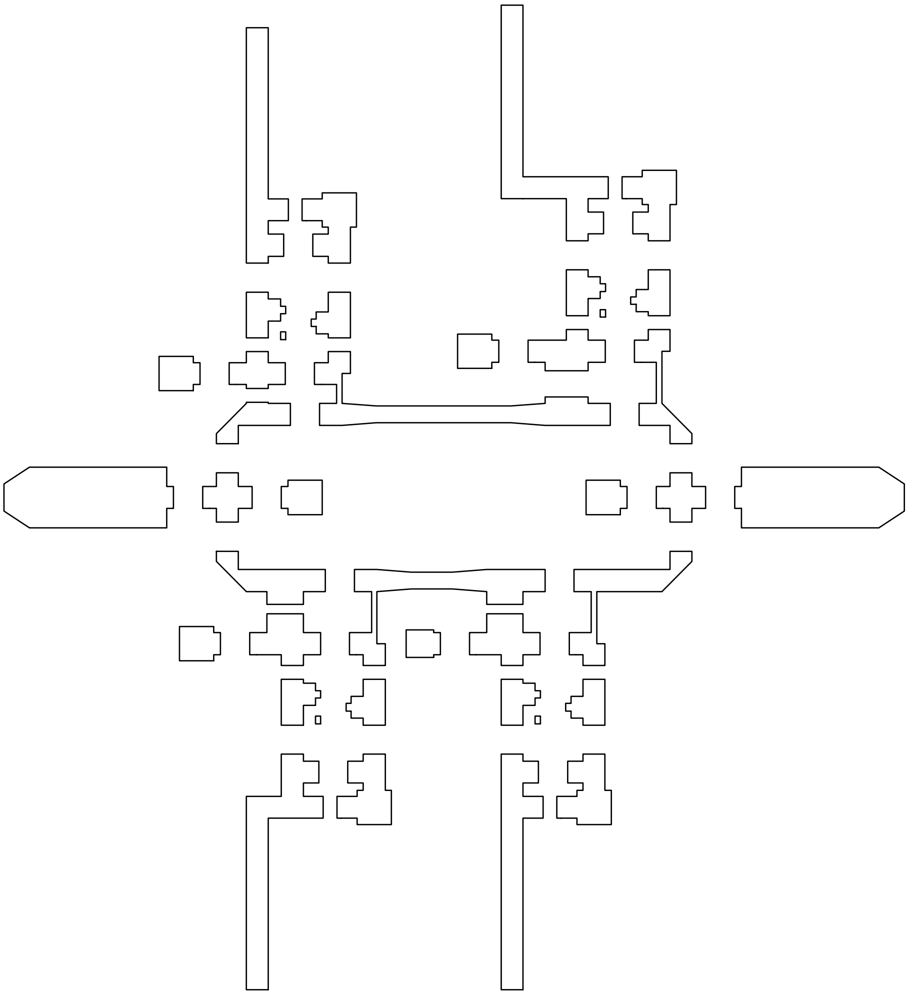


Fig. 6.16 – *Layout du réflectomètre 2*

ment la connexion de sept charges pour toute la bande de fonctionnement et cinq charges pour une fréquence donnée. De plus, elle n'a pas besoin d'un détecteur de référence où l'on ne mesure jamais une puissance nulle ou très faible. Elle requiert pourtant des informations sur le module des points q_i, obtenues à partir de simulations ou à partir d'un calibrage à une fréquence voisine ; c'est pourquoi elle n'est pas utilisable pour tout type de réflectomètre six-portes, contrairement à la méthode décrite dans le chapitre 4.

Les sept charges qui sont utilisées afin d'étalonner les réflectomètres sont des étalons en structure coaxiale (SMA): charge adaptée (*match*), court-circuit

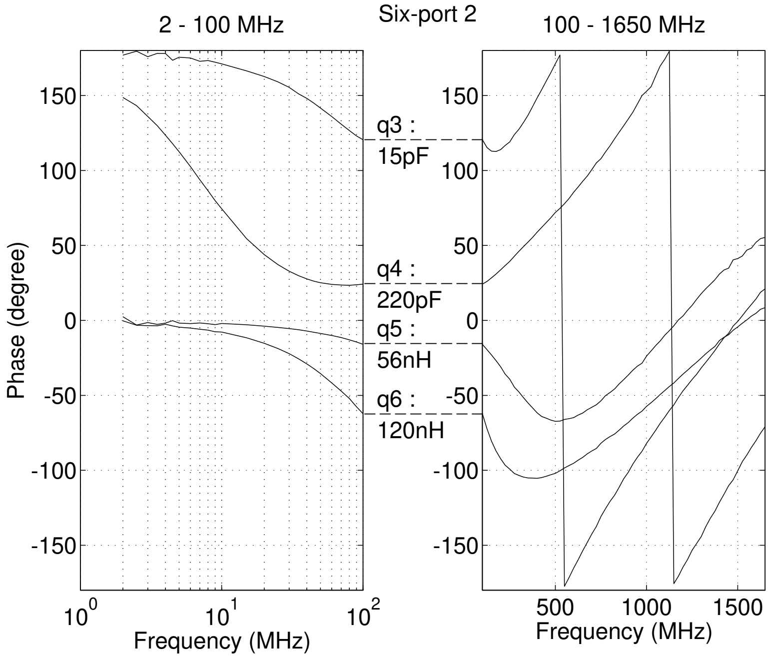


FIG. 6.17 – *Les phases des points q_i du réflectomètre 2 – résultat du calibrage*

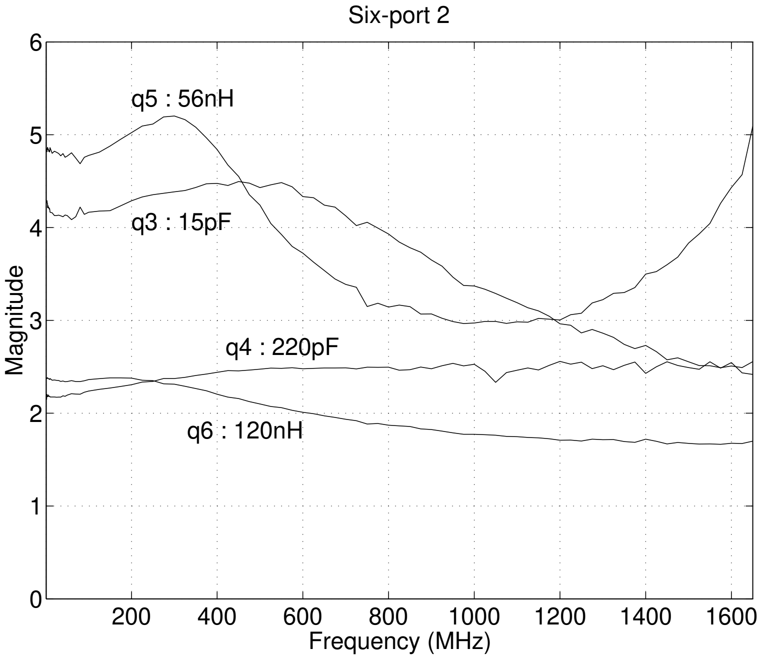


FIG. 6.18 – *Les modules des points q_i du réflectomètre 2 – résultat du calibrage*

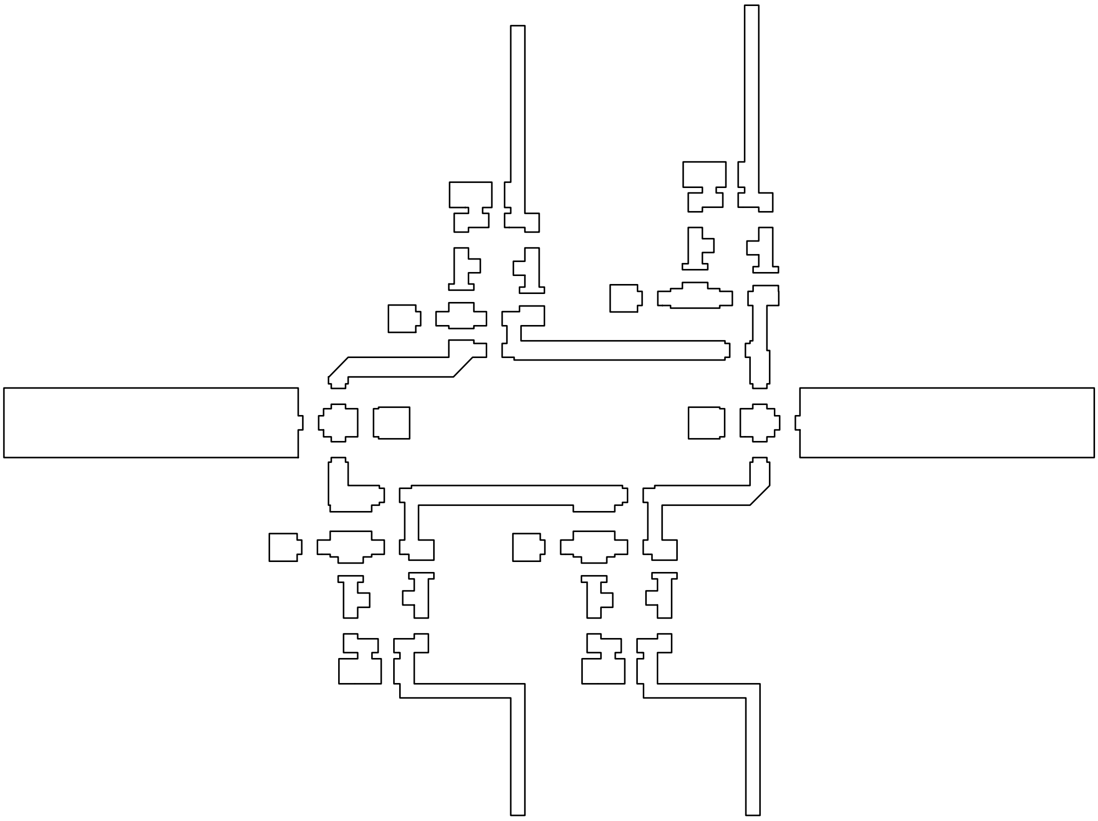


FIG. 6.19 – *Layout du réflectomètre 3*

(*short*) et circuit ouvert (*open*) (où on prend en compte la capacité de 32 fF du circuit ouvert) et de 4 charges supplémentaires qui sont approximativement connues parce qu'on les a mesurées auparavant avec un analyseur de réseau (HP 8753C). Il n'est pas nécessaire de connaître la valeur exacte de ces charges pour le calibrage du système. Ces 4 charges sont des tronçons de ligne terminés par une réactance, une capacité, un circuit résonnant série ou bien parallèle. Le module du facteur de réflexion de ces charges est environ l'unité, et la phase du facteur de réflexion de deux charges est à toutes les fréquences bien différente de celle d'un circuit ouvert ou d'un court-circuit (figure 6.22). Les réactances de terminaison sont

- une capacité de 47 pF

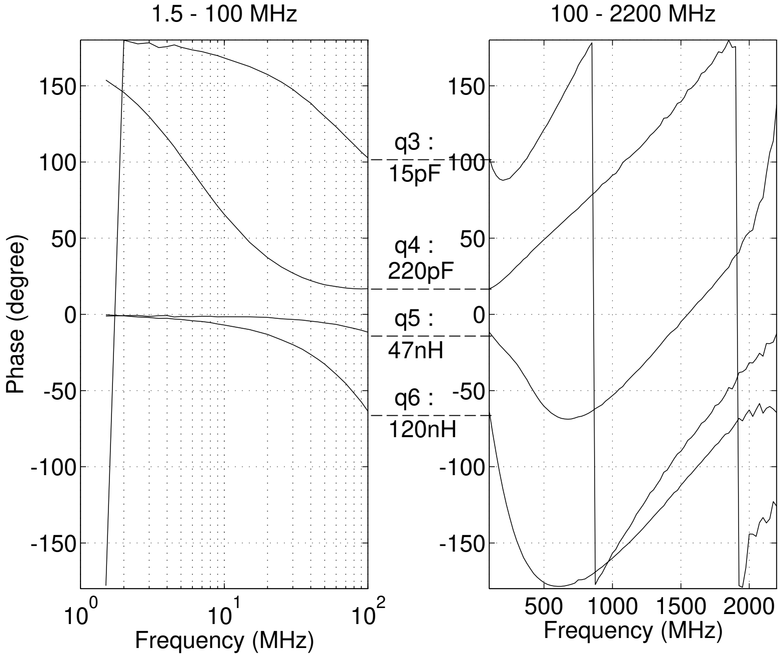


FIG. 6.20 – *Les phases des points q_i du réflectomètre 3 – résultat du calibrage*

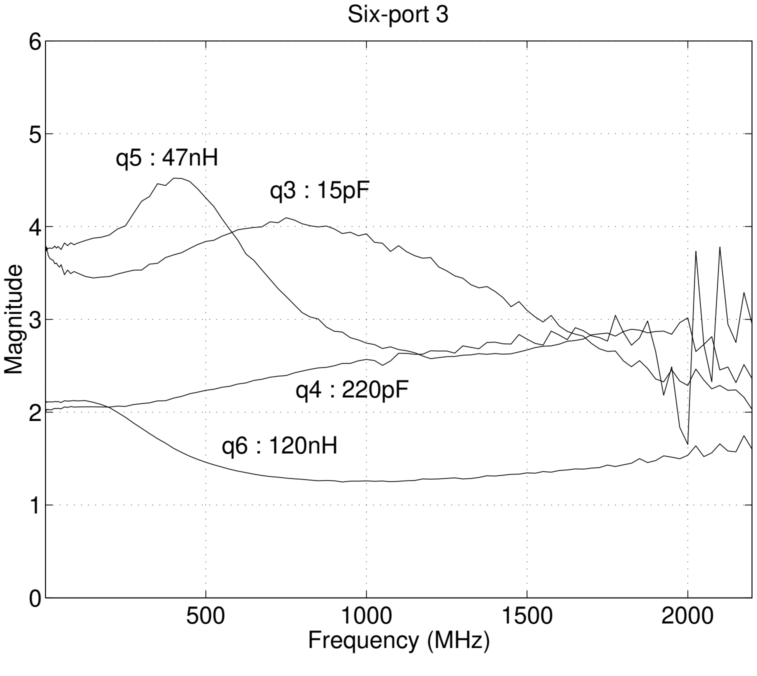


FIG. 6.21 – *Les modules des points q_i du réflectomètre 3 – résultat du calibrage*

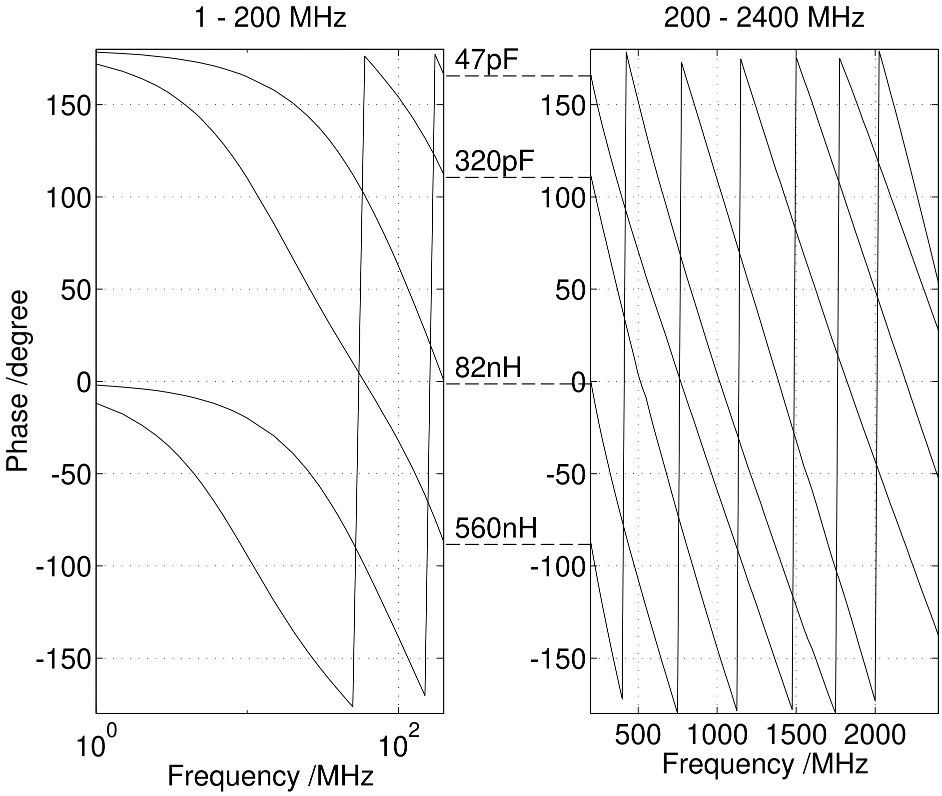


FIG. 6.22 – *Les phases des facteurs de réflexion des quatre charges supplémentaires*

- un circuit résonnant série 320 pF / 10 nH
- un circuit résonnant parallèle 82 nH / 0.7 pF
- un circuit résonnant parallèle 560 nH / 6.8 pF.

La procédure pour effectuer le calibrage est la suivante : Nous écrivons l'équation 2.13 sous la forme

$$P_i = K_i|\Gamma - q_i|^2 \quad , \quad i = 3, 4, 5, 6 \tag{6.1}$$

avec

$$K_i = |b_2 A_i|^2. \tag{6.2}$$

Nous supposons que la puissance du générateur et donc l'onde b_2 sont suffisamment stables pendant le calibrage pour que l'on puisse considérer les K_i comme constantes.

La mesure de l'étalon *match* d'une part et des six autres charges d'autre part permet d'écrire les relations suivantes d'après l'équation (6.1) :

$$\begin{aligned} P_i^{match} &= K_i|q_i|^2 \\ P_i &= K_i|\Gamma - q_i|^2 \quad , \quad i = 3, 4, 5, 6 \end{aligned} \tag{6.3}$$

d'où on obtient six équations par détecteur:

$$\frac{1}{2}\Big[|\Gamma|^2 + |q_i|^2\Big(1 - \frac{P_i}{P_i^{match}}\Big)\Big] = Re\Gamma Req_i + Im\Gamma Imq_i \quad , \quad i = 3, 4, 5, 6 \tag{6.4}$$

On suppose que les $|q_i|^2$ sont à peu près connus – les valeurs viennent de la simulation ou d'une fréquence voisine. Dans ce cas, (6.4) est un système d'équations linéaires que l'on va résoudre par la méthode des moindres carrés pour obtenir les valeurs de $Re\,q_i$ et $Im\,q_i$. La différence $||q_i|^2 - (Req_i)^2 - (Imq_i)^2|$ montre la qualité des $|q_i|^2$ choisis avant. On va trouver la valeur optimale d'un $|q_i|^2$ en le faisant varier un peu autour de sa valeur initiale et en cherchant le minimum de la différence mentionnée ci-haut. Lorsque les $Re\,q_i$ et $Im\,q_i$ sont connus, on calcule les K_i à partir de (6.3). On peut maintenant résoudre le système d'équations non-linéaires (6.1) par un algorithme de NEWTON, en prenant les valeurs de $Re\,q_i$, $Im\,q_i$ et K_i obtenues comme point de départ pour l'itération. On note que ces calculs sont faits pour chaque détecteur séparément. Si l'on effectue des mesures avec les constantes de calibrage obtenues ainsi, la précision n'est malheureusement pas satisfaisante.

Il est toutefois possible de prendre les valeurs obtenues comme départ pour une procédure d'optimisation en utilisant l'équation (4.16). Les valeurs initiales pour les variables A, B, C, Z et R sont calculés de la manière suivante :

$$A = w_1^2 + |w_2|^2 - 2w_1|w_2|\cos[\arg(w_2)] \tag{6.5}$$

$$
\begin{aligned}
B &= |w_2|^2 && (6.6)\\
C &= w_1^2 && (6.7)\\
Z &= \sqrt{\frac{K_4}{K_5}}\left|\frac{q_3-q_4}{q_3-q_5}\right|^2 && (6.8)\\
R &= \sqrt{\frac{K_4}{K_6}}\left|\frac{q_3-q_4}{q_3-q_6}\right|^2 && (6.9)\\
w_1 &= \sqrt{\frac{K_4}{K_3}}\left|\frac{q_5-q_4}{q_3-q_5}\right| && (6.10)\\
|w_2| &= \sqrt{\frac{K_4}{K_3}}\left|\frac{q_6-q_4}{q_3-q_6}\right| && (6.11)\\
\arg(w_2) &= \arg\left(\frac{q_6-q_4}{q_3-q_6}\right) - \arg\left(\frac{q_5-q_4}{q_3-q_5}\right) && (6.12)
\end{aligned}
$$

Ensuite, les paramètres de la transformation sont déterminés avec les trois étalons *open*, *short* et *match* comme nous l'avons décrit dans le chapitre 4.

Pour la mesure des tensions on a utilisé un multimètre HP 3457A. Le générateur utilisé pour la linéarisation des diodes ($f = 200$ MHz, $P_{out} = -18 \ldots +10$ dBm) est un Gigatronic 1018. Le générateur utilisé pour l'étalonnage ainsi que pour les mesures est un analyseur de réseau HP 8753C ($f = 1 \ldots 2500$ MHz, $P_{out} \approx -11$ dBm), en raison de la bande de fréquences limitée du Gigatronic 1018. Les appareils sont pilotés par ordinateur à travers une connexion GPIB. Le programme d'acquisition de données, sur PC, a été écrit en Quick Basic. Le traitement des données – la linéarisation, l'étalonnage, les mesures – est réalisé sur Sun avec des programmes de Matlab.

6.6 Résultats de mesures

Nous avons mesuré des « charges inconnues », composées des lignes de transmission courtes et longues ($\approx$ 1 m), des atténuateurs de 3 dB, 6 dB, 10 dB, 20 dB terminés par des éléments *open* et *short*. Nous avons donc essayé de mesurer à chaque fréquence des charges qui couvrent bien le plan de Γ. Ces mesures ont été comparées avec des mesures faites avec l'analyseur de réseau hétérodyne. On peut donc estimer la précision des mesures faites avec les réflectomètres six-portes par le module de la différence complexe entre les deux facteurs de réflexion Γ mesurés. Il faut noter que l'analyseur de réseau hétérodyne peut présenter ses propres incertitudes de mesure. Toutefois si les mesures effectuées par deux dispositifs d'une conception complètement différente (comme c'est le cas pour le réflectomètre six-portes et l'analyseur de réseau hétérodyne) donnent des résultats très proches, on peut considérer que la précision de mesure du réflectomètre six-portes sera suffisante pour les applications commerciales que nous visons.

Les trois réflectomètres montrent des mesures comparables. Les écarts entre les mesures sont bien plus faibles en-dessous d'environ 1000 MHz qu'au-delà. Les mesures pour les charges dont le facteur de réflexion est petit en module sont plus proches que celles dont $|\Gamma| \approx 1$. Ce comportement s'explique par le fait qu'une des charges utilisées pour le calibrage est une charge adaptée ($\Gamma = 0$) ; les mesures sont toujours plus précises à proximité d'une valeur utilisée pour le calibrage.

Une erreur supplémentaire sera introduite par la connexion et la déconnexion de la charge de comparaison. On peut donc estimer qu'une différence inférieure à environ 0.0025 soit pratiquement négligeable et indique une très bonne correspondance des résultats obtenus avec le réflectomètre six-portes aux ceux obtenus avec l'analyseur de réseau hétérodyne.

A titre d'exemple, les différence pour deux « charges inconnues » mesurées sont montrées sur les figures 6.23 à 6.28. La première charge mesurée, (figures 6.23 à 6.25) est un atténuateur 6 dB en circuit ouvert ; le module du facteur de réflexion est donc de 0.25 environ. Les figures 6.23 et 6.24 montrent le module et la phase du facteur de réflexion, mesurés avec le réflectomètre six-portes et l'analyseur de réseau hétérodyne ; les résultats sont très proches et les différences en module commencent à devenir plus importantes au-dessus de 1400 MHz. Pour mieux présenter les différences entre les résultats, la figure 6.25 montre la différence complexe (correspondant à la distance sur l'abaque de SMITH) entre les deux mesures. Elle est toujours inférieure à 0.005 pour des fréquences de 1.5 MHz

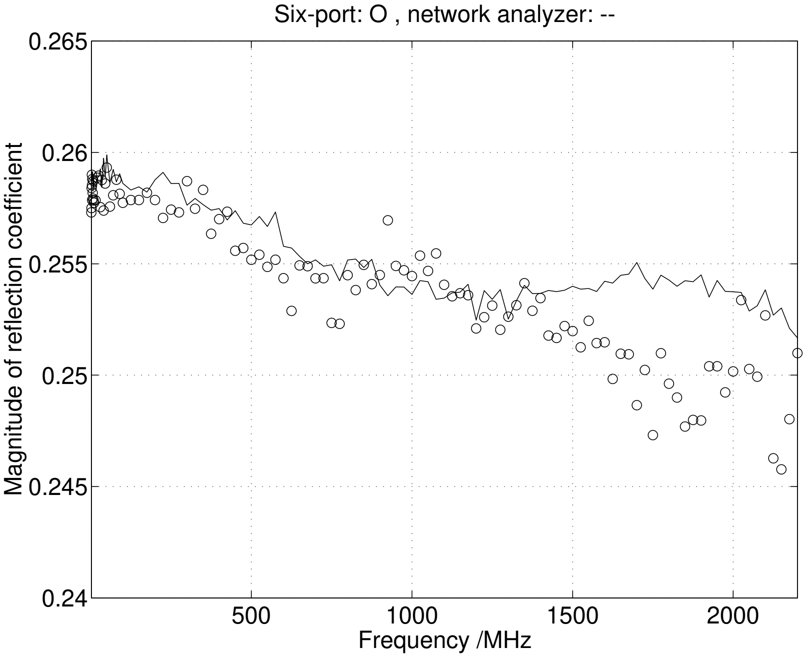


FIG. 6.23 – *Le module du facteur de réflexion d'une charge (l'atténuateur 6 dB et circuit ouvert) mesuré avec le réflectomètre 3 et le HP 8753C*

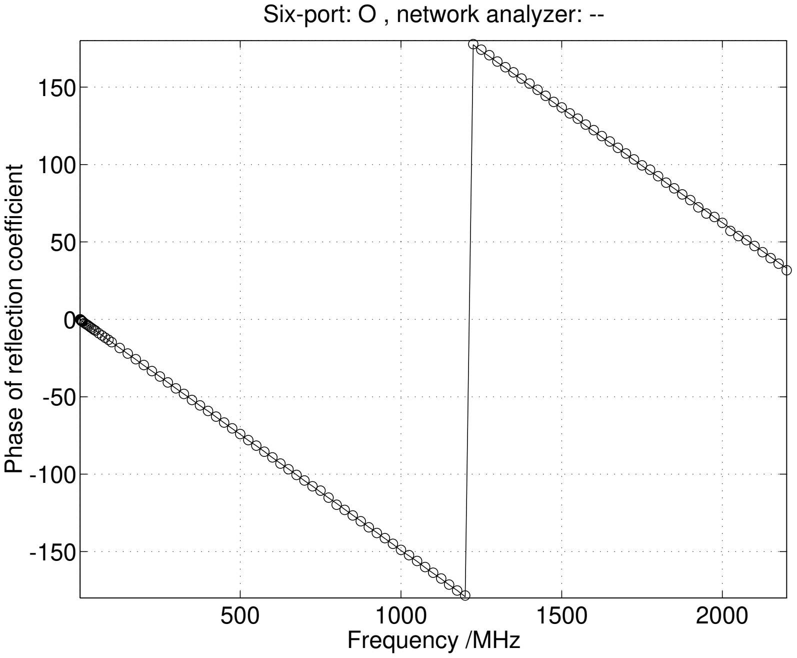


FIG. 6.24 – *La phase du facteur de réflexion d'une charge (l'atténuateur 6 dB et circuit ouvert) mesurée avec le réflectomètre 3 et le HP 8753C*

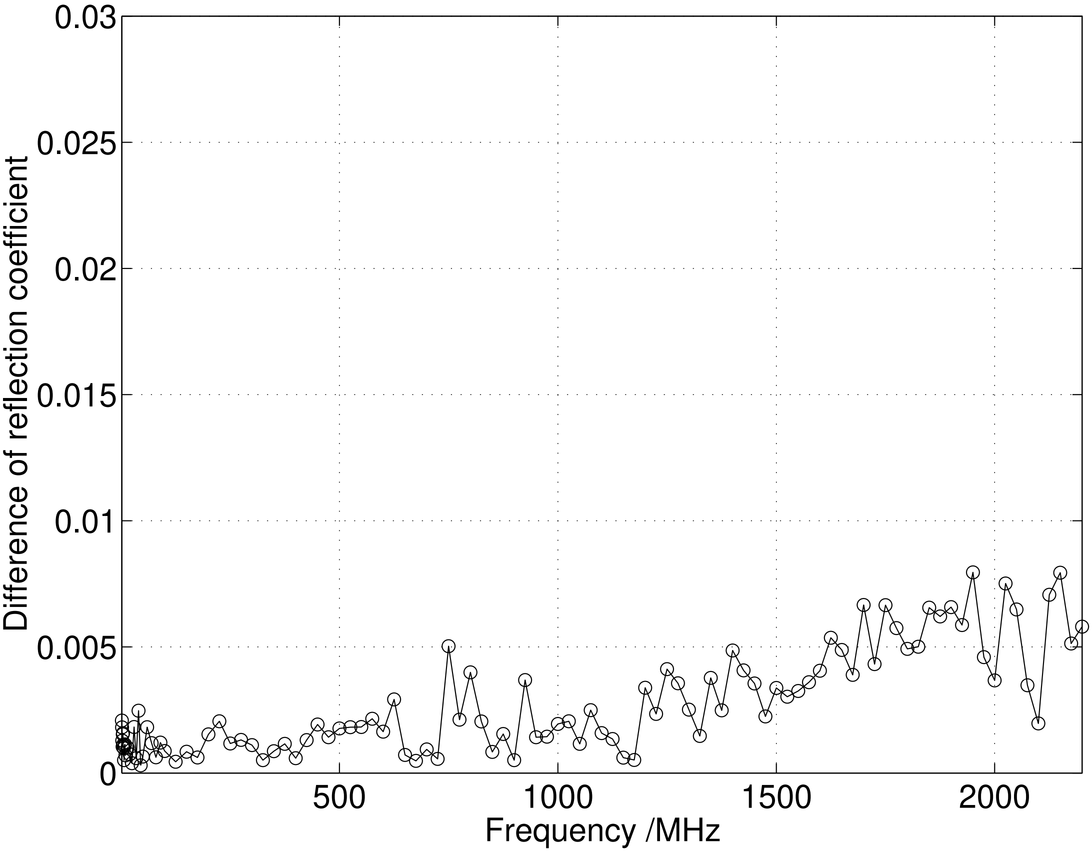


FIG. 6.25 – *Le facteur de réflexion d'une charge (l'atténuateur 6 dB et circuit ouvert) mesuré avec le réflectomètre 3 et le HP 8753C: module de la différence complexe*

à 1600 MHz et inférieure à 0.008 sur toute la bande de fonctionnement du réflectomètre de 1.5 MHz à 2200 MHz.

La deuxième charge, présentée sur les figures 6.26 à 6.28 est une ligne d'une longueur de 20 cm environ court-circuitée ; le module du facteur de réflexion est donc de 1 environ. Les figures 6.26 et 6.27 montrent le module et la phase du facteur de réflexion, mesurés avec le réflectomètre six-portes et l'analyseur de réseau hétérodyne ; les résultats sont très proches, des différences notables en module apparaissent au-dessus de 1700 MHz. Pour mieux présenter les écarts entre les résultats, la figure 6.28 montre la différence complexe entre les deux mesures.

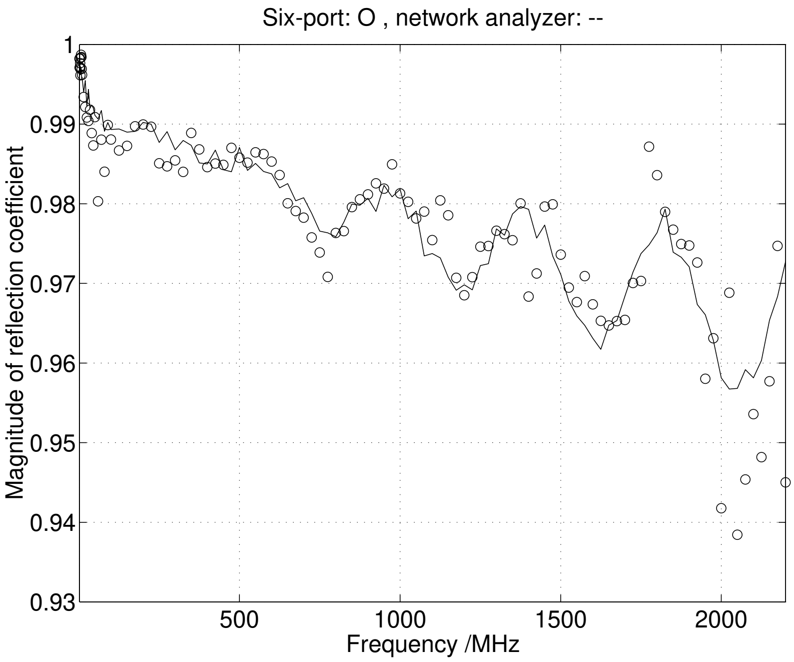


FIG. 6.26 – *Le module du facteur de réflexion d'une charge (ligne ≈ 20 cm et court-circuit) mesuré avec le réflectomètre 3 et le HP 8753C*

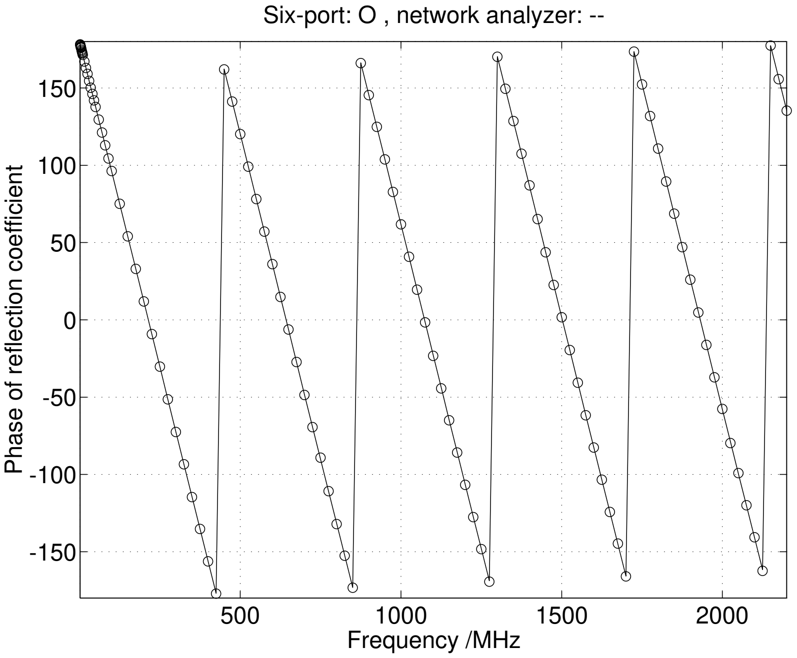


FIG. 6.27 – *La phase du facteur de réflexion d'une charge (ligne ≈ 20 cm et court-circuit) mesurée avec le réflectomètre 3 et le HP 8753C*

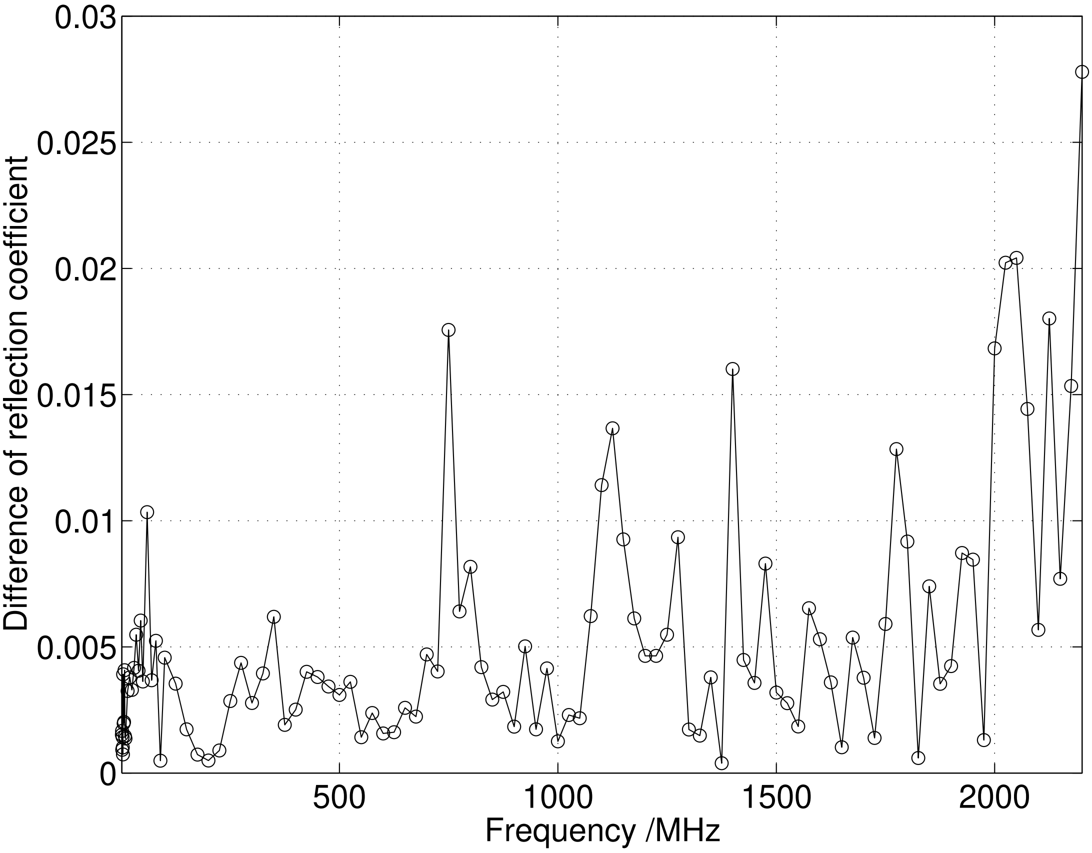


Fig. 6.28 – *Le facteur de réflexion d'une charge (ligne ≈ 20 cm et court-circuit) mesuré avec le réflectomètre 3 et le HP 8753C: module de la différence complexe*

Elle est toujours inférieure à 0.02 pour des fréquences de 1.5 MHz à 2000 MHz et inférieure à 0.03 sur toute la bande de fonctionnement du réflectomètre de 1.5 MHz à 2200 MHz.

6.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux nouvelles structures pour des réflectomètres six-portes avec une très large bande de fréquences de fonctionnement. Ces structures combinent un déphasage du signal par des éléments localisés pour les fréquences plus basses avec un déphasage par des lignes de transmission pour les fréquences plus hautes. Cela permet d'obtenir une bande de fonctionnement extrêmement large de 1.5 MHz à 2200 MHz. Nous avons également décrit un algorithme de calibrage qui nécessite la connexion de seulement cinq charges pour une fréquence donnée et de sept charges pour toute la bande de fonctionnement, mais qui a besoin d'informations approximatives sur les paramètres du réflectomètre six-portes. La comparaison des résultats de mesure avec ceux d'un analyseur de réseau traditionnel donne une différence complexe (distance sur l'abaque de SMITH) qui est toujours inférieure à 0.03 sur toute la bande de fréquence.

Chapitre 7

Un réflectomètre six-portes en technologie intégrée monolithique

7.1 Introduction

Depuis leur introduction il y a 25 ans [13, 26], les réflectomètres six-portes ont connu un succès considérable dans les laboratoires de métrologie du monde entier. Les raisons de ce succès sont les avantages qu'ils présentent par rapport aux anciens systèmes de mesure :

- La structure d'un réflectomètre six-portes est beaucoup plus simple que celle d'un analyseur de réseau traditionnel, car ce premier consiste uniquement d'éléments passifs (coupleurs, diviseurs de puissance, etc.) et de détecteurs de puissance. La partie la plus difficile à réaliser d'un analyseur de réseau traditionnel, la détection de la phase, qui nécessite généralement l'utilisation de mélangeurs d'une très bonne qualité, n'existe plus ; la construction d'un réflectomètre six-portes est donc beaucoup moins coûteuse. Toutes les imperfections du dispositif sont prises en compte lors du calibrage dans l'algorithme mathématique qui sert à calculer le facteur de réflexion à partir des quatre mesures de puissance, il suffit donc que ses caractéristiques soient stables entre le moment du calibrage et celui de la mesure.

- Comme nous l'avons expliqué dans le chapitre 4, les quatre mesures de puissance d'un réflectomètre six-portes ne sont pas tout à fait indépendantes entre elles. Cela permet de calculer l'incertitude de chaque mesure [18, 35], ce qui rend cette méthode particulièrement attractive pour les laboratoires de calibrage où chaque résultat doit obligatoirement être accompagné d'une estimation de l'erreur de la mesure. Aujourd'hui, dans beaucoup de pays, les réflectomètres six-portes dans les laboratoires primaires de métrologie servent de référence pour les analyseurs de réseau traditionnels.

Malgré ce succès dans les laboratoires [1, 5, 12, 57] l'utilisation de réflectomètres six-portes dans des dispositifs de mesure commercialisés est assez rare et concerne principalement des applications très spécialisées (voir par exemple [8]). Il existe plusieurs raisons pour cela :

- Les analyseurs de réseau traditionnels ont été développés depuis plusieurs dizaines d'années et ont atteint une très grande maturité technique. Pour les entreprises qui fabriquent des dispositifs de mesure, il est souvent plus facile et moins coûteux de faire évoluer une technologie connue que l'on maîtrise bien et dont on connaît les problèmes potentiels, que de concevoir un dispositif d'un type tout différent, qui n'est pas encore beaucoup utilisé dans l'industrie.

- Avant le développement de la nouvelle structure large bande présentée dans le chapitre 6, il n'était pas possible de concevoir des réflectomètres six-portes avec une bande de fonctionnement équivalente à celle des analyseurs de réseau traditionnels (si l'on ne voulait pas utiliser des commutateurs ou des éléments variables). Même le développement de réflectomètres six-portes d'une largeur de bande plus réduite était assez difficile et demandait beaucoup d'effort [46].

- Le calibrage d'un réflectomètre six-portes simple est généralement plus compliqué et demande la connexion de plus de charges que le calibrage d'un analyseur de réseau traditionnel. Il est possible de contourner ce problème par l'intégration d'un générateur automatique de terminaisons (Automatic Termination Generator) [46], cela complique toutefois la structure générale du dispositif et fait perdre un peu les avantages de la structure plus simple et donc moins coûteuse par rapport à l'analyseur traditionnel.

- Comme tous les systèmes homodynes sans filtrage en fonction de la fréquence, le double réflectomètre six-portes a des problèmes quand on veut mesurer la perte d'insertion, par exemple d'un filtre coupe-bande. Le fait qu'ici, en différence avec les analyseurs de réseau traditionnels hétérodynes, les harmoniques de la fréquence du signal ne sont pas filtrées, ainsi que le bruit dans les mesures de puissance par les détecteurs, résulte en une dynamique assez réduite pour ce type de mesures. D'un autre coté, l'ajout de filtres passe-bande accordables en fonction de la fréquence du signal ou d'un circuit de détection AC en connexion avec une source de signal modulée [1] pour réduire le bruit complique de beaucoup la structure du réflectomètre six-portes, qui devient alors presque aussi complexe et coûteuse que celle d'un analyseur traditionnel. Ceci ne représente pas vraiment un inconvénient du réflectomètre six-portes par rapport à l'analyseur de réseau hétérodyne, mais l'avantage de sa structure plus simple se réduit beaucoup quand on veut atteindre une dynamique très élevée des mesures.

- Les personnes qui veulent mesurer le facteur de réflexion d'un dispositif s'intéressent en général uniquement au module et non pas à la phase de ce facteur, ils veulent savoir simplement si le dispositif est bien adapté à l'impédance caractéristique requise ou non. Pour ces applications, il existe des solutions beaucoup plus simples et moins coûteuses qu'un réflectomètre six-portes. Par exemple, le réflectomètre compensé permet d'effectuer des

> mesures très précises en utilisant un simple coupleur directif ainsi que deux adaptateurs afin d'adapter le générateur d'excitation et de compenser la directivité globale du coupleur. Le seul inconvénient de ce système par rapport au réflectomètre six-portes est qu'il ne donne aucune information sur la phase et qu'il ne permet pas d'effectuer un balayage en fréquence.

Il existe toutefois des applications potentiellement grand public pour le réflectomètre six-portes où l'information sur la phase relative des signaux est importante et où la structure plus simple du réflectomètre six-portes peut présenter un avantage par rapport à d'autres solutions. Des exemples pour ces applications sont des démodulateurs numériques, le contrôle d'antennes adaptatives et le radar de sécurité pour automobiles. Si l'on veut que le réflectomètre six-portes soit utilisé dans de telles applications, qui peuvent faire partie de téléphones mobiles ou autres appareils portables, il est essentiel qu'il soit réalisé en technologie intégrée MMIC (monolithic microwave integrated circuit) pour des raisons de dimension, de poids et de coût de fabrication (quand le circuit est fabriqué en grand nombre).

Il y a déjà eu quelques approches pour réaliser un réflectomètre six-portes en technologie intégrée. Une possibilité est d'utiliser des structures habituelles utilisant des coupleurs et de remplacer les lignes de transmission qui seraient trop longues pour une réalisation sur le circuit intégré par des éléments localisés approchant leur comportement [32, 52]. En général, cette approche résulte en une bande de fonctionnement plutôt étroite du dispositif. Une autre possibilité est d'utiliser une structure essentiellement résistive [7]. Le circuit résultant fonctionne sur une assez large bande de fréquences mais présente des pertes considérables.

La structure que nous proposons ici est un compromis entre ces deux extrêmes. Elle a une bande de fonctionnement de largeur moyenne (typiquement une à deux octaves) et une atténuation relativement faible d'environ 6 dB à 10 dB entre la source de signal et le port de mesure. Elle a aussi une faible sensibilité envers les tolérances de fabrication des valeurs des éléments, ces tolérances peuvent être

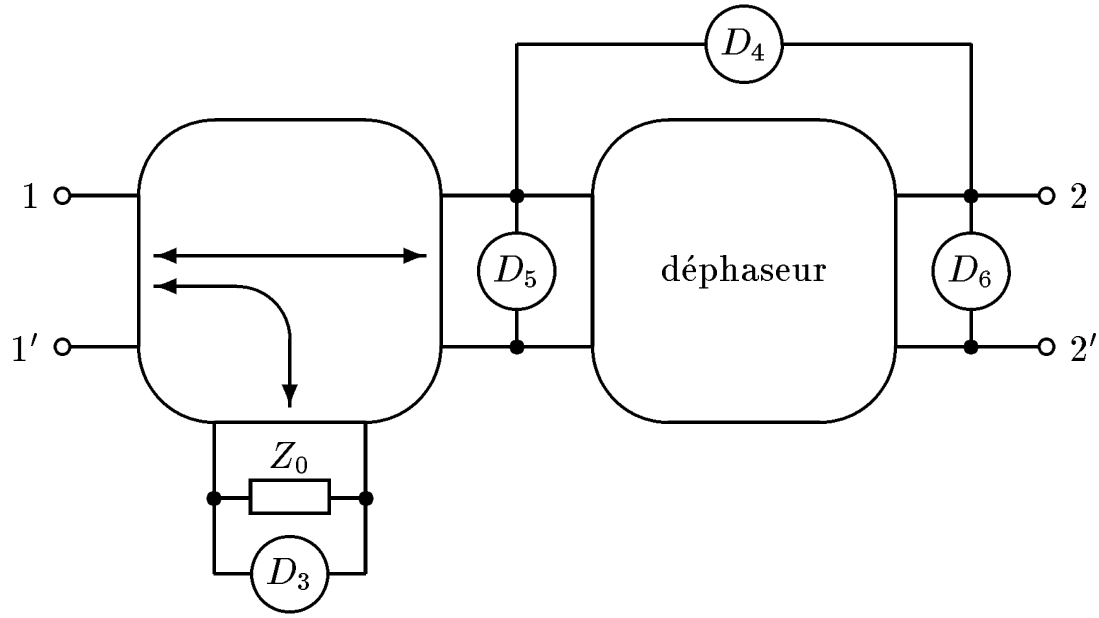


FIG. 7.1 – *Nouvelle structure pour le réflectomètre six-portes intégré*

assez élevées en technologie intégrée MMIC. Le circuit est très simple et consiste seulement en un petit nombre d'éléments, ce qui facilite beaucoup son intégration monolithique.

7.2 La nouvelle structure

La figure 7.1 montre la structure du nouveau réflectomètre six-portes. Il est constitué d'un diviseur de puissance, qui envoie une partie de la puissance de la source de signal connectée à la porte 1 vers le détecteur de référence adapté D_3 à la porte 3 ; le diviseur de puissance est suivi par un déphaseur qui est entouré par les trois détecteurs à diode D_4, D_5 et D_6, qui ont tous une impédance d'entrée élevée.

Dans le cas idéal où le diviseur de puissance et le déphaseur sont parfaitement adaptés et où l'impédance d'entrée des détecteurs de puissance est infiniment grande, le coefficients A_i et B_i de l'équation (2.9) peuvent être écrits en fonction du déphasage φ introduit par le déphaseur (voir annexe E) :

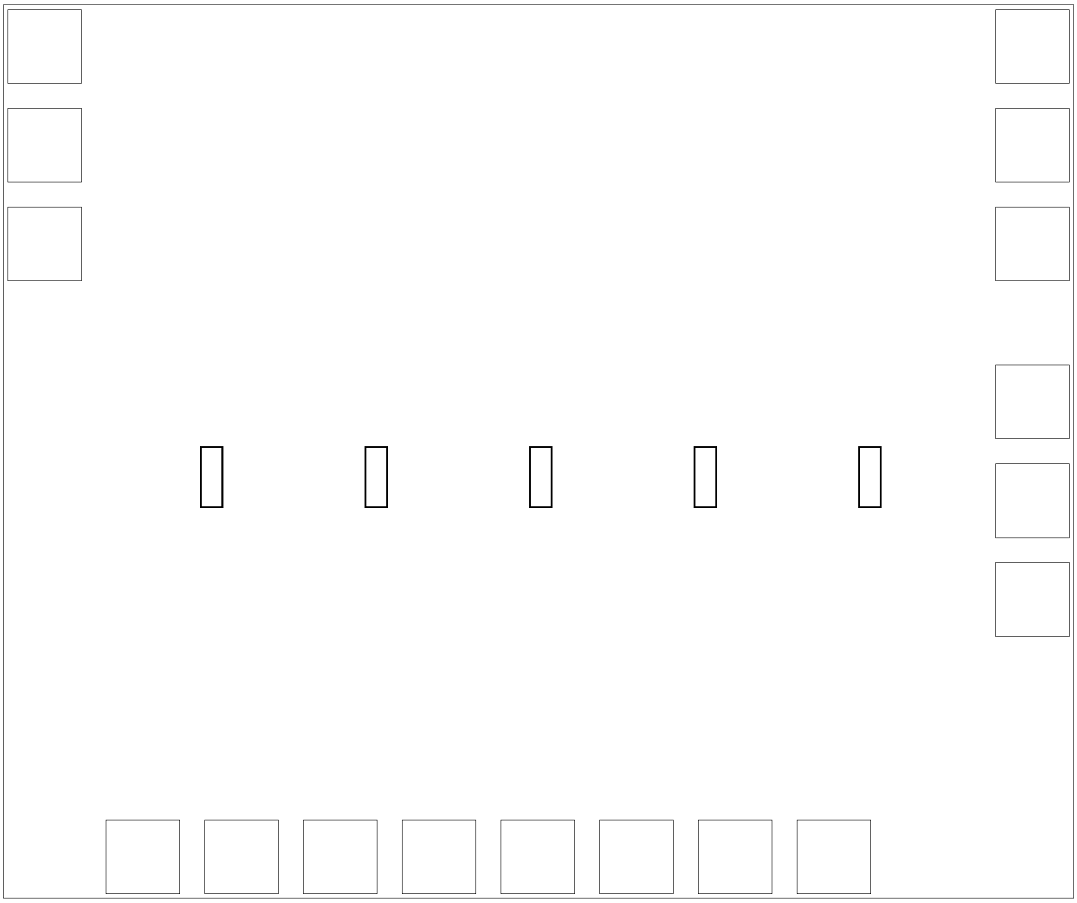
$$\begin{aligned} A_4 &= e^{-j\varphi} - 1 & A_5 &= e^{-j\varphi} & A_6 &= 1 \\ B_4 &= e^{j\varphi} - 1 & B_5 &= e^{j\varphi} & B_6 &= 1. \end{aligned} \tag{7.1}$$

En utilisant l'équation (2.15), nous obtenons les valeurs suivants pour les points q_i :

$$q_4 = e^{j\varphi} \qquad q_5 = -e^{j2\varphi} \qquad q_6 = -1. \tag{7.2}$$

Le module des points q_i est égal à un et leur phases sont φ, $180° + 2\varphi$ et $180°$ respectivement. La valeur optimale pour φ est $60°$ où la phase entre chaque deux points est égale à $120°$. Toutefois, le circuit peut être utilisé pour des valeurs de φ entre $20°$ et $140°$, ce qui correspond à une différence de phase entre les points q_i d'au moins $40°$.

Le point important de cette nouvelle structure est que les trois détecteurs à diode D_4, D_5 et D_6 avec leur impédance d'entrée élevée fonctionnent comme des sondes de tension, qui dans le cas idéal n'ont aucune et en réalité ont très peu d'influence sur les autres parties du circuit. Cette structure est très bien adaptée pour une intégration en technologie monolithique MMIC, car les détecteurs à diode généralement utilisés dans cette technologie présentent déjà une impédance d'entrée élevée (de l'ordre de plusieurs Kiloohms). Si l'on veut adapter des détecteurs à une impédance d'entrée plus basse (par exemple 50 Ω) comme il serait nécessaire dans d'autres structures de réflectomètre six-portes, il faut souvent avoir recours à des éléments résistifs s'il faut couvrir une bande de fréquence plus large. La puissance dissipée dans ces éléments résistifs est effectivement perdue, un problème qu'évite la structure présentée ici, qui utilise l'impédance élevée des détecteurs à diode avantageusement.



7.3 Réalisation en technologie intégrée

La figure 7.2 montre le layout du nouveau réflectomètre six-portes en technologie intégrée monolithique MMIC. Le circuit était fabriqué dans le cadre du programme européen EUROCHIP en utilisant le processus en arséniure de gallium F20 de la fonderie anglaise GEC-Marconi. Le circuit a une surface de 1630 μm × 1360 μm.

Pour le diviseur de puissance, qui est visible dans le layout en haut à gauche, nous avons choisi la structure résistive montrée sur la figure 7.3 [7] (qui est similaire à un pont de WHEATSTONE) à cause de sa largeur de bande idéalement illimitée. On peut montrer que sous la condition $R_a R_c = Z_0^2$ la matrice de dispersion S du diviseur par rapport à l'impédance de référence Z_0 est donnée par

$$S = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{1+\frac{R_a}{Z_0}} & \frac{1}{1+\frac{R_c}{Z_0}} \\ \frac{1}{1+\frac{R_a}{Z_0}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{1+\frac{R_c}{Z_0}} & 0 & 0 \end{pmatrix}, \tag{7.3}$$

c'est-à-dire, toutes les portes sont adaptées et les portes 2 et 3 sont isolée entre elles. Afin d'obtenir une répartition de puissances égale, nous avons choisi $R_a = R_c = Z_0 = 50\ \Omega$, ce qui résulte en une atténuation de 6 dB dans chacune des deux branches, 3 dB de plus que dans le cas d'un diviseur sans pertes, mais parfaitement indépendant de la fréquence.

Le déphaseur, qui est placé en haut au milieu du circuit, est un passe-bas simple qui consiste de deux inductances en série et une capacité vers la masse. Il a été conçu pour avoir une impédance caractéristique de 50 Ω et un déphasage de 60° à 1.8 GHz.

Les détecteurs à diode sont placés dans la partie inférieure du circuit. Ensemble, ils occupent plus que la moitié de la surface du circuit intégré. Il y a en total cinq détecteurs dans le circuit ; un détecteur a été ajouté pour pouvoir le tester seul. Ce détecteur pourrait aussi servir pour des mesures différentielles, ce

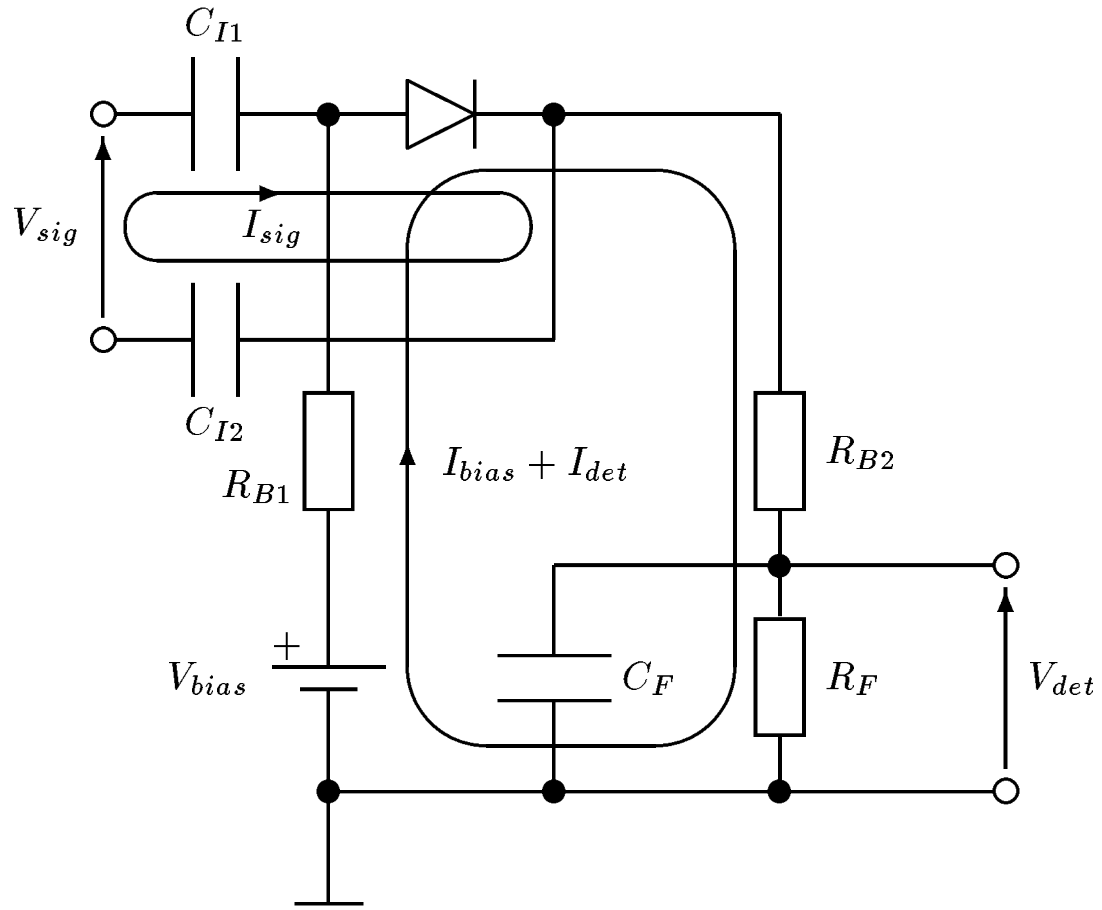


FIG. 7.4 – *La structure du détecteur à diode*

qui permet d'obtenir un certain degré de compensation en température.

La structure du détecteur est montrée sur la figure 7.4 ; elle est très similaire de celle présentée dans le chapitre 5. Il était toutefois nécessaire d'ajouter une source de tension continue pour polariser la diode afin d'augmenter la sensibilité du détecteur, parce que dans la technologie intégrée que nous avons utilisée pour réaliser le circuit, il n'existe pas de diode SCHOTTKY « zero bias » avec un courant de saturation I_S très élevé comme celle que nous avions utilisée pour le circuit en technologie hybride présenté dans le chapitre 6.

Comme dans la structure présentée dans le chapitre 5, les deux capacités C_{I1} et C_{I2} à l'entrée servent pour isoler le réflectomètre six-portes des courants continus présents dans le détecteur, afin qu'ils ne perturbent pas le fonctionnement du circuit. La capacité C_F et la résistance R_F forment un filtre passe-bas à la sortie, et les résistances R_{B1} et R_{B2} servent pour isoler les signaux hyperfréquences présents dans le réflectomètre six-portes de la masse du détecteur ; l'omission des ces résistances d'isolement modifierait beaucoup les caractéristiques du réflectomètre.

L'impédance d'entrée des détecteurs est suffisamment élevée pour n'avoir qu'une faible influence sur le comportement du circuit ; ils produisent seulement une petite atténuation supplémentaire. Avant la fabrication, les caractéristiques du circuit ont été simulés à l'aide de la méthode décrite dans le chapitre 3, et ses performances étaient optimisées. Nous avions utilisé pour cette simulation les modèles fournis par la fonderie GEC-Marconi pour la technologie F20, qui tiennent compte des parasites des différents éléments. Ces modèles sont toutefois considérés confidentiels par la fonderie et nous nous sommes engagés à ne pas les divulguer, nous ne pouvons donc pas présenter ces modèles ici.

Nous avons également confirmé par la simulation que les tolérances de fabrication, qui peuvent être de l'ordre de 10 % à 15 % pour des résistances et capacités réalisés en technologie intégrée monolithique MMIC, n'influencent pas de manière significative les caractéristiques du réflectomètre six-portes. Ces variations dans les valeurs des composants peuvent causer une directivité réduite du diviseur de puissance ou un changement du déphasage ou de l'impédance caractéristique du déphaseur, mais ces changements ne sont pas très importants et n'influencent que faiblement les caractéristiques principales du réflectomètre six-portes comme les positions relatives des points q_i ou la transmission de la porte 1 vers la porte 2.

7.4 Résultats de mesure

Le circuit, après avoir été fabriqué par la fonderie GEC-Marconi, a été mesuré par un système de mesures sous pointes. Les résultats des ces mesures seront donnés dans ce paragraphe.

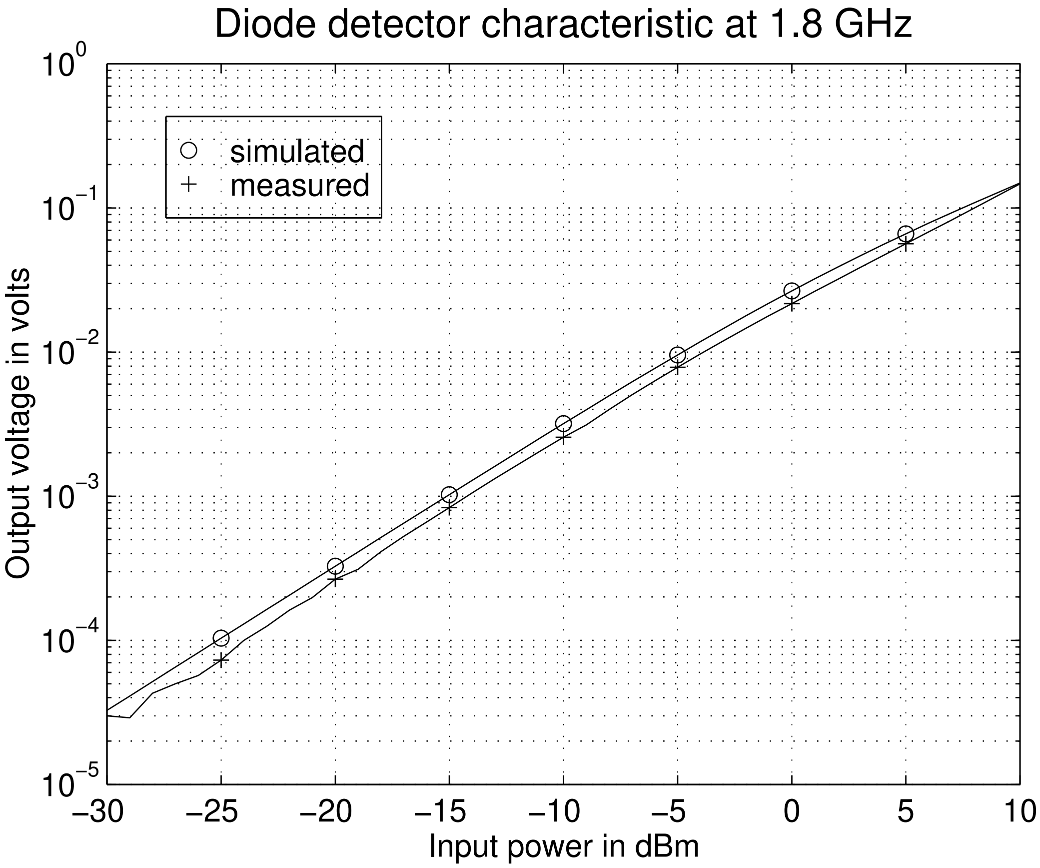


FIG. 7.5 – *Caractéristiques simulée et mesurée du détecteur à diode à 1.8 GHz*

La figure 7.5 montre les caractéristiques simulée et mesurée du détecteur à diode à 1.8 GHz (les caractéristiques aux autres fréquences sont très similaires). Les courbes donnent la tension continue à la sortie du détecteur due au signal hyperfréquences (il faut soustraire de la tension continue à la sortie la partie due à polarisation de la diode) en fonction de la puissance du signal présent à son entrée. On constate que la simulation et le comportement réel du détecteur correspondent très bien. Les valeurs simulées sont un peu plus élevées que les valeurs mesurées, mais la différence est très faible. Les mesures commencent toutefois à être un peu bruitées autour d'une puissance d'entrée de −30 dBm environ. Cela est principalement dû au bruit introduit par la source de la tension de polarisation ; les variations de cette tension continue apparaissent presque intégralement

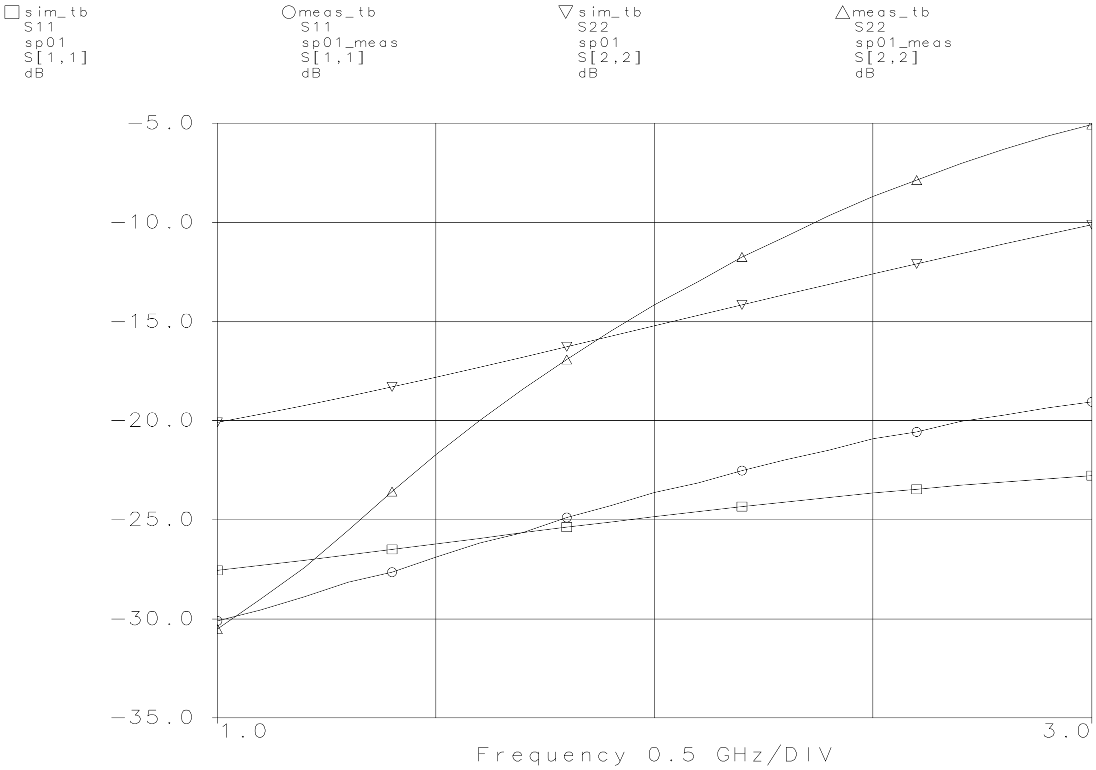


FIG. 7.6 – *Paramètres de dispersion simulés et mesurés du réflectomètre six-portes : modules de S_{11} et S_{22} en dB*

à la sortie du détecteur et empêchent donc la détection de puissances plus faibles. (Les spécifications de la source de tension HP 3631A donnent pour la tension de bruit une valeur effective maximale de 0.35 mV et une valeur crête maximale de 2 mV.) Les résultats de mesure présentés ici sont ceux du détecteur de test supplémentaire qui était réalisé avec une résistance de 50 Ω à son entrée.

Les figures 7.6 à 7.8 montrent les paramètres de dispersion du réflectomètre six-portes simulés et mesurés. Les résultats de la simulation et des mesures pour les modules de S_{11} et S_{22} en dB sont présentés sur la figure 7.6 ; les résultats pour le module et la phase de S_{21} sont présentés sur les figures 7.7 et 7.8 respectivement. Les valeurs ne sont pas tout à fait les mêmes, mais la concordance peut toujours être considérée comme satisfaisante.

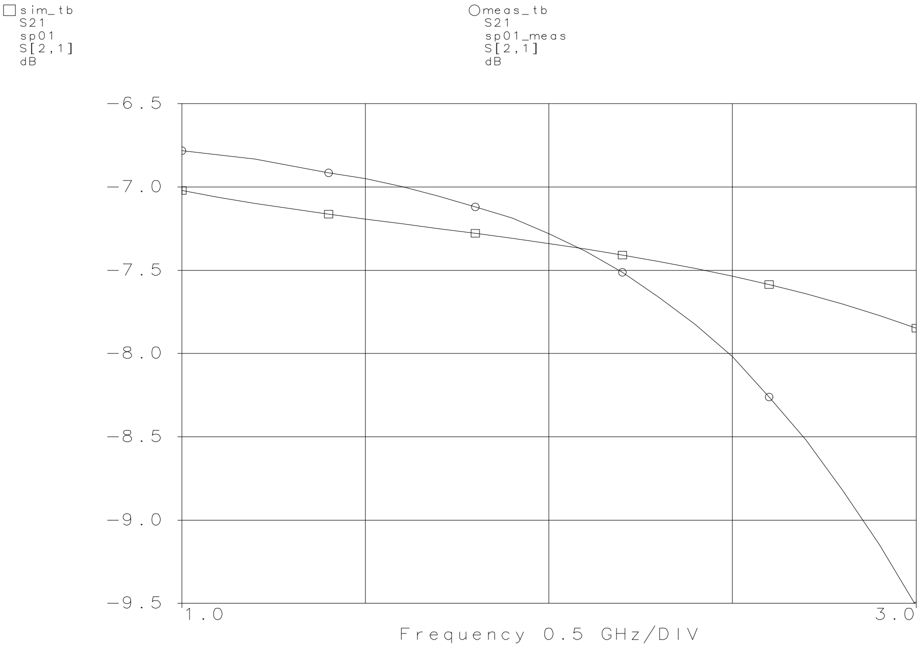


Fig. 7.7 – *Paramètres de dispersion simulés et mesurés du réflectomètre six-portes : module de S_{21} en dB*

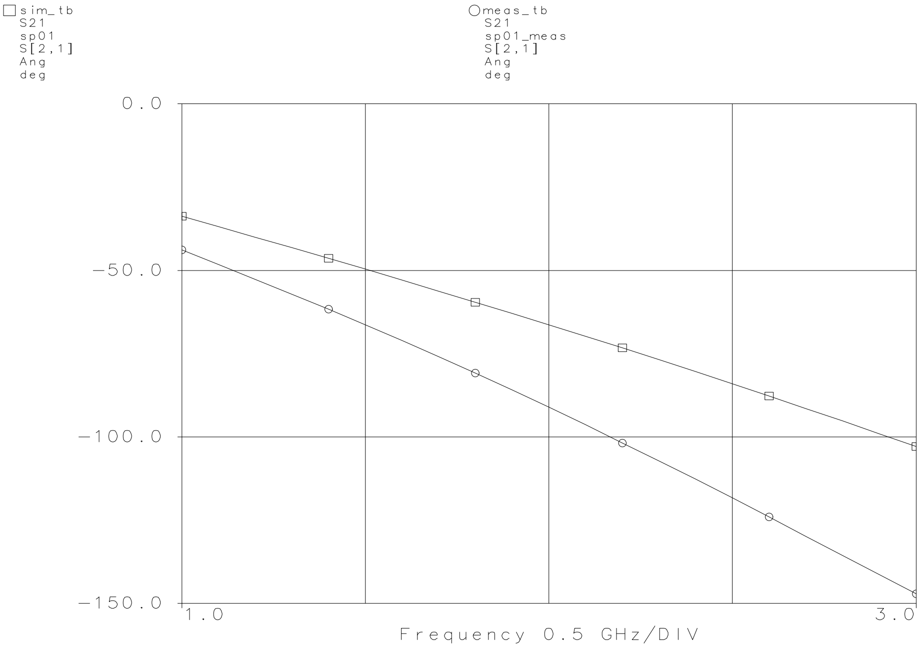


Fig. 7.8 – *Paramètres de dispersion simulés et mesurés du réflectomètre six-portes : phase de S_{21} en degrés*

Les différences peuvent être expliquées par la variation de la valeur de la capacité dans le déphaseur, qui d'après les informations fournies par la fonderie peut atteindre ±13 % (les valeurs des selfs sont surtout définies par la géométrie et changent peu avec les variations des paramètres de la technologie). Une autre contribution pour ces différences vient du fait que certaines lignes de connexion n'avaient pas été inclues dans la simulation, ces lignes provoquent un déphasage et une atténuation supplémentaires par rapport à la simulation ; cet effet devrait pourtant être plutôt faible par rapport à celui provoqué par la variation des valeurs des composants.

Les modules de S_{11} et S_{22} simulés et mesurés sont montrés sur la figure 7.6. Les différences entre la simulation et la mesure sont plus grandes pour le paramètre S_{22} ; pour S_{11}, le diviseur de puissance masque un peu l'effet du déphaseur. La porte 1 est très bien adaptée sur toute la bande de fréquences, pour la porte 2, l'adaptation diminue beaucoup avec l'augmentation de la fréquence, en raison du caractère passe-bas du circuit déphaseur. Cet effet est plus important que prévu dans la simulation, parce que la caractéristique du déphaseur a changé avec la valeur de la capacité. On pourrait penser à remplacer le déphaseur passe-bas par un circuit passe-tout, cela compliquerait toutefois un peu la structure générale et le besoin en surface du réflectomètre.

Les module et la phase de S_{21} simulés et mesurés sont respectivement présentés sur les figures 7.7 et 7.8. L'atténuation entre les portes 1 et 2 augmente avec la fréquence en raison du caractère passe-bas du déphaseur, cet effet est également plus prononcé que le laissait prévoir la simulation. Le déphasage entre les deux portes est également plus important en réalité que dans la simulation, toujours en raison des caractéristiques différentes du circuit déphaseur, qui ont changé avec les valeurs des composants.

Afin de vérifier le bon fonctionnement du réflectomètre six-portes intégré, nous avons effectué un calibrage suivant la méthode décrite dans le chapitre 4 en utilisant huit charges avec un facteur de réflexion Γ de 0.5 et avec des phases bien réparties (il s'agissait de lignes coaxiales semi-rigides de longueurs différentes en série avec un atténuateur de 3 dB et terminées en circuit ouvert ou en court-circuit). Le calibrage du réflectomètre quatre-portes virtuel était réalisé avec trois charges connues : circuit ouvert, court-circuit et charge adaptée. Les détecteurs à diode étaient linéarisés à la fréquence de 2.0 GHz en utilisant la méthode présentée dans le chapitre 5.

Notre réflectomètre six-portes intégré fonctionne entre 1.3 GHz et 3.0 GHz. En dehors de cette plage de fréquence, les résultats des mesures comparatives deviennent très mauvais parce que les points q_i ne sont plus suffisamment bien repartis. Les figures 7.9 et 7.10 montrent les positions des points q_i résultant de ce calibrage comparées avec celles obtenues par simulation en utilisant la méthode décrite dans le chapitre 3.

Les modules des points q_i simulés et mesurés sont présentés sur la figure 7.9. Les modules mesurés sont un peu plus élevés que ceux prévus par la simulation en raison de l'atténuation supplémentaire due à des lignes de connexion non inclues dans la simulation : pour des raisons pratiques de mesure (la pointe de mesure n'était pas très bien accessible et en faisant des connexions pendant qu'elle était abaissée, on aurait risqué d'abîmer le circuit intégré) il n'était pas possible d'effectuer le calibrage directement au niveau de la sortie du circuit intégré, mais il était nécessaire de connecter une ligne coaxiale à la porte de mesure, le calibrage étant effectué au bout de cette ligne. Les modules des points q_i mesurés sont tous compris entre 1.0 et 2.0 dans la bande de fonctionnement de 1.3 GHz à 3.0 GHz. Les modules des points q_i augmentent avec la fréquence en raison de la structure passe-bas du déphaseur; cet effet est le plus prononcé pour le point q_5 correspondant au détecteur D_5, qui est le plus éloigné de la porte 2 où est connecté le dispositif sous test.

Les différences de phase simulées et mesurées entre les points q_5 et q_4 et entre les points q_6 et q_4 sont données par la figure 7.10. Comme nous avons vu plus haut, le déphasage observé du déphaseur était plus important que prévu par la

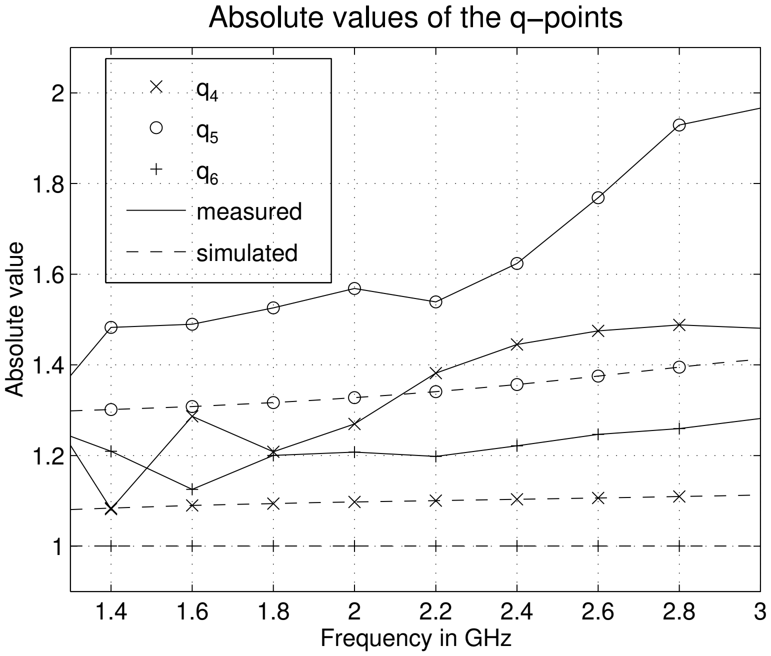


FIG. 7.9 – *Points q_i simulés et mesurés du réflectomètre six-portes : modules de q_4, q_5 et q_6*

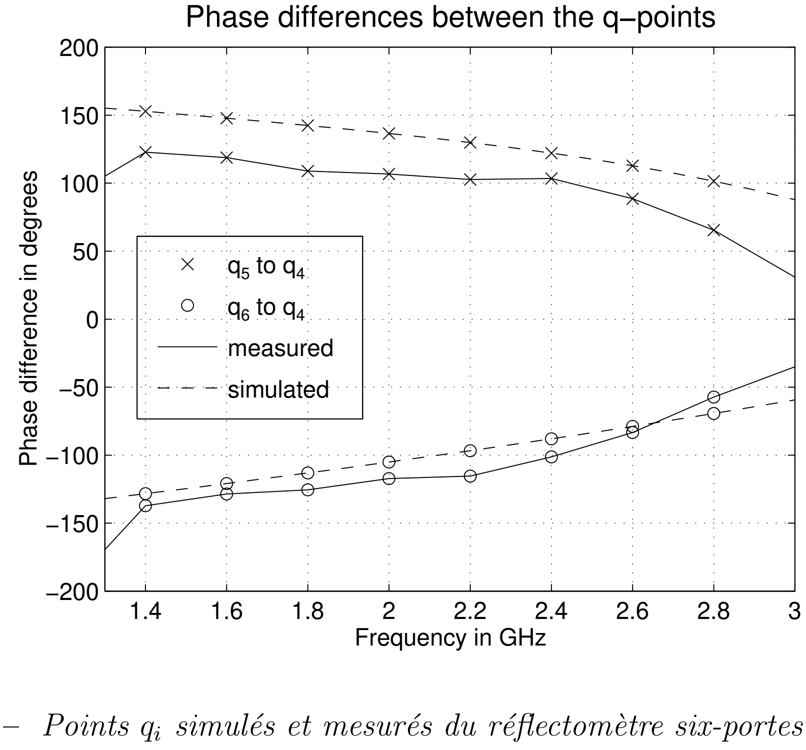


FIG. 7.10 – *Points q_i simulés et mesurés du réflectomètre six-portes : phases de q_4, q_5 et q_6 en degrés*

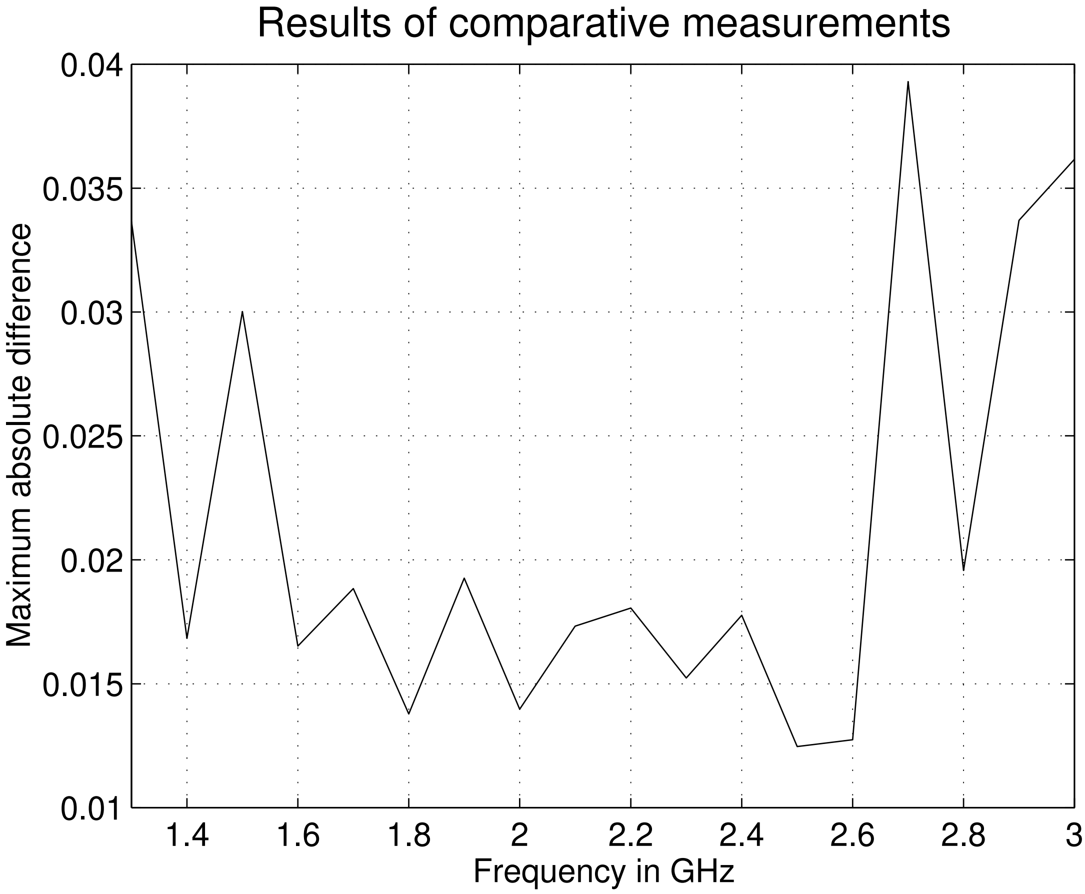


FIG. 7.11 – *Différences absolues maximales entre les mesures effectuées avec le nouveau réflectomètre six-portes et avec un analyseur de réseau HP8510 en fonction de la fréquence*

simulation, cette modification change également les différences de phase entre les points q_i. Toutefois, ces différences de phase sont toujours suffisantes pour obtenir de bons résultats dans la bande de fonctionnement prévue du réflectomètre six-portes. Les différences de phase mesurées sont proches de la valeur optimale de 120° entre 1.4 GHz et 2.4 GHz, puis elles diminuent jusqu'à 30° à 3.0 GHz, parce que le déphasage du déphaseur augmente avec la fréquence.

Afin d'évaluer les performances du nouveau réflectomètre six-portes intégré, nous avons comparé les facteurs de réflexion Γ_{SPR} mesurés avec le nouveau réflec-

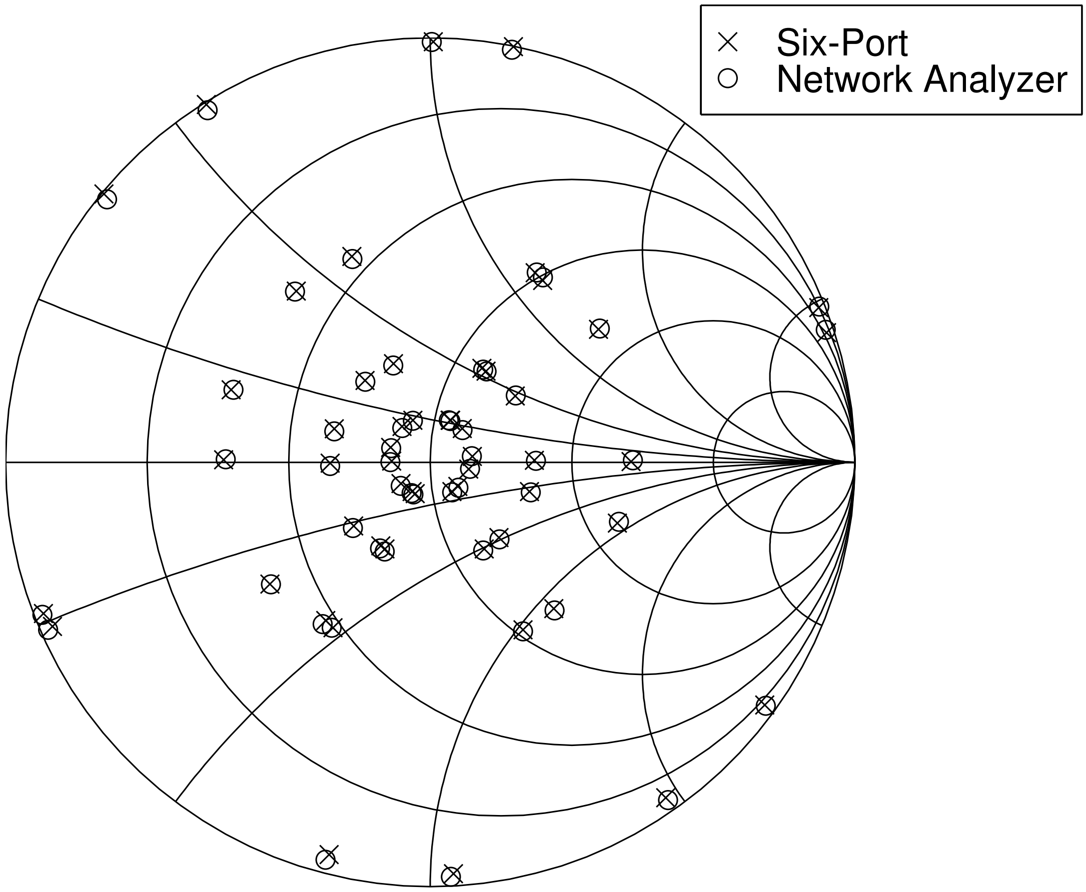


FIG. 7.12 – *Comparaison entre des mesures du facteur de réflexion effectuées à 1.8 GHz avec le nouveau réflectomètre six-portes et avec un analyseur de réseau HP8510*

tomètre avec les facteurs de réflexion Γ_{NA} mesurés avec un analyseur de réseau hétérodyne. Comme on peut voir sur la figure 7.11, le maximum de la différence absolue $\delta = |\Gamma_{\mathrm{SPR}} - \Gamma_{\mathrm{NA}}|$ entre les deux valeurs est toujours inférieur à 0.02 entre 1.6 GHz et 2.6 GHz et inférieur à 0.04 sur toute la bande de fonctionnement entre 1.3 GHz et 3.0 GHz. Les charges de test sont distribuées sur tout l'abaque de Smith; elles consistaient en des lignes de transmission de différentes longueurs, fermées par un circuit ouvert ou un court-circuit, et en série avec des atténuateurs de 3 dB, 6 dB et 10 dB. La figure 7.12 montre comme exemple les mesures effectuées à la fréquence de 1.8 GHz, on peut constater que les positions des facteurs de réflexions mesurés par les deux dispositifs différents sont presque identiques.

7.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle structure pour un réflectomètre six-portes en technologie intégrée qui utilise un diviseur de puissance résistif ainsi qu'un déphaseur avec des éléments localisés et qui bénéficie de l'impédance d'entrée élevée des détecteurs de puissance à diodes. Le circuit que nous avons fait fabriquer par la fonderie GEC Marconi fonctionne entre 1.3 et 3.0 GHz. La comparaison des résultats de mesure avec ceux d'un analyseur de réseau traditionnel donne une différence complexe qui est toujours inférieure à 0.02 entre 1.6 GHz et 2.6 GHz et inférieure à 0.04 sur toute la bande de fréquence.

Conclusion et perspectives

Dans cette thèse, nous avons présenté plusieurs travaux concernant le réflectomètre six-portes, un dispositif de mesure développé par G. F. Engen et C. A. Hoer qui permet d'obtenir le facteur de réflexion complexe d'un dispositif sous test à l'aide de seulement quatre mesures de puissance.

Les points forts de cette thèse sont ses trois contributions originales :

- Nous avons développé une nouvelle méthode de calibrage très robuste, qui améliore beaucoup les algorithmes existants pour les réflectomètres six-portes. Cette méthode permet d'éviter des configurations mal conditionnées, parce que toutes les quantités importantes sont toujours calculées de plusieurs manières différentes. Il est donc possible d'éliminer les valeurs atypiques à cause d'une mauvaise configuration et également de se rendre compte des problèmes au niveau de la linéarisation des détecteurs de puissance (quand tous les résultats sont très différents). Cette nouvelle méthode a été utilisée pour calibrer notre nouveau réflectomètre six-portes en technologie intégrée monolithique ainsi que de nombreux autres réflectomètres en technologie hybride développés dans le cadre de stages ou des projets d'études. En utilisant ce nouvel algorithme, nous n'avons plus jamais rencontré les problèmes de convergence qui apparaissaient souvent avec l'ancienne méthode.

- Nous avons conçu une nouvelle structure pour le réflectomètre six-portes qui possède une très large bande de fonctionnement de plus de trois décades, dix fois plus que les meilleurs circuits connus auparavant. Cette performance est rendue possible par l'utilisation à la fois de réflecteurs localisés (inductances et capacités), qui effectuent le déphasage nécessaire aux basses fréquences, et de lignes de transmission, qui sont responsables du déphasage aux fréquences plus élevées. Le réflectomètre six-portes a été fabriqué en technologie hybride en utilisant de composants montés en surface. Malgré ses performances, la fabrication du circuit est donc très peu coûteuse. Nous avons également développé un algorithme de calibrage spécialement adapté pour ce réflectomètre à très large bande de fonctionnement, qui demande seulement la connexion de cinq charges pour une fréquence donnée et de sept charges pour toute la bande de fonctionnement ; elle possède toutefois l'inconvénient de demander une connaissance approximative des valeurs des points q_i déjà avant le calibrage, c'est pourquoi l'utilisation de cette méthode dans le cas général est un peu difficile.

- Nous avons développé une structure de réflectomètre six-portes qui est très bien adaptée pour une réalisation du circuit en technologie intégrée monolithique MMIC, parce qu'elle est très simple et nécessite donc peu d'espace et parce qu'elle utilise de manière avantageuse l'impédance d'entrée élevée des détecteurs de puissance à diode ; de cette manière l'atténuation entre la source de signal et la porte où est connecté le dispositif sous test devient assez faible. Cette structure a d'ailleurs fait l'objet de brevets français et américain. Le réflectomètre six-portes conçu a été fabriqué par la fonderie GEC-Marconi ; il fonctionne sur une bande de plus d'une octave, de 1,3 GHz à 3,0 GHz.

Une autre contribution originale mineure est la présentation d'une méthode rigoureuse pour analyser les caractéristiques d'un réflectomètre six-portes à l'aide d'un logiciel de simulation en tenant compte des impédances d'entrée des détecteurs de puissance qui changent en fonction de la fréquence. Il suffit pour cela d'utiliser quelques éléments supplémentaires (des résistances de valeur élevée utilisées comme « sondes »), et d'effectuer une simple analyse de paramètres de dispersion. Pour développer cette méthode, nous avons utilisé une nouvelle définition des paramètres de dispersion proposée par R. B. MARKS et D. F. WILLIAMS qui contrairement à l'ancienne définition de K. KUROKAWA donne des résultats corrects aussi pour des impédances de référence complexes, ce qui était important dans notre cas.

Nous avons examiné le comportement des détecteurs à diode, notamment à l'aide d'une méthode analytique proposée par R. G. HARRISON qui est capable d'expliquer la présence d'une zone à très forte pente dans la caractéristique du détecteur, que l'on observe parfois entre les régimes dites quadratique et linéaire. Nous avons également décrit la méthode utilisée pour linéariser les caractéristiques des détecteurs et la mise en œuvre d'un système pour leur compensation en température où l'on mesure la température ambiante et corrige les tensions obtenues par une interpolation entre des valeurs de calibrage mesurées auparavant à des températures différentes.

Les perspectives pour un travail futur concernent surtout dans le développement de réflectomètres six-portes pour des applications grand public, comme par exemple les radars de sécurité pour les automobiles ou des démodulateurs numériques. Pour cela, une thèse en cours étudie examine actuellement les possibilités d'une intégration d'un réflectomètre six-portes non plus sur un substrat en arséniure de gallium comme nous l'avons fait, mais sur un substrat de silicium, ce qui permettrait d'un coté de diminuer le coût de fabrication de manière importante et de l'autre coté rendrait possible l'intégration sur le même substrat des convertisseurs analogique-digital et des circuits numériques pour calculer les résultats à partir des puissances mesurés.

Dans ce cadre, il est également étudié un type différent du détecteur de puissance qui utilise un transistor à effet de champ froid au lieu de la diode et qui devrait permettre de réduire de manière importante le bruit provoqué par la source de polarisation. Il est aussi nécessaire de caractériser les inductances dans la technologie utilisée qui n'y étaient à priori pas prévues. Parallèlement à ces travaux, des démonstrations de faisabilité d'un radar de sécurité pour les automobiles avec un réflectomètre six-portes sont réalisés ; les premiers résultats de ces recherches sont donnés dans l'annexe F.

Annexe A

Une méthode alternative pour analyser le réflectomètre six-portes

A.1 Le principe

Dans cette annexe, nous allons décrire une méthode alternative et équivalente pour calculer les points q_i, qui peut être avantageuse surtout dans une analyse théorique d'un circuit car elle ne fait intervenir que le quotient de deux termes. Avec l'équation (3.7), l'équation (1.2) peut être écrite également sous la forme

$$\begin{aligned} I_i &= A_i' a_2 + B_i' b_2, \quad i = 3, ..., 6 && \text{(A.1)} \\ V_i &= A_i'' a_2 + B_i'' b_2, \quad i = 3, ..., 6 && \text{(A.2)} \end{aligned}$$

avec les constantes

$$\begin{aligned} A_i' &= -\frac{1}{Z_{\text{ref}}^i} \frac{|Z_{\text{ref}}^i|}{\sqrt{\text{Re}(Z_{\text{ref}}^i)}} A_i & \qquad B_i' &= -\frac{1}{Z_{\text{ref}}^i} \frac{|Z_{\text{ref}}^i|}{\sqrt{\text{Re}(Z_{\text{ref}}^i)}} B_i && \text{(A.3)} \\ A_i'' &= \frac{|Z_{\text{ref}}^i|}{\sqrt{\text{Re}(Z_{\text{ref}}^i)}} A_i & \qquad B_i'' &= \frac{|Z_{\text{ref}}^i|}{\sqrt{\text{Re}(Z_{\text{ref}}^i)}} B_i. && \text{(A.4)} \end{aligned}$$

Avec les équations (A.3) et (A.4), les points q_i selon (2.15) sont aussi donnés par

$$q_i = -\frac{B'_i}{A'_i} = -\frac{B''_i}{A''_i}. \tag{A.5}$$

A.2 Le calcul des constantes

Selon les équations (A.1) et (A.2), les constantes peuvent être calculées de la manière suivante :

$$\begin{aligned} A'_i &= \left.\frac{I_i}{a_2}\right|_{b_2=0} & B'_i &= \left.\frac{I_i}{b_2}\right|_{a_2=0} \quad (A.6) \\ A''_i &= \left.\frac{V_i}{a_2}\right|_{b_2=0} & B''_i &= \left.\frac{V_i}{b_2}\right|_{a_2=0}, \quad (A.7) \end{aligned}$$

c'est-à-dire $A'_i = \frac{I_i}{a_2}$ sous la condition $b_2 = 0$ (idem pour A''_i, B'_i et B''_i). Il faut donc d'abord examiner les conditions pour $a_2 = 0$ et $b_2 = 0$.

Nous avons déjà vu dans la section précédente (équations (2.10) - (2.12)), que $a_i = 0$ dans le cas où l'impédance caractéristique d'une porte est égale à l'impédance connectée à cette porte. Dans cette section, l'impédance caractéristique de la porte 2 sera appelée Z^0_{ref} car c'est par rapport à cette impédance caractéristique que les mesures avec le réflectomètre six-portes seront faites (cette appellation évitera aussi des confusions éventuelles avec Z_{ref} au carré). Par analogie avec l'équation (3.7) nous trouvons alors

$$b_2 = \frac{\sqrt{\mathrm{Re}(Z^0_{\mathrm{ref}})}}{|Z^0_{\mathrm{ref}}|} V_2 = -Z^0_{\mathrm{ref}} \frac{\sqrt{\mathrm{Re}(Z^0_{\mathrm{ref}})}}{|Z^0_{\mathrm{ref}}|} I_2. \tag{A.8}$$

La condition pour $b_2 = 0$ est selon l'équation (1.2) :

$$V_2 = Z^0_{\mathrm{ref}} I_2, \tag{A.9}$$

quand on la compare avec l'équation (2.11), on trouve que dans ce cas, la charge Z_2 connectée à la porte 2 doit être égale à $-Z^0_{\mathrm{ref}}$. Il est évident que cette condition ne peut pas être satisfaite dans un circuit réel, par contre, on peut très bien l'utiliser pour une analyse théorique du circuit. On obtient alors à partir de l'équation (1.1)

$$a_2 = \frac{\sqrt{\mathrm{Re}(Z^0_{\mathrm{ref}})}}{|Z^0_{\mathrm{ref}}|} V_2 = Z^0_{\mathrm{ref}} \frac{\sqrt{\mathrm{Re}(Z^0_{\mathrm{ref}})}}{|Z^0_{\mathrm{ref}}|} I_2. \tag{A.10}$$

Quand on combine les équations (A.6) et (A.7) avec (A.8) et (A.10), on trouve les équations suivantes pour les constantes :

$$\begin{aligned} A'_i &= \frac{1}{Z^0_{\mathrm{ref}}} \frac{|Z^0_{\mathrm{ref}}|}{\sqrt{\mathrm{Re}(Z^0_{\mathrm{ref}})}} \cdot \left.\frac{I_i}{I_2}\right|_{Z_2=-Z^0_{\mathrm{ref}}} & B'_i &= -\frac{1}{Z^0_{\mathrm{ref}}} \frac{|Z^0_{\mathrm{ref}}|}{\sqrt{\mathrm{Re}(Z^0_{\mathrm{ref}})}} \cdot \left.\frac{I_i}{I_2}\right|_{Z_2=Z^0_{\mathrm{ref}}} && \text{(A.11)} \\ A''_i &= \frac{|Z^0_{\mathrm{ref}}|}{\sqrt{\mathrm{Re}(Z^0_{\mathrm{ref}})}} \cdot \left.\frac{V_i}{V_2}\right|_{Z_2=-Z^0_{\mathrm{ref}}} & B''_i &= \frac{|Z^0_{\mathrm{ref}}|}{\sqrt{\mathrm{Re}(Z^0_{\mathrm{ref}})}} \cdot \left.\frac{V_i}{V_2}\right|_{Z_2=Z^0_{\mathrm{ref}}} . && \text{(A.12)} \end{aligned}$$

A.3 L'équation pour les points q_i

En combinant l'équation (A.5) avec les équations (A.11) et (A.12), on obtient l'équation nécessaire pour calculer les points q_i :

$$q_i = \frac{\left.\frac{I_i}{I_2}\right|_{Z_2=Z^0_{\mathrm{ref}}}}{\left.\frac{I_i}{I_2}\right|_{Z_2=-Z^0_{\mathrm{ref}}}} = -\frac{\left.\frac{V_i}{V_2}\right|_{Z_2=Z^0_{\mathrm{ref}}}}{\left.\frac{V_i}{V_2}\right|_{Z_2=-Z^0_{\mathrm{ref}}}}, \quad i = 4, 5, 6. \tag{A.13}$$

Il suffit donc de connaître les rapports des courants ou des tensions entre les portes où sont connectés les détecteurs et la porte de mesure lorsqu'une source est connectée à la porte 1 pour pouvoir calculer les positions des points q_i.

A.4 Analyse du six-portes proposé par V. BILÍK *et al.*

V. BILÍK *et al.* ont proposé un circuit six-portes qui peut être utilisé dans une très large bande de fréquence [7]. Dans cet article, le fonctionnement du circuit

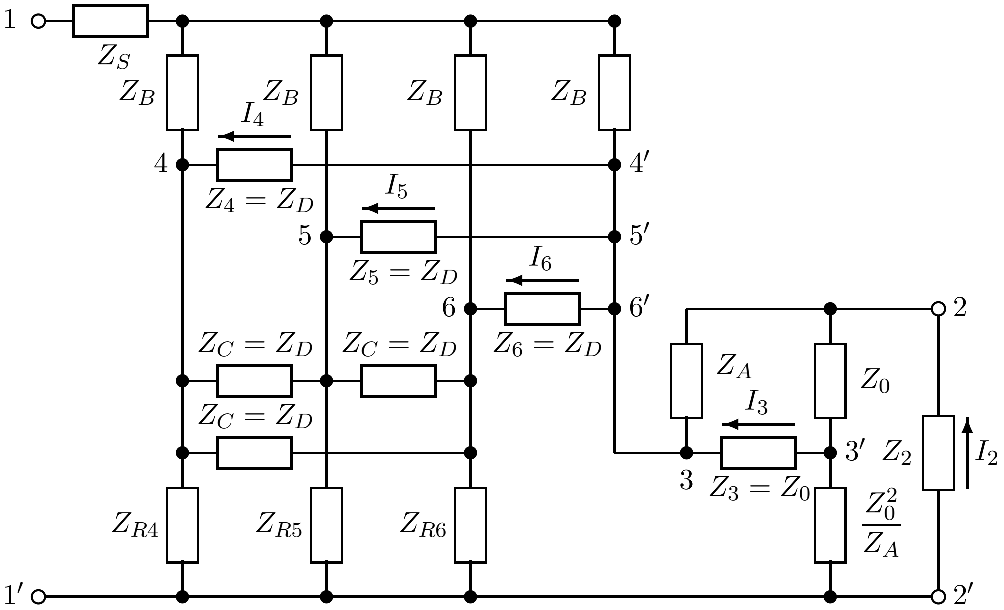


FIG. A.1 – *Le circuit six-portes proposé par V.* BILÍK *et al.*

a été expliqué de manière qualitative. Toutefois, une analyse exacte de ce circuit n'a apparemment pas encore été publiée. Avec les outils qui ont été développés dans les sections précédentes, nous allons donc l'analyser de manière rigoureuse.

La figure A.1 montre le schéma du circuit six-portes proposé dans [7]. Il consiste en principe de trois ponts réflectométriques qui ont une branche en commun. Les portes 4 à 6 sont placées dans les branches en dérivation de ces ponts. Les charges Z_C servent comme impédances de compensation, elles garantissent que les points q_i sont indépendants de la résistance d'entrée Z_D des détecteurs 4 à 6. Les portes 2 et 3 du six-portes sont connectées à un diviseur de puissance qui est placé dans la branche commune des trois ponts réflectométriques.

Pour le cas où une source est connectée à la porte 1 du circuit six-portes, une analyse conventionnelle du circuit donne les relations suivantes pour les rapports entre les courants au niveau des détecteurs et le courant à la porte 2 :

$$\frac{I_3}{I_2} = \frac{Z_A(Z_0 + Z_2)}{2Z_0^2} \tag{A.14}$$

$$\frac{I_i}{I_2} = \frac{Z_B[Z_A(Z_0+Z_2)(2Z_0+Z_A)(Z_{Ri}-Z_0)+2Z_0^3(Z_{Ri}-Z_2)]}{2Z_0^2(Z_0+Z_A)(4Z_BZ_{Ri}+Z_BZ_D+Z_{Ri}Z_D)}, \quad i=4,5,6. \tag{A.15}$$

Comme il a été expliqué dans la section 2.5.2, on tente de construire un réflectomètre de manière que la constante A_3 est égale à zéro. Cette condition est, selon les équations (A.3) et (A.4), équivalente à $A_3' = 0$ et $A_3'' = 0$. Si l'on combine les équations (A.11) et (A.14), on trouve donc que l'impédance caractéristique Z_{ref}^0 de la porte de mesure doit être égale à Z_0. Avec cette condition, on trouve à partir des équations (A.13) et (A.15) l'expression suivante pour les points q_i :

$$q_i = \left(\frac{Z_0+Z_A}{Z_0}\right)^2 \frac{Z_{Ri}-Z_0}{Z_{Ri}+Z_0}, \quad i=4,5,6. \tag{A.16}$$

Les valeurs des points q_i sont donc effectivement données par les facteurs de réflexion des charges Z_{Ri}, multipliés par un facteur constant qui est toujours supérieur à 1.

Lorsqu'on choisit des réactances (dont le module du facteur de réflexion est toujours égal à 1) pour les charges Z_{Ri}, on obtient donc des points q_i qui ont tous le même module qui est supérieur à 1. Il est possible de donner des valeurs à ces réactances de manière que les phases des points q_i soient bien séparées dans une très large bande de fréquence [51]. Il est intéressant de noter que les valeurs des impédances Z_S, Z_B et Z_D n'influencent pas du tout les valeurs q_i, elles peuvent donc être choisies pour optimiser les autres paramètres du circuit.

Annexe B

Caractéristique du détecteur à diode

Il a été montré dans le chapitre 5.2 que les détecteurs de puissance à diodes ne suivent une loi quadratique que pour des faibles niveaux des puissances d'entrée. A des puissances d'entrée élevées, le détecteur se comporte comme un détecteur crête, où le courant continue détecté est proportionnel au courant RF. Il est donc intéressant de voir comment se réalise la transition de la loi quadratique à la loi linéaire.

En considérant le circuit du détecteur (figure 5.2, chapitre 5.2) on formule [25, 11] :

$$i + \dot{\nu}\frac{C_j}{C_L R_L} = I_o + \frac{1}{R_L}\nu_{out} + \frac{1}{R_L}\dot{\nu}_{out} \tag{B.1}$$

$$\nu_g = \nu + \nu_{out} + R_S I_o + b(\nu_{out} + \dot{\nu}_{out}) \tag{B.2}$$

$$i = I_S\left(\exp\left(\frac{e\nu}{\eta kT}\right) - 1\right) \tag{B.3}$$

avec:

$$\dot{\nu} = \frac{\partial \nu}{\partial \tau} \quad ; \quad \ddot{\nu} = \frac{\partial^2 \nu}{\partial \tau^2} \quad ; \quad \tau = \frac{t}{R_L C_L} \quad ; \quad b = \frac{Z_g + R_S}{R_L}$$

En dérivant (B.2) et en substituant ν et $\dot{\nu}$ on obtient :

$$y + \dot{y} + \frac{I_o R_L}{\eta V_t} = \frac{I_S R_L}{\eta V_t}\left(\exp\left(x - y - b(y+\dot{y}) - \frac{I_o R_S}{\eta V_t}\right) - 1\right)$$

$$+\frac{C_j}{C_L}\left(\dot{x}-\dot{y}-b(\dot{y}+\ddot{y})\right) \tag{B.4}$$

avec:

$$V_t=\frac{kT}{e} \quad ; \quad x=X\cos\nu\tau=V_g\cos\omega t \quad ; \quad X=\frac{V_g}{\eta V_t} \quad ; \quad \nu=\omega C_L R_L$$

et en supposant la tension de sortie ν_{out} constante :

$$y\approx Y_o=V_{out}\,\frac{1}{\eta V_t} \tag{B.5}$$

Donc x est la seule variable étant une fonction du temps dans l'équation (B.4). Cela implique :

$$\int\limits_0^{2\pi}\varepsilon(\tau)\,d(\nu\tau)=0 \tag{B.6}$$

avec :

$$\begin{aligned}\varepsilon(\tau) \quad = \quad & \frac{I_S R_L}{\eta V_t}\left(\exp\left(X\cos\nu\tau-Y_o\,(1+b)-\frac{I_o R_S}{\eta V_t}\right)-1\right)\\ & -\nu\,\frac{C_j}{C_L}X\sin\nu\tau-Y_o-\frac{I_o R_L}{\eta V_t}\end{aligned} \tag{B.7}$$

Moyennant [2, 9.6.16] :

$$\mathcal{I}_o(z)=\frac{1}{\pi}\int\limits_0^{\pi}\exp(\pm z\cos\theta)\,d\theta \tag{B.8}$$

on conclut de (B.6) :

$$\mathcal{I}_o(X)=\left(1+\frac{I_o}{I_S}+\frac{V_{out}}{R_L I_S}\right)\exp\left(\frac{1}{\eta V_t}\left(R_S I_o+(1+b)\,V_{out}\right)\right) \tag{B.9}$$

Alors que V_g représente l'amplitude de la source RF pour une impédance infinie, la puissance incidente P_{inc} est définie pour l'état d'adaptation complexe conjuguée. On trouve alors :

$$X=\frac{1}{\eta V_t}\sqrt{8P_{inc}Z_g^*} \tag{B.10}$$

Si on n'a pas de polarisation (*zero bias*), l'équation (B.9) s'écrira :

$$\mathcal{I}_o\left(\frac{1}{\eta V_t}\sqrt{8P_{inc}Z_g^*}\right)=\left(1+\frac{V_{out}}{I_S R_L}\right)\exp\left(\frac{V_{out}}{\eta V_t}\left(1+\frac{Z_g+R_S}{R_L}\right)\right) \tag{B.11}$$

L'équation (B.3) devrait être remplacée, pour les petites tensions, par [25] :

$$I = I_S \left(\exp\left(\frac{e\nu}{\eta kT}\right) - \exp\left(\frac{1-\eta}{\eta}\,\frac{e\nu}{kT}\right)\right) \tag{B.12}$$

D'une façon tout à fait analogue on obtient :

$$\begin{aligned} \mathcal{I}_o(X) &= \mathcal{I}_o(X(1-\eta))\exp\left(\frac{1}{V_t}\left(R_S I_o + (1+b)\,V_{out}\right)\right) \\ &+ \left(\frac{I_o}{I_S} + \frac{V_{out}}{R_L I_S}\right)\exp\left(\frac{1}{\eta V_t}\left(R_S I_o + (1+b)\,V_{out}\right)\right) \end{aligned} \tag{B.13}$$

Il est évident que l'équation (B.13) s'identifie à (B.9) si $\eta \to 1$.

En cas de non-polarisation (*zero bias*) (B.13) s'écrit :

$$\begin{aligned} \mathcal{I}_o\left(\frac{1}{\eta V_t}\sqrt{8P_{inc}Z_g^*}\right) &= \mathcal{I}_o\left(\frac{1-\eta}{\eta V_t}\sqrt{8P_{inc}Z_g^*}\right)\exp\left(\frac{V_{out}}{V_t}\left(1+\frac{Z_g+R_S}{R_L}\right)\right) \\ &+ \frac{V_{out}}{I_S R_L}\exp\left(\frac{V_{out}}{\eta V_t}\left(1+\frac{Z_g+R_S}{R_L}\right)\right) \end{aligned} \tag{B.14}$$

Les approximations polynômiales [2, 9.8.1, 9.8.2] ou la série [2, 9.6.12] se prêtent bien au calcul rapide de la fonction modifiée de Bessel $\mathcal{I}_o$.

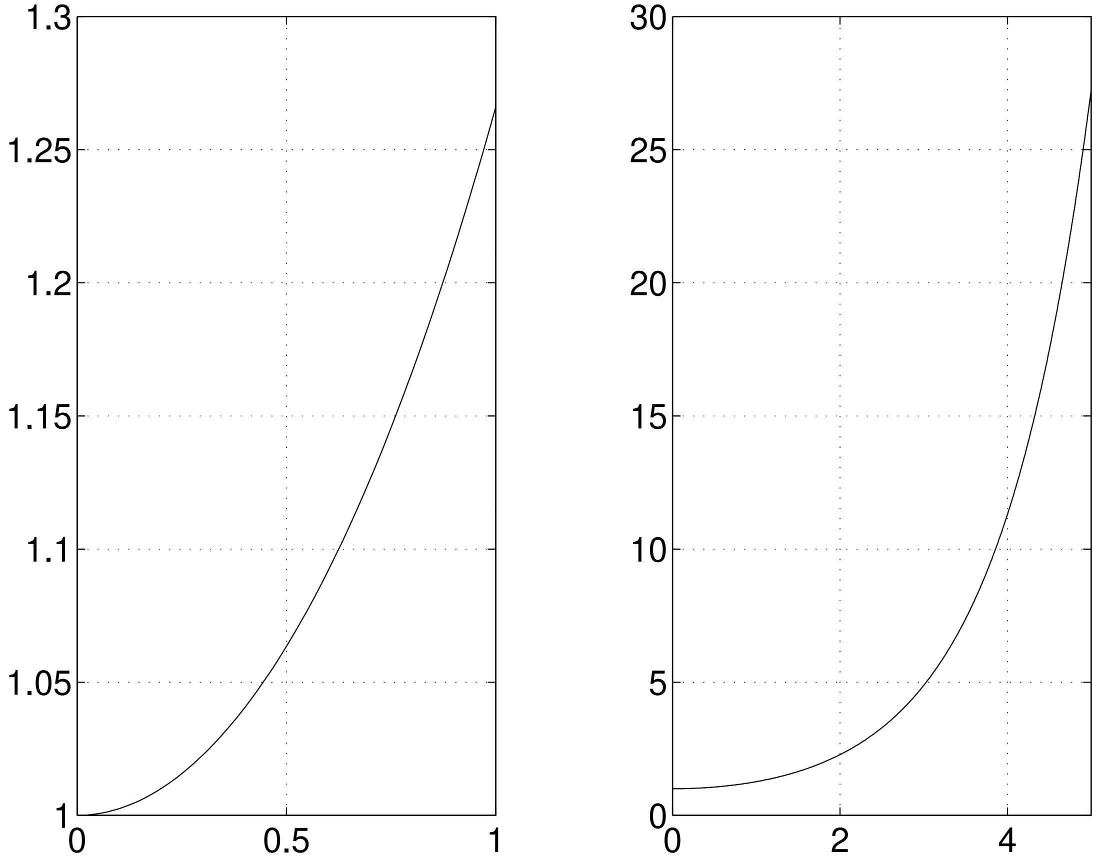


FIG. B.1 – *Fonction modifiée de Bessel du premier type* $\mathcal{I}_o$

Annexe C

Facteur de réflexion des charges réactives

Le facteur de réflexion d'une charge passive, sans pertes, localisée et connectée à la masse s'écrit:

$$\Gamma = \frac{Z_{load} - Z_0}{Z_{load} + Z_0}$$

$$|\Gamma| = 1 \quad , \quad \phi = \arg(\Gamma)$$

où Z_o est l'impédance caractéristique. Pour certains cas des charges réactives spéciales (Z_{load}) on obtient alors:

$$\begin{aligned}
\phi &= -180^\circ \quad , \quad (court\,circuit,\ H) \qquad \text{(C.1)}\\
\phi &= 0^\circ \quad , \quad (circuit\,ouvert,\ O) \qquad \text{(C.2)}\\
\phi &= 2\arctan\left(\frac{Z_0}{\omega L}\right) \quad , \quad (inductance,\ L) \qquad \text{(C.3)}\\
\phi &= -2\arctan\left(\omega C Z_0\right) \quad , \quad (capacit\acute{e},\ C) \qquad \text{(C.4)}\\
\phi &= -2\arctan\left(\frac{\omega C Z_0}{1-\omega^2 LC}\right) \quad , \quad (circuit\,r\acute{e}sonnant\,s\acute{e}rie,\ S) \qquad \text{(C.5)}\\
\phi &= -2\arctan\left[Z_0\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)\right] \quad , \quad (circuit\,r\acute{e}sonnant\,parall\grave{e}le,\ P) \qquad \text{(C.6)}
\end{aligned}$$

avec la fréquence angulaire ω. On obtient des équations (C.3)-(C.6) les caractéristiques phase-fréquence suivantes :

	$\phi(\omega = 0)$:	ω (résonance) :	ϕ (résonance) :	$\phi(\omega \to \infty)$:
L :	$\phi = 180°$	$\omega = \frac{Z_0}{L}$	90°	$\phi = 0°$
C :	$\phi = 0°$	$\omega = \frac{1}{CZ_0}$	$-90°$	$\phi = -180°$
S :	$\phi = 0°$	$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$	$-180°$	$\phi = -360°$
P :	$\phi = 180°$	$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$	0°	$\phi = -180°$

Afin que le réflectomètre six-portes fonctionne bien, il est nécessaire que les différences des phases des points q_i soient assez élevées. La différence des phases minimale est l'angle critique. Cela implique que chaque pont résistif réalise un déphasage spécifique et différent des autres de 120° idéalement. Les circuits LC mentionnés ci-dessus permettent leur optimisation quant aux valeurs des composants pour la bande de fréquence de travail exigée [51].

La caractéristique de déphasage de la combinaison des réflecteurs O-C-H est donnée dans la figure C.1. L'égalité des angles critiques reportés fixe la constellation optimale. Ici, pour un angle critique de 24°, la largeur de bande de cette combinaison de réflecteurs est de $\frac{500}{20} = 25$. La combinaison duale H-L-O montre le même angle critique pour une bande de fréquence donnée [51].

Les caractéristiques de déphasage des réflecteurs C-O-L, L-C-L, C-P-L et P-L-S sont données dans les figures C.2 à C.6. Les combinaisons L-H-C, C-L-C, C-P-L et S-C-P sont les duales de celles-ci.

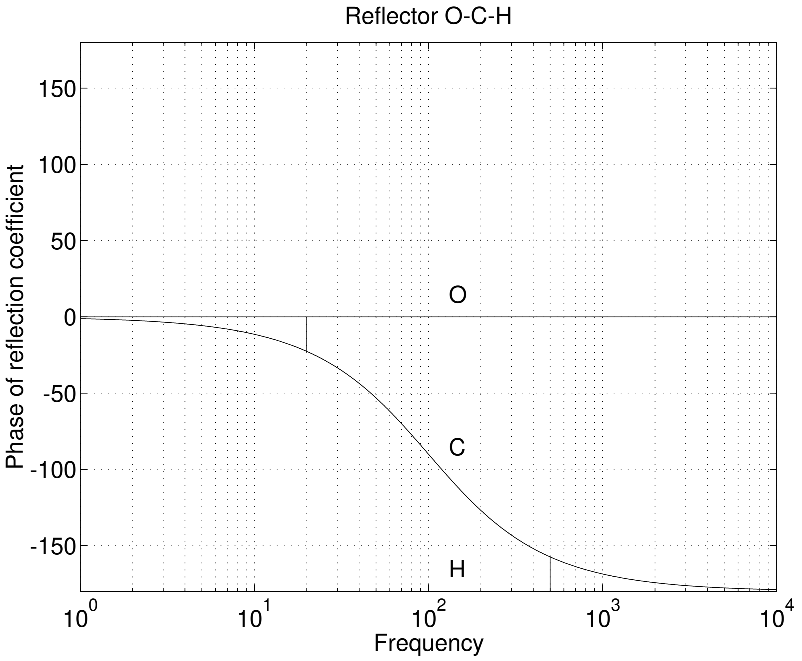


FIG. C.1 – *Phases des facteurs de réflexion des réflecteurs O-C-H*

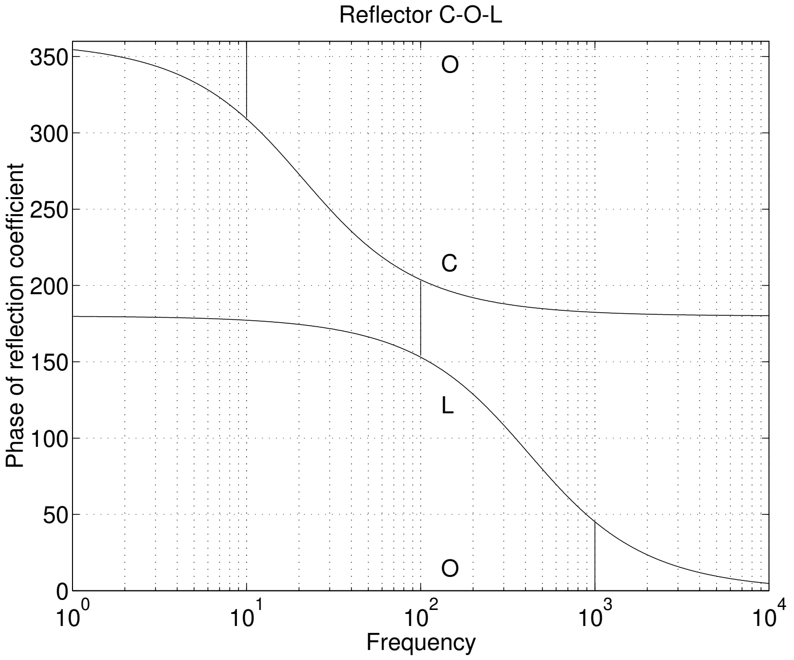


FIG. C.2 – *Phases des facteurs de réflexion des réflecteurs C-O-L*

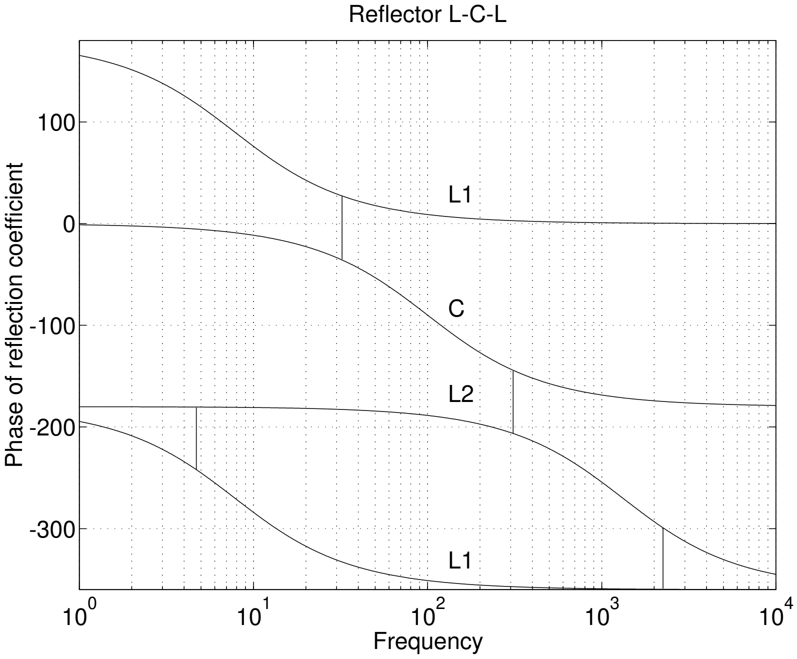


FIG. C.3 – *Phases des facteurs de réflexion des réflecteurs L-C-L*

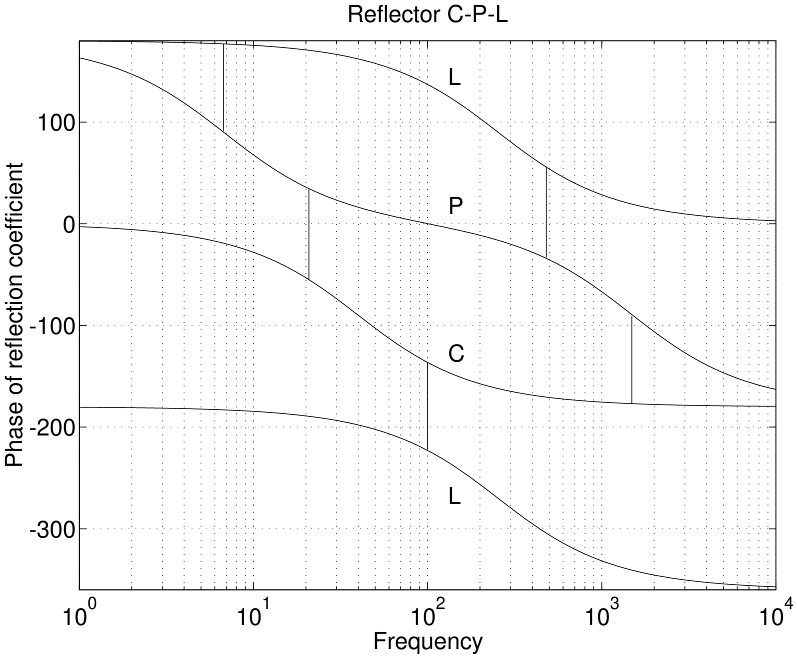


FIG. C.4 – *Phases des facteurs de réflexion des réflecteurs C-P-L*

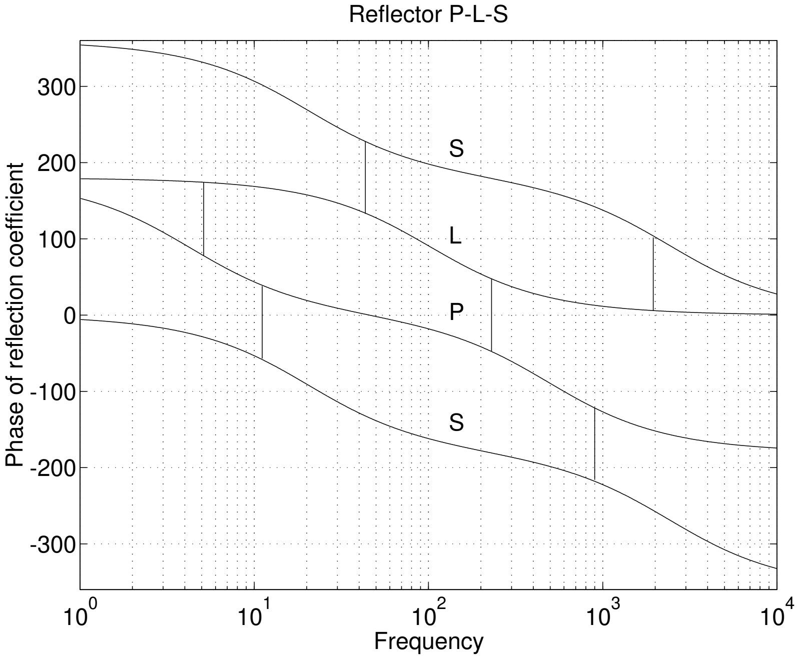


FIG. C.5 – *Phases des facteurs de réflexion des réflecteurs P-L-S*

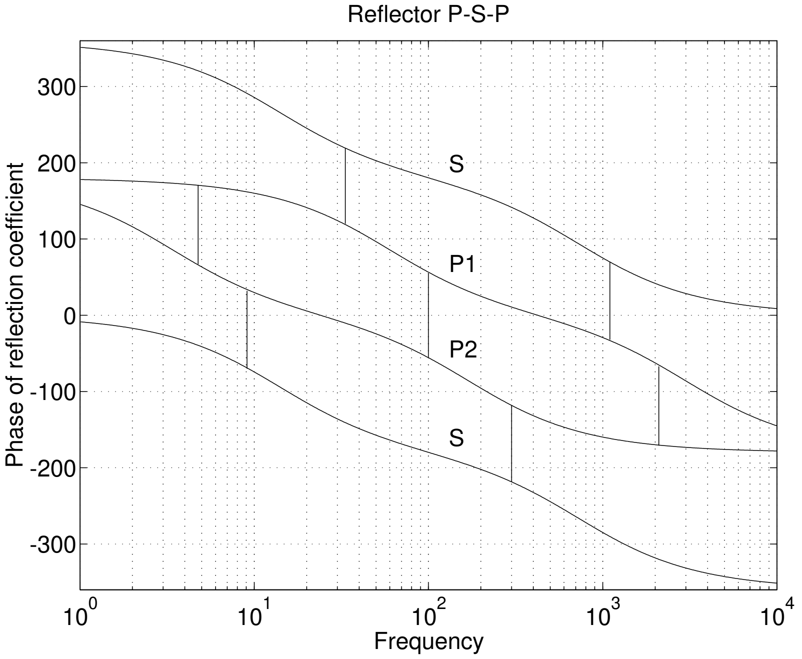


FIG. C.6 – *Phases des facteurs de réflexion des réflecteurs P-S-P*

Les valeurs des composants de réflecteurs calculées pour un cas pratique, ainsi que les angles critiques, sont affichées au tableau C.1.

Ici, l'angle critique devient trop petit pour quelques combinaisons, tandis que pour les autres, les valeurs ou bien trop petites ou bien trop grandes de certains composants causent la non-faisabilité des réflecteurs.

Les phases des réflecteurs calculées ci-dessus sont en fait celles des points q_i d'un réflectomètre d'après figure 6.3 (où le réflecteur est relié à la masse). Pour le réflectomètre comprenant les ponts de Wheatstone d'après figure 6.5, où le réflecteur n'est pas relié à la masse, les phases des points q montrent une différence de 180° par rapport aux phases de réflecteurs calculées ci-dessus.

impédance caractéristique $Z_0 = 50\,\Omega$
fréquence minimale $f_{min} = 2\,MHz$
fréquence maximale $f_{max} = 2500\,MHz$

type	composants	type	composants	$\Delta\phi_{min}$
O-C-H	C : 45.02 pF	H-L-O	L : 112.5 nH	3.24°
C-O-L	C : 381.2 pF L : 13.29 nH	L-H-C	L : 953.0 nH C : 5.32 pF	26.9°
L-C-L	L_1 : 2005 nH C : 45.02 pF L_2 : 6.32 nH	C-L-C	C_1 : 802.1 pF L : 112.5 nH C_2 : 2.53 pF	53.3°
C-P-L	C : 135.5 pF C_{par} : 1.67 pF L_{par} : 3029 nH L : 37.40 nH	L-S-C	L : 338.7 nH L_{ser} : 4.18 nH C_{ser} : 1212 pF C : 14.96 pF	73.5°
P-L-S	C_{par} : 7.53 pF L_{par} : 4033 nH L : 112.5 nH C_{ser} : 269.3 pF L_{ser} : 3.14 nH	S-C-P	C_{ser} : 1613 pF L_{ser} : 18.81 nH C : 45.02 pF C_{par} : 1.26 pF L_{par} : 673.2 nH	87.8°
P-S-P	L_{par1} : 236.3 nH C_{par1} : 1.00 pF L_{ser} : 11.60 nH C_{ser} : 436.8 pF L_{par2} : 5047 nH C_{par2} : 21.44 pF	S-P-S	L_{ser1} : 53.59 nH C_{ser1} : 2019 pF L_{par} : 1092 nH C_{par} : 4.64 pF L_{ser2} : 2.51 nH C_{ser2} : 94.53 pF	97.7°

TAB. C.1 – *Valeurs optimales des combinaisons de réflecteurs*

Annexe D

Spécification technique des réflectomètres six-portes

Les valeurs des composants utilisés dans les réflectomètres 2 (2 MHz - 1650 MHz) et 3 (1.5 MHz - 2200 MHz) sont montrées au tableau D.1. Le schéma électrique correspondant est montré à la figure D.1.

	C_1	C_2	C_3	L_1	L_2
Six-port 2	100 pF	220 pF	15 pF	120 nH	56 nH||1 pF
Six-port 3	100 pF	220 pF	15 pF	120 nH||1.6 pF	47 nH||0.7 pF
	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5
Six-port 2	36 Ω	200 Ω	270 Ω	33k Ω	20 Ω
Six-port 3	33 Ω	220 Ω	330 Ω	33k Ω	33 Ω
	R_6	R_7	R_8	R_9	R_{10}
Six-port 2	10 Ω	120 Ω	20 Ω	10 Ω	120 Ω
Six-port 3	15 Ω	77 Ω	15 Ω	10 Ω	132 Ω

TAB. D.1 – *La liste des composants des réflectomètres 2 et 3*

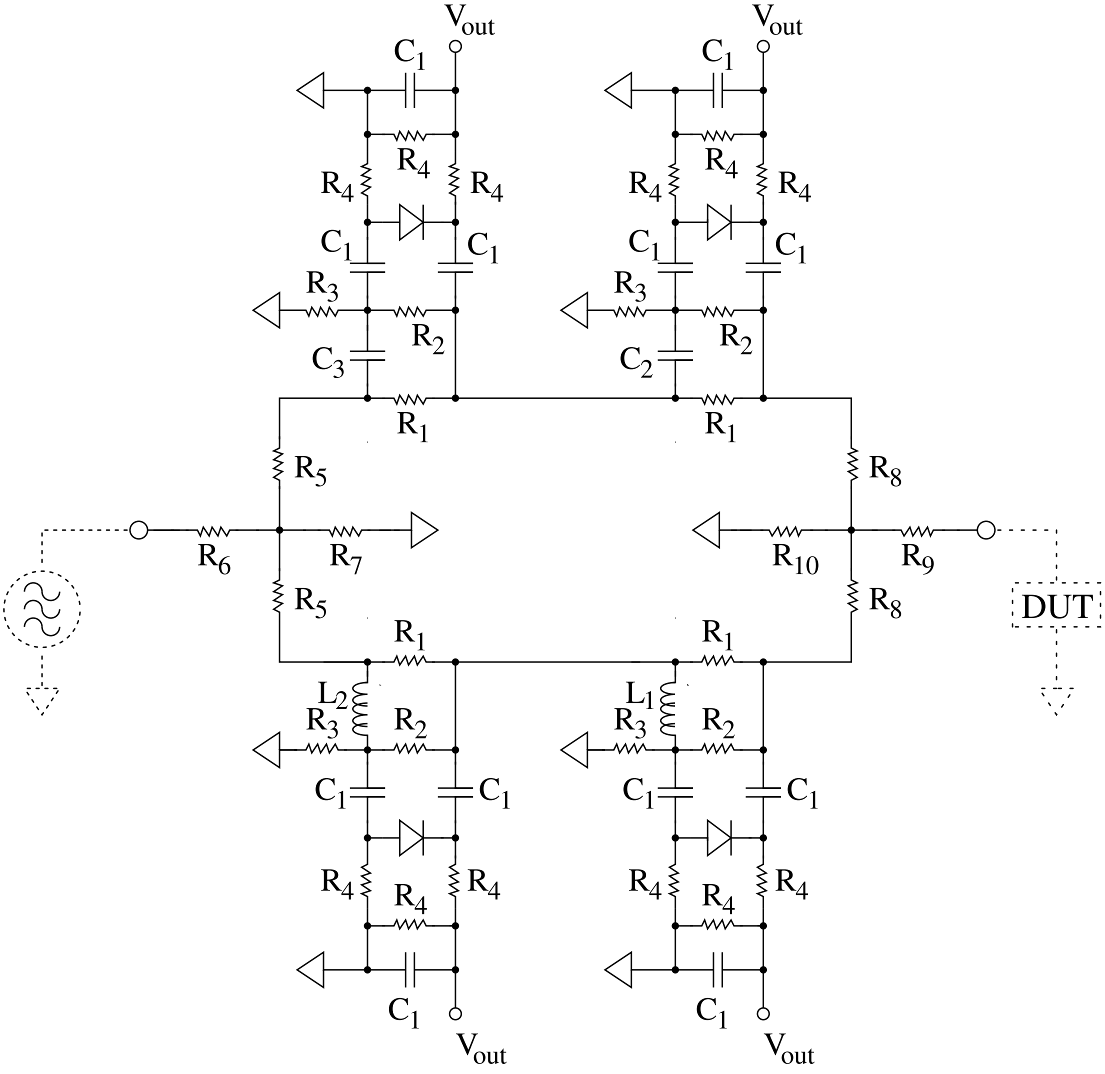


Fig. D.1 – *Le schéma électrique des réflectomètres 2 et 3*

Annexe E

Les constantes du réflectomètre six-portes intégré

Nous allons expliquer dans cet annexe comment on obtient les constantes du réflectomètre six-portes intégré (voir la figure E.1) qui sont données par l'équation (7.1). Rappelons d'abord l'équation (2.9) dont l'équation (7.1) donne les coefficients :

$$b_i = A_i a_2 + B_i b_2, \quad i = 4, 5, 6.$$

Nous regardons ici le cas idéal où le diviseur de puissance et le déphaseur sont parfaitement adaptés et où l'impédance d'entrée des détecteurs de puissance est infiniment grande, c'est-à-dire qu'il n'existe pas de réflexions dans le circuit et l'existence des détecteurs n'a aucune influence sur le comportement de ce dernier. Nous chercons les relations entre les ondes a_2 et b_2, qui sont les ondes incidente et sortante au niveau de la porte 2 où est connecté le dispositif sous test (voir la figure E.1) et les signaux détectés au niveau des détecteurs D_4, D_5 et D_6.

Nous allons commencer par le détecteur D_6, qui est le cas le plus facile. Comme on peut voir sur la figure E.1, il est connecté directement au niveau de la porte 2, et donc il détecte exactement la superposition des ondes a_2 et b_2 qui existent

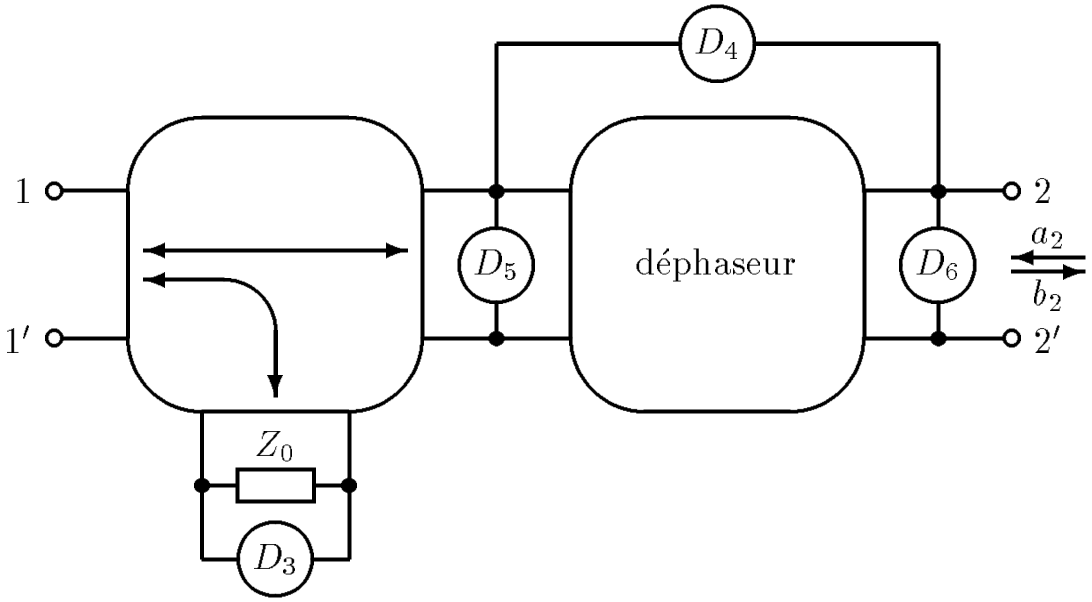


FIG. E.1 – *Nouvelle structure pour le réflecomètre six-portes intégré*

au niveau de cette porte, ce qui nous donne immédiatement

$$\begin{aligned} A_6 &= 1 \\ B_6 &= 1. \end{aligned}$$

Le cas du détecteur D_5 est à peine plus compliqué. Nous observons qu'il est séparé de la porte 2 par un circuit déphaseur, qui ajoute un déphasage φ. Au niveau du détecteur D_5, l'onde a_2 qui entre par la porte 2 a donc subi un déphasage de φ, ce qui nous donne

$$A_5 = e^{-j\varphi}.$$

L'onde b_2 par contre, qui sort de la porte 2, arrive au détecteur D_5 avant d'avoir subi le déphasage φ par le circuit déphaseur, elle est donc à ce niveau « en avance » par rapport à la porte 2, ce qui nous donne

$$B_5 = e^{j\varphi}.$$

Finalement, nous obtenons les coefficients A_4 et B_4 correspondants au détecteur D_4 en observant que ce dernier est connecté exactement entre les détecteurs

D_5 et D_6 et mesure donc la différence des signaux au niveau de ces deux détecteurs. Cela nous donne directement

$$\begin{aligned} A_4 &= A_5 - A_6 = e^{-j\varphi} - 1 \\ B_4 &= B_5 - B_6 = e^{j\varphi} - 1. \end{aligned}$$

Annexe F

Utilisation d'un réflectomètre six-portes comme discriminateur de fréquences pour les radars anti-collision

F.1 Introduction

Les applications radar semblent avoir un avenir prometteur dans le secteur automobile en tant qu'élément de sécurité. Elles peuvent donner une alerte dans le cas d'un risque de collision avec les voitures voisines.

Traditionnellement, ces systèmes sont réalisés en technologie FM/CW, qui consiste à moduler en fréquence le signal émis et à observer la fréquence de battement entre le signal émis et le signal réfléchi. L'inconvénient de ce système est qu'il est assez complexe comparé à un réflectomètre six-portes.

F.2 Radar utilisant un discriminateur de fréquences

Un signal $s = |s| \cdot e^{j\omega t}$ qui est réfléchi par un objet à la distance d et avec la vitesse relative v a un temps de propagation de

$$T = 2\frac{d + vt}{c}, \tag{F.1}$$

où c est la vitesse du signal. Le signal reçu est donc

$$r = |r| \cdot e^{j\omega(t-T)} = |r| \cdot e^{j[(\omega+\omega_D)t-\varphi]} \tag{F.2}$$

avec

$$\begin{aligned} \omega_D &= -2\frac{\omega v}{c} && \text{(F.3)} \\ \varphi &= 2\frac{\omega d}{c}. && \text{(F.4)} \end{aligned}$$

$f_D = \frac{\omega_D}{2\pi}$ est la fréquence Doppler et φ est le déphasage du signal reçu. Le rapport entre le signal reçu et le signal émis est

$$R = \frac{r}{s} = \frac{|r|}{|s|} \cdot e^{j(\omega_D t-\varphi)}. \tag{F.5}$$

Ce rapport est déterminé par le discriminateur de fréquences (qui dans notre cas est réalisé par le réflectomètre six-portes) ; la distance d et la vitesse relative v peuvent alors être calculées à partir des valeurs mesurées de ω_D et φ en utilisant les équations (F.3) et (F.4).

F.3 Mesure de la distance sans ambiguïté

Afin de ne pas avoir une ambiguïté dans la mesure de la distance, il fallait théoriquement que le déphasage φ du signal soit inférieur à 2π. Or, les fréquences utilisées habituellement pour les applications radar sont beaucoup trop élevées pour que cette condition soit réalisée.

Ce problème peut être résolu en émettant deux fréquences différentes et en prenant la différence des deux déphasages

$$\varphi_1 - \varphi_2 = 2\frac{(\omega_1 - \omega_2)d}{c}. \tag{F.6}$$

Il suffit alors que cette différence soit inférieure à 2π pour éviter l'ambiguïté. Pour une différence de fréquences $\omega_1 - \omega_2$ donnée, la distance maximale $d_{\max}$ qui peut être mesurée sans ambiguïté est donc

$$d_{\max} = \frac{\pi c}{\omega_1 - \omega_2}. \tag{F.7}$$

Afin d'obtenir une bonne précision de mesure pour les distances faibles sans toutefois introduire une ambiguïté pour les distances plus élevées, on peut mesurer avec trois fréquences : une différence $\omega_1 - \omega_2$ grande sert à déterminer exactement les distances faibles pendant qu'une différence $\omega_1 - \omega_3$ petite sert à lever l'ambiguïté sur les distances plus élevées.

F.4 Résultats expérimentaux

Des mesures ont été effectués avec un réflectomètre six-portes en technologie hybride autour de la fréquence de 2 GHz. (Cette fréquence était choisie en fonction du matériel disponible pour les expériences : générateurs, antenne, réflectomètre six-portes etc.) Deux générateurs hyperfréquences synchronisés délivrent les signaux d'entrée, la mesure des tensions à la sortie des détecteurs de puissance était effectuée sur un PC avec une carte d'amplification et de maintien des données et une carte d'acquisition de données.

Le système était calibré avec une version améliorée d'un algorithme proposé par STUMPER [55]. Il nécessite des rapports à module constant mais à phase variable entre les deux signaux d'entrée, ce qui peut être réalisé facilement avec deux signaux décalés en fréquence. Dans un deuxième temps, on a besoin de trois rapports connus. Nous avons utilisé deux rapports en opposition de phase et le

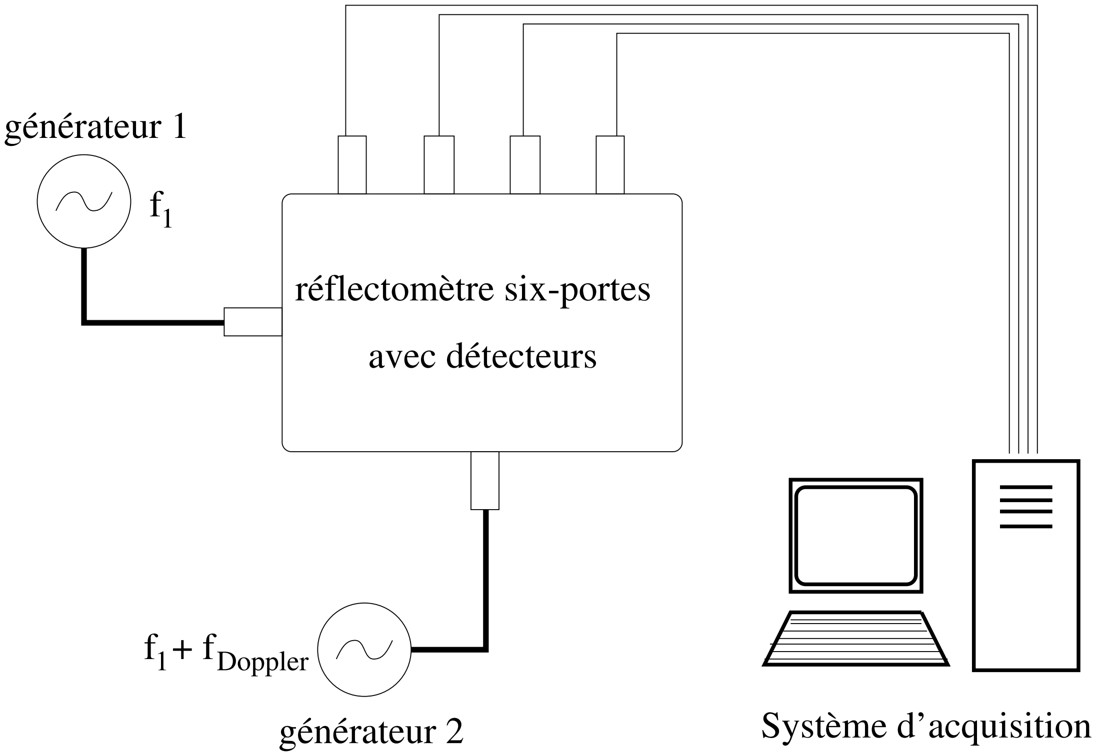


FIG. F.1 – *Mesure de l'écart en fréquence entre deux générateurs*

rapport zéro obtenu en éteignant l'un des deux générateurs. L'expérience montre que le calibrage du système est durable dans le temps.

Pour montrer la faisabilité de la mesure de la fréquence Doppler, nous avons mesuré l'écart en fréquence entre les deux générateurs. Le montage utilisé est montré par la figure F.1. Avec une fréquence d'échantillonnage de 20 kHz et en prenant la moyenne sur les différences en phase de 20 mesures consécutives, il était possible de déterminer des écarts de 1 kHz, 2 kHz et 5 kHz avec une erreur de moins d'1 %.

Nous avons également montré la faisabilité de la mesure de la distance. Pour cela, nous avons ajouté des câbles de longueur différente (5 valeurs différentes entre 1 m et 7 m) entre le générateur et l'un des deux accès de mesure du réflectomètre six-portes. Afin d'éviter des problèmes de bruit de phase, nous avons

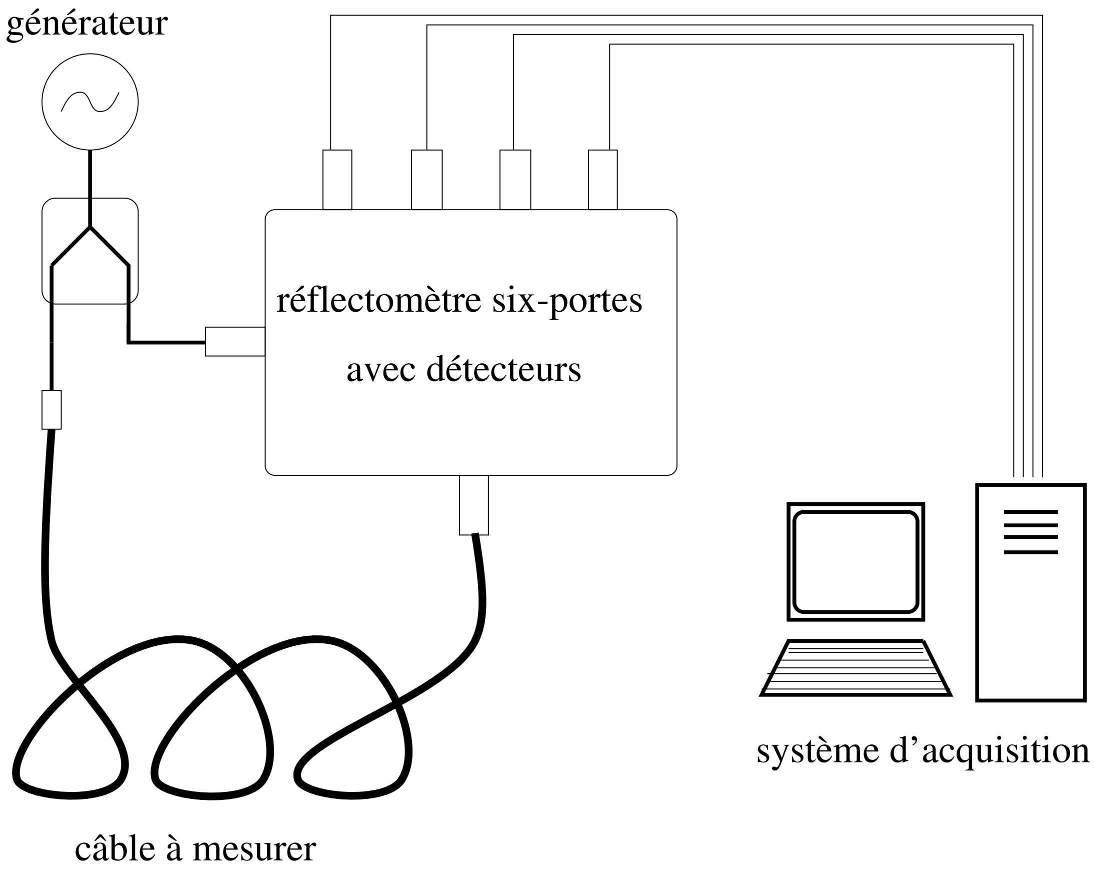


FIG. F.2 – *Mesure de la longueur d'un câble*

utilisé pour cette expérience un seul générateur avec un diviseur de puissance au lieu des deux générateurs ; ce montage est montré par la figure F.2. La différence entre les deux fréquences de mesure était de 15 MHz. L'écart entre la longueur électrique des câbles mesurée avec le réflectomètre six-portes et celle déterminée d'après la même méthode avec un analyseur de réseau commercial était toujours inférieur à 2,5 %.

Après la réussite de ces premiers essais qui servaient à vérifier le principe de fonctionnement, nous avons commencé à faire des expériences qui se rapprochent plus de la situation réelle. À cette fin, nous avons utilisé une antenne en combinaison avec un circulateur dans le montage montré par la figure F.3 pour mesurer

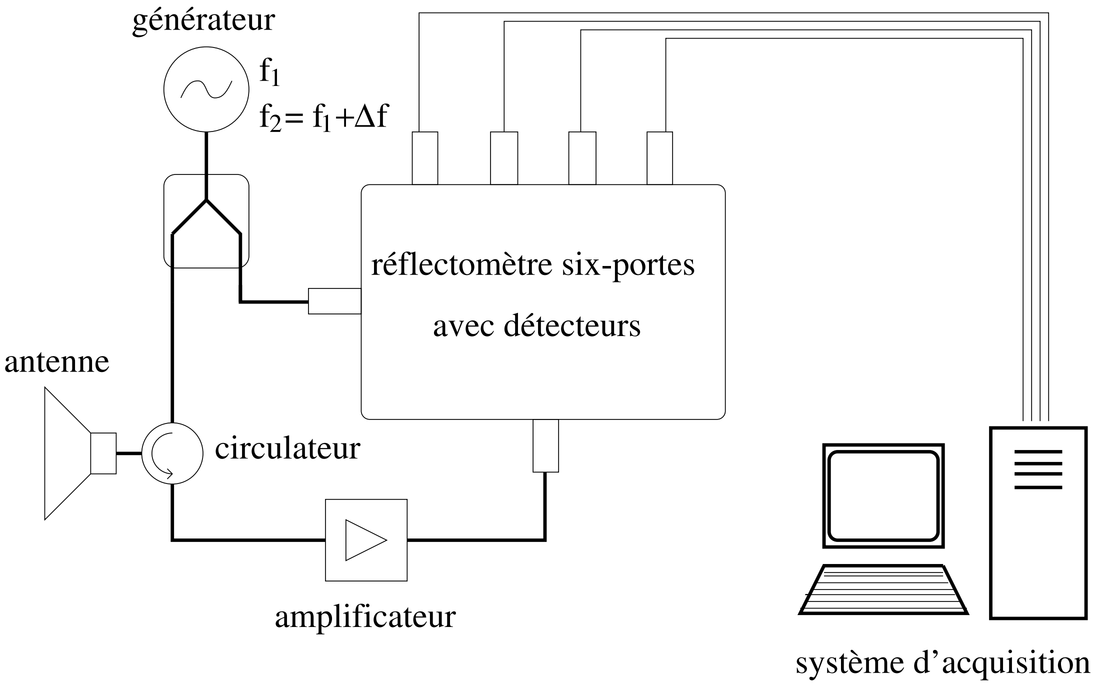


FIG. F.3 – *Mesure de la vitesse et de la distance avec une antenne*

la vitesse et la distance d'un objet réel, en l'occurrence un petit train avec une plaque métallique montée sur son front.

La figure F.4 montre le rapport complexe entre le signal réfléchi et le signal émis mesuré par le réflectomètre six-portes. Le signal est assez bruité, en raison d'autres sources qui sont captées par l'antenne (nous avions même observé une influence assez forte de la lumière dans la pièce) mais on peut voir clairement qu'il est en forme de spirale. Cela vient du fait que la cible (le petit train) s'approche de l'antenne pendant la mesure. C'est donc d'une part la phase du signal réfléchi qui change, et de l'autre part le signal devient plus fort, parce que la cible est plus proche de l'antenne.

Malgré le fait que le signal soit bruité, on peut facilement déterminer la vitesse relative de la cible à l'aide d'une transformée Fourier. La figure F.5 montre le résultat de cette transformation, avec des axes qui donnent directement la vi-

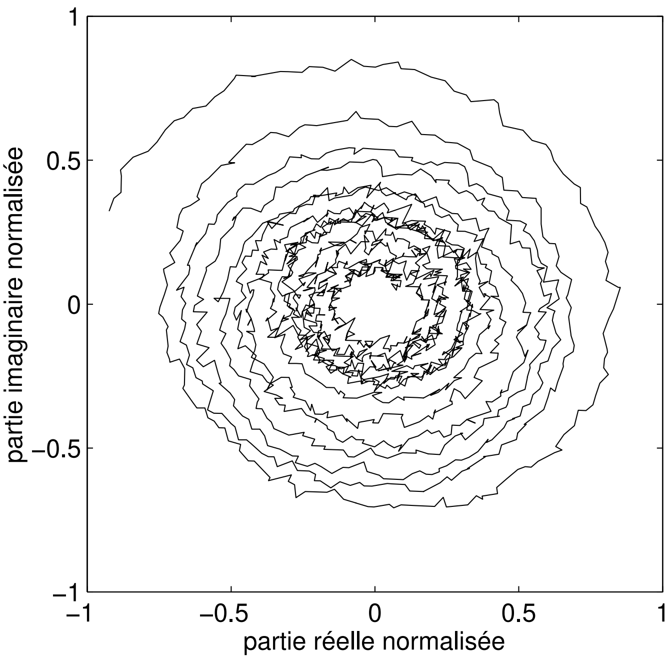


FIG. F.4 – *Rapport mesuré par le réflectomètre six-portes entre le signal réfléchi et le signal émis*

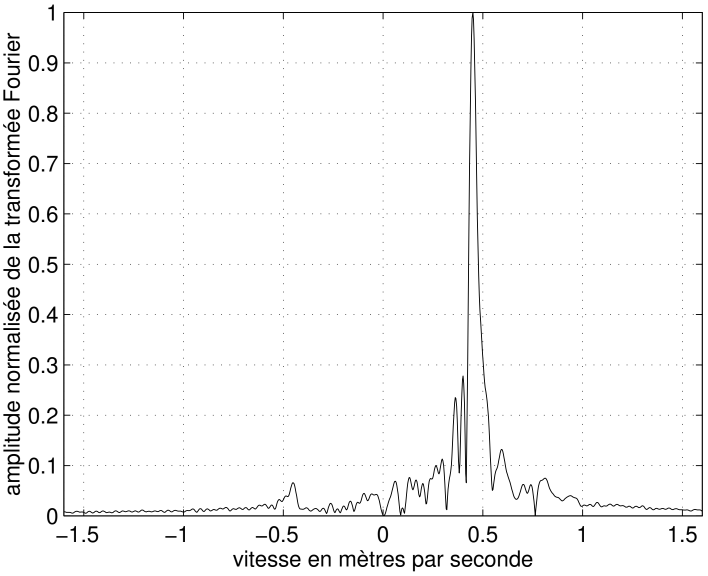


FIG. F.5 – *Résultat de la transformation Fourier* tesse relative correspondant à la fréquence Doppler en question et l'amplitude normalisée des différentes fréquences. On observe un pic assez net pour la vitesse de la cible que l'on peut très facilement distinguer du bruit.

Pour la détermination de la distance de la cible où l'on ne s'intéresse plus au spectre du signal mesuré mais aux différences de phase, la présence du bruit dans la mesure est plus critique. Nous avons résolu ce problème en utilisant un filtre qui élimine du signal toutes les fréquences qui ne font pas partie du pic principal correspondant au signal réfléchi par la cible. La figure F.6 montre le résultat de ce filtrage, la spirale n'est désormais plus bruitée. Il est alors possible de déterminer la distance de la cible avec la méthode décrite plus haut en utilisant également le signal mesuré à une autre fréquence et traité de la même manière (ces mesures étaient faites autour de 2.3 GHz avec un écart de 30 MHz entre les deux fréquences). La figure F.7 montre les résultats, la cible s'approche de l'antenne avec une vitesse constante.

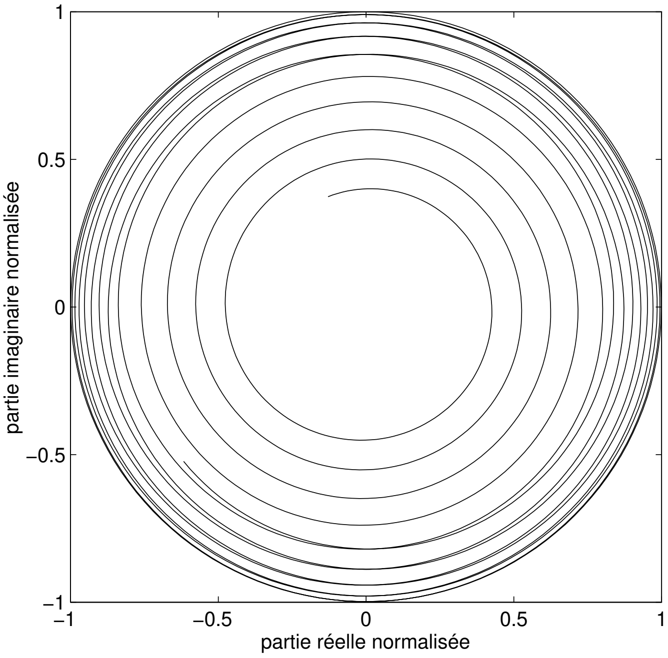


Fig. F.6 – *Rapport mesuré par le réflectomètre six-portes et filtré*

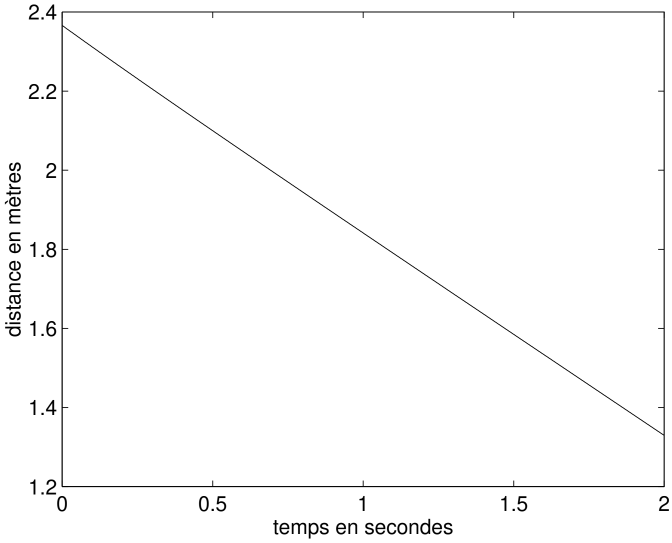


Fig. F.7 – *Distance mesurée de la cible*

Bibliographie

[1] S. ABOU CHAHINE, B. HUYART, E. BERGEAULT et L. JALLET, « A six-port reflectometer calibration using Schottky diodes operating in AC detection mode », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-42, p. 505–510, avril 1993.

[2] M. ABRAMOWITZ, I. STEGUN, *Handbook of mathematical functions*, Dover 1965.

[3] M. BERMAN, P. I. SOMLO et M. J. BUCKLEY, « A comparative statistical study of some proposed six-port junction designs », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, p. 971–977, novembre 1987.

[4] E. BERGEAULT, B. HUYART, G. GENEVES et L. JALLET, « Characterization of diode detectors used in six-port reflectometers », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-40, p. 1041–1043, décembre 1991.

[5] G. BERGHOFF, E. BERGEAULT, B. HUYART et L. JALLET : « Banc de mesure « load pull » multiharmonique en technique six portes pour la caractérisation de transistors de puissance», in *Dixièmes Journées Nationales Microondes*, article 4D19, St. Malo, mai 1997.

[6] M. E. BIALKOWSKI et G. S. WOODS, « Calibration of the six-port reflectometer using a minimum number of known loads », *AEÜ*, vol. 39, p. 332–338, 1985.

[7] V. Bilík, V. Raffaj et J. Bezek, « A new extremely wideband lumped six-port reflectometer », *20th European Microwave Conf. 1990*, p. 1473–1478.

[8] V. Bilík et J. Bezek, « Vector reflectometer system for industrial applications », in *Proc. 24th European Microwave Conf.*, Cannes 1994, p. 1010–1015.

[9] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew, *Taschenbuch der Mathematik*, 23rd ed. Thun: Verlag Harri Deutsch, 1987, paragraphe 2.5.2.1.4, p. 183.

[10] N. S. Chung, J. Shin, H. Bayer, R. Honigbaum, « Coaxial and waveguide microcalorimeters for RF and microwave power standards », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-38, p. 460–464, 1989.

[11] A. L. Cullen, T. Y. An, « Microwave characteristics of the Schottky-barrier diode power sensor », *Proc. IEE H*, vol. 129, no. 4, p. 191–198, avril 1982.

[12] F. Deshours, E. Bergeault, L. Jallet et B. Huyart, « An active load-pull measurement system using two six-port reflectometers », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 7, no. 14, p. 679–684, octobre 1994.

[13] G. F. Engen et C. A. Hoer, « Application of an arbitrary 6-port junction to power-measurement problems », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-21, p. 470–474, novembre 1972.

[14] G. F. Engen, « The six-port reflectometer : An alternative network analyzer », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-25, p. 1075–1080, décembre 1977.

[15] G. F. Engen, « An improved circuit for implementing the six-port technique of microwave measurements », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-25, p. 1080–1083, décembre 1977.

[16] G. F. ENGEN, « Calibrating the six-port reflectometer by means of sliding terminations », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-26, p. 951–957, décembre 1978.

[17] G. F. ENGEN et C. A. HOER, « "Thru-reflect-line": An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-27, p. 987–993, décembre 1979.

[18] G. F. ENGEN, « On-line accuracy assessment for the dual six-port ANA: background and theory », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-36, p. 501–506, juin 1987.

[19] G. F. ENGEN, *Microwave circuit theory and foundations of microwave metrology.* London: Peter Peregrinus, 1992, p. 161–187.

[20] H.-J. EUL et B. SCHIEK, « A generalized theory and new calibration procedures for network analyzer self-calibration », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-39, p. 724–731, avril 1991.

[21] F. M. GHANNOUCHI et R. G. BOSISIO, « A new six-port calibraion method using four standards and avoiding singularities », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-36, p. 1022–1027, décembre 1987.

[22] F. M. GHANNOUCHI et R. G. BOSISIO, « An alternative explicit six-port matrix calibration formalism using five standards », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-37, p. 494–498, mars 1988.

[23] F. M. GHANNOUCHI et R. G. BOSISIO, « A comparative worst-case error analysis of some proposed six-port designs », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-37, p. 552–556, décembre 1988.

[24] B. E. R. HANSSON et G. P. RIBLET, « An ideal six-port network consisting of a matched reciprocal lossless five-port and a perfect directional coupler », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-31, p. 284–288, mars 1983.

[25] R. G. Harrison et X. Le Polozec, « Nonsquarelaw behavior of diode detectors analyzed by the Ritz-Galérkin method », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-42, p. 840–846, mai 1994.

[26] C. A. Hoer, « The six-port coupler : A new approach to measuring voltage, current, power, impedance, and phase », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-21, p. 466–470, novembre 1972.

[27] C. A. Hoer, K. C. Roe, C. M. Allred, « Measuring and minimizing diode detector nonlinearity», *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-25, p. 324–329, avril 1976.

[28] C. A. Hoer, « On-line accuracy assessment for the dual six-port ANA: treatment of systematic errors », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-36, p. 514–519, juin 1987.

[29] C. A. Hoer, « On-line accuracy assessment for the dual six-port ANA: extension to nonmating connectors », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-36, p. 524–529, juin 1987.

[30] J. D. Hunter et P. I. Somlo, « Simple derivation of six-port reflectometer equations », *Electron. Lett.*, vol. 21, p. 370–371, avril 1985.

[31] J. D. Hunter et P. I. Somlo, « An explicit six-port calibration method using five standards », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, p. 69–72, janvier 1985.

[32] B. Huyart, E. Bergeault, L. Jallet, Y. Delisle, R. G. Bosisio, « Dispositif de mesure intégré », in *Huitièmes Journées Nationales Microondes*, Brest, mai 1993.

[33] B. Huyart, F. Wiedmann, L. Jallet, E. Bergeault, R. Benelbar et R. G. Bosisio, « Microwave measurement using Wheatstone's bridges », in *Proc. 24th European Microwave Conf.*, Cannes 1994, p. 928–933.

[34] S. P. JACHIM et W. D. GUTSCHER, « A statistical method for calibration the six-port reflectometer using nonideal standards », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-37, p. 1825–1828, novembre 1989.

[35] R. M. JUDISH et G. F. ENGEN, « On-line accuracy assessment for the dual six-port ANA: statistical methods for random errors », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-36, p. 507–513, juin 1987.

[36] J. R. JUROSHEK, « On-line accuracy assessment for the dual six-port ANA: experimental results », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-36, p. 520–523, juin 1987.

[37] I. KÁSA, « Closed-form mathematical solutions to some network analyzer calibration equations », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-23, p. 399–402, décembre 1974.

[38] K. KUROKAWA, « Power waves and the scattering matrix », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-13, p. 194–202, mars 1965.

[39] S. LI et R. G. BOSISIO, « Calibration of multiport reflectometers by means of four open/short circuits », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, p. 1085–1990, juillet 1982.

[40] J. LI, R. G. BOSISIO, and K. WU, « Dual-tone calibration of six-port junction and its application to the six-port direct digital millimetric receiver », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-44, p. 93–99, janvier 1996.

[41] R. B. MARKS et D. F. WILLIAMS, « A general waveguide circuit theory », *J. Res. Natl. Inst. Stand. Technol.*, vol. 97, p. 533–562, septembre–octobre 1992.

[42] R. B. MARKS et D. F. WILLIAMS, « Comments on “Conversions between S, Z, Y, h, $ABCD$, and T parameters which are valid for complex source and

load impedances" », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-43, p. 914–915, avril 1995.

[43] B. NEUMEYER, « A new analytical method for complete six-port reflectometer calibration », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-39, p. 376–379, avril 1990.

[44] C. M. POTTER, G. HJIPIERIS, « Improvements in ultra-broadband TEM coupler design », *Proc. IEE H*, vol. 139, no. 2, p. 171–178, avril 1992.

[45] C. POTTER et A. BULLOCK, « Nonlinearity correction of microwave diode detectors using a repeatable attenuation step », *Microwave J.*, vol. 36, p. 272, 274, 277–279, mai 1993.

[46] C. M. POTTER, G. HJIPIERIS et N. J. FANTHOM, « A novel 250 MHz - 26.5 GHz reflection analyzer », *Proc. 23rd European Microwave Conf.*, Madrid 1993, p. 302–304.

[47] C. M. POTTER et G. HJIPIERIS, « A robust six- to four-port reduction algorithm », in *1993 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, p. 1263–1266.

[48] C.-Z. QIAN, « An improved method for six-port reflectometer calibration », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-34, p. 611–615, décembre 1985.

[49] L. QIAO et S. P. YEO, « Improved implementation of four-standard procedure for calibrating six-port reflectometers », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-44, p. 632–636, juillet 1995.

[50] G. P. RIBLET et E. R. BERTIL HANSSON, « Aspects of the calibration of a single six-port using a load and offset reflection standards », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, p. 2120–2125, décembre 1982.

[51] Š. Sebechlebský, V. Raffaj et V. Bilík, « Synthesis of reflectors for wide-band lumped six-port reflectometers », *Elektrotechnický časopis*, vol. 42, p. 449–470, septembre 1991.

[52] M. N. Solomon, P. S. Weitzman, C. P. McClay et H. M. Cronson, « A monolithic six-port module », *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*, vol. 2, p. 334–336, août 1992.

[53] P. I. Somlo et J. D Hunter, « A six-port reflectometer and its complete characterization by convenient calibration procedures », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, p. 186–192, février 1982.

[54] L. Susman, « Calibration of a six-port reflectometer using projective geometry concepts », *Electron. Lett.*, vol. 20, p. 9–11, janvier 1984.

[55] U. Stumper, « Finding initial estimates needed for the Engen method of calibrating single six-port reflectometers », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-38, p. 946–949, juillet 1990.

[56] U. Stumper, « Sechstorreflektometrie in der PTB – Untersuchung von Kalibrierverfahren », *Mikrowellen & HF Magazin*, vol. 18, p. 162–169, 1992.

[57] U. Stumper, « International comparison GT-RF 75 A 4: reflection coefficient in 14 mm/50 Ω coaxial line at 0.5 GHz, 3 GHz and 7 GHz », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-44, p. 985–990, décembre 1995.

[58] D. Woods, « Concepts of voltage waves, current waves and power waves in S parameter definitions and measurements », *Proc. IEE*, vol. 119, no. 12, p. 1764–1765, décembre 1972.

[59] D. Woods, « Multiport-network analysis by matrix renormalisation employing voltage-wave S-parameters with complex normalisation », *Proc. IEE*, vol. 124, no. 3, p. 198–204, mars 1977.

[60] D. Woods, « Multiport-network analysis by matrix renormalisation: extension to four ports », *Proc. IEE*, vol. 124, no. 9, p. 748–753, septembre 1977.

[61] D. Woods, « Multiport-network analysis by matrix renormalisation: extension to 5- and 6-ports », *Proc. IEE*, vol. 125, no. 11, p. 1217, novembre 1978.

[62] D. Woods, « Simplified calibration technique for general six-port reflectometer requiring only two coaxial airline standards », *Proc. IEE A*, vol. 130, no. 5, p. 250–253, juillet 1983.

[63] T. Yakabe, M. Kinoshita et H. Yabe, « Complete calibration of a six-port reflectometer with one sliding load and one short », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-42, p. 2035–2039, novembre 1994.

[64] D. C. Youla, « On scattering matrices normalized to complex port numbers », *Proc. IRE*, vol. 49, p. 1221, juillet 1961.

[65] C. Zhaowu, X. Binchun, « Linearization of diode detector characteristics», in *1987 IEEE MTT-S Digest*, p. 265–267

Publications

- B. Huyart, F. Wiedmann, L. Jallet, E. Bergeault, R. Benelbar et R. G. Bosisio : « Microwave measurement using Wheatstone's bridges », in *24th European Microwave Conference*, p. 928–933, Cannes, septembre 1994
- F. Wiedmann, B. Huyart, E. Bergeault et L. Jallet : « Nouvelle structure pour une jonction six-portes », in *Neuvièmes Journées Nationales Microondes*, article 6B2, Paris, avril 1995
- J. Hesselbarth, F. Wiedmann et B. Huyart : « New structures for six-port reflectometers covering very large bandwidths », in *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, p. 1263–1268, Bruxelles, juin 1996
- F. Wiedmann, B. Huyart, E. Bergeault et L. Jallet : « New structure for a six-port reflectometer in MMIC technology », in *Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, p. 534–535, Braunschweig, juin 1996
- F. Wiedmann, B. Huyart, E. Bergeault et L. Jallet : « New six-port reflectometer in MMIC technology », in *Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, p. 535–538, Montréal, août 1996
- F. Wiedmann, B. Huyart, E. Bergeault et L. Jallet : « New structure for a six-port reflectometer in MMIC technology », *IEEE Trans. Instrum.*

Meas., vol. 46, no. 2, p. 527–530, avril 1997

- F. Wiedmann, B. Huyart, E. Bergeault et L. Jallet : « Utilisation d'un réflectomètre six-portes comme discriminateur de fréquences pour les radars anti-collision », in *Dixièmes Journées Nationales Microondes*, article 6C6, St. Malo, mai 1997
- J. Hesselbarth, F. Wiedmann et B. Huyart : « Two new six-port reflectometers covering very large bandwidths », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, à paraître
- F. Wiedmann, B. Huyart, E. Bergeault et L. Jallet : « A new robust method for six-port reflectometer calibration », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, envoyé pour publication
- B. Huyart et F. Wiedmann : « Dispositif de mesure vectorielle de signaux hyperfréquences de même pulsation, de type jonction à six accès », brevet n^{o} 93 08465, 11 août 1995
- B. Huyart et F. Wiedmann : « Device for the vector measurement of ultra-high frequency signals of the same angular frequency of the six-port junction type », United States Patent n^{o} 5 498 969, 12 mars 1996