

N° d'ordre : 41404

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE LILLE 1 SCIENCES & TECHNOLOGIES ECOLE DOCTORALE SCIENCES POUR L'INGENIEUR

en vue de l'obtention du grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité Micro et nano technologies, acoustique et télécommunications

par

Abdelhatif EL FELLAHI

CONCEPTION ET REALISATION D'UNE INSTRUMENTATION ADAPTEE A LA MESURE DE HAUTES IMPEDANCES DANS LE DOMAINE DES MICROONDES

Soutenue le 7 Avril 2014

Président :

D. DECOSTER Professeur à l'Université de Lille1

Directeur de thèse :

T. LASRI Professeur à l'Université de Lille1

Co Directeur de thèse :

D. GLAY Maître de conférences à l'Université de Lille1

Rapporteurs :

T. P. VUONG Professeur à l'INP de Grenoble

P. PANNIER Professeur à l'Université d'Aix-Marseille

Examineurs :

M. GRZESKOWIAK Maître de conférences à l'Université Paris-Est Marne-la-Vallée

Ce travail a été réalisé au sein du groupe Microtechnologie et Instrumentation pour la Caractérisation Thermique et Electromagnétique (MITEC) à l'Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN).

Avant tout, je tiens à remercier M. Lionel BUCHAILLOT et M. Tuami LASRI de m'y avoir accueilli.

Je suis très heureux que M. Philippe PANNIER, Professeur à l'Université d'Aix-Marseille, et M. Tan Phu VUONG, Professeur à l'INP de Grenoble, m'aient fait l'honneur de rapporter ce travail.

Je suis très honoré de compter Mme Marjorie GRZESKOWIAK maître de conférences à l'Université Paris-Est Marne-la-Vallée, M. Didier DECOSTER Professeur à l'Université de Lille1, et M. David GLAY maître de conférences à l'Université de Lille1, parmi les membres du jury.

J'exprime ma reconnaissance au Professeur Tuami LASRI d'avoir accepté de diriger cette étude et de s'être montré disponible aux moments importants. Ses judicieuses remarques, m'ont bien souvent permis de prendre du recul sur mon travail.

Je remercie l'ensemble de l'équipe MITEC, et particulièrement David GLAY, Kamel HADDADI, Katir ZIOUCHE et Pierre-Yves CRESSON, de m'avoir fait profiter de leurs remarques pertinentes et leurs connaissances.

J'adresse également mes remerciements à Hélène DELSARTE, secrétaire du groupe MITEC, pour sa gentillesse et sa disponibilité.

Que mes camarades du groupe veuillent bien trouver ici l'expression de ma reconnaissance pour l'aide qu'ils m'ont apportée et leur sympathie. Qu'Oussama, Ming-Ming, Qing, Nadine, Hind, Amine, Soufiane, Abdelah, Siija et Zahir soient ainsi remerciés.

Je remercie vivement l'ensemble du personnel administratif et technique, en particulier Mesdames Michelle MIENS et Anne CALLEWAERT du service DAO. Que Messieurs Jean-François DEMEYER et Olivier BRICE soient assurés de mes sincères remerciements pour leur disponibilité.

Je n'oublie pas mes amis, je ne peux malheureusement pas tous vous remercier individuellement ici, mais soyez assurés de ma reconnaissance pour tous les bon moments passés ensemble.

Enfin mes plus vifs remerciements vont à mes parents, mes frères et sœurs pour leur soutien quotidien et leurs encouragements.

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I :	5
ETAT DE L'ART DE LA NANO-CARACTERISATION DANS LE DOMAINE DES HYPERFREQUENCES	
I.1 Introduction	5
I.2 Définitions	7
I.2.1 Introduction	7
I.2.2 Les paramètres S	7
I.2.3 Notion d'impédance caractéristique	8
I.2.4 Conclusion	10
I.3. Instrumentation hyperfréquence	10
I.3.1 Introduction	10
I.3.2 Réflectométrie à deux coupleurs	10
I.3.3 Analyseur de réseaux commercial	11
I.3.3.1 Principe de l'analyseur de réseaux conventionnel hétérodyne	11
I.3.3.2 Calibrage de l'analyseur de réseaux conventionnel hétérodyne	12
I.3.3.3 Conclusion	13
I.3.4 La technique multi-port	13
I.3.4.1 Introduction	13
I.3.4.2 Principe	13
I.3.4.2.1 Principe du corrélateur multi-port	13
I.3.4.2.2 Principe du réflectomètre multi-port	17
I.3.4.2.3 Calibrage des systèmes multi-port	18
I.3.4.3 Conclusion	19
I.3.5 Conclusion	19
I.4. Instrumentation hyperfréquence et nanotechnologies	20
I.4.1 Introduction	20
I.4.2 Limitations face à la mesure de hautes impédances	21
I.4.3 Microscopie champ proche hyperfréquence	25
I.4.4 Conclusion	26
I.5 Caractérisation hyperfréquence à l'échelle nanométrique	26
I.5.1 Introduction	26
I.5.2 Instrumentation hyperfréquence pour la nano-caractérisation	27
I.5.3 Pont de Wheatstone intégré	29
I.5.4 Conclusion	31
I.6 Instrumentation hyperfréquence pour la mesure de hautes impédances	31
I.6.1 Introduction	31
I.6.2 Interférométrie pour la mesure de hautes impédances	31
I.6.3 Conclusion	35
I.7 Conclusion	36
I.8 Références bibliographiques	39

CHAPITRE II :	45
DISPOSITIF HÉTÉRODYNE D'IMPÉDANCE DE RÉFÉRENCE ÉLEVÉE ASSOCIÉ À UN ANALYSEUR DE RÉSEAUX : APPLICATION À LA MESURE DE COEFFICIENTS DE REFLEXION DE HAUTES	
II.1 Introduction	45
II.2 Réflectomètre haute impédance combiné à un VNA	46
II.2.1 Introduction	46
II.2.2 Principe et description des éléments génériques	46
II.2.2.1 Introduction	46
II.2.2.2 Adaptateur d'impédance	51
II.2.2.3 Diviseur de puissance haute impédance	52
II.2.2.4 Conclusion	53
II.2.3 Conclusion	53
II.3 Réalisation du réflectomètre haute impédance	53
II.3.1 Introduction	53
II.3.2 Réalisation et caractérisation de l'adaptateur d'impédance	54
II.3.3 Réalisation et caractérisation du diviseur de puissance haute impédance	56
II.3.4 Conclusion	58
II.4 Application à la mesure de fortes valeurs de résistances	58
II.4.1 Introduction	58
II.4.2 Réflectomètre haute impédance pour la mesure de fortes valeurs de résistances	59
II.4.3 Calibrage et problème direct	60
II.4.4 Résolution du problème inverse	64
II.4.5 Conclusion	66
II.5 Application à la microscopie champ proche haute impédance	67
II.5.1 Introduction	67
II.5.2 Principe du microscope champ proche haute impédance	67
II.5.3 Mise en œuvre du microscope champ proche haute impédance pour la mesure de faibles capacités	69
II.5.4 Conclusion	72
II.6 Conclusion	72
II.7 Références bibliographiques	73

CHAPITRE III :	75
DISPOSITIFS HOMODYNES D'IMPÉDANCE DE RÉFÉRENCE ÉLEVÉE POUR LA MESURE DE HAUTES IMPÉDANCES	
III.1 Introduction	75
III.2 Système d'impédance de référence élevée dédié à la mesure scalaire de fortes impédances	75
III.2.1 Introduction	75
III.2.2 Principe et description des éléments génériques du Scalar High Impedance Reflectometer	76
III.2.2.1 Introduction	76
III.2.2.2 Principe du Scalar High Impedance Reflectometer	76
III.2.2.3 Principe de détection	80
III.2.2.4 Conclusion	81
III.2.3 Réalisation et caractérisation du Scalar High Impedance Reflectometer	82
III.2.3.1 Introduction	82
III.2.3.2 Réalisation du Scalar High Impedance Reflectometer	82
III.2.3.4 Conclusion	83
III.2.4 Mise en œuvre du Scalar High Impedance Reflectometer	84
III.2.4.1 Introduction	84
III.2.4.2 Calibrage et mesure directe	84
III.2.4.3 Résolution du problème inverse	86
III.2.4.1 Conclusion	86
III.2.5 Conclusion	87
III.3 Analyseur de réseaux vectoriel homodyne haute impédance	87
III.3.1 Introduction	87
III.3.2 Principe du Vectorial High Impedance Reflectometer	87
III.3.3 Réalisation du Vectorial High Impedance Reflectometer	90
III.3.4 Calibrage du Vectorial High Impedance Reflectometer	91
III.3.4.1 Problème direct	93
III.3.4.2 Problème inverse	96
III.3.5 Mise en œuvre du Vectorial High Impedance Reflectometer	97
III.3.6 Conclusion	99
III.4 Conclusion	100
III.5 Références bibliographiques	101

CHAPITRE IV :	103
RÉFLECTOMÈTRE QUATRE-PORT BASÉ SUR L'ADDITIVE MIXING:	
APPLICATION À L'ANALYSE DE RÉSEAUX ET À LA MESURE DE HAUTES	
IMPÉDANCES	
IV.1 Introduction	103
IV.2 Analyseur de réseaux vectoriel homodyne : réflectomètre multi-port	103
IV.2.1 Introduction	103
IV.2.2 Réduction du réflectomètre six-port au réflectomètre quatre-port	104
IV.2.3 Conclusion	104
IV.3 Réflectomètre quatre-port basé sur l'additive mixing	105
IV.3.1 Introduction	105
IV.3.2 Principe du Four Port Reflectometer basé sur l'additive mixing	105
IV.3.3 Réalisation et caractérisation du Four port Reflectometer	109
IV.3.4 Application à l'analyse de réseaux	112
IV.3.5 Application à la mesure de hautes impédances	117
IV.3.6 Conclusion	119
IV.4 Conclusion	119
IV.5 Références bibliographiques	121
CONCLUSION GENERALE	124
ANNEXE	128

Listes des figures :

Figure I-1 : Coefficient de réflexion Γ en fonction de la partie réelle R de l'impédance de charge Z .

Figure I-2 : Schéma d'un quadripôle et graphe de transfert associé.

Figure I-3 : Schéma équivalent d'une ligne de transmission.

Figure I-4 : Principe de la réflectométrie à deux coupleurs.

Figure I-5 : Synoptique simplifié d'un analyseur de réseaux hétérodyne [HIE-07].

Figure I-6 : Diagramme de fluence de l'influence des erreurs sur la mesure de S_{11} .

Figure I-7 : Synoptique du corrélateur complexe multi-port.

Figure I-8 : Solution graphique des équations du corrélateur pour l'inconnue X .

Figure I-9 : Structure du corrélateur complexe six-port [GLA 99].

Figure I-10 : Structure du réflectomètre six-port [GLA 99].

Figure I-11 : Principe pour la mesure d'un coefficient de réflexion.

Figure I-12 : Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la charge R_L . $Z_0 = 50 \Omega$.

Figure I-13 : Evolution de $1 - |\Gamma|$ retrouvée pour une charge R_L . $Z_0 = 50 \Omega$.

Figure I-14 : Modèle d'interactions simplifié pointe-échantillon.

Figure I-15 : Principe du microscope à champ proche hyperfréquence SMM [WU-10].

Figure I-16 : Scan 2D du SMM sur un échantillon de SiO_2 sur lequel sont déposés des plots d'or. [WU-10].

Figure I-17 : Pont de Wheatstone réalisé en technologie intégrée pour la mesure d'impédances élevées en hyperfréquence [NOU-10].

Figure I-18 : Synoptique du système de mesure de hautes impédances en gamme micro-ondes [RAN-08].

Figure I-19 : Synoptique du réflectomètre multi-états pour la mesure de hautes impédances en gamme micro-ondes [LEW-08].

Figure II-1 : Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la charge R_L pour différentes impédances de référence Z_0 .

Figure II-2 : Evolutions de $1 - |\Gamma|$ retrouvées pour une charge R_L pour différentes impédances de référence Z_0 .

Figure II-3 : Synoptique du réflectomètre haute impédance chargé par Z_L .

Figure II-4 : Graphe de fluence du réflectomètre haute impédance chargé par Z_L .

Figure II-5 : Schéma électrique du transformateur d'impédance.

- Figure II-6 : Schéma électrique du diviseur de puissance haute impédance.
- Figure II-7 : Masque du transformateur d'impédance.
- Figure II-8 : Photographie de deux adaptateurs d'impédance associés en série.
- Figure II-9 : Caractéristiques de deux adaptateurs d'impédance associés en série. HP8720C.
F= 100 MHz - 2 GHz.
- Figure II-10 : Masque du diviseur de puissance haute impédance.
- Figure II-11 : Photographie du diviseur de puissance haute impédance.
- Figure II-12 : Principales caractéristiques du diviseur de puissance haute impédance.
- Figure II-13 : Masque du réflectomètre haute impédance chargé par Z_L .
- Figure II-14 : Photographie du réflectomètre haute impédance.
- Figure II-15 : Module du coefficient de transmission du circuit haute impédance du réflectomètre obtenu en mesure. F= 100 MHz- 2 GHz
- Figure II-16 : Evolution du module du coefficient de transmission mesuré en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de résistance.
- Figure II-17 : Evolution du coefficient de transmission en fonction de la charge R_L .
- Figure II-18 : Comparaison des mesures RF et en DC obtenues pour des résistances CMS 0402 à différentes fréquences.
- Figure II-19 : Schéma descriptif du microscope champ proche haute impédance [GLA-12].
- Figure II-20 : Simulation HFSS du module du champ électrique de la sonde proposée.
- Figure II-21 : Photographie du microscope champ proche haute impédance [GLA-13]-
[GLA-14].
- Figure II-22 : Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.
h= 20 μ m.
- Figure II-23: Evolution de la capacité en fonction de la hauteur h de sonde.
- Figure III-1 : Reflectomètre pour la mesure scalaire de coefficients de réflexion
- Figure III-2 : Reflectomètre haute impédance pour la mesure scalaire de coefficients de réflexion ($Z_0 = 1 \text{ k}\Omega$) [EL-11].
- Figure III-3 : Evolution du rapport des sensibilités en fonction de la charge R_L .
- Figure III- 4: Modèle électrique de la diode HSMS-2850 [AGI- 99b].
- Figure III-5 : Schéma électrique du détecteur de puissance à base de diode Schottky.
- Figure III-6 : Masque du Scalar High Impedance Reflectometer [EL-11].

Figure III-7 : Réponse du détecteur après amplification (gain=60) en fonction de la puissance hyperfréquence injectée. $F = 500$ MHz.

Figure III-8 : Tension détectée en fonction de la charge R_L . $F = 500$ MHz.

Figure III-9 : Evolution des mesures RF et DC des résistances CMS 0402. $F = 500$ MHz.

Figure III-10 : Topologie du « Vectorial High Impedance Reflectometer ».

Figure III-11 : Solution de Γ retrouvée par les équations (III-10) et (III-11).

Figure III-12 : Masque du Vectorial High Impedance Reflectometer.

Figure III-13 : Photographie du Vectorial High Impedance Reflectometer.

Figure III-14 : Photographie du banc de mesure. $F = 500$ MHz.

Figure III-15 : Evolutions des tensions V_1 et V_2 retrouvées expérimentalement.

Figure III-16 : Rapport des tensions V_1/V_2 obtenu en mesure. $F=0.8$ GHz.

Figure III-17 : Inversion du modèle de calibration obtenue en mesure. $F=0.8$ GHz

Figure III-18 : Mise en œuvre du VHIR pour la mesure de résistances. $F = 0.8$ GHz

Figure IV-1 : Structure du corrélateur quatre-port [HAD-08b].

Figure IV-2: Structure du réflectomètre quatre-port [HAD-08b].

Figure IV-3 : Structure du nouveau corrélateur quatre-port [EL-11].

Figure IV-4 : Structure du détecteur hyperfréquence P_i ($i=3,4$).

Figure IV-5 : Structure du nouveau réflectomètre quatre-port.

Figure IV-6 : Solution graphique des équations du FPR (Four Port Reflectometer) pour l'inconnue Γ .

Figure IV-7 : Photographie du réflectomètre quatre-port [EL-11].

Figure IV-8 : Principales caractéristiques du réflectomètre quatre-port fonctionnant dans la bande 1-4 GHz.

Figure IV-9 : Tension V_3 détectée en fonction de la puissance injectée à 1, 2.5 et 4 GHz.

Figure IV-10 : Evolution des tensions V_3 et V_4 en fonction du coefficient de réflexion.

Figure IV-11 : Représentation en 3D de l'interpolation de V_3 en fonction de $\Gamma=I+jQ$.
 $F = 2.5$ GHz

Figure IV-12 : Comparaison de $\Gamma= I + jQ$ pour 30 charges mesurées. $F = 2.5$ GHz.

Figure IV-13 : Comparaison de $\Gamma= I + jQ$ mesurés pour différentes fréquences.

Figure IV-14 : Schéma électrique du détecteur de puissance à base de diode Schottky.

Figure IV-15 : Sensibilité de la diode HSMS-2850 obtenue pour les impédances caractéristiques de $1k\Omega$ et 50Ω . $F = 1\text{ GHz}$.

Figure IV-16 : Structure du nouveau corrélateur quatre-port haute impédance.

Figure IV-17 : Structure du nouveau réflectomètre quatre-port haute impédance.

Liste des tableaux :

Tableau I-1: Caractéristiques des différents microscopes à sonde locale.

Tableau I-2 : Impédances mesurées à la fréquence de 1.796 GHz.

Tableau I-3 : Vision globale de l'instrumentation hyperfréquence existante face aux problématiques imposées par la nano-caractérisation.

Tableau II-1 : Caractéristiques du transformateur d'impédance, $Z_0 = 1 \text{ k}\Omega$.

Tableau II-2 : Caractéristiques du diviseur haute impédance $Z_0 = 1 \text{ k}\Omega$.

Tableau II-3 : Caractéristiques du substrat utilisé (FR4 1.6 mm).

Tableau III-1 : Coefficients de calibrage retrouvés pour la fréquence de 500 MHz.

Tableau III-2 : Constantes de calibrage trouvées. $F=0.8 \text{ GHz}$

Tableau III-3 : Constantes de calibrage trouvées. $F=0.8 \text{ GHz}$

Tableau IV-1 : Coefficients de calibrage trouvés à 2.5 GHz.

Tableau IV-2 : Comparaison des EVM pour différentes fréquences.

Abbreviations:

ADS : Advanced Design System

AFM : Atomic force microscopy

CMS : Composant Monté en Surface

DST: Dispositif Sous Test

EVM : Error Vector Magnitude

ExCELSiOR: Experimental CEnter for Large Spectrum prOpeRties of nanostructures from DC to Mid-Infrared

FPR : Four Port Reflectometer

HIR : High Impedance Reflectometer

MITEC: Microtechnology and Instrumentation for Thermal and Electromagnetic Characterization

RF : Radio Frequency

SCM: Scanning Capacitance Microscopy

SHIR: Scalar High Impedance Reflectometer

SNOM: Scanning Near-field Optical Microscope

SMM : Scanning Microwave Microscopy

SOL: Short Open Load

STM : Scanning Tunneling Microscope

SWNT : Single-Wall NanoTubes

TSS : Typical Tangential Sensitivity

VHIR: Vectorial High Impedance Reflectometer

VNA: Vector Network Analyzer

INTRODUCTION GENERALE

La miniaturisation croissante des puces électroniques réalisées sur le silicium arrivera, d'après la loi de Moore, à son terme dans quelques années, et commence déjà à connaître certaines limites propres au silicium et aux technologies associées. Les nanotechnologies sont une solution envisageable pour la miniaturisation de toutes sortes de dispositifs électroniques. L'implication et l'intérêt de la communauté scientifique pour les nanotechnologies sont nés il y a une vingtaine d'années. Aujourd'hui celles-ci sont envisagées dans de nombreux domaines d'applications (médecine, énergie, informatique, sécurité,...). Les nanostructures identifiées (exemple : nanotubes...) pour la construction de dispositifs nanoélectroniques présentent des propriétés inimaginables il y a encore quelques années. A la fois très rigides, très souples et très résistants, avec également d'excellentes propriétés électriques, ils ont suscité un réel engouement de la part de la communauté scientifique. Bien que de nombreux progrès aient été réalisés, la difficulté liée à leur manipulation n'est pas entièrement résolue et de nombreux progrès sont encore à faire dans le développement de moyens de caractérisation électromagnétique. Par conséquent, le défi posé dans le domaine des nanotechnologies est la possibilité de disposer de systèmes capables de mesurer les paramètres de réflexion ou/et de transmission de nano-objets dans le domaine des hyperfréquences.

L'objet de cette thèse est de poser les bases d'une nouvelle instrumentation dédiée à la caractérisation hyperfréquence de nano-objets. Le but est d'identifier précisément les limitations des solutions actuelles et de proposer une instrumentation haute impédance homodyne, qui se substituerait à l'analyseur de réseaux hétérodyne conventionnel.

Le manuscrit est organisé autour de quatre chapitres. Le premier chapitre est consacré à la présentation de l'état de l'art de la nano-caractérisation hyperfréquence. Nous présentons dans un premier temps, après un rappel de la définition des paramètres S et de la notion d'impédance, le principe de la réflectométrie hyperfréquence et les techniques de mesures usuelles. Dans un second temps, nous présentons les limitations de ces outils de mesure conventionnels face à l'apparition de nano-dispositifs. Enfin, nous exposons les premiers travaux rapportés dans la littérature pour adapter les outils de mesure à la nano-caractérisation hyperfréquence et plus généralement pour la mesure de composants discrets passifs de haute impédance.

Dans le second volet du mémoire, nous développons une méthode alternative à celle classiquement mis en œuvre pour la caractérisation hyperfréquence de hautes impédances. Nous proposons alors le développement d'une nouvelle instrumentation intrinsèquement haute impédance permettant de faire de l'analyse de réseaux directement sur une impédance de référence élevée, par exemple autour du $k\Omega$ au lieu de 50Ω , valeur de référence des appareils de mesure classiques. Ainsi, nous présentons en premier lieu un nouveau dispositif pour l'instrumentation haute impédance dénommé « High Impedance Reflectometer ». Basé sur le principe d'un réflectomètre combiné à un analyseur de réseaux vectoriel, ce dispositif permet au travers de la mesure d'un coefficient de transmission, de remonter à la grandeur d'intérêt qu'est l'impédance de la charge à caractériser. Ensuite, nous exposons la validation du système à travers deux applications, tout d'abord, dans le cas de la mesure de fortes valeurs de résistances puis au moyen de la réalisation d'un microscope champ proche micro-onde intégrant une sonde à ondes évanescentes.

Dans le troisième volet, la volonté est de développer un dispositif de mesure homodyne qui se substitue à l'analyseur de réseaux hétérodyne classique. Nous présentons, en premier lieu, un réflectomètre scalaire intrinsèquement haute impédance (impédance de référence égale à $1 k\Omega$) dénommé SHIR (Scalar High Impedance Reflectometer) intégrant un détecteur hyperfréquence permettant la mesure scalaire du coefficient de réflexion de hautes valeurs de résistances en régime dynamique. Enfin, en s'appuyant sur ce travail, nous présentons le premier dispositif vectoriel homodyne, d'impédance de référence $1 k\Omega$, dédié à la mesure de fortes valeurs d'impédances opérant en gamme micro-onde.

Dans un dernier chapitre, l'idée est de s'appuyer sur notre expérience au sein du groupe MITEC qui développe depuis plusieurs années des analyseurs de réseaux homodynes en gammes micro-ondes et millimétrique basés sur la technique multi-port d'impédance de référence 50Ω . La volonté est de développer des dispositifs alternatifs à l'analyseur de réseaux hétérodyne conventionnel. Dernièrement nous avons encore simplifié la structure des réflectomètres, permettant la mesure vectorielle du coefficient de réflexion d'un dispositif sous test, grâce à une topologie originale que nous exposons dans ce manuscrit. Cette topologie permet d'évoluer vers des systèmes de mesure vectorielle homodyne plus compacts et offrant également une réduction des pertes d'insertion, très prometteurs face aux défis imposés par les nanotechnologies.

CHAPITRE I
ETAT DE L'ART DE LA NANO-CARACTERISATION DANS
LE DOMAINE DES HYPERFREQUENCES

I.1 Introduction

On assistait jusqu'à présent, dans le domaine de la micro-électronique, à une réduction continue des dimensions des dispositifs électroniques qui a permis une production en masse et donc une diminution du coût de production. Aujourd'hui, ces progrès commencent à connaître certaines limites liées à la technologie et aux matériaux actuels. En plus de la problématique liée à l'échelle, il est nécessaire de limiter au maximum la consommation de puissance. Ainsi, le besoin constant d'améliorer et d'optimiser les interconnexions est rapporté dans la littérature [ITR-10]. En effet, sur les circuits d'aujourd'hui la propagation des signaux hautes fréquences est réalisée en utilisant des interconnexions en cuivre. Cependant la résistivité du cuivre ($1,7 \mu\Omega.cm$) est très importante devant celle de nanostructures découvertes ces dernières années (nanofils, nanotubes de carbone...). Ainsi l'un des avantages d'utiliser celles-ci, est que les électrons s'y déplacent sans perdre beaucoup d'énergie comparativement au cuivre.

C'est dans ce contexte de développement spectaculaire des nano-objets, qu'il est nécessaire de développer des moyens de caractérisation électromagnétique adaptés [RUT-09]. En effet, la première difficulté pour caractériser des nano-composants réside dans le fait qu'ils possèdent en régime dynamique de fortes valeurs d'impédances comparativement aux systèmes de mesure hyperfréquence usuels que sont par exemple les analyseurs de réseaux conventionnels. De plus, les structures hyperfréquence classiques possèdent une impédance caractéristique de 50Ω . Or à l'échelle nanométrique, les composants présentent des valeurs de résistances de l'ordre de la résistance quantique ($25 k\Omega$). L'architecture de l'analyseur de réseaux automatique qui est l'appareil de mesure de référence dans le domaine des hyperfréquences permet de mesurer précisément des variations d'impédance autour de sa propre impédance de référence (50Ω). Cependant, cette précision de mesure et la résolution diminuent sensiblement lorsque l'impédance à mesurer s'écarte fortement de l'impédance de référence (50Ω). La **Figure I-1** illustre ce phénomène au travers de la représentation de l'évolution du coefficient de réflexion (Γ) en fonction d'une impédance réelle Z .

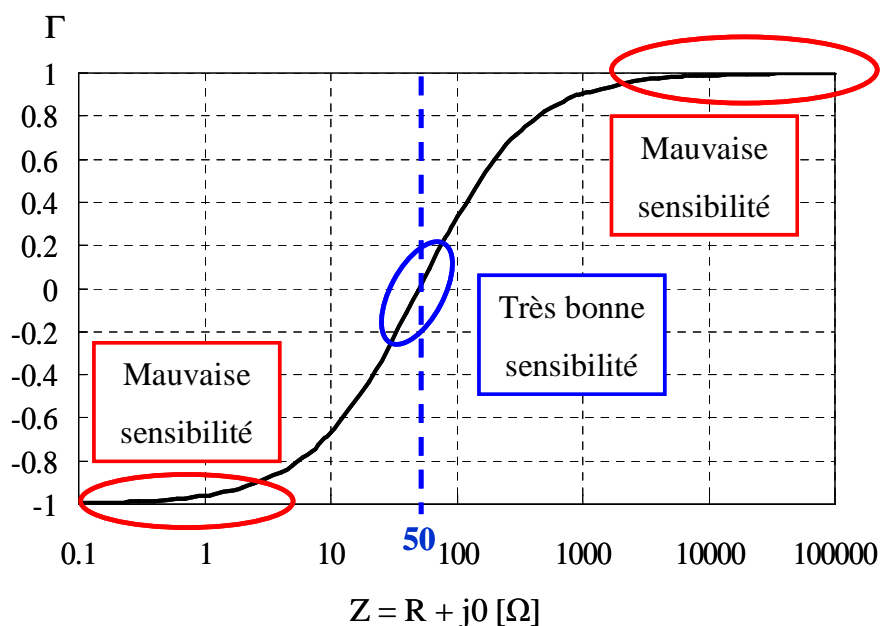


Figure I-1 : Coefficient de réflexion Γ en fonction de la partie réelle R de l'impédance de charge Z .

L'autre problématique liée à la mesure de nano-structures réside dans la discontinuité d'échelle. Les contacts d'accès utilisés dans les techniques de mesure d'aujourd'hui ont des dimensions de l'ordre de plusieurs dizaines de micromètres. Or, les dimensions des structures d'intérêt sont de l'ordre de quelques nanomètres. Cette disproportion d'échelle engendre des capacités parasites qui de surcroît sont prépondérantes devant l'impédance des nano-objets sous test [LI-04]-[PLO-07].

Par conséquent, un des défis posé dans le domaine des nanotechnologies est la possibilité de disposer de systèmes capables de mesurer les paramètres de réflexion ou/et de transmission de nano-objets dans le domaine des hyperfréquences.

Dans la suite de ce manuscrit, après un rappel de la définition des paramètres S et de la notion d'impédance, nous exposons en premier lieu le principe de la réflectométrie hyperfréquence et les techniques de mesures usuelles. Dans un second temps, nous présentons les limitations de ces outils de mesure conventionnels face à l'émergence d'applications dans le domaine des nanotechnologies. Enfin, nous exposons les premiers travaux rapportés dans la littérature pour adapter les outils de mesures à la nano-caractérisation hyperfréquence et plus généralement pour la mesure de composants discrets passifs de hautes impédances.

I.2. Définitions

I.2.1 Introduction

Ce paragraphe présente brièvement les paramètres S qui représentent l'outil de base pour l'étude de circuits et de composants en hyperfréquence. Nous verrons également que la notion d'impédance, dans la caractérisation de quadripôles ou des multipôles linéaires en hyperfréquence, est toute aussi importante.

I.2.2 Paramètres S

Nous donnons ci-dessous (Figure I-2) le schéma d'un quadripôle et les équations associées.

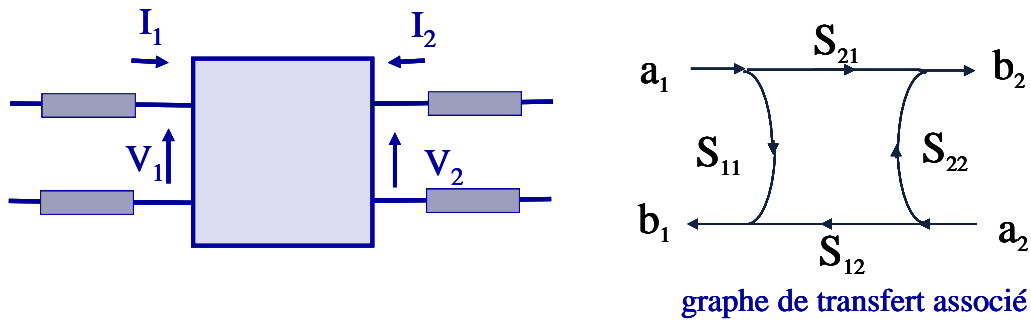


Figure I-2 : Schéma d'un quadripôle et graphe de transfert associé.

$$a_i = \frac{(V_i + Z_{Ci} I_i)}{2\sqrt{R_{Ci}}} \quad (I-1)$$

$$b_i = \frac{(V_i - Z_{Ci}^* I_i)}{2\sqrt{R_{Ci}}} \quad (I-2)$$

où:

a_i est l'onde incidente à l'accès "i",

b_i est l'onde réfléchie à l'accès "i",

Z_{Ci} est l'impédance de référence au port "i",

R_{Ci} est la partie réelle de Z_{Ci} .

Les paramètres S spécifiques au quadripôle s'écrivent de la façon suivante :

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (I-3)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (I-4)$$

S_{11} : coefficient de réflexion à l'accès 1 quand l'accès 2 est adapté ;

S_{12} : coefficient de transmission inverse quand l'accès 1 est adapté ;

S_{21} : coefficient de transmission direct quand l'accès 2 est adapté ;

S_{22} : coefficient de réflexion à l'accès 2 quand l'accès 1 est adapté.

Les paramètres S sont obtenus par :

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (\text{I-5})$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (\text{I-6})$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (\text{I-7})$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (\text{I-8})$$

La condition $a_i = 0$ se traduit ainsi par :

$$a_i = \frac{(V_i + Z_{Ci} I_i)}{2\sqrt{R_{Ci}}} = 0 \Leftrightarrow V_i = -Z_{Ci} I_i \quad (\text{I-9})$$

Les coefficients S_{ij} sont donc obtenus en connectant à l'accès j une charge $Z_{Lj} = Z_{Cj}$, correspondant à une charge dite adaptée.

Dans la partie suivante nous nous intéressons à la notion d'impédance caractéristique.

I.2.3 Notion d'impédance caractéristique

Une ligne de transmission peut être modélisée par le schéma donné en **Figure I-3** :

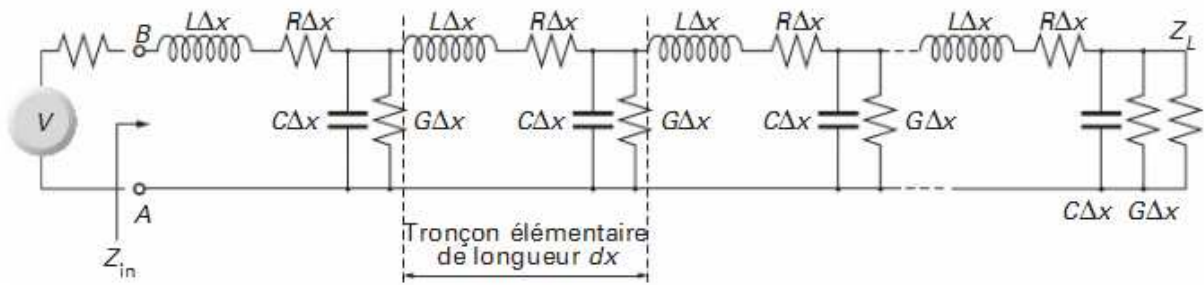


Figure I-3 : Schéma équivalent d'une ligne de transmission. [DIE-08].

Chaque tronçon élémentaire de longueur dx est constitué de quatre éléments. D'une résistance $R\Delta x$, une inductance $L\Delta x$, une capacité $C\Delta x$ et une conductance de fuite $G\Delta x$.

Pour une ligne de transmission réelle, l'impédance caractéristique qui représente l'impédance vue par le générateur lors de la transmission, est un nombre complexe défini par :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (\text{I-10})$$

Notons qu'elle dépend uniquement des caractéristiques de la ligne de propagation.

Dans le cas d'une ligne sans pertes, l'équation (I-10) peut s'écrire de la façon suivante :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{I-11})$$

Il existe plusieurs types de lignes de transmission, comme par exemple :

- les lignes coaxiales,
- les lignes microstrip,
- les lignes coplanaires,
- les lignes à fentes,
- les conducteurs stripline.

L'impédance Z_c de toutes ces lignes dépend des caractéristiques physiques de la ligne de transmission et reste limitée par l'impédance du vide ($\sim 377 \Omega$).

I.2.4 Conclusion

Dans cette partie première partie nous avons rappelé quelques notions de base. Nous avons vu qu'un système hyperfréquence peut être modélisé par un quadripôle dont les paramètres S s'expriment en fonction des ondes incidentes et des ondes réfléchies dépendant des impédances des ports du système. Dans la partie suivante, nous nous intéressons à la mesure expérimentale de ces paramètres S.

I.3 Instrumentation hyperfréquence

I.3.1 Introduction

Généralement, les paramètres S permettent, au travers de la mesure d'une impédance normalisée par rapport à l'impédance caractéristique de la ligne ou celle du mode de propagation, de caractériser un dispositif sous test (DST). Dans la partie suivante nous exposons le principe de l'interférométrie hyperfréquence utilisé pour la détermination d'une impédance.

I.3.2 Réflectométrie à deux coupleurs

La réflectométrie à deux coupleurs est une méthode utilisée pour la mesure de paramètres S et permet la détermination vectorielle des coefficients de réflexion. La **Figure I-4** illustre son principe de fonctionnement. Lorsqu'une onde incidente est présentée à l'entrée d'un DST, une partie du signal est transmise au travers du dispositif et une partie est réfléchi compte tenu de la différence d'impédances caractéristique entre le coupleur et le DST.

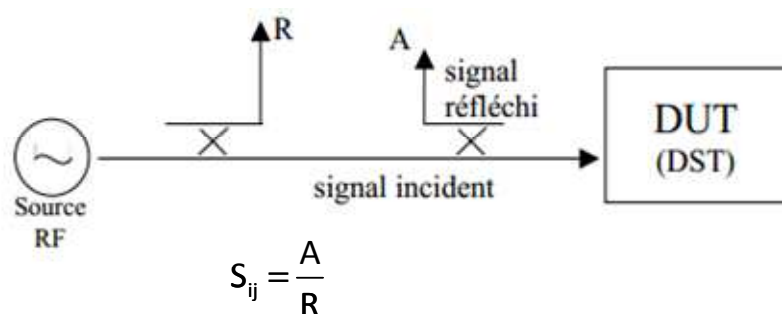


Figure I-4 : Principe de la réflectométrie à deux coupleurs.

Une source RF alimente le DST. On récupère, à l'aide d'un coupleur, le signal réfléchi A. Le signal transmis B est retrouvé en sortie. En supposant les deux coupleurs identiques, symétriques, parfaitement adaptés, et de directivités comparables, on peut obtenir la matrice [S] de l'ensemble. L'utilisation d'un signal de référence R permet d'être insensible aux variations de puissance du générateur.

Nous verrons dans la suite de ce manuscrit, que les mêmes méthodes sont utilisées dans l'analyseur de réseaux vectoriel.

I.3.3 Analyseur de réseaux conventionnel hétérodyne

I.3.3.1 Principe de l'anlayseur de réseaux conventionnel hétérodyne

Le synoptique simplifié d'un analyseur de réseaux à deux accès est donné en **Figure I-5**.

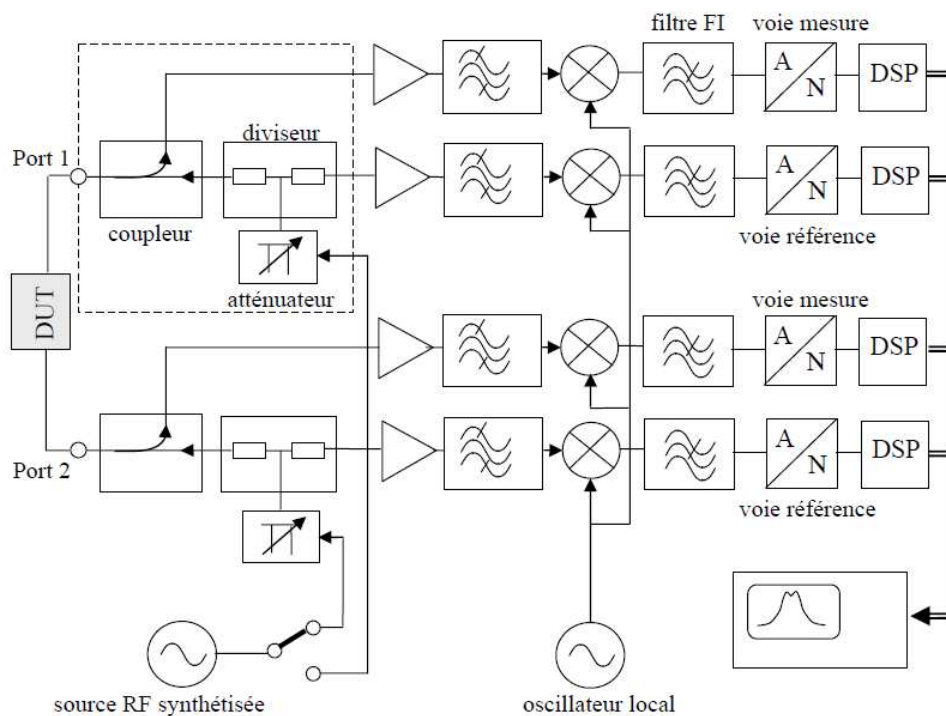


Figure I-5 : Synoptique simplifié d'un analyseur de réseaux hétérodyne [HIE-07].

Il comprend une source RF (Radio Fréquence) qui, dans le cas d'un analyseur deux ports, peut être dirigée vers l'accès 1 (ou l'accès 2) pour la mesure des paramètres S_{11} et S_{21} (ou S_{22} et S_{12}).

La puissance injectée est contrôlée au moyen d'un atténuateur de manière à pouvoir ajuster la puissance lors des tests en fonction du DST à caractériser. La puissance fournie par la source est séparée en deux au travers d'un diviseur de puissance, une partie est dirigée vers la voie de référence, l'autre partie est dirigée vers le DST. Les signaux réfléchis et transmis sont également récupérés. Ces signaux RF sont translatés autour d'une fréquence intermédiaire au moyen d'un mélangeur et d'un oscillateur local. Ils sont ensuite échantillonnés, numérisés et traités par un processeur.

Cependant, d'inévitables imperfections, intrinsèques aux éléments constituant l'analyseur de réseaux, apparaissent lors de la mesure des paramètres S. Il est donc nécessaire de quantifier ces imperfections afin de remonter aux vraies valeurs. C'est l'objet du calibrage vectoriel que l'on présente dans la suite de ce travail.

I.3.3.2 Calibrage de l'analyseur de réseaux conventionnel

Le calibrage a pour rôle de prendre en compte toutes les imperfections de tous les éléments présents dans la chaîne de mesure. Son principe est d'obtenir un système d'équations exprimant les vraies valeurs des paramètres S en fonction des paramètres S mesurés. Pour simplifier la présentation de ce calibrage, nous allons nous placer dans la configuration « 1-port » et nous intéresser uniquement au calibrage pour les mesures en réflexion.

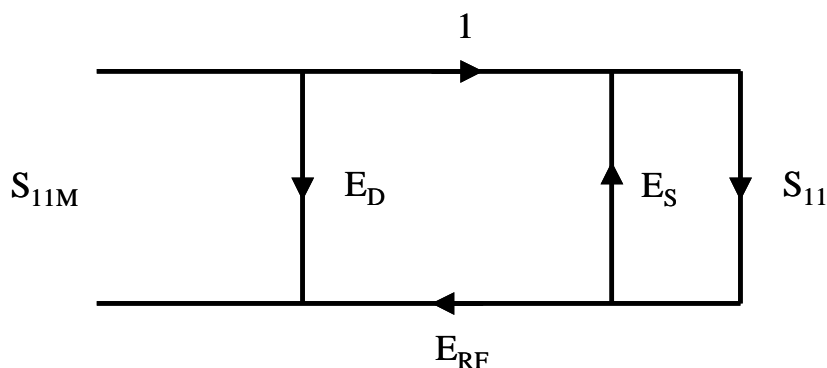


Figure I-6 : Graphe de fluence de l'influence des erreurs sur la mesure de S_{11} .

Comme l'illustre le diagramme de fluence présenté en **Figure I-6**, dans une configuration de mesure en réflexion trois erreurs apparaissent : la directivité E_D , la désadaptation de la source E_S et enfin la réponse fréquentielle du détecteur E_{RF} .

Le paramètre S_{11M} correspondant à la mesure du coefficient de réflexion S_{11} peut alors s'exprimer par :

$$S_{11M} = E_D + E_{RF} \frac{S_{11}}{1 - E_S S_{11}} \quad (\text{I-12})$$

L'équation (I-12) permet de formuler S_{11M} en fonction de la vraie valeur S_{11} .

L'utilisation de trois étalons de calibrage (généralement un court-circuit, un circuit ouvert et une charge adaptée) offre un système de trois équations à trois inconnues. Sa résolution permet de retrouver ces trois valeurs d'erreurs afin de remonter à la valeur du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la mesure de S_{11M} par inversion de l'équation (I-12).

I.3.3.3 Conclusion

Après avoir présenté l'appareil de mesure usuel, qu'est l'analyseur de réseaux hétérodyne et sa méthode de calibrage, nous présentons dans la partie suivante une instrumentation hyperfréquence homodyne présente dans la littérature et permettant également la mesure de paramètres S.

I.3.4 La technique multi-port

I.3.4.1 Introduction

Initiée par Engen et Hoer en 1977, la technique multi-port repose uniquement sur des mesures de puissances suivies d'un traitement mathématique des données pour accéder à une mesure vectorielle d'un DST [ENG-77a]-[HOE-77]. Les dispositifs basés sur cette technique ont une architecture homodyne, simple et un faible coût qui permet de les retrouver dans de nombreux domaines d'applications, comme par exemple l'analyse de réseaux [MOH-10], les télécommunications [DJO-10] ou encore le radar [HAD-11].

Au sein du groupe MITEC, le développement de dispositifs, basés sur la technique multi-port ayant été largement décrit dans les thèses et les publications scientifiques antérieures, nous n'exposons dans ce travail que le principe général nécessaire à la compréhension de ces dispositifs [HAD-07].

I.3.4.2 Principe

I.3.4.2.1 Principe du corrélateur multi-port

La brique de base d'un système multi-port est le corrélateur. Il consiste en l'association d'un réseau multi-port (à n accès) à des détecteurs de puissance permettant la corrélation de deux sources cohérentes.

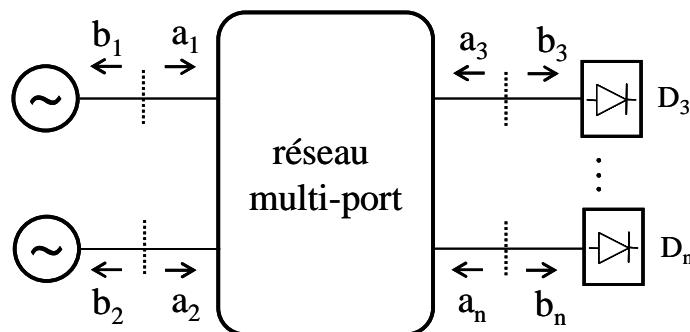


Figure I-7 : Synoptique du corrélateur complexe multi-port.

Le corrélateur multi-port (**Figure I-7**) a pour but de retrouver le rapport complexe entre les ondes a_1 et a_2 .

Pour exposer le principe de la technique multi-port, nous nous intéressons au corrélateur six-port qui est le plus répandu dans la littérature. L'état du réseau six-port est déterminé par douze pseudo-ondes incidentes a_i et émergentes b_i ($i = 1, \dots, 6$). Ces pseudo-ondes sont couplées aux paramètres S_{ij} du réseau six-port et sont définies par les six équations suivantes :

$$b_i = \sum_{j=1}^6 S_{ij} a_j \quad \text{pour } i = 1, \dots, 6 \quad (\text{I-13})$$

Les ondes b_i ($i = 3, \dots, 6$) sur les détecteurs D_i que l'on considère comme parfaitement adaptés au réseau six-port ($a_i = 0$ pour $i = 3, \dots, 6$), peuvent être exprimées par :

$$b_i = S_{i1} a_1 + S_{i2} a_2 \quad \text{pour } i = 3, \dots, 6 \quad (\text{I-14})$$

Les puissances mesurées par les détecteurs quadratiques D_i ($i = 3, \dots, 6$) s'écrivent :

$$P_i = |b_i|^2 = |S_{i1}a_1 + S_{i2}a_2|^2 \quad \text{pour } i = 3, \dots, 6 \quad (\text{I-15})$$

En introduisant le rapport complexe des deux entrées a_1 et a_2 à mesurer, $X = \frac{a_2}{a_1}$, le système d'équations précédent devient :

$$P_i = |S_{i2}|^2 |a_1|^2 \left| X + \frac{S_{i1}}{S_{i2}} \right|^2 \quad \text{pour } i = 3, \dots, 6 \quad (\text{I-16})$$

L'un des détecteurs est utilisé comme détecteur de référence et doit idéalement ne dépendre que de la pseudo-onde a_1 . En considérant D_3 comme détecteur de référence, il est alors possible d'écrire :

$$P_3 = |S_{31}|^2 |a_1|^2 |dX + 1|^2 \quad \text{avec } d = \frac{S_{32}}{S_{31}} \quad (\text{I-17})$$

En normalisant les puissances détectées aux accès 4, 5 et 6 par rapport à celle détectée à l'accès 3, on retrouve finalement le système d'équations suivant :

$$p_i = \frac{P_i}{P_3} = C_i \left| \frac{X - q_i}{dX + 1} \right|^2 \quad \text{pour } i = 4, 5, 6 \quad (\text{I-18})$$

$$\text{avec : } C_i = \left| \frac{S_{i2}}{S_{31}} \right|^2 \quad \text{et} \quad q_i = -\frac{S_{i1}}{S_{i2}} \quad (\text{I-19})$$

On note que les équations deviennent indépendantes de la puissance délivrée par le générateur.

Dans le cas d'un détecteur de référence parfait ($d = 0$), l'équation se résume à :

$$p_i = \frac{P_i}{P_3} = C_i |X - q_i|^2 \quad \text{pour } i = 4, 5, 6 \quad (\text{I-20})$$

En considérant les modules et phases des quantités complexes q_i et X , l'équation (I-20) peut aussi être écrite de la manière suivante:

$$p_i = \frac{P_i}{P_3} = C_i \left(|X|^2 + |q_i|^2 + 2|q_i||X| \cos(\arg(q_i - X)) \right) \quad \text{pour } i = 4, 5, 6 \quad (\text{I-21})$$

Et en exprimant les parties réelles et imaginaires de X et q_i par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} I &= \text{Re}(X) & \text{et} & & Q &= \text{Im}(X) \\ I_{q_i} &= \text{Re}(q_i) & \text{et} & & Q_{q_i} &= \text{Im}(q_i) \quad i = 4, 5, 6 \end{aligned} \quad (\text{I-22})$$

il est possible d'écrire :

$$p_i = C_i \left((I - I_{q_i})^2 + (Q - Q_{q_i})^2 \right) \quad i = 4, 5, 6 \quad (\text{I-23})$$

Graphiquement, chacune de ces équations représente un cercle de centre q_i et de rayon $r_i = \sqrt{p_i/C_i}$. Le rayon est donc proportionnel à la racine carrée des puissances détectées. Chacun des cercles représente une multitude de valeurs pour X satisfaisant une équation particulière. La solution correspond à l'intersection commune des trois cercles (**Figure I-8**). La zone à l'intérieur du cercle unité correspond à toutes les charges passives.

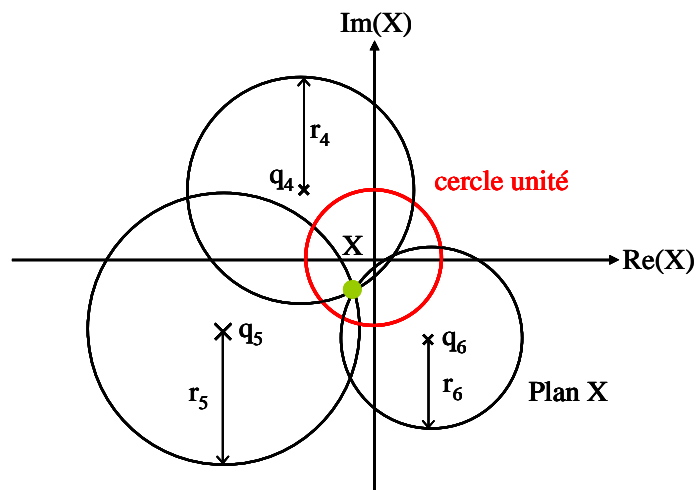


Figure I-8 : Solution graphique des équations du corrélateur pour l'inconnue X.

Pour illustration, nous donnons une structure de corrélateur complexe six-port en **Figure I-9**. Elle comprend quatre coupleurs de type 'branchline', quatre détecteurs quadratiques, deux charges adaptées et une ligne à retard 90° [GLA 99].

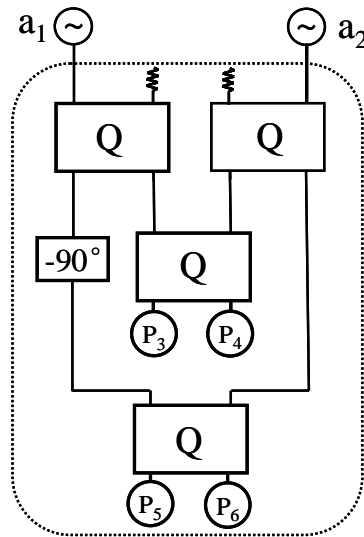


Figure I-9 : Structure du corrélateur complexe six-port [GLA 99].

Comme nous l'avons mentionné, le corrélateur complexe constitue la brique de base pour la réalisation de réflectomètres multi-port destinés à l'analyse de réseaux. Nous présentons dans le paragraphe suivant le principe de fonctionnement du réflectomètre multi-port.

I.3.4.2.2 Principe du réflectomètre multi-port

Le corrélateur six-port associé à deux coupleurs de type 'branchline' forme le réflectomètre six-port. Le synoptique de ce dernier est donné en **Figure I-10**. Ce système permet de mesurer le coefficient de réflexion Γ d'un dispositif sous test (DST).

Une source hyperfréquence délivre un signal a_1 . Ce signal est divisé au moyen d'un premier coupleur. Une partie du signal est injectée vers l'une des entrées du corrélateur complexe et l'autre partie vers un deuxième coupleur afin d'alimenter le port de mesure associé à l'accès du DST. Le signal réfléchi par celui-ci alimente, au travers d'un deuxième coupleur, l'autre entrée du corrélateur complexe. Nous obtenons finalement quatre tensions, V_1 à V_4 , mesurées respectivement par les diodes D_1 à D_4 permettant de calculer le coefficient de réflexion Γ , dans le plan d'accès du DST.

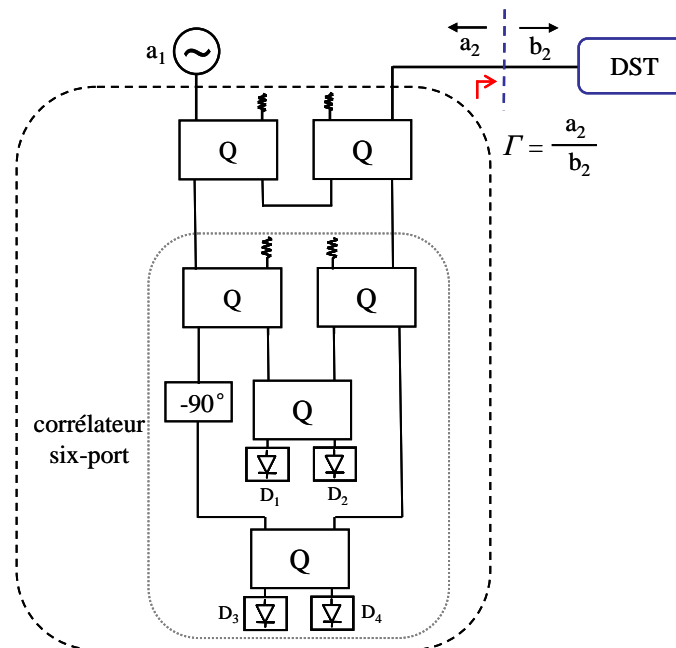


Figure I-10 : Structure du réflectomètre six-port [GLA 99].

Dans la suite de ce manuscrit, nous présentons la méthode de calibrage des systèmes multi-port.

I.3.4.2.3 Calibrage des systèmes multi-port

Comme tout appareil de mesure, le réflectomètre multi-port doit être préalablement calibré avant toute mesure. Des coefficients de calibrage sont introduits afin de prendre en compte les imperfections liées à la réalisation du dispositif. Une procédure de calibrage permet de retrouver ces constantes et de remonter au coefficient de réflexion du DST à partir des mesures de puissance. Les techniques de calibrage des dispositifs multi-port ont été largement décrites dans la littérature. Dès 1978, Engen propose une technique de calibrage de dispositifs six-port qui est la plus répandue [ENG-78]. Cependant, une technique de calibrage originale a été développée au sein du groupe MITEC. Cette méthode présente de nombreux avantages et sera utilisée dans la suite de ce travail. Elle permet de prendre en compte les imperfections technologiques liées à la réalisation mais également d'étendre de manière logicielle la bande passante de fonctionnement du réflectomètre [HAD-08b].

Nous donnons un modèle de calibrage valable dans le cas d'un réflectomètre six-port dans lequel les tensions de sortie des détecteurs quadratiques sont exprimées dans l'équation

(I-24) incluant les termes de Fourier du second ordre (a_{i4} et a_{i5}) et du troisième ordre (a_{i6} et a_{i7}) :

$$\begin{aligned}
 V_i = & a_{i0} + a_{i1}|\Gamma|^2 + a_{i2}|\Gamma|\sin(\arg(\Gamma)) + a_{i3}|\Gamma|\cos(\arg(\Gamma)) \\
 & + a_{i4}|\Gamma|^2 \sin(2 \arg(\Gamma)) + a_{i5}|\Gamma|^2 \cos(2 \arg(\Gamma)) \quad \text{pour } i = 1, \dots, 4 \\
 & + a_{i6}|\Gamma|^3 \sin(3 \arg(\Gamma)) + a_{i7}|\Gamma|^3 \cos(3 \arg(\Gamma))
 \end{aligned} \tag{I-24}$$

L'équation (I-24) décrit ainsi les relations entre les tensions détectées et le paramètre Γ du DST au travers des paramètres réels a_{ij} ($i = 1, \dots, 4$ et $j = 0, \dots, 7$). La connaissance de ces coefficients de calibrage a_{ij} et la mesure des quatre tensions V_1 à V_4 permettent de déterminer le coefficient de réflexion Γ par inversion mathématique du modèle.

I.3.4.3 Conclusion

Dans ce paragraphe, nous avons présenté de manière synthétique la technique multi-port pour la mesure de paramètres S. Contrairement aux analyseurs de réseaux commerciaux, ces dispositifs homodynes à base de multi-ports présentent une architecture beaucoup plus simple, un faible coût, un faible encombrement et s'avèrent donc particulièrement adaptés à des applications hors laboratoire. De la même façon que pour la réflectométrie à deux coupleurs présentée précédemment, l'inconvénient majeur de cette technique d'instrumentation réside dans la directivité des coupleurs utilisés. La technique de calibrage présentée permet néanmoins de repousser cette limitation.

I.3.5 Conclusion

Après avoir présenté les paramètres S et ce que représente l'impédance caractéristique, nous avons décrit les différentes techniques présentées dans la littérature, permettant la mesure d'une charge passive dans le domaine des hyperfréquences. Toutes ces méthodes reposent sur une impédance caractéristique de travail de 50Ω .

Dans la suite de ce chapitre, nous montrons la limitation des outils de caractérisation usuels face aux nanotechnologies. Nous présentons également des travaux récents rapportés dans la littérature permettant de mieux les adapter ou de mettre au point de nouvelles techniques dédiées.

I.4. Instrumentation hyperfréquence et nanotechnologies.

I.4.1 Introduction

Leur taille nanométrique offre aux nanostructures des propriétés exceptionnelles. En effet, l'échelle du nanomètre se situe à la frontière entre deux lois physiques dominantes. A l'échelle micrométrique, les lois physiques dites « classiques » sont majoritaires et les effets de la physique quantique sont très faibles. A l'échelle nanométrique, la physique quantique se manifeste majoritairement et la physique « classique » devient minoritaire. C'est pourquoi, au niveau du nanomètre, de nombreuses réactions totalement différentes se manifestent. A l'échelle nanométrique, le rapport entre la surface et le volume du nano-objet augmente. Concrètement, cela signifie que sa surface diminue moins vite que son volume. Les objets sont donc beaucoup plus réactifs aux éléments extérieurs et les réactions chimiques sont donc plus nombreuses et plus intenses. Et c'est ainsi que les éléments nanométriques présentent de nouvelles propriétés (chimiques, électriques ou encore magnétiques) qu'ils ne posséderaient pas à une échelle macroscopique.

Les microsystèmes et microcomposants connaissent ainsi une miniaturisation croissante pour devenir les nanosystèmes et nanocomposants de demain. Cette miniaturisation impose des investissements considérables nécessaires à la mise en place de nouveaux procédés de fabrication plus adaptés. Pour cela, la communauté scientifique réfléchit à la mise au point d'une nouvelle méthode d'assemblage atome par atome. En effet, l'approche développée pour l'industrie de la microélectronique, dite « top-down » (ou descendante) qui vise à fractionner la matière pour en faire des produits de la dimension du nanomètre, semble montrer des limites. Dans un article publié en 2011, M. Kelly énonce qu'il lui semble impossible de produire industriellement des structures inférieures ou égales à trois nanomètres en utilisant cette approche descendante [KEL-11]. Une alternative pour lever cette limitation qui semble inhérente à l'approche « top-down » existe. Cette approche alternative, dite « bottom-up » (ou ascendante), consiste en l'assemblage de petites unités afin d'élaborer le matériau complet. Cela consiste à fabriquer un dispositif à partir de constituants élémentaires que sont par exemple les atomes ou les molécules à l'aide d'équipements comme les microscopes à effet tunnel ou à force atomique.

En plus d'inventer de nouveaux instruments de fabrication, il faut également inventer de nouveaux instruments d'observation et de caractérisation, notamment en hyperfréquence afin

de comprendre le comportement de ces nanosystèmes et nanocomposants de demain. En effet, dans le domaine des hyperfréquences, de très nombreux dispositifs utilisant des nano-objets sont apparus dans la littérature depuis une dizaine d'années [BAC-01]-[JAV-02]-[SIN-04]-[LI-04]-[BAL-05]-[CHE-06]-[KAN-07]-[WAN-07]. Dans la suite de ce manuscrit nous mettons en évidence les limitations de l'instrumentation hyperfréquence d'aujourd'hui pour la mesure de hautes impédances.

I.4.2 Limitations face à la mesure de hautes impédances

Comme nous l'avons vu précédemment, l'analyseur de réseaux est l'appareil de mesure usuel en hyperfréquence. Pour simplifier les représentations, le VNA (pour Vector Network Analyzer) peut être schématisé comme une source d'impédance $Z_0=50 \Omega$ (Figure I-11).

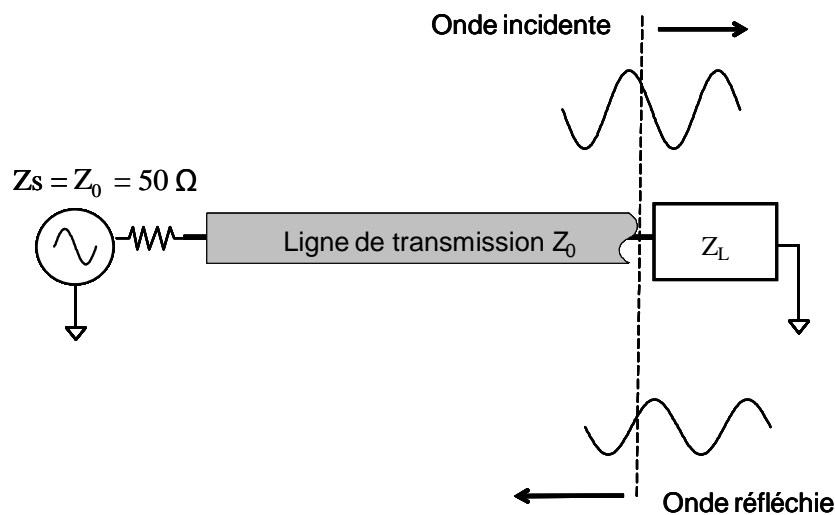


Figure I-11 : Principe pour la mesure d'un coefficient de réflexion.

Nous donnons en Figure I-11, le schéma de principe pour la mesure d'un coefficient de réflexion. Une partie du signal incident est renvoyée vers le détecteur du VNA et mesurée comme étant le signal réfléchi. Ce signal est fonction de la variation d'impédance entre la source et la charge Z_L .

Le coefficient de réflexion Γ est défini comme le rapport complexe des ondes réfléchie et incidente et peut être exprimé par la relation suivante :

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (\text{I-25})$$

Z_L représente l'impédance de la charge et Z_0 l'impédance de référence du système de mesure. Nous présentons en **Figure I-12** le comportement de ce coefficient de réflexion en fonction d'une charge purement résistive ($Z_L = R_L$).

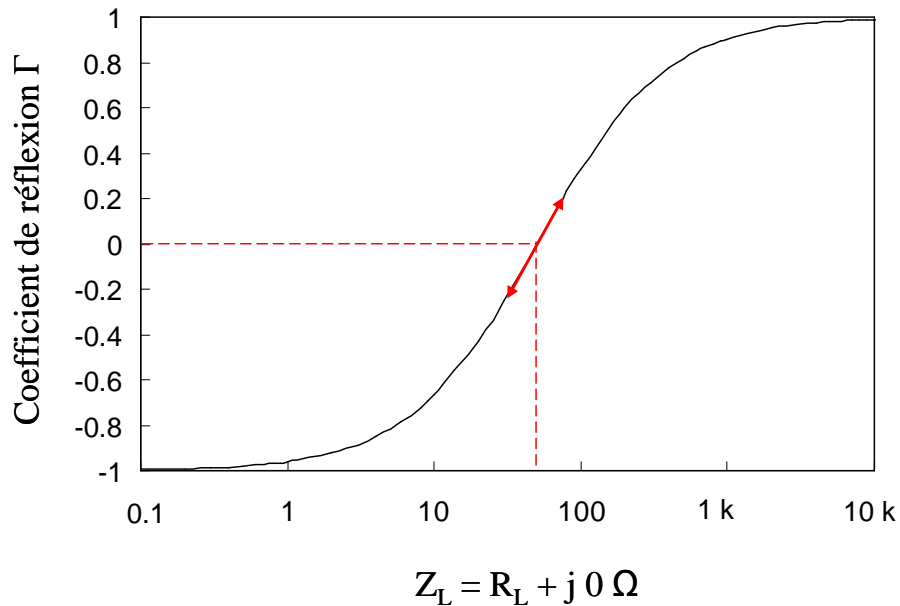


Figure I-12 : Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la charge R_L . $Z_0 = 50 \Omega$.

De manière à mettre d'avantage en évidence cette limitation, notre choix s'est porté sur la représentation de l'expression $1 - |\Gamma|$ (**Figure I-13**).

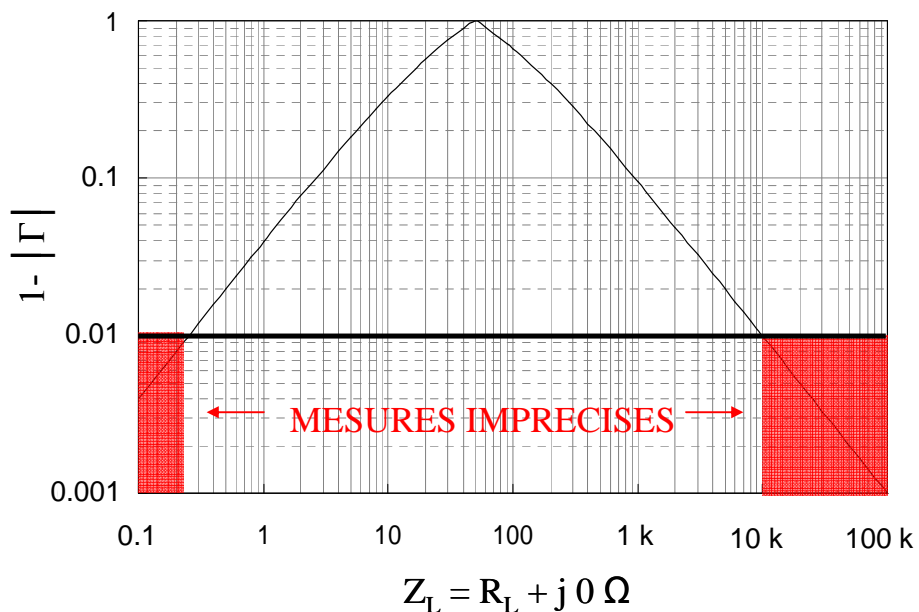


Figure I-13 : Evolution de $1 - |\Gamma|$ retrouvée pour une charge R_L . $Z_0 = 50 \Omega$.

On note une très bonne sensibilité de mesure du coefficient de réflexion Γ autour de l'impédance Z_0 . Mais cette sensibilité de mesure diminue grandement pour les fortes et les faibles valeurs d'impédances. Ainsi l'appareillage de mesure conventionnel (50Ω) peut difficilement distinguer une charge de 0.1Ω d'une charge de 0.2Ω . De la même façon, on rencontre cette même difficulté pour des charges au delà de $10 \text{ k}\Omega$.

Aussi, la technique multi-port telle qu'elle existe dans la littérature ne peut offrir de bonnes performances pour la mesure de hautes impédances. En effet, les éléments constituant les réflectomètres multi-port présentent des impédances de référence 50Ω et rencontrent donc les mêmes limitations que l'analyseur de réseaux commercial en termes de mesures de hautes impédances.

En fait pour observer et comprendre le nano-monde, la communauté scientifique s'est en premier lieu aidé de la microscopie champ proche, qui consiste à venir explorer un échantillon ou un objet à l'aide d'une sonde de petite taille placée au plus près de celui-ci. Le **Tableau I-1** suivant résume les principaux microscopes champ proche à sonde locale.

Type de microscopie	Résolution latérale (nm)	Informations
à effet tunnel (STM)	0.1	<ul style="list-style-type: none"> • Caractérisations structurales et électroniques • Manipulation d'atomes • Nanogravure
à force atomique (AFM)	0.1	<ul style="list-style-type: none"> • Topographie • Mesure de forces
tunnel électrochimique	0.1	<ul style="list-style-type: none"> • Suivi d'attaques ou de dépôts électrochimiques
à électrons balistiques	1	<ul style="list-style-type: none"> • Topographie • Caractéristiques locales de diodes
à force magnétique	10	<ul style="list-style-type: none"> • Magnétisation locale
à effet tunnel optique	10	<ul style="list-style-type: none"> • Caractérisation optique locale
optique en champ proche (SNOM)	10	<ul style="list-style-type: none"> • Caractérisation optique locale • Spectroscopie
capacitif (SCM)	10	<ul style="list-style-type: none"> • Capacité locale • Profil de dopants
à force électrostatique	10	<ul style="list-style-type: none"> • Cartographie de répartition de charges
thermique en champ proche	100	<ul style="list-style-type: none"> • Cartographie de température de surface
acoustique en champ proche	1000	<ul style="list-style-type: none"> • Cartographie d'impédance acoustique

Tableau I-1: Caractéristiques des différents microscopes à sonde locale [SAL-99].

Dans la section suivante nous présentons brièvement la microscopie champ proche et plus particulièrement dans le domaine des hyperfréquences.

I.4.3 Microscopie champ proche hyperfréquence

La microscopie champ proche dans le domaine des hyperfréquences est basée sur l'utilisation d'une sonde à ondes évanescentes dont le principe de fonctionnement est simple et largement décrit dans la littérature [TAB-99]-[TAB-04]. Lorsqu'un objet est placé à proximité de la sonde du microscope champ proche, les propriétés de celle-ci sont affectées par la présence de l'échantillon.

L'interaction entre la pointe et l'échantillon peut être symbolisée par un modèle à éléments localisés simplifié correspondant à un condensateur en série avec une résistance comme le montre la **Figure I-14**.

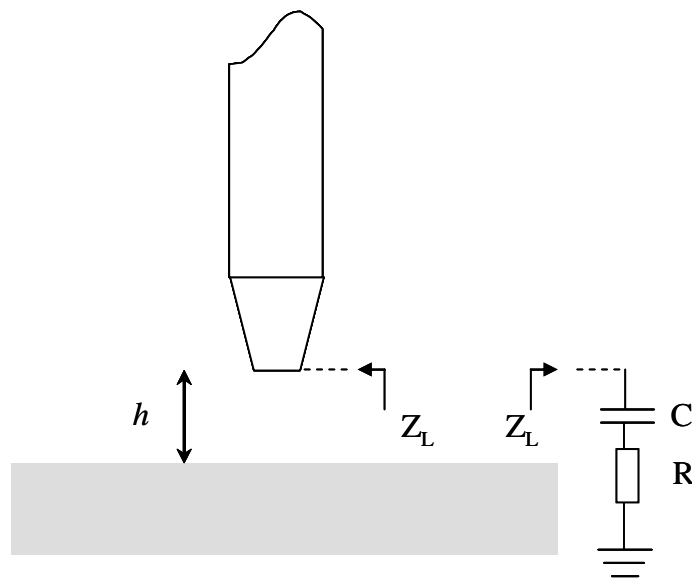


Figure I-14 : Modèle d'interactions simplifié pointe-échantillon.

L'échantillon apparaît donc comme une impédance que l'on peut écrire sous la forme :

$$Z_L = R + \frac{1}{jC\omega} \quad (\text{I-26})$$

En microscopie champ proche hyperfréquence, il existe deux modes de fonctionnement :

- mode résonant
- mode non résonant

Le microscope champ proche en mode résonant est le plus répandu dans la littérature. Son fonctionnement est le suivant : lorsqu'un objet est placé à proximité de la sonde du microscope champ proche, les propriétés de la sonde sont affectées par la présence de l'échantillon provoquant ainsi un décalage de la fréquence de résonance et une variation du coefficient de qualité du circuit résonant. L'inconvénient majeur de cette technique est qu'elle offre une bande de fréquences de fonctionnement très étroite.

Dans le mode non résonant, le microscope champ proche n'intègre pas de résonateur. Les signaux micro-ondes sont envoyés à l'échantillon et peuvent être mesurés après réflexion ou transmission sur celui-ci. On peut considérer que la sonde est directement reliée à l'appareil de mesure offrant ainsi un fonctionnement large bande. Cependant cette technique est peu sensible contrairement au microscope champ proche résonant compte tenu du fort contraste d'impédance entre la sonde et l'analyseur de réseaux.

De plus, la miniaturisation croissante des dispositifs impose une amélioration des ces microscopes champ proche afin d'offrir une résolution spatiale adaptée à l'échelle nanométrique.

I.4.4 Conclusion

Les techniques de caractérisation hyperfréquence usuelles sont loin d'être adaptées à la nano-caractérisation pour de nombreuses raisons. L'une d'elles est la difficulté d'obtenir des caractérisations précises en raison des faibles niveaux de courant mis en jeu. En second lieu, la problématique liée à l'interconnexion entre le nano-composant et le système de mesure doit être résolue. C'est dans ce contexte que plusieurs approches pour la nano-caractérisation dans le domaine des hyperfréquences sont nées. Dans la suite de ce chapitre, nous présentons une sélection représentative des différents procédés dédiés à la nano-caractérisation dans le domaine des hyperfréquences trouvés dans la littérature.

I.5. Caractérisation hyperfréquence à l'échelle nanométrique

I.5.1 Introduction

Comme nous l'avons vu, les techniques de caractérisation usuelles montrent leurs limites face au défi posé par les nanotechnologies. Pour lever ce verrou, nous allons voir dans la suite

de ce manuscrit, que la communauté scientifique réfléchit à d'autres approches dédiées à la caractérisation hyperfréquence de nano-objets dans le but de montrer les propriétés exceptionnelles des nano-structures.

I.5.2 Instrumentation hyperfréquence pour la nano-caractérisation

Agilent Technologies présente un microscope à champ proche hyperfréquence dénommé SMM (Scanning Microwave Microscope) dédié à la mesure localisée de nano-objets [TAN-10a]-[TAN-10b]. Encore à l'état de prototypage, cette approche vise plus particulièrement à apporter une réponse à la problématique liée à l'interconnexion. En effet, nous rappelons que la prise de contact sur des nano-objets est l'une des principales difficultés. Compte tenu du rapport d'échelles entre le système de mesure et le nano-objet, l'impédance mesurée correspond à l'impédance du nano-objet associée à celle ramenée par le contact. Le SMM repose, comme le montre la **Figure I-15**, sur la combinaison entre la grande précision de mesure d'un analyseur de réseau vectoriel micro-onde (VNA pour Vector Network Analyzer) et la faculté de caractérisation localisée de l'AFM (Atomic Force Microscopy) pour la mesure d'un coefficient de réflexion à l'échelle nanométrique.

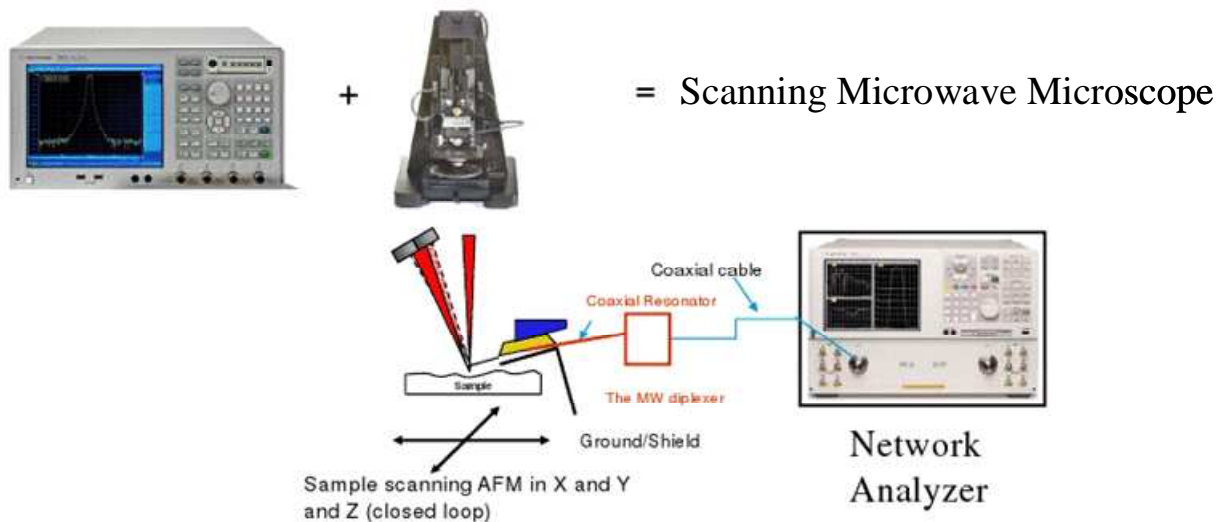


Figure I-15 : Principe du microscope à champ proche hyperfréquence SMM [TAN-10a].

En 2010, Hubert présente une étude de l'homogénéité et des propriétés diélectriques d'une couche mince organique au moyen de mesures de capacités en utilisant l'association d'un VNA et d'un AFM [HUB-10]. L'expérience est la suivante : il effectue dans un premier temps, le calibrage du dispositif qui consiste en un scan 2D au dessus d'un substrat de SiO₂ sur lequel sont déposés des pads d'or. La **Figure I-16** illustre cette première étape. Une fois le dispositif calibré, ils peuvent étudier les propriétés diélectriques d'échantillons à l'échelle nanométrique.

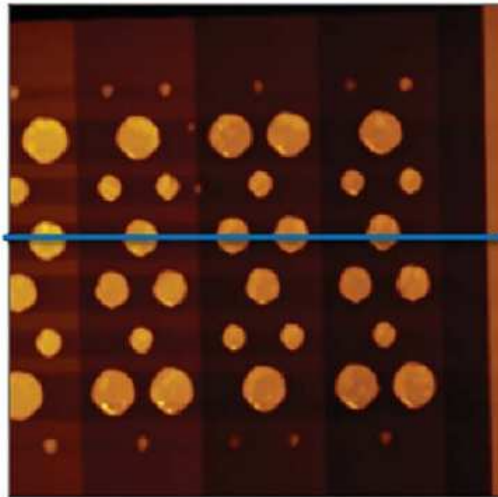


Figure I-16 : Scan 2D du SMM sur un échantillon de SiO₂ sur lequel sont déposés des plots d'or. [HUB-10].

On retrouve d'autres applications de ce dispositif au travers de la mesure directe de capacités à partir de la mesure du coefficient de réflexion S_{11} pour des fréquences allant jusqu'à 20 GHz avec une sensibilité de l'ordre de 1 attoFarad [HUB-10]-[HUB-12] ou encore pour les applications biotechnologiques [OH-10]. Egalement, dans le cadre d'une collaboration entre Agilent® et l'IEMN, le SMM est mis en œuvre pour la mesure de varicap attoFarad [DEB-10]-[DEB-11]. Les résultats montrent que le dispositif nécessite une étape de calibrage très lourde et complexe qui se confronte également à la problématique récurrente qui est celle de la difficulté à réaliser des étalons de calibrage.

L'autre inconvénient de cette technique est le caractère sélectif en fréquence de cette approche liée à l'utilisation d'un résonateur entre l'AFM et le VNA. Dans la partie suivante, nous exposons une toute autre approche très originale offrant une opération large bande.

I.5.3 Pont de Wheatstone intégré

En 2010, un travail original réalisé à l'IEMN, basé sur un concept interférométrique est rapporté [NOU-10]. Il s'agit d'un pont de Wheatstone constitué de trois résistances de valeur élevée de l'ordre du $k\Omega$ (**Figure I-17**). Le choix de valeurs élevées pour les résistances formant le pont de Wheatstone est justifié par le fait que les auteurs souhaitent se rapprocher de l'impédance du dispositif sous test, tel par exemple un nanotube de carbone [IJI-91]. Grâce à ses propriétés tout à fait remarquables, ce dernier fait parti des nanostructures envisageables pour la construction de dispositifs nanoélectroniques. Il fait ainsi l'objet d'un grand intérêt de la part de la communauté scientifique notamment dans le domaine des hyperfréquences [BET-06a]-[BET-06b]-[LE-07]-[CHI-07]-[NAR-07]-[KAN-07]-[WAN-07]-[NOU-09].

L'idée proposée par les auteurs, est de minimiser ainsi la désadaptation d'impédance entre le pont Wheatstone et le nano-objet sous test afin de limiter l'erreur de mesure. De plus, ce pont est réalisé en technologie intégrée et ses dimensions de l'ordre de quelques centaines de micromètres lui confèrent un caractère localisé offrant ainsi un fonctionnement large bande.

La **Figure I-17** illustre le dispositif réalisé en technologie intégrée et sa mise en œuvre pour la mesure de l'impédance de nanotubes de carbone jusqu'à la fréquence de 7 GHz. Son principe consiste en l'association de trois impédances connues et d'une impédance inconnue. Cette dernière correspond à un SWNT (pour Single-Walled Nanotube) déposé sur deux électrodes (**Figure I-17b et Figure I-17c**) et est déterminée par une mesure différentielle de la tension entre les points P_1 et P_2 selon la **Figure I-17a**. Les signaux récupérés aux points P_1 et P_2 sont amplifiés au travers d'un amplificateur faible bruit avant injection sur le port 2 de l'analyseur de réseaux.

Les auteurs modélisent le système comme l'addition en série d'éléments intrinsèques et extrinsèques. Ils montrent que la valeur de la résistance intrinsèque du nanotube de carbone est de l'ordre de $12.5 k\Omega$. Une inductance cinétique du nanotube de carbone de 70 nH est également mesurée.

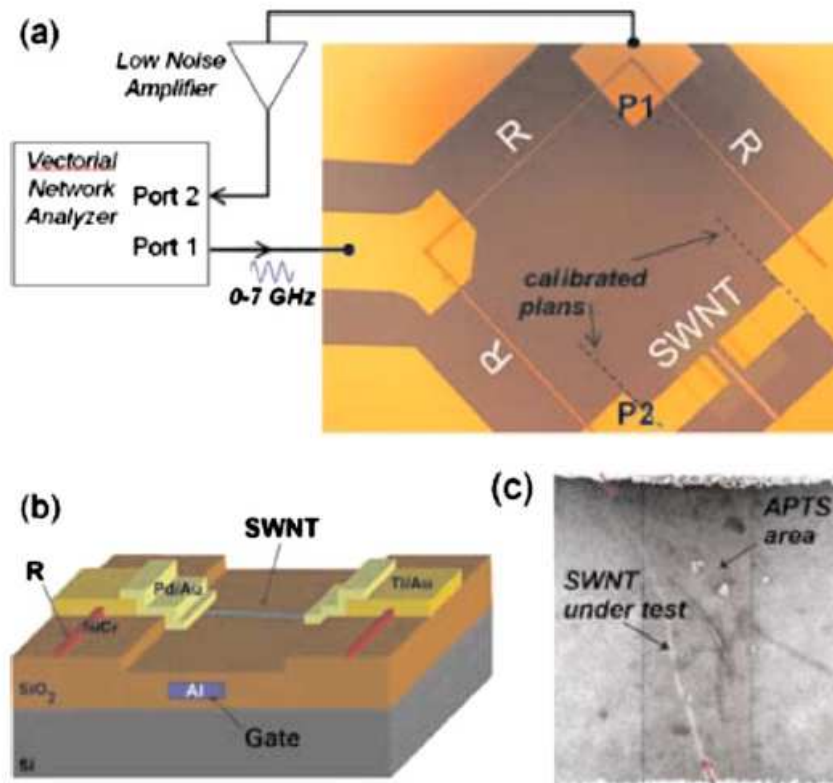


Figure I-17 : Pont de Wheatstone réalisé en technologie intégrée pour la mesure d'impédances élevées en hyperfréquence [NOU-10].

(a) Synoptique du dispositif de mesure

(b) Structure sous test

(c) Image SEM du nanotube de carbone à simple paroi sous test

Ce dispositif s'avère très prometteur. Cependant, son inconvénient majeur réside dans le fait qu'il faut effectuer deux mesures distinctes (l'une au point P_1 et la seconde au point P_2) afin d'obtenir une mesure différentielle entre les deux points P_1 et P_2 , augmentant ainsi une possible erreur de mesure. Un autre aspect sensible, concerne le calibrage. En effet, comme tout appareil de mesure, le pont de Wheatstone présenté par les auteurs nécessite une étape préliminaire de calibrage. Compte tenu du caractère haute impédance de ce dispositif, les étalons de calibrage usuels de type SOL (Short Open Load) d'impédance de référence 50Ω ne sont pas adaptés. Il est donc nécessaire de fabriquer des étalons de calibrage haute impédance et également de surmonter la difficulté liée à la connexion de ces étalons. La solution proposée par les auteurs, consiste à produire autant de dispositifs que de charges étalons nécessaires.

I.5.4 Conclusion

Dans cette partie du manuscrit, nous avons rapporté différentes méthodes originales présentes dans la littérature et dédiées à la caractérisation hyperfréquence à l'échelle nanométrique. Ces différentes approches offrent une avancée significative dans le domaine de la caractérisation en régime dynamique de nano-structures aux propriétés remarquables.

Dans la suite de ce chapitre, nous exposons un procédé différent qui traite uniquement de la problématique liée à la désadaptation d'impédance entre le dispositif sous test et l'appareillage de mesure usuel, les contraintes liées à l'interconnexion et à l'échelle étant volontairement ignorées dans cette étude.

I.6 Instrumentation hyperfréquence pour la mesure de hautes impédances

I.6.1 Introduction

Dans le domaine de la caractérisation hyperfréquence pour la mesure de hautes impédances, on trouve dans la littérature une autre approche exposée dans la suite de ce chapitre. Dans les travaux rapportés, l'approche consiste à dissocier les différentes problématiques liées à la nano-caractérisation (désadaptation d'impédances, interconnexions, différence d'échelles) et à les traiter étape par étape. Ainsi, la problématique que cherche à surmonter les auteurs en premier lieu est celle liée à la désadaptation d'impédances entre le dispositif sous test et l'appareillage de mesure usuel que représente l'analyseur de réseaux.

I.6.2 Interférométrie pour la mesure de hautes impédances

En 2008, Randus et Hoffmann présentent l'association d'un analyseur de réseaux et d'un coupleur hybride $-3\text{dB}/180^\circ$ pour la mesure de hautes impédances. Ce dispositif est présenté pour réduire les erreurs de mesure engendrées par la désadaptation d'impédances entre le VNA et le DST. Il effectue la combinaison de deux signaux, l'un réfléchi par une charge inconnue d'impédance élevée et le second réfléchi par une charge de référence ajustable. Le synoptique est donné **Figure I-18**.

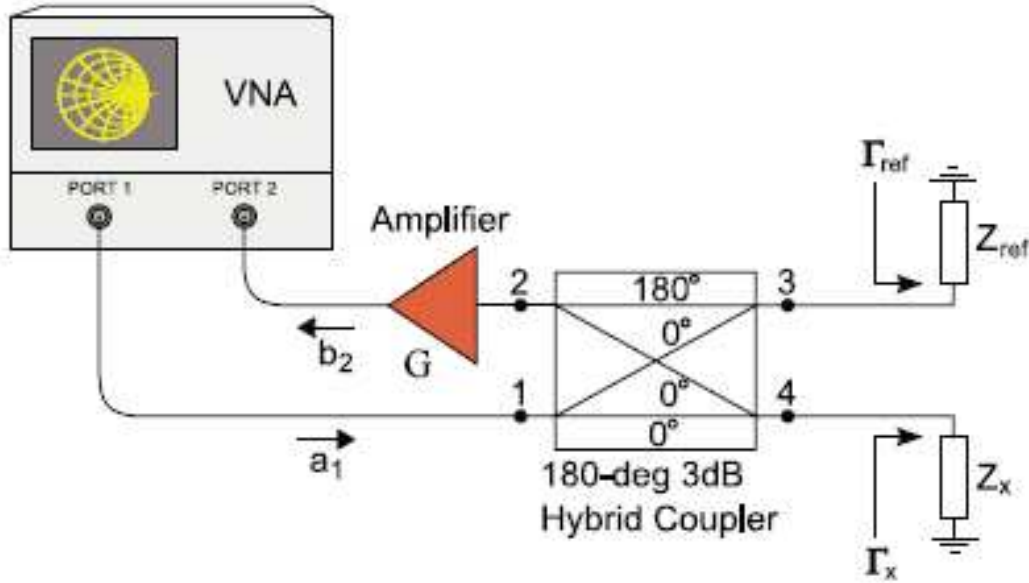


Figure I-18 : Synoptique du système de mesure de hautes impédances en gamme micro-ondes [RAN-08].

Le port 4 du coupleur est connecté au DST, le port 3 à une charge de référence ajustable. Les ports 1 et 2 du coupleur sont respectivement connectés aux ports 1 et 2 de l'analyseur de réseaux.

Le système est régi, pour une fréquence conditionnée par le déphasage 180° du coupleur hybride, par l'équation suivante :

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{G}{2} (\Gamma_x - \Gamma_{ref}) \quad (I-27)$$

S_{21} exprime le coefficient de transmission, vu au travers des ports 1 et 2 de l'analyseur de réseaux, correspondant au rapport entre les ondes b_2 et a_1 (**Figure I-18**). La constante G est relative au gain de l'amplificateur placé entre le port 2 du coupleur et le port 2 de l'analyseur de réseaux.

Afin d'augmenter la sensibilité de mesure, la charge ajustable est variée de façon à créer un zéro (nulling en anglais). Γ_{ref} et Γ_x représentent respectivement les coefficients de réflexion de la charge de référence et du DST. On peut alors exprimer simplement Γ_x à partir de l'équation suivante :

$$\Gamma_x = \frac{2S_{21}}{G} + \Gamma_{ref} \quad (I-28)$$

Ainsi, pour une faible variation $\Delta\Gamma_x$ de Γ_x , une évolution ΔS_{21} du coefficient de transmission S_{21} est mesurée.

L'équation (I-28) s'écrit de la façon suivante :

$$\Gamma_x + \Delta\Gamma_x = \frac{2}{G}(S_{21} + \Delta S_{21}) + \Gamma_{ref} \quad (I-29)$$

A partir de la soustraction des équations (I-29) et (I-28), nous pouvons exprimer la variation $\Delta\Gamma_x$ autour de Γ_x par :

$$\Delta\Gamma_x = \frac{2\Delta S_{21}}{G} \quad (I-30)$$

Ce dispositif, permettant de mesurer de faibles variations de la charge Z_x , est mis en œuvre pour la mesure de résistances CMS 0603 de valeurs comprises entre 12 k Ω et 330 k Ω à la fréquence de 1.796 GHz comme l'illustre le **Tableau I-2** suivant.

Resistor	DC Resistance / k Ω	Measured Impedance	
		Re / k Ω	Im / k Ω
Cal. Std. #1	11.00	-	-
DUT #1	12.01	13.16	1.13
DUT #2	12.97	13.45	-0.21
DUT #3	16.08	14.84	-0.79
DUT #4	18.57	19.17	-2.70
DUT #5	22.23	24.90	-0.83
DUT #6	26.87	31.18	1.15
DUT #7	34.08	35.88	0.09
DUT #8	42.50	38.45	3.82
DUT #9	52.10	56.56	11.01
DUT #10	62.10	61.66	12.26
Cal. Std. #2	75.70	-	-
DUT #11	90.70	92.74	3.58
DUT #12	99.30	79.43	-11.56
DUT #13	150.20	132.50	-4.12
DUT #14	239.70	208.80	-6.79
DUT #15	329.50	202.36	323.39
Cal. Std. #3	1004.00	-	-

**Tableau I-2 : Impédances mesurées à la fréquence de 1.796 GHz [RAN-08].
Résistances CMS 0603.**

On note, pour cette fréquence de 1,796 GHz, un très bon accord avec la mesure DC jusqu'à 90 k Ω . Les auteurs expliquent cette limitation par la reproductibilité de la connexion de la charge.

Notons l'aspect monochromatique du dispositif. En effet, la mesure ne peut être effectuée qu'à une seule fréquence compte tenu du nulling effectué et du fonctionnement non large bande du coupleur hybride.

Dans la même année, Lewandowski et ses collaborateurs présentent une approche identique où le coupleur hybride -3dB/180° est remplacé par un diviseur de Wilkinson offrant ainsi une opération plus large bande [LEW-08]. Le synoptique est donné en **Figure I-19**.

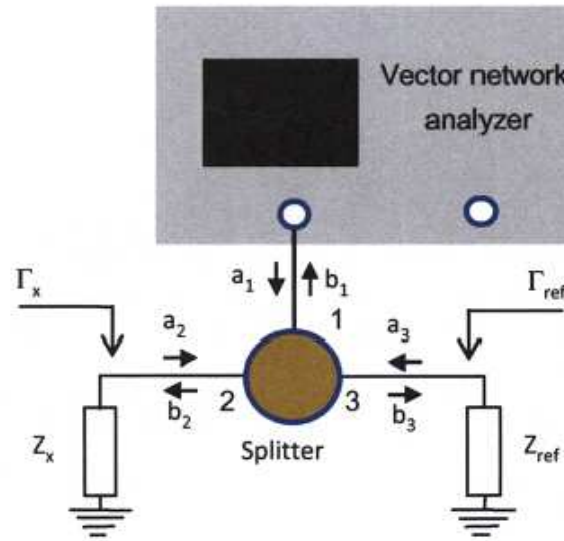


Figure I-19 : Synoptique du réflectomètre multi-états pour la mesure de hautes impédances en gamme micro-ondes [LEW-08].

Le port 1 du diviseur de Wilkinson est connecté à l'analyseur de réseaux. Les ports 2 et 3 sont respectivement connectés au DST et à la charge de référence.

Le système est dénommé réflectomètre multi-états car l'impédance de référence est ajustable et offre ainsi la possibilité de ramener le coefficient de réflexion, vu par l'analyseur de réseaux, au centre de l'abaque de Smith pour tous les points de fréquences sur la bande 1-50 GHz. Cependant, demeurent toujours les limitations liées à la reproductibilité de la connectique et de manière plus importante celles liées à la mauvaise isolation du diviseur de Wilkinson pour les fréquences éloignées de la fréquence d'optimisation de ses lignes quart d'onde. La procédure de calibrage utilisée ne suffit pas à prendre en compte les imperfections causées par l'emploi du diviseur de Wilkinson sur une aussi large bande de fréquences.

I.6.3 Conclusion

Dans ce paragraphe, nous avons exposé des approches se basant sur diverses méthodes d'instrumentation afin d'améliorer les performances de l'analyseur de réseaux, pour la mesure de hautes impédances. Ces investigations s'avèrent être très prometteuses pour

l'instrumentation hyperfréquence dans le domaine de la nanoélectronique mais montrent leurs limites en termes de reproductibilité de mesure sur une large de bande de fonctionnement.

I.7 Conclusion

L'émergence de dispositifs nanométriques dans le domaine de l'électronique crée un besoin urgent en termes de nano-caractérisation hyperfréquence. En effet, les techniques de mesure usuelles micro-ondes ont rapidement montré leurs limites face à la miniaturisation croissante des dispositifs.

Après un rappel de la définition des paramètres S et de la notion d'impédance caractéristique, nous avons exposé en premier lieu le principe de la réflectométrie hyperfréquence et les techniques de mesures usuelles. Dans un second temps, nous avons vu les limitations de ces dernières en termes de désadaptation d'impédance, d'interconnexions et de rapport d'échelle dans le domaine des nanotechnologies. Le **Tableau I-3** résume les différentes méthodes usuelles de caractérisation hyperfréquence ainsi que celles développées et dédiées à la nano-caractérisation.

L'analyseur de réseaux et la technique multiport sont de très bons outils de caractérisation, cependant ils montrent leurs limites face au défi imposé par les nanotechnologies dans le domaine des hyperfréquences (désadaptation d'impédances, rapport d'échelles très important). L'autre outil très répandu dans le domaine de la caractérisation hyperfréquence est le microscope champ proche. L'utilisation d'une sonde permet ainsi de lever le verrou lié au rapport d'échelles. Néanmoins, il est nécessaire d'utiliser une sonde d'ouverture nanométrique afin d'offrir une résolution à l'échelle du nanomètre, sans oublier le caractère non large bande de cet outil et son incapacité à effectuer une mesure directe. Le SMM, développé par Agilent®, qui associe l'analyseur de réseaux à un AFM semble apporter des solutions aux difficultés liées à la mesure de hautes impédances. Toutefois, il repose sur une méthode de calibrage très complexe liée à la difficulté à réaliser les étalons de calibrage. De la même façon que le microscope champ proche, soulignons l'inaptitude à effectuer avec cet instrument une mesure directe et large bande.

Le pont de Wheatstone, pose les bases de l'outil adapté à la nano-caractérisation hyperfréquence et s'avère être très prometteur. En effet, il apporte des éléments de réponses aux problématiques liées à l'adaptation d'impédance et à l'interconnexion avec le nano-objet. Néanmoins, il utilise une méthode nécessitant deux mesures augmentant ainsi les erreurs de mesure.

Enfin, nous avons exposé une toute autre approche rapportée dans la littérature et basée sur des méthodes d'instrumentation afin d'améliorer les performances de l'analyseur de réseaux pour la mesure de composants discrets passifs de hautes impédances.

Outil	VNA (50 Ω)	Multi-port (50 Ω)	SMM [TAN-10]	Pont de Wheatstone [NOU-10]	Interféro- métrie multi-états [LEW-08]
Largeur de bande de fréquences	😊	😊	😞	😊	😐
Mesure directe	😊	😊	😞	😞	😞
Précision	😊	😊	😊	😐	😊
Mesure de hautes impédances	😞	😞	😊	😊	😊
Calibrage	😊	😊	😞	😞	😊
Simplicité	😞	😊	😞	😐	😊
Interconnexion/ Rapport d'échelle	😞	😐	😊	😊	😞

Tableau I-3 : Vision globale de l'instrumentation hyperfréquence existante face aux problématiques imposées par la nano-caractérisation.

Malgré les différentes approches de mesures hyperfréquences décrites dans la littérature, le défi imposé pour la mesure des paramètres de réflexion ou/et de transmission de nano-objets dans le domaine des hyperfréquences reste à relever.

Dans la suite de ce manuscrit, nous présentons une instrumentation originale qui pose les bases d'un système non résonant capable d'effectuer une mesure directe d'un nano-objet dans le domaine des hyperfréquences.

I.8 Références bibliographiques

- [AKI-06]** D. AKINWANDE, G. F. CLOSE, and H.-S. P. WONG
 “Analysis of the frequency response of carbon nanotube transistors”
 IEEE Transactions on nanotechnology, vol.5, no. 5, pp 599-604, 2006.
- [BAL-05]** C. BALOCCO, A.M. SONG, M. ABERG, A. FORCHE, T. GONZALEZ, J. MATEOS, I. MAXIMOV, M. MISSOUS, A.A. REZAZADEH, J. SAIJETS, L. SAMUELSON, D. WALLIN, K. WILLIAMS, L. WORSCHICH and H. Q. XU
 “Microwave detection at 110 GHz by nanowires with broken symmetry”
Nano Letters, vol.5, no. 7, pp. 1423-1427, 2005.
- [BAC-01]** A. BACHTOLD, P. HADLEY, T. NAKANISHI, and C. DEKKER
 “Logic Circuits with Carbon Nanotube Transistors”
 Science, vol. 294, pp. 1317-1320, 2001.
- [BET-06a]** J.-M. BETHOUX, H. HAPPY, A. SILIGARIS, G. DAMBRINE, V. DERYCKE and J. P. BOURGOIN
 “Active properties of carbon nanotube field-effect transistors deduced from S parameters measurements”
 IEEE Transactions on nanotechnology, vol. 5, no. 4, pp. 336-342, 2006.
- [BET-06b]** J.-M. BETHOUX, H. HAPPY, G. DAMBRINE, V. DERYCKE, M. GOFFMAN and J.-P. BOURGOIN
 “An 8 GHz ft carbon nanotube field-effect transistor for gigahertz range applications”
 Electron Device Letters, vol. 27, pp. 681-683, 2006.
- [CHE-06]** Z. CHEN, J. APPENZELLER, Y. LIN, J. SIPPEL-OAKLEY, A.G. RINZLER, J. TANG, S.J. WIND, P.M. SOLOMON, and P. AVOURIS,
 “An Integrated Logic Circuit Assembled on a Single Carbon Nanotube”
 Science, vol. 311, p. 1735, 2006.
- [CHI-07]** N. CHIMOT, V. DERYCKE, M. F. GOFFMAN, J.P. BOURGOIN, H. HAPPY, and G. DAMBRINE
 “Gigahertz frequency flexible carbon nanotube transistor”
 Applied Physics Letters, vol. 91, p. 153111, 2007.
- [DEB-10]** R. DEBROUCKE, J.-F. LARCHANCHE, D. THERON, D. DUCATTEAU, H. TANBAKUCHI, and C. GAQUIERE
 “Sub-femtoFarad MOS varactor characterization”
 40th European Microwave Conference (EuMC), pp 783 - 786, Paris, 2010.
- [DEB-11]** R. DEBROUCKE
 “Développements de capacités variables en technologie silicium pour les applications RF et mmW”
 Thèse de Docteur de l’université, Lille, Novembre 2011.

- [DJO-10]** E. E. DJOUMESSI, S. TATU, and K. WU
“Frequency-agile dual-band direct conversion receiver for cognitive radio systems”
IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MTT-58, no. 1, pp. 87-94, Janvier 2010.
- [ENG-77a]** G. F. ENGEN
“A (historical) review of the six-port measurement technique”
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 45, no. 12, pp. 2414–2417, Decembre 1977.
- [ENG-77b]** G. F. ENGEN
“An improved circuit for implementing the six-port technique of microwave measurements”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 25, n° 12, pp 1080-1083, December 1977.
- [ENG-78]** G. F. ENGEN
“Calibrating the six-port reflectometer by means of sliding terminaisons”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 26, n° 12, pp 951-957, December 1978.
- [GLA-99]** D. GLAY
“Conception et réalisation de systèmes microondes destinés au contrôle non destructif de matériaux”
Thèse de Docteur de l’Université, Novembre 1999, Lille.
- [HAD-07]** K. HADDADI
“Systèmes à base de six-port en gammes micro-onde et millimétrique et techniques de calibrage associées : Application à l’analyse de réseaux, aux télécommunications et aux contrôle non destructif”
Thèse de Docteur de l’Université, Novembre 2007, Lille.
- [HAD-08a]** K. HADDADI, MM. WANG, K. NOURI, D. GLAY and T. LASRI
“Calibration and performance of two new ultra-wideband four-port-based systems”,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, n° 12, pp 3137-3142, 2008.
- [HAD-08b]** K. HADDADI, MM.WANG, D. GLAY and T. LASRI
“Ultra wide-band four-port reflectometer using only two quadratic detectors”
IEEE Microwave Theory and Techniques society international digest (IMS), pp 379-382, Atlanta, Georgia, June 2008.
- [HAD-11]** K. HADDADI, O. BENZAIM, D. GLAY and T. LASRI
“Miniature interferometric down-converter for V-band radar applications”
8th European Radar Conference (EuRAD), Manchester, UK, pp. 29-32, 2011.
- [HIE-07]** M. HIEBEL
“Fundamental of Vector Network Analysis”, Rohde & Schwarz, 2007.

- [HOE-77]** C. A. HOER
 “A network analyzer incorporating two six-port reflectometers”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 25, n° 12, pp 987-993, December 1977.
- [HUB-10]** H. P. HUBER, M. MOERTELMAIER, T. M. WALLIS, C. J. CHAING, M. HOCHLEITNER, A. IMTIAZ, Y. J. OH, K. SCHILCHER, M. DIEUDONNE, J. SMOLINER, P. HINTERDORFER, S. J. ROSNER, H. TANBAKUCHI, P. KABOS, and F. KIENBERGER
 “Calibrated nanoscale capacitance measurements using a scanning microscope”
 Review of scientific instruments, vol. 81, 113701, 2010.
- [HUB-12]** H. P. HUBER, I. HUMER, M. HOCHLEITNER, M. FENNER, M. MOERTELMAIER, C. RANKL, A. IMTIAZ, H. TANBAKUCHI, P. HINTERDORFER, P. KABOS, J. SMOLINER, J.J. KOPANSKI, and F. KIENBERGER
 “Calibrated nanoscale dopant profiling using a scanning microwave microscope”
 Journal of applied physics, vol. 111, 014301, 2012.
- [ITR-10]** International technology roadmap for semiconductors.
<http://www.itrs.net/Links/2010ITRS/Home2010.htm>
- [IJI-91]** S. IJIMA
 “Helical microtubules of graphitic carbon”
 Nature, 354, 56, 1991.
- [JAV-02]** A. JAVEY, Q. WANG, A. URAL, Y. LI, and H. DAI
 “Carbon Nanotube Transistor Arrays for Multistage Complementary Logic and Ring Oscillators”
 Nano Letters, vol. 2, pp. 929-932, 2002.
- [KAN-07]** S.J. KANG, C. KOCABAS, T. OZEL, M. SHIM, N. PIMPARKAR, M.A. ALAM, S.V. ROTKIN, and J.A. ROGERS
 “High-performance electronics using dense, perfectly aligned arrays of single-walled carbon nanotubes”
 Nature Nanotechnology, vol. 2, pp. 230-236, 2007.
- [KEL-11]** M. KELLY
 “Intrinsic top-down unmanufacturability”
 Nanotechnology, vol. 22 245303, 2011.
- [KIM-05]** S. KIM, T.-Y. CHOI, L. RABIEIRAD, J. H. JEON, M. SHIM and S. MOHAMMADI
 “A poly-Si gate carbon nanotube field effect transistor for high frequency applications”
 Proc. of the Microwave Theory and Techniques Symp., International Microwave Symposium Digest, 2005.

- [LE -07]** A. LE LOUARN, F. KAPCHE, J.-M. BETHOUX, H. HAPPY, G. DAMBRINE, V. DERYCKE, P. CHENEVIER, N. IZARD, M. F. GOFFMAN, and J.-P. BOURGOIN
 “Intrinsic current gain cutoff frequency of 30 GHz with carbon nanotube transistors”
 Applied Physics Letters, vol. 90, p. 233108, 2007.
- [LEW-08]** A. LEWANDOWSKI, D. LE GOLVAN, R. A. GINLEY, T. M. WALLIS, A. IMTIAZ, and P. KABOS
 “Wideband measurement of extreme impedances with a multistate reflectometer”
 ARFTG Int. Conference. Decembre 2008.
- [LI-04]** S. LI, Z. YU, S. YEN, W.C. TANG, and P. J. BURKE
 “Carbon Nanotube Transistor Operation at 2.6 GHz”
 Nano Letters, Vol. 4, No. 4, pp. 753-756, 2004.
- [MIN-06]** Ministère délégué à la Recherche et aux Nouvelles Technologies
 Mission Culture Scientifique et Technique
<http://science-citoyen.u-strasbg.fr/dossiers/Nano/DGNanotechnologies/>
- [MOH-10]** R. MOHELLEBI, E. BERGEAULT, G. I. ABIB, and B. HUYART
 “A millimeter wave six-port reflectometer for active load-pull characterization”, European Microwave Conf. 2010, Paris, pp. 1575-1578, Septembre 2010.
- [NAR-07]** K. NARITA, H. HONGO, M. ISHIDA, and F. NIHEY
 “High-frequency performance of multiple-channel carbon nanotube transistors”
 Physica status solidi (a), vol. 204, pp. 1808-1813, 2007.
- [NOU-09]** L. NOUGARET, H. HAPPY, G. DAMBRINE, V. DERYCKE, J.-P. BOURGOIN, A.A. GREEN, and M.C. HERSAM
 “80 GHz field-effect transistors produced using high purity semiconducting single-walled carbon nanotubes”
 Applied Physics Letters, vol. 94, p. 243505, 2009.
- [NOU-10]** L. NOUGARET, G. DAMBRINE, S. LEPILLIET, H. HAPPY, N. CHIMOT, V. DERYCKE, and J.-P. BOURGOIN
 “Gigahertz characterization of a single carbon nanotube”
 Applied Physics Letters, vol. 96, p. 042109, 2010.
- [OH-10]** Y. J. OH
 “Biological applications of the SMM”,
 40th European Microwave Conference (EuMC) Workshop WHS02, Paris, 2010.
- [PLO-07]** J.J. PLOMBON, K.P. O'BRIEN, F. GSTREIN, V.M. DUBIN and Y. JIAO
 “High-frequency electrical properties of individual and bundled carbon nanotubes”
 Applied Physics Letters, vol.90, Issue 6, p.063106, 2007.

- [RAN-08]** M. RANDUS and K. HOFFMAN
“A simple method for extreme impedances measurement – Experimental testing”
ARFTG Int. Conference. Decembre 2008.
- [RUT-09]** C. RUTHERGLEN, D. JAIN, and P. BURKE
“Nanotube electronics for radiofrequency applications”
Nature Nanotechnology, vol. 4, pp. 811-819, 2009.
- [SAL-99]** F. SALVAN and F. THIBAUDAU
“Microscopie à sonde locale”
Edition Techniques Ingénieur, pp P895.1-P895.18, 1999.
- [SIN-04]** D. V. SINGH, K. A. JENKINS, J. APPENZELLER, D. NEUMAYER, A. GRILL, and H.-S.P. WONG
”Frequency Response of Top-Gated Carbon Nanotube Field-Effect Transistors”
IEEE Transactions on Nanotechnology, Vol. 3, No. 3, pp. 383-387, 2004.
- [TAB-99]** M.TABIB-AZAR, P. S. PATHAK, G. PONCHAK and S. LECLAIR
“Nondestructive superresolution imaging of defects and nonuniformities in metals, semiconductors, dielectrics, composites and plants using evanescent microwaves”
Review of Scientific Instruments, vol. 70, n°6, pp. 2783-2792, 1999.
- [TAB-04]** M.TABIB-AZAR and Y. WANG
“Design and fabrication of scanning near-field microwave probes compatible with atomic force microscopy to image embedded nanostructures”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, n°3, pp. 971-979, 2004.
- [TAN-10a]** H. TANBAKUCHI, R. B. STANCLIFF, T. M. GRAHAM and W. HAN
“Dopant profile measurement module, method and apparatus”
United States patent application publication, US 2010/0244870, 2010.
- [TAN-10b]** H. TANBAKUCHI
“Overcoming the nanoscale measurement challenges”
40th European Microwave Conference (EuMC) Workshop WHS02, Paris, 2010.
- [WAN-07]** D. WANG, Z. YU, S. Mc KERNAN, and P. BURKE
“Ultrahigh Frequency Carbon Nanotube Transistor Based on a Single Nanotube”
IEEE Transactions on Nanotechnology, vol. 6, pp. 400-403, 2007.

CHAPITRE II

**DISPOSITIF HÉTÉRODYNE D'IMPÉDANCE DE
RÉFÉRENCE ÉLEVÉE ASSOCIÉ À UN ANALYSEUR DE
RÉSEAUX : APPLICATION À LA MESURE DE
COEFFICIENTS DE REFLEXION DE HAUTES IMPÉDANCES**

II.1 Introduction

L'un des défis imposés par les nanotechnologies dans le domaine des hyperfréquences réside dans le fait qu'en régime dynamique, les nano-objets possèdent de fortes valeurs d'impédances (plusieurs $k\Omega$) comparativement aux appareils de mesures usuels. Cette désadaptation d'impédances engendre des imprécisions de mesures qui augmentent notamment avec la fréquence.

En hyperfréquence, l'appareil de mesure usuel est l'analyseur de réseaux vectoriel. Comme nous l'avons vu au premier chapitre, compte tenu de son impédance de référence, sa précision de mesure est maximale pour des charges autour de 50Ω . Cette précision se perd pour des fortes et des faibles valeurs d'impédances comme nous l'avons exposé précédemment.

Pour répondre à ce problème, quelques solutions sont en cours de développement comme par exemple l'adaptation d'impédance par un circuit LC résonant [LI-04]. On retrouve aussi dans la littérature d'autres méthodes telles que celles mettant en œuvre des mesures dans le domaine temporel [SIN-04] ou encore des méthodes interférométriques reposant sur l'utilisation d'un analyseur de réseaux combiné à un interféromètre externe comme celle présentée par Agilent® [HUB-10]. Une solution proposant l'emploi d'un pont de Wheatstone haute impédance a également été développée à l'IEMN [NOU-10].

Cependant à ce jour, aucune de ces méthodes ne permet une mesure hyperfréquence directe et large bande de nano-objets avec suffisamment de précision.

Dans ce deuxième volet du manuscrit, après un bref rappel sur les limitations de l'appareil de mesure hyperfréquence usuel, nous développons une méthode alternative pour la caractérisation hyperfréquence de hautes impédances. Nous proposons le développement d'une nouvelle instrumentation intrinsèquement haute impédance permettant de faire de l'analyse de réseaux directement sur une impédance de référence élevée autour du $k\Omega$ au lieu de 50Ω .

Ainsi, nous exposons en premier lieu le principe de fonctionnement de cette nouvelle technique d'instrumentation haute impédance qui repose sur le développement d'un système dénommé « High Impedance Reflectometer ». Basé sur le principe d'un réflectomètre utilisant un analyseur de réseaux vectoriel, ce dispositif permet, au travers de la mesure d'un

coefficient de transmission, de remonter à la grandeur d'intérêt qu'est l'impédance de la charge.

Ensuite pour valider ce concept, nous procédons à sa mise en œuvre pour la mesure de fortes valeurs de résistances.

Enfin, nous présentons une application de cette technique haute impédance au travers de la réalisation d'un microscope champ proche micro-onde intégrant une sonde à ondes évanescentes.

II.2 Réflectomètre haute impédance utilisant un VNA

II.2.1 Introduction

Dans cette partie, nous présentons une nouvelle méthode non résonante permettant d'améliorer la précision de mesure d'impédances élevées en gamme microonde. La méthode proposée repose sur l'utilisation d'un analyseur de réseaux vectoriel classique combiné à un diviseur d'impédance de référence élevée ($Z_0=1 \text{ k}\Omega$). Nous montrons que le réflectomètre haute impédance (HIR pour High Impedance Reflectometer) ainsi obtenu permet d'améliorer la sensibilité de mesure dans un rapport dix comparativement à une mesure classique sur 50Ω . La validation de cette approche est obtenue au travers de la mesure de résistances CMS 0402 dans la gamme 100Ω à $100 \text{ k}\Omega$.

II.2.2 Principe et description des éléments génériques

II.2.2.1 Introduction

Afin de surmonter les limitations mises en évidence précédemment et d'améliorer la sensibilité de la mesure du coefficient de réflexion Γ pour des impédances supérieures à plusieurs $\text{k}\Omega$, l'idée que nous proposons est de concevoir un système de mesure intrinsèquement haute impédance. L'impédance de référence choisie pour valider cette approche est $Z_0 = 1 \text{ k}\Omega$ de manière à offrir une meilleure précision de mesure pour des charges allant jusqu'à plusieurs dizaines de $\text{k}\Omega$ comme le montre la **Figure II-1**.

En effet, l'évolution du coefficient de réflexion Γ référencé sur $1 \text{ k}\Omega$ montre une meilleure sensibilité de mesure pour des impédances élevées comparativement aux appareils de mesure usuels référencés sur 50Ω .

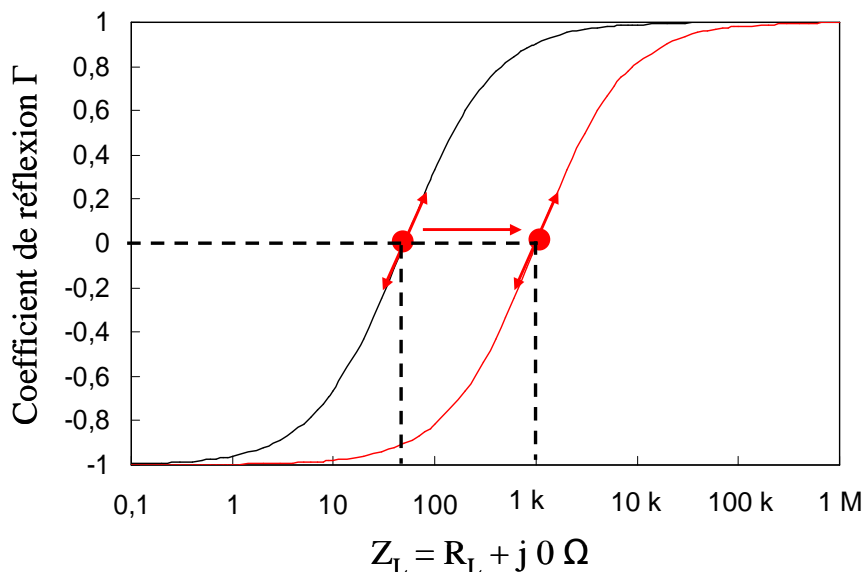


Figure II-1 : Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la charge R_L pour différentes impédances de référence Z_0 .

(— $Z_0 = 50 \Omega$ — $Z_0 = 1 \text{ k}\Omega$)

Comme le montre la **Figure II-2**, au travers de la représentation de l'expression $1 - |\Gamma|$, la limitation à la mesure d'impédances inférieures à 10 kΩ ($Z_0 = 50 \Omega$) est ainsi repoussée à 200 kΩ ($Z_0 = 1 \text{ k}\Omega$).

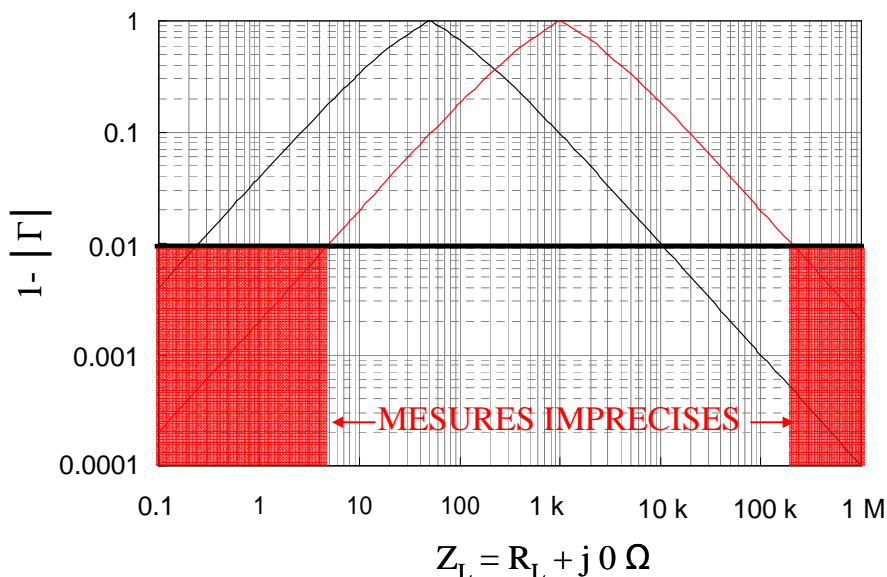


Figure II-2 : Evolutions de $1 - |\Gamma|$ retrouvées pour une charge R_L pour différentes impédances de référence Z_0 .

(— $Z_0 = 50 \Omega$ — $Z_0 = 1 \text{ k}\Omega$)

Nous présentons en **Figure II-3** le synoptique du dispositif haute impédance retenu pour la détermination du coefficient de réflexion d'impédances élevées. Il consiste en l'association d'un diviseur de puissance d'impédance de référence 1 kΩ et d'un VNA pour former un réflectomètre haute impédance. Le diviseur de puissance permet de séparer les ondes incidente (accès 1) et réfléchi par la charge Z_L connectée à l'accès 3. L'onde contenant l'information du coefficient de réflexion Γ_L de la charge est injectée vers le VNA au travers de l'accès 2 du diviseur. On note la nécessité d'utiliser deux réseaux d'adaptation pour accorder l'impédance des accès 1 et 2 du diviseur (1 kΩ) à ceux du VNA (50 Ω).

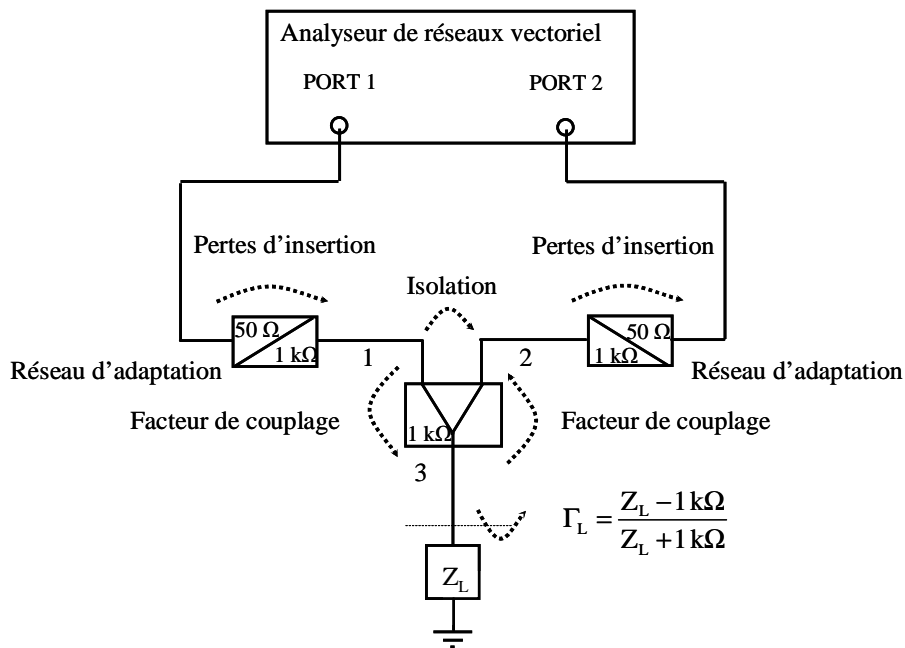


Figure II-3 : Synoptique du réflectomètre haute impédance chargé par Z_L .

On donne en **Figure II-4** le graphe de fluence du réflectomètre haute impédance chargé par Z_L . Celui-ci permet d'analyser de façon graphique le dispositif proposé. On considère le caractère symétrique du diviseur de puissance et des transformateurs d'impédance. Notons également que Γ_1 , coefficient de réflexion aux accès 1 et 2, est référencé sur 50 Ω alors que Γ_2 , Γ_3 , Γ_4 , et Γ_L , qui correspondent au phénomène de réflexions multiples dans le réflectomètre, sont référencés sur 1 kΩ.

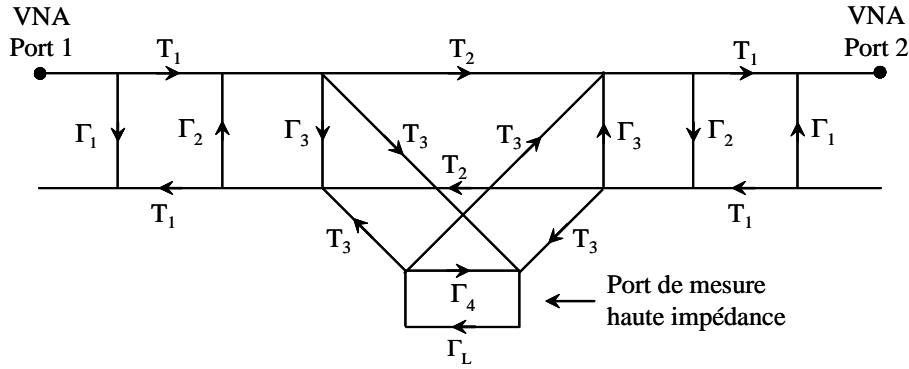


Figure II-4 : Graphe de fluence du réflectomètre haute impédance chargé par Z_L .

Le signal hyperfréquence alimente le réflectomètre haute impédance par la voie 1 du VNA. Une partie du signal est envoyée, au travers du diviseur de puissance d'impédance de référence $1\text{ k}\Omega$, vers le DST dont nous cherchons à déterminer le coefficient de réflexion Γ_L . La voie 2 du VNA permet de récupérer l'information sur le coefficient de réflexion Γ_L .

Il est alors possible de remonter au coefficient de réflexion Γ_L à partir de la mesure du coefficient de transmission S_{21} . En effet, en faisant l'approximation où l'on considère uniquement les trajets du premier ordre, l'expression simplifiée de S_{21} est de la forme :

$$S_{21} = \frac{T_1^2 [T_2(1 - \Gamma_L \Gamma_4) + T_3^2 \Gamma_L]}{1 - 2\Gamma_2 \Gamma_3 - T_2^2 \Gamma_2^2 - \Gamma_4 \Gamma_L - 2T_3^2 \Gamma_2 \Gamma_L}, \quad (\text{II-1})$$

Les coefficients T_i correspondent aux transmissions au travers du réflectomètre.

Si l'on pose que :

$$\Gamma_L(Z_0 = 1\text{ k}\Omega) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}, \quad (\text{II-2})$$

alors, le coefficient de transmission S_{21} peut s'écrire sous la forme :

$$S_{21} = \frac{K_1 + K_2 Z_L}{Z_0 + K_3 Z_L}, \quad (\text{II-3})$$

où les K_i sont des coefficients complexes. Ces coefficients complexes sont des constantes de calibrage et sont introduits afin de prendre en compte les imperfections liées à la réalisation du dispositif. Nous verrons dans la suite de ce chapitre qu'une procédure de calibrage par exemple, de type Short Open Load ($Z_0 = 1\text{ k}\Omega$) permet de retrouver ces constantes afin

d'exprimer le coefficient de réflexion Γ_L à partir de la mesure du coefficient de transmission S_{21} .

Dans la suite de ce travail, nous présentons les différents éléments génériques qui constituent le dispositif.

II.2.2.2 Adaptateur d'impédance

Théoriquement, le port d'accès d'un appareil de mesure, comme par exemple ici celui du VNA, possède une impédance de référence Z_0 égale à 50Ω . Un adaptateur d'impédance est donc nécessaire pour adapter l'analyseur de réseaux vectoriel (50Ω) au système haute impédance ($1 \text{ k}\Omega$). Le schéma électrique du réseau d'adaptation est donné en **Figure II-5**.

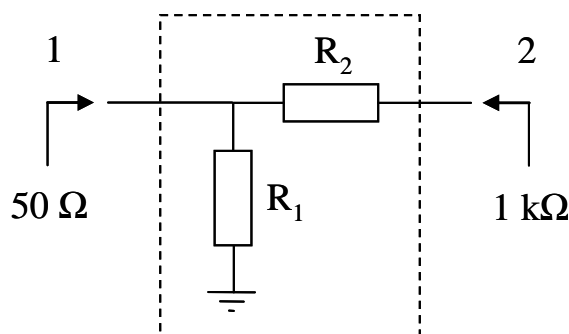


Figure II-5 : Schéma électrique du transformateur d'impédance.

Il consiste en l'association de deux résistances $R_1 = 50 \Omega$ et $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ offrant une adaptation indépendante de la fréquence en considérant les résistances comme parfaites (**Tableau II-1**).

Adaptation $S_{11}=S_{22}$	-38.2 dB
Pertes d'insertion $S_{21}=S_{12}$	-19.1 dB

Tableau II-1 : Caractéristiques du transformateur d'impédance, $Z_0 = 1 \text{ k}\Omega$.

Cependant, nous notons que cette adaptation est réalisée au détriment des pertes d'insertion.

II.2.2.3 Diviseur de puissance haute impédance

Le diviseur haute impédance, qui est le cœur du dispositif, a pour fonction de séparer les ondes incidente et réfléchi par la charge. Compte tenu de l'impédance de référence élevée, on ne peut pas utiliser un diviseur hyperfréquence classique tel que le diviseur de Wilkinson. En effet, ce dernier utilise des structures de propagation plaquées dont les largeurs et longueurs de lignes s'avèreraient difficilement réalisables compte tenu de l'impédance caractéristique désirée. Notre choix s'est donc porté sur le diviseur de Owen [OWE-07] qui de par sa structure entièrement résistive offre une large bande de fonctionnement et la possibilité de travailler avec une impédance de référence élevée (**Figure II-6**).

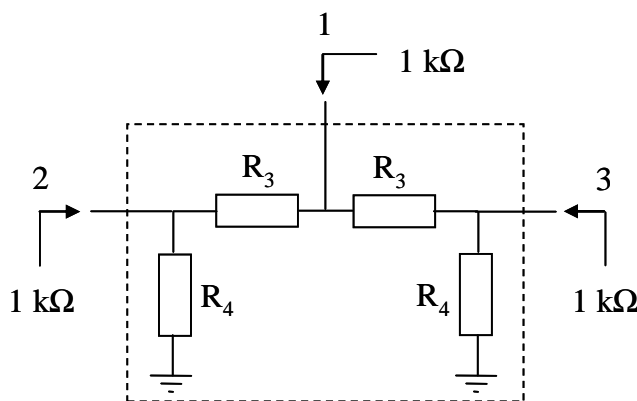


Figure II-6 : Schéma électrique du diviseur de puissance haute impédance.

Il consiste en l'association de quatre résistances définies de manière à avoir une impédance de référence de 1 kΩ sur les trois accès. D'autres critères importants comme une bonne adaptation des accès, une bonne isolation entre les accès 2 et 3 entrent en compte dans la détermination des résistances. Les valeurs de résistances retenues, correspondant à une impédance de référence de 1 kΩ, sont $R_3=1.33 \text{ k}\Omega$ et $R_4=2 \text{ k}\Omega$.

Adaptation S_{ii}	-62 dB
Facteur de couplage S_{21}	-9.5 dB
Isolation accès 2 et 3 S_{32}	-19.1 dB

Tableau II-2 : Caractéristiques du diviseur haute impédance $Z_0 = 1 \text{ k}\Omega$.

Le coefficient de couplage résultant est de -9.5 dB et l'isolation entre les accès 2 et 3 est de -19.1 dB. Notons que, compte tenu des valeurs de résistances choisies, l'isolation et le coefficient de couplage sont théoriquement liés par la relation $S_{32}=S_{21}^2$ (**Tableau II-2**).

II.2.2.3 Conclusion

Cette partie du chapitre a permis de présenter les différents éléments génériques constituant le dispositif haute impédance et d'en préciser les caractéristiques.

II.2.3 Conclusion

Dans cette partie du manuscrit, nous nous sommes attachés à présenter le principe de fonctionnement du système haute impédance qui sera associé à l'analyseur de réseaux pour former le High Impedance Reflectometer. Comme nous le verrons dans la suite de ce manuscrit, l'association d'un système haute impédance à l'analyseur de réseaux permet de repousser les limitations liées à la désadaptation d'impédance. Nous exposons dans la suite de ce travail la réalisation du High Impedance Reflectometer.

II.3 Réalisation des éléments génériques du circuit haute impédance

II.3.1 Introduction

Avant de présenter la réalisation du dispositif haute impédance, nous exposons et justifions les choix technologiques retenus. Compte tenu de l'impédance de référence élevée choisie (1 k Ω), l'emploi de structures de propagation plaquées (largeurs et longueurs de lignes) doit être minimisé. Aussi, afin de développer un prototype permettant de valider ce concept, nous travaillons en technologie localisée reposant sur l'utilisation de composants à montage de surface (CMS). Notre choix s'est porté sur l'utilisation de résistances CMS 0402 permettant, compte tenu de leur taille (0.5 mm \times 1 mm), de limiter les phénomènes de propagation jusqu'à 500 MHz.

Notre choix de substrat pour l'implémentation des divers éléments du circuit s'est porté sur l'Epoxy FR4 1.6 mm dont les caractéristiques sont résumées dans le **Tableau II-3**.

La conception se fait à l'aide de la plate-forme ADS Agilent®. La taille des largeurs de lignes d'interconnexions est fixée à 500 μ m correspondant à la largeur des composants CMS

0402 utilisés. Rappelons également que les longueurs de lignes entre les composants seront réduites au maximum de manière à limiter les effets de propagation.

Caractéristiques du substrat	FR4 1.6 mm
permittivité relative	4.8
facteur de pertes	0.03
hauteur du substrat	1600 μm
épaisseur de métallisation	35 μm

Tableau II-3 : Caractéristiques du substrat utilisé (FR4 1.6 mm).

II.3.2 Réalisation et caractérisation de l'adaptateur d'impédance

En **Figure II-7**, nous donnons le masque du transformateur d'impédance conçu sous ADS Agilent®.

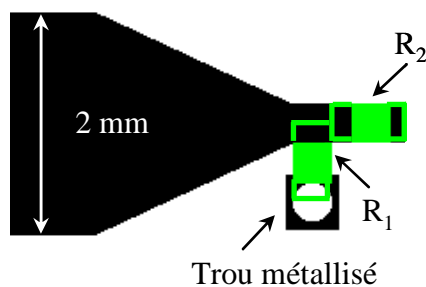


Figure II-7 : Masque du transformateur d'impédance.

Après réalisation par gravure mécanique, le transformateur d'impédance est caractérisé à l'aide d'un analyseur de réseaux Agilent HP8720C pour en extraire les performances hyperfréquence. Cependant, de manière à être compatible avec les accès de mesure de l'analyseur de réseaux (50 Ω), nous combinons en série deux transformateurs d'impédance (**Figure II-8**).

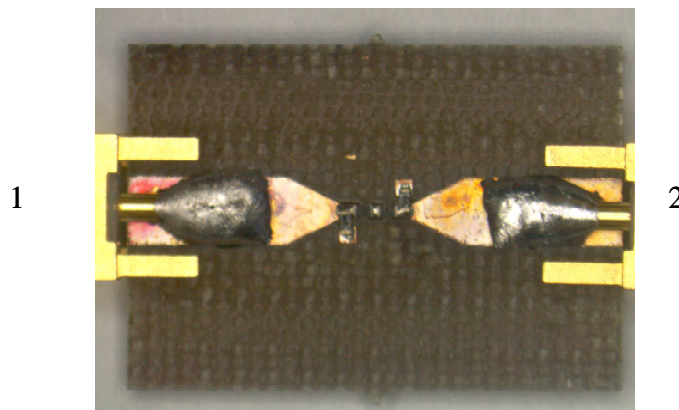
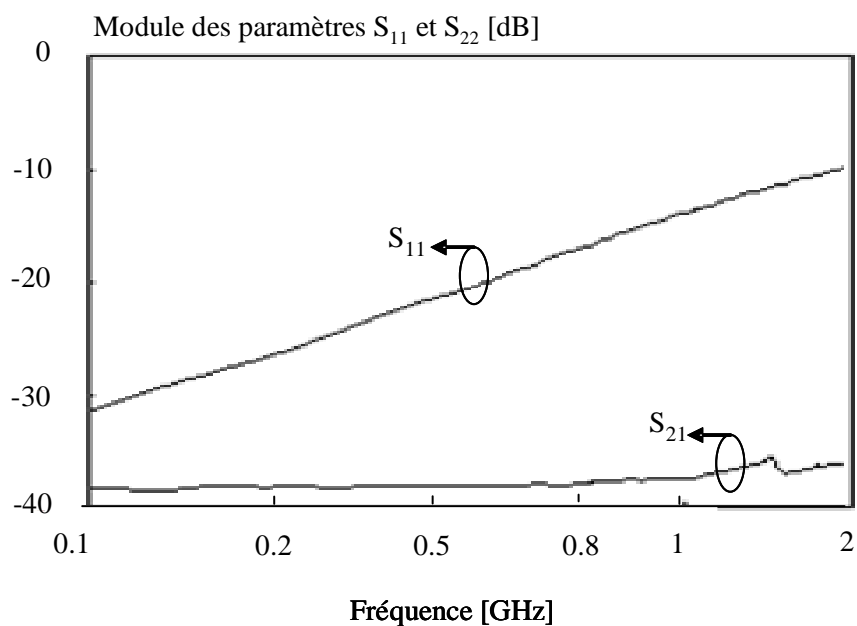


Figure II-8 : Photographie de deux adaptateurs d'impédance associés en série.

Nous donnons en **Figure II-9** les principales caractéristiques expérimentales obtenues jusqu'à une fréquence de 2 GHz.



**Figure II-9 : Caractéristiques de deux adaptateurs d'impédance associés en série.
F= 100 MHz - 2 GHz.**

Les mesures retrouvées dans cette configuration montrent une adaptation des accès meilleure que -20 dB pour des fréquences inférieures à 500 MHz. On peut noter également des pertes d'insertion quasiment constante à -38.2 dB sur toute la bande d'intérêt correspondant théoriquement à la transmission au travers de deux transformateurs d'impédance (2×19.1 dB).

Dans la partie suivante, nous présentons le diviseur intrinsèquement haute impédance qui est le cœur de ce dispositif.

II.3.3 Réalisation et caractérisation du diviseur de puissance haute impédance

De la même façon, nous donnons en **Figure II-10** le masque du diviseur haute impédance conçu sous ADS Agilent®. Les lignes microrubans ajoutées pour connecter les résistances formant le diviseur de puissance affectent son fonctionnement large bande. Ainsi, durant l'étape de conception sous l'outil de conception ADS Agilent®, il est nécessaire d'optimiser les valeurs théoriques des résistances de manière à privilégier les grandeurs telles que l'adaptation des accès, la transmission et l'isolation entre les accès 2 et 3 (**Figure II-6**). Les valeurs normalisées des résistances retenues sont $R_3=1.2\text{ k}\Omega$ et $R_4=1.8\text{ k}\Omega$ de la série E12.

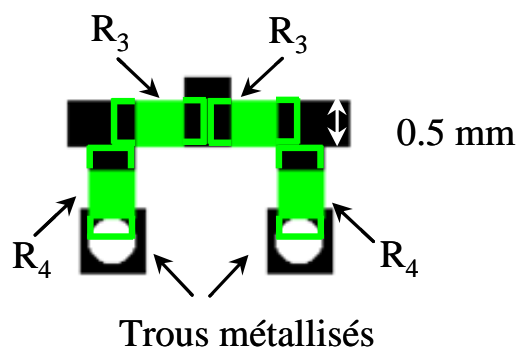


Figure II-10 : Masque du diviseur de puissance haute impédance.

Comme le montre la photographie donnée en **Figure II-11**, chaque accès du diviseur de puissance est associé à un adaptateur d'impédance de manière à ajuster l'impédance du diviseur de puissance à celle de l'analyseur de réseaux pour pouvoir extraire ses caractéristiques.

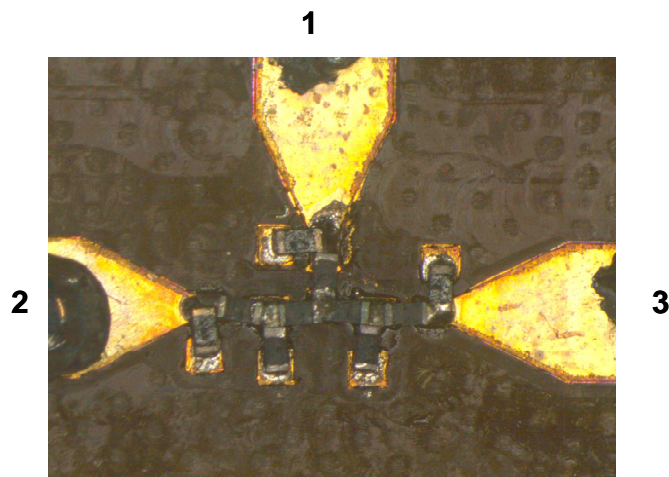


Figure II-11 : Photographie du diviseur de puissance haute impédance.

Après réalisation par gravure mécanique, le diviseur de puissance, associé à trois transformateurs d'impédance, est caractérisé à l'aide d'un analyseur de réseaux Agilent HP8720C. Nous présentons en **Figure II-12** les principales caractéristiques expérimentales obtenues.

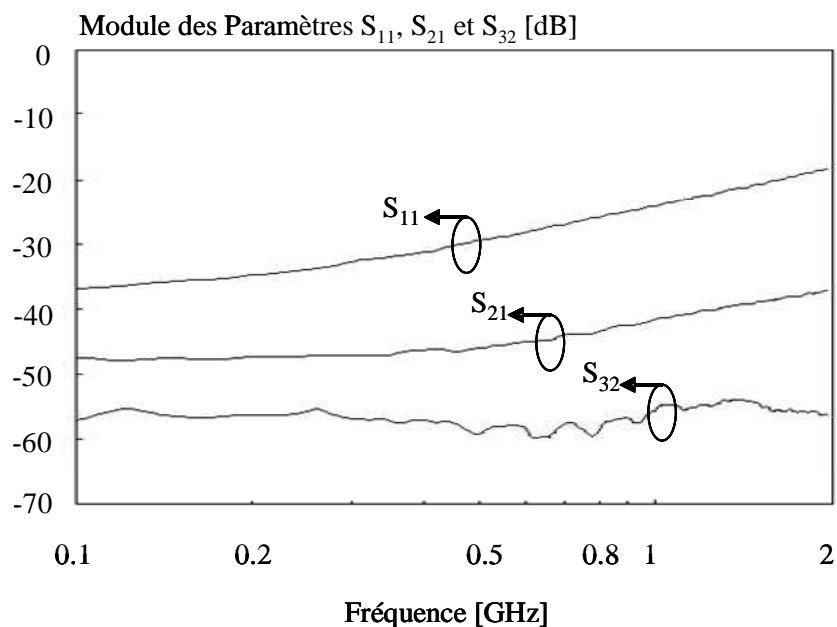


Figure II-12 : Principales caractéristiques du diviseur de puissance haute impédance.

F= 100 MHz - 2 GHz.

On note une adaptation des accès meilleure que -30 dB pour des fréquences inférieures à 500 MHz. Nous notons également des pertes d'insertion quasiment constantes à -48 dB sur toute la bande d'intérêt correspondant à la transmission au travers des deux transformateurs d'impédance (-38.2 dB) et du diviseur de puissance. Les pertes d'insertions au travers de ce dernier sont donc de -9.8 dB. On peut également constater une isolation entre les accès 2 et 3 du dispositif quasi constante à -56.1 dB pour des fréquences inférieures à 500 MHz. Soit une isolation du diviseur de -17.9 dB.

Cependant on retrouve un écart entre les données mesurées et les données théoriques (**Tableau II-2**). Cet écart qui augmente avec la fréquence est directement lié à la technologie utilisée et limite son utilisation pour des fréquences inférieures à 500 MHz.

II.3.4 Conclusion

Une fois les éléments génériques réalisés et validés expérimentalement de manière individuelle, nous associons ces briques de base afin d'obtenir le réflectomètre haute impédance. Compte tenu de la limitation fréquentielle mise en évidence par cette technologie, la mise en œuvre du dispositif pour la mesure de fortes résistances est donnée dans la partie suivante pour une fréquence allant jusqu'à 0.5 GHz.

II.4 Application à la mesure de fortes valeurs de résistances

II.4.1 Introduction

Dans cette partie, nous mettons en œuvre le réflectomètre haute impédance pour la mesure de fortes valeurs de résistances.

Précédemment, nous avons exposé le développement d'une nouvelle instrumentation intrinsèquement haute impédance permettant de faire de l'analyse de réseaux directement sur une impédance de référence élevée, de 1 k Ω au lieu de 50 Ω . Cette nouvelle technique d'instrumentation est basée sur le principe de la réflectométrie associée à un analyseur de réseaux vectoriel. Elle permet au moyen d'un dispositif intrinsèquement haute impédance (HIR) de remonter à la grandeur d'intérêt.

Après avoir présenté le dispositif, la validation de cette approche est obtenue en mesurant jusqu'à 500 MHz des résistances CMS 0402 dans la gamme de 100 Ω à 100 k Ω .

II.4.2 Réflectomètre haute impédance pour la mesure de fortes valeurs de résistances

Le réflectomètre comprend deux transformateurs d'impédance et un diviseur de puissance d'impédance caractéristique Z_0 de $1\text{ k}\Omega$. Nous donnons en **Figure II-13** le masque du réflectomètre haute impédance conçu sous ADS Agilent®.

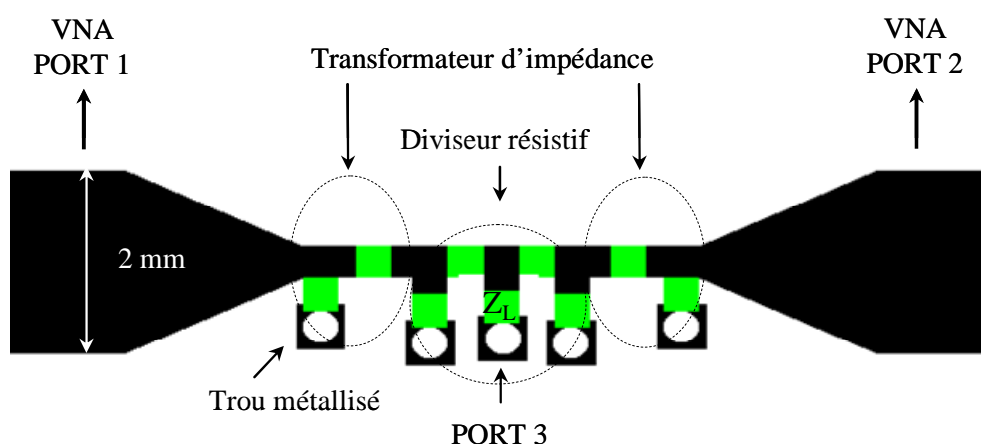


Figure II-13 : Masque du réflectomètre haute impédance chargé par Z_L .

Le port 3 du dispositif est relié à la charge Z_L , les ports 1 et 2 sont reliés à l'analyseur de réseaux commercial.

Le circuit haute impédance du réflectomètre est réalisé en technologie plaquée et des connecteurs SMA sont utilisés pour connecter le dispositif à l'analyseur de réseaux HP8720C via des câbles coaxiaux.

La **Figure II-14** montre une photographie du dispositif après réalisation par gravure mécanique.

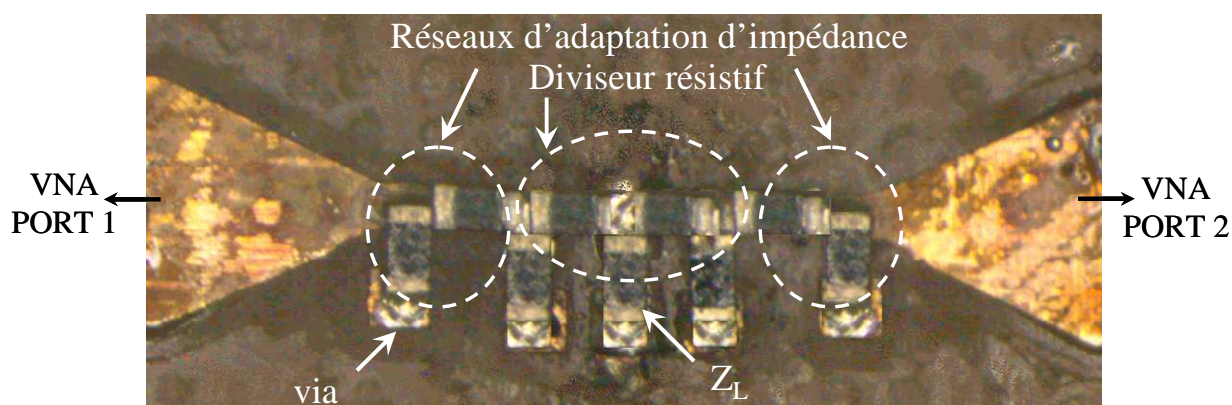


Figure II-14 : Photographie du réflectomètre haute impédance.

Après réalisation, nous étudions la réponse en fréquence du dispositif connecté à une charge adaptée (Z_L égale à $1\text{ k}\Omega$) en le reliant à l'analyseur de réseaux HP8720C. Nous donnons en **Figure II-15** le module du coefficient de transmission du réflectomètre haute impédance obtenu.

Nous notons des pertes d'insertion quasiment constantes égales à -58.2 dB sur toute la bande d'intérêt correspondant à la transmission au travers de deux transformateurs d'impédance et à l'isolation du diviseur de puissance. La différence entre les données mesurées (-58.2 dB) et théoriques (-57.3 dB) met en évidence un léger écart évoluant sensiblement en fonction de la fréquence.

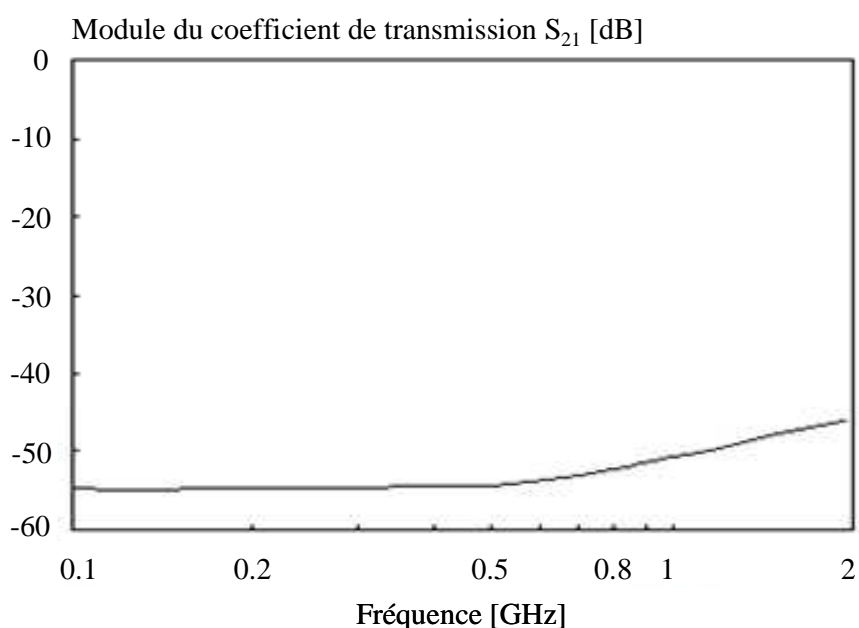


Figure II-15 : Module du coefficient de transmission du circuit haute impédance du réflectomètre obtenu en mesure. $F= 100\text{ MHz}- 2\text{ GHz}$

Une fois réalisé et caractérisé, nous exposons dans la partie suivante, le modèle de calibrage développé ainsi que la mise en œuvre du dispositif pour la mesure de fortes valeurs de résistances.

II.4.3 Calibrage et problème direct

Nous rappelons l'expression du coefficient de transmission S_{21} vu au travers du réflectomètre haute impédance en fonction de Γ_L .

$$S_{21} = \frac{T_1^2 [T_2(1 - \Gamma_L \Gamma_4) + T_3^2 \Gamma_L]}{1 - 2\Gamma_2 \Gamma_3 - T_2^2 \Gamma_2^2 - \Gamma_4 \Gamma_L - 2T_3^2 \Gamma_2 \Gamma_L} \quad (\text{II-4})$$

Le coefficient de réflexion de la charge est défini par :

$$\Gamma_L (Z_0 = 1 \text{ k}\Omega) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (\text{II-5})$$

Z_L représente la charge et Z_0 l'impédance de référence (ici $Z_0 = 1 \text{ k}\Omega$).

Nous rappelons ci-dessous la modélisation retenue exprimant le coefficient de transmission en fonction de la charge :

$$S_{21} = \frac{K_1 + K_2 Z_L}{Z_0 + K_3 Z_L} \quad (\text{II-6})$$

Les trois coefficients K_i sont de type complexe et peuvent être retrouvés en utilisant un calibrage de type Short Open Load. Ces coefficients K_i permettent ainsi la prise en compte des imperfections du dispositif proposé. Le coefficient K_1 est directement lié à l'adaptation des deux accès du dispositif. K_2 est associé aux pertes d'insertion entre les deux ports et K_3 est lié au phénomène de réflexions multiples. Ces coefficients prennent ainsi en compte les imperfections liées directement à la technologie utilisée, que sont par exemple une mauvaise isolation du diviseur de puissance ou une mauvaise adaptation des accès.

Nous donnons dans la **Figure II-16** l'évolution du module du coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de résistances (1 k Ω , 10 k Ω , 100 k Ω). On peut constater que la mesure du coefficient de transmission S_{21} permet de distinguer des charges supérieures au k Ω . Cette étude effectuée jusqu'à 3 GHz pour différentes charges R_L , montre une ambiguïté de mesure, et confirme donc une limitation fréquentielle de fonctionnement du dispositif à 500 MHz.

Le dispositif repose sur l'utilisation d'une technologie à éléments localisés, offrant théoriquement un fonctionnement large bande. Mais une étude, dont les résultats sont donnés en **ANNEXE**, explique ce phénomène par la mise en évidence d'une limitation fréquentielle

des résistances CMS 0402 qui forment les éléments génériques du circuit haute impédance du réflectomètre.

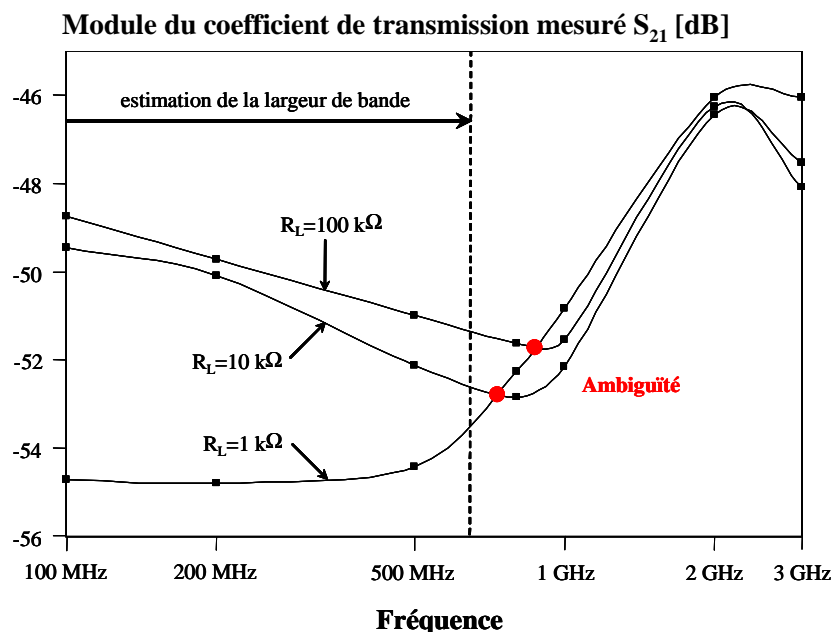


Figure II-16 : Evolution du module du coefficient de transmission mesuré en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de résistance.

Pour une fréquence de 500 MHz, nous donnons en **Figure II-17** les résultats de simulation obtenus pour l'évolution du coefficient de transmission en module et en phase en fonction de la charge. Le dispositif montre une variation de l'ordre de 20 dB du module du coefficient de transmission pour des valeurs de résistances allant de 100 Ω à 100 k Ω . Nous notons donc une très bonne sensibilité du dispositif pour des charges allant jusqu'à plusieurs dizaines de k Ω . D'autre part, une variation de 20 degrés pour la phase est notée. Cette variation de phase montre l'existence d'effets capacitifs de boîtiers progressant avec la fréquence (**ANNEXE**).

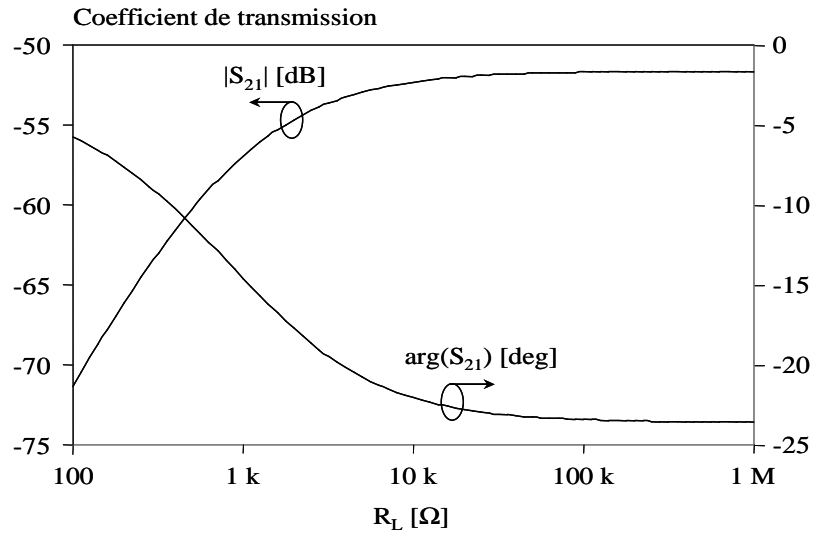


Figure II-17 : Evolution du coefficient de transmission en fonction de la charge R_L .

F= 500 MHz

Le calibrage du dispositif permettant de déterminer les constantes K_i consiste à mesurer le coefficient de transmission complexe lorsque le port de mesure est connecté à une résistance de 100Ω proche d'un court-circuit, à une charge adaptée égale à $1 \text{ k}\Omega$ et à une charge proche d'un circuit ouvert que l'on considérera ici comme une résistance de $100 \text{ k}\Omega$. La valeur de $100 \text{ k}\Omega$ pour l'étalon de calibrage est choisie de manière à être juste supérieure à la plage de mesure visée. Le choix d'utiliser des étalons de calibrage comme étant des résistances de même type (CMS 0402) que celles caractérisées permet de prendre en compte les éléments parasites de boîtiers dans le modèle de calibrage.

Nous résumons dans le **Tableau II-4** les valeurs des constantes de calibrage retrouvées pour différentes fréquences. Notons une évolution de la phase des coefficients K_i en fonction de la fréquence mettant ainsi en évidence les effets capacitifs des boîtiers CMS plus importants pour les hautes fréquences.

	100 MHz		200 MHz		500 MHz	
	mag	arg(deg)	mag	arg(deg)	mag	arg(deg)
K_1	0.1972	58.4	0.4195	93.7	1.0257	69.3
K_2	0.0034	6.7	0.0039	5.9	0.0035	13.2
K_3	0.9187	8.5	1.1958	12.2	1.2174	25.0

Tableau II-4 : Coefficients de calibrage retrouvés pour différentes fréquences.

La prochaine étape consiste à la résolution du problème inverse.

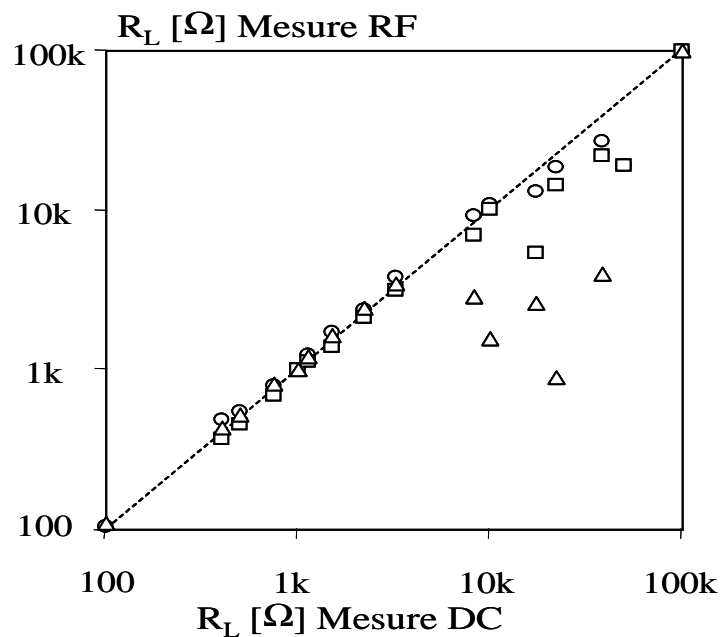
II.4.4 Résolution du problème inverse

Nous donnons ci-dessous l'inversion du modèle de calibrage (II-6) exprimant la charge ($Z_L=R_L+jX_L$) en fonction du coefficient de transmission mesuré.

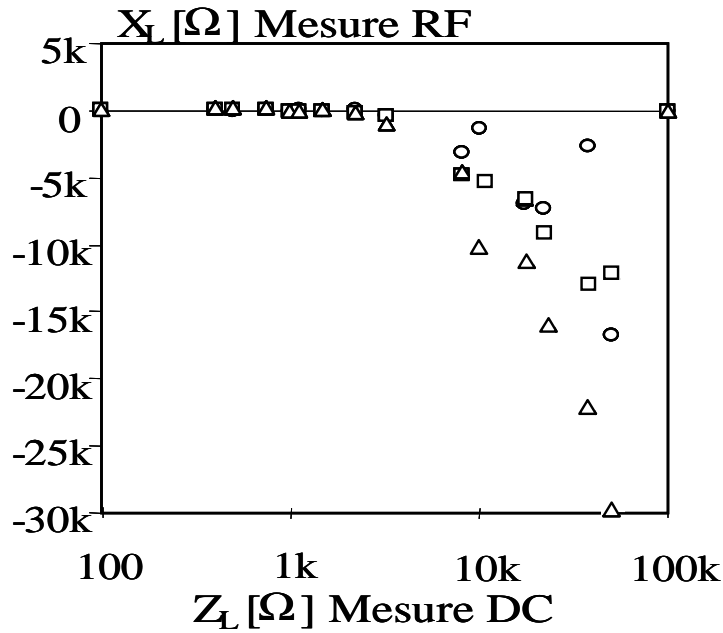
$$Z_L (Z_0 = 1 \text{ k}\Omega) = \frac{S_{21}Z_0 - K_1}{K_2 - S_{21}K_3} \quad (\text{II-7})$$

Après avoir retrouvé les constantes de calibrage K_i du réflectomètre haute impédance pour les fréquences considérées, nous mettons en œuvre le dispositif pour la mesure de résistances en vue de sa validation. Nous comparons les valeurs de résistances retrouvées aux fréquences RF, après inversion du problème direct, aux valeurs de résistances mesurées en régime continu.

Les résultats sont donnés en **Figure II-18**.



(a)



(b)

Figure II-18 : Comparaison des mesures RF et en DC obtenues pour des résistances CMS 0402 à différentes fréquences.

(a) Partie Réelle (b) Partie Imaginaire

(○ 100 MHz, □ 200 MHz, △ 500 MHz)

De manière générale, on note un bon accord entre les mesures RF et les valeurs DC des résistances pour des fréquences inférieures à 200 MHz (**Figure II-18a**). Si nous considérons la fréquence de 500 MHz, nous constatons un bon fonctionnement du dispositif jusqu'à une dizaine de kΩ pour R_L . Nous rappelons que les effets de boîtiers des résistances CMS augmentent en fonction de la fréquence et sont plus significatifs pour les valeurs de résistances élevées. Ces effets sont mis en évidence par l'évolution de la partie imaginaire X_L de Z_L qui n'est plus nulle au delà de quelques kΩ (**Figure II-18b**).

Malgré cela, pour des fréquences inférieures à 200 MHz, les résultats observés permettent de valider ce nouveau concept. Cette limitation fréquentielle est essentiellement liée à la technologie utilisée et peut être surmontée en faisant appel à une technologie mieux adaptée. En effet, l'utilisation d'une technologie intégrée permettrait de repousser cette limitation à une fréquence supérieure au giga hertz. L'idée première de ce travail était de valider le concept avec une technologie faible coût et simple de réalisation.

II.4.5 Conclusion

Compte tenu des premiers résultats expérimentaux obtenus pour plusieurs charges test, nous avons validé ce nouveau concept de réflectomètre haute impédance. Celui-ci peut apporter de réelles solutions dans le domaine de la caractérisation hyperfréquence de dispositifs de fortes valeurs d'impédances. Le système réalisé permet la mesure de charges résistives de plusieurs dizaines de $k\Omega$ pour des fréquences allant jusqu'à 200 MHz. Les résultats présentés dans cette partie de chapitre mettent en avant la faculté du réflectomètre haute impédance à repousser les limitations de l'analyseur de réseaux en termes de désadaptation d'impédance lors de la mesure d'impédances élevées.

Après avoir vu l'aspect concernant la mesure de résistances, on s'intéresse dans la partie suivante à l'aspect concernant la mesure de capacités au travers de la réalisation du premier microscope champ proche intrinsèquement haute impédance.

II.5 Application à la microscopie champ proche haute impédance

II.5.1 Introduction

Les principaux intérêts de l'utilisation de la microscopie champ proche sont la résolution spatiale et la sensibilité aux propriétés électromagnétiques des matériaux auscultés.

Au sein de notre groupe, plusieurs microscopes champ proche micro-ondes ont été réalisés. Les premiers travaux ont permis l'utilisation de la microscopie champ proche pour le contrôle non destructif [MAA-05]. Par la suite, le domaine d'application va s'élargir et d'autres microscopes champ proche sont développés notamment pour la détection de défauts [BEN-08]-[HAD-09]-[WAN-09] et la mesure de permittivité [BEN-09].

La technique de microscopie micro-onde consiste à effectuer une évaluation non destructive d'un matériau ou d'un objet à l'aide de l'interaction électromagnétique entre l'échantillon sous test et une sonde dont les dimensions sont petites devant la longueur d'onde utilisée. Cette sonde est par définition haute impédance du fait de son ouverture très faible. Son impédance essentiellement capacitive est généralement ramenée, au travers d'un étage d'adaptation, à l'impédance 50Ω du système de mesure.

Dans ce travail, notre approche est différente. Nous élaborons une instrumentation dont l'impédance de référence est choisie au plus proche de l'impédance de la sonde afin d'augmenter sensiblement la qualité de la mesure pour de faibles variations de capacités.

Ainsi dans la suite de ce travail, nous exposons le premier microscope champ proche intrinsèquement haute impédance.

II.5.2 Principe du microscope champ proche haute impédance

Le microscope champ proche non résonant présenté ici repose sur le même principe de fonctionnement que le réflectomètre haute impédance exposé dans la première partie de ce chapitre pour la mesure de fortes valeurs de résistances [GLA-12]. Il est basé sur l'utilisation d'un diviseur de puissance d'impédance de référence $1\text{ k}\Omega$ et de deux transformateurs d'impédance $50\ \Omega/1\text{ k}\Omega$. Le diagramme de fluence du réflectomètre haute impédance, dans les plans des ports d'accès du VNA, est donné en **Figure II-4**. On associe à ce dispositif une sonde micro-ruban. Cette sonde produit une onde dite « évanescente » dont l'intensité diminue exponentiellement avec la distance.

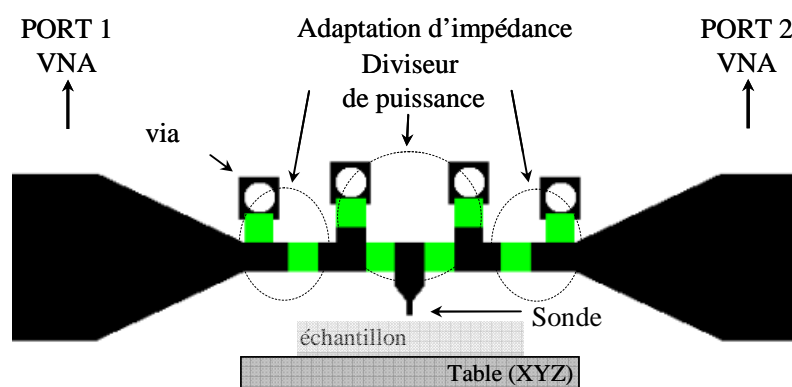


Figure II-19 : Schéma descriptif du microscope champ proche haute impédance [GLA-13].

Comme le montre la **Figure II-19**, le réflectomètre haute impédance est alimenté par le signal hyperfréquence au travers du port 1 du VNA. Le diviseur de puissance d'impédance de référence $1\text{ k}\Omega$ permet d'injecter une partie du signal vers la sonde.

La mesure du coefficient de transmission S_{21} entre les accès 1 et 2 du VNA permet de remonter au coefficient de réflexion Γ_L (II-8).

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, l'échantillon apparaît comme une impédance complexe Z_L (I-26). Dans ce cas de figure, la partie réelle R de cette impédance est négligeable devant la partie imaginaire et seules les variations de phase du coefficient de réflexion Γ_L sont considérées.

En faisant l'approximation où l'on considère uniquement les trajets de premier ordre (**Figure II-4**), nous obtenons l'expression du coefficient de transmission S_{21} en fonction de Γ_L (II-1) que nous rappelons ci-après:

$$S_{21} = \frac{T_1^2 [T_2 (1 - \Gamma_L \Gamma_4) + T_3^2 \Gamma_L]}{1 - 2\Gamma_2 \Gamma_3 - T_2^2 \Gamma_2^2 - \Gamma_4 \Gamma_L - 2T_3^2 \Gamma_2 \Gamma_L} \quad (\text{II-8})$$

Dans le cas idéal, on peut considérer $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma_3 = \Gamma_4 = 0$ (pas de réflexion sur les ports d'accès et pas de réflexions multiples au travers du dispositif) et également $T_2 = T_3^2$ (diviseur entièrement équilibré). Pour une impédance de référence de 1 k Ω , le coefficient de transmission est donc de la forme :

$$S_{21}(Z_0 = 1 \text{ k}\Omega) = \frac{2T_1^2 T_2}{1 + jZ_0 C \omega} \quad (\text{II-9})$$

Si l'on considère que l'on travaille à des fréquences inférieures au giga hertz impliquant $Z_0 C \omega < 1$ et que T_1, T_2 sont réels, on peut faire une seconde approximation sur l'évolution de la phase du coefficient de réflexion. Pour une impédance de référence de 1 k Ω , la phase de S_{21} ($\varphi_{1\text{k}\Omega}$) est alors de la forme :

$$\varphi_{1\text{k}\Omega} = \arg(S_{21}(Z_0 = 1 \text{ k}\Omega)) = -Z_0 C \omega \quad (\text{II-10})$$

De la même façon, à partir de l'expression donnée ci-dessus, nous pouvons exprimer l'incertitude sur la mesure de la capacité C par :

$$|\Delta C| = \frac{1}{Z_0 \omega} |\Delta \varphi_{1\text{k}\Omega}| \quad (\text{II-11})$$

Avec $\Delta \varphi_{1\text{k}\Omega}$ l'erreur sur la mesure de la phase au travers du VNA, estimée à 0.1°.

Ainsi, à partir de l'équation donnée en (II-11), pour $Z_0 = 1 \text{ k}\Omega$, l'incertitude sur la mesure de C est de l'ordre de 0.1 fF pour la fréquence de 1 GHz.

La même étude, pour une impédance de référence de 50 Ω , a été menée. L'incertitude sur la mesure de C retrouvée est de l'ordre de 2 fF pour la même fréquence de 1 GHz. Ainsi, pour

$Z_0 = 1 \text{ k}\Omega$, l'erreur de mesure sur la capacité C est donc réduite d'un facteur dix comparativement à la configuration pour une impédance de référence 50Ω .

Dans la suite de ce travail, nous présentons la sonde utilisée et nous mettons en œuvre le dispositif pour la mesure de faibles variations de capacités.

II.5.3 Mise en œuvre du microscope haute impédance pour la mesure de faibles variations de capacités

Pour la réalisation du microscope haute impédance, nous optons pour un substrat d'Epoxy FR4. La résolution offerte par cette sonde est directement liée à l'ouverture de celle-ci qui est fixée, pour cette étude, à $100 \mu\text{m}$. Cette sonde produit une onde dite « évanescente » dont l'intensité diminue sensiblement avec la distance comme le montre la simulation électromagnétique (ANSYS HFSS) présentée en **Figure II-20**.

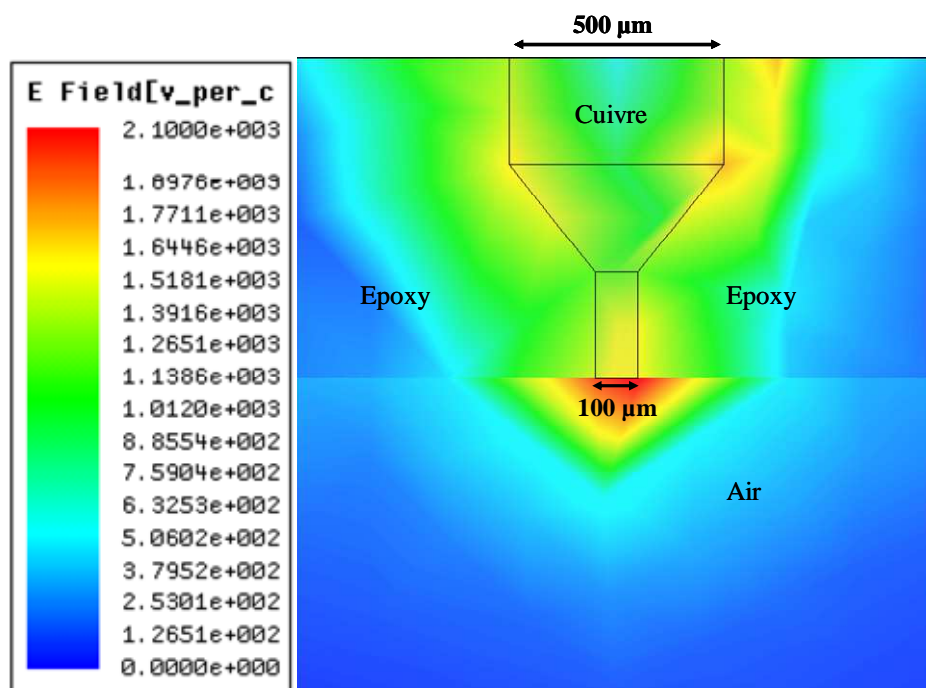


Figure II-20 : Simulation HFSS du module du champ électrique de la sonde proposée.

F= 0.2 GHz.

Comme le montre la **Figure II-21**, cette sonde est connectée au plus près du réflectomètre haute impédance présenté dans le **paragraphe II.2**. Ce réflectomètre haute impédance est réalisé en technologie plaquée et des connecteurs SMA sont utilisés pour connecter le dispositif à un analyseur de réseaux via des câbles coaxiaux.

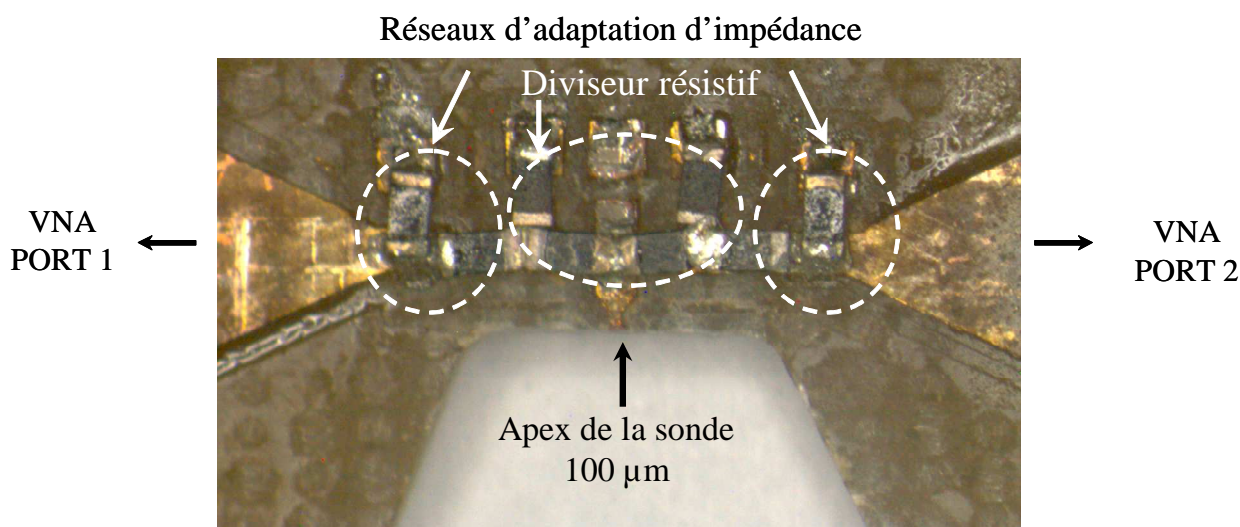


Figure II-21 : Photographie du microscope champ proche haute impédance [GLA-13]-[GLA-14].

Le dispositif est ensuite fixé au-dessus d'une table (XYZ) à une distance h de l'extrémité de la sonde.

Dans cette étude, la puissance du signal RF injecté est fixée à 0 dBm, et la fréquence intermédiaire (IF) de l'analyseur de réseaux R&S®ZVL6 utilisé est fixée à 100 Hz de manière à obtenir une mesure stable. La première étape concerne l'étude de l'influence de l'écart entre la sonde et l'échantillon. Pour cette expérience, l'objet sous test est une plaque métallique. Cette dernière est déplacée du contact avec la sonde ($h=0$) jusqu'à la distance $h = 1000 \mu\text{m}$. L'évolution de la phase du coefficient de transmission est récupérée pour chaque hauteur de sonde considérée pour des fréquences allant de 1 MHz jusqu'à 600 MHz.

Nous exposons en **Figure II-22** l'évolution expérimentale retrouvée de la phase du coefficient de transmission S_{21} en fonction de la fréquence pour une hauteur de sonde de $20 \mu\text{m}$. Pour des fréquences inférieures à 200 MHz, la phase du coefficient de transmission évolue linéairement avec la fréquence ce qui souligne le comportement capacitif attendu. Cependant, on note un phénomène de résonance autour des fréquences de 275 MHz et 550 MHz, certainement lié aux éléments parasites de boîtiers des résistances CMS 0402.

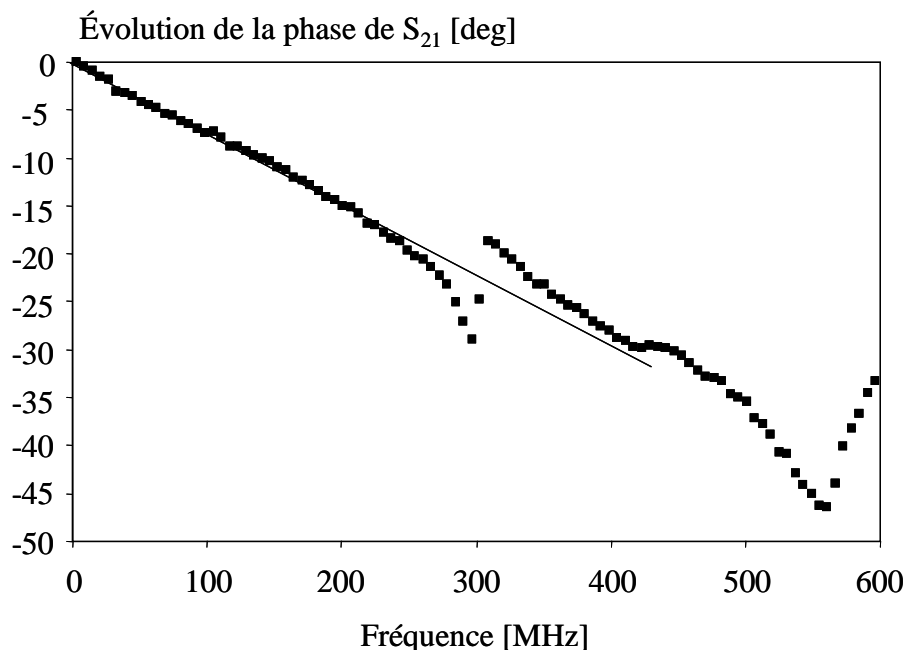


Figure II-22 : Evolution de la phase du coefficient de transmission en fonction de la fréquence. $h= 20 \mu\text{m}$.

Pour chaque hauteur h de la sonde, en considérant une interpolation linéaire entre les fréquences de 100 MHz et 200 MHz, l'inversion du modèle donné par l'équation (II-10) permet de remonter à la valeur de la capacité formée entre l'échantillon et l'ouverture de la sonde. Nous représentons en **Figure II-23** l'évolution de la valeur de la capacité retrouvée pour chaque distance de séparation entre l'extrémité de la sonde et l'échantillon sous test.

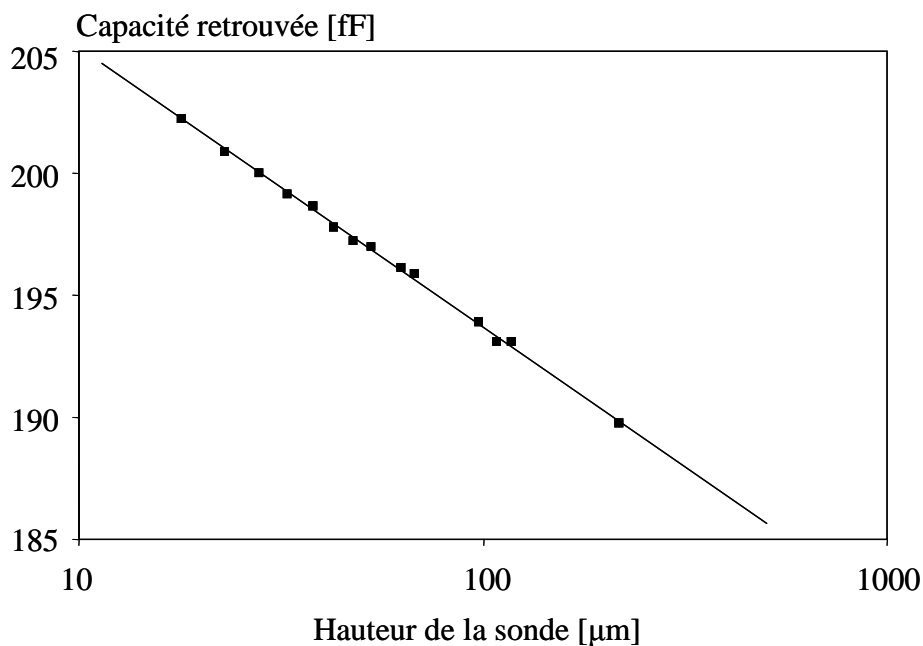


Figure II-23: Evolution de la capacité en fonction de la hauteur h de sonde.

On note ici l'aptitude du microscope champ proche haute impédance à mesurer une variation de capacité de quelques fF autour de 200 fF.

II.5.4 Conclusion

Nous avons présenté dans ce travail le premier microscope champ proche micro-ondes non résonant intrinsèquement haute impédance. Ce système est dédié à la mesure de variations de capacités. Le réflectomètre d'impédance de référence élevée utilisant un analyseur de réseaux est associé à une sonde évanescente. Après avoir présenté notre choix pour une technologie plaquée faible coût pour valider le concept, le dispositif est placé au dessus d'une table (XYZ) à une distance h de l'échantillon variable entre 0 et 500 μm pour la mesure de capacités. Les résultats obtenus montrent la possibilité de mesurer une variation de capacité de quelques fF autour de 200 fF.

II.6 Conclusion

L'analyseur de réseaux commercial est l'appareil de mesure usuel dans le domaine des hyperfréquences. Nous avons exposé son principe et montré ses limitations pour la mesure de hautes impédances. Ces limitations sont particulièrement liées à la désadaptation d'impédance. Afin de répondre à cette problématique, nous avons présenté un appareil de mesure hyperfréquence dédié, d'impédance de référence élevée. Dénommé « *High Impedance Reflectometer* », ce réflectomètre possède une impédance de référence de 1 $\text{k}\Omega$.

Dans le but de valider cette nouvelle technique, nous avons présenté deux applications.

La première consiste à mesurer des résistances au-delà du $\text{k}\Omega$ et a été validée au travers de mesures expérimentales jusqu'à 500 MHz. La seconde application concerne la mesure de faibles variations de capacités. A cet effet, nous avons présenté le premier microscope micro-ondes champ proche non résonant d'impédance de référence élevée. De la même façon, cette étude a été validée au travers de mesures expérimentales jusqu'à 500 MHz et a montré la possibilité de mesurer une variation de quelques fF autour de 200 fF.

Dans la suite de ce manuscrit, nous présentons des dispositifs intégrant des détecteurs hyperfréquence permettant de s'affranchir de l'utilisation de l'analyseur de réseaux.

II.7 Références bibliographiques

- [BEN-08]** O. BENZAIM, K. HADDADI, MM. WANG, M. MAAZI, D. GLAY and T. LASRI
 “Scanning near-field millimetre-wave microscope: application to a vector-coding technique”
 IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 57, n° 11, pp 2392-2397, June 2008.
- [BEN-09]** O. BENZAIM
 “Techniques multi-port pour la conception et la réalisation de systèmes micro-ondes dédiés à l'évaluation non destructive de matériaux”
 Thèse de Docteur de l'Université, Lille, Juillet 2009.
- [GLA-12]** D. GLAY, A. EL FELLAHI, and T. LASRI
 “High Impedance Reflectometer dedicated to Non-Resonant Near-Field Microwave Microscopy”
 42nd European Microwave Conference (EuMC), Amsterdam, The Netherlands, 2012.
- [GLA-13]** D. GLAY, A. EL FELLAHI, and T. LASRI
 “A proof of concept of a non-resonant near-field microwave microscope based on a high impedance reflectometer”
 International Journal of Microwave and Wireless Technologies, Vol. 5, Special Issue 03, pp 301-308, Juin 2013
- [GLA-14]** D. GLAY, A. EL FELLAHI, and T. LASRI
 “High reference impedance reflectometer for non-resonant matching of near-field microwave microscope tip probe”
 Microwave and Optical Technology Letters, Vol 56, Janvier 2014.
- [HAD-09]** K. HADDADI, MM. WANG, O. BENZAIM, D. GLAY and T. LASRI
 “Contactless microwave technique based on a spread-loss model for dielectric materials characterization”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 19, n°1, pp 33-35, January 2009.
- [HUB-10]** H. P. HUBER, M. MOERTELMAIER, T. M. WALLIS, C. J. CHAING, M. HOCHLEITNER, A. IMTIAZ, Y. J. OH, K. SCHILCHER, M. DIEUDONNE, J. SMOLINER, P. HINTERDORFER, S. J. ROSNER, H. TANBAKUCHI, P. KABOS, and F. KIENBERGER
 “Calibrated nanoscale capacitance measurements using a scanning microscope”
 Review of scientific instruments 81, 113701, 2010.
- [LI-04]** S. LI, Z. YU, S. YEN, W.C. TANG, and P. J. BURKE
 “Carbon Nanotube Transistor Operation at 2.6 GHz”
 Nano Letters, Vol. 4, No. 4, pp. 753-756, 2004.

- [MAA-05]** M. MAAZI
“Conception et réalisation de systèmes en gamme millimétrique pour l'évaluation non destructive : applications à la restauration de profils et d'images d'objets enfouies”
Thèse de Docteur de l'université, Lille, Mars 2005.
- [NOU-10]** L. NOUGARET, G. DAMBRINE, S. LEPILLET, H. HAPPY, N. CHIMOT, V. DERYCKE, and J.-P. BOURGOIN
“Gigahertz characterization of a single carbon nanotube”
Applied Physics Letters, vol. 96, p. 042109, 2010.
- [OWE-07]** Owen resistive splitter
http://www.microwaves101.com/encyclopedia/Resistive_splitter2.cfm
- [SIN-04]** D. V. SINGH, K. A. JENKINS, J. APPENZELLER, D. NEUMAYER, A. GRILL, and H.-S.P. WONG
“Frequency Response of Top-Gated Carbon Nanotube Field-Effect Transistors”
IEEE Transactions on Nanotechnology, Vol. 3, No. 3, pp. 383-387, 2004.
- [WAN-09]** MM. WANG, O. BENZAIM, K. HADDADI, D. GLAY and T. LASRI
“Technique d'imagerie à ondes évanescentes basée sur la réflectométrie six-port à 35 GHz”
Actes des 16èmes Journées Nationales Microondes, JNM 2009, Grenoble, France, 27-29 mai, 2009.

CHAPITRE III
DISPOSITIFS HOMODYNES D'IMPÉDANCE DE
RÉFÉRENCE ÉLEVÉE POUR LA MESURE DE HAUTES
IMPÉDANCES

III.1 Introduction

En s'appuyant sur les travaux décrits dans le chapitre précédent, nous exposons dans ce chapitre deux dispositifs de mesures homodynes, d'impédance de référence élevée, qui se substituent à l'analyseur de réseaux hétérodyne. Nous détaillons leur principe de fonctionnement ainsi que les performances obtenues en termes de mesure de fortes valeurs d'impédances.

Nous présentons, en premier lieu, un réflectomètre scalaire intrinsèquement haute impédance (impédance de référence = 1 k Ω) dénommé SHIR (Scalar High Impedance Reflectometer) permettant la mesure du module du coefficient de réflexion pour des hautes valeurs de résistances en régime dynamique. Nous rappelons que dans ce cas l'emploi de l'analyseur de réseaux usuel est limité par le fort contraste entre son impédance de référence (50 Ω) et l'impédance du dispositif sous test. Bien que les dispositifs présentés précédemment permettent de palier cette problématique, nous proposons dans ce chapitre une solution qui exclut l'utilisation de l'analyseur de réseaux commercial. Cette solution est basée sur le développement d'un système de mesure scalaire homodyne d'impédance de référence élevée. La volonté est de s'affranchir de l'appareillage classiquement utilisé qu'est l'analyseur de réseaux 50 Ω . Ainsi, le but est de développer un système dédié présentant une impédance de référence intrinsèque proche de l'impédance du DST

Dans un second temps, l'idée est d'évoluer vers des systèmes de mesure vectorielle. Dans ce contexte, nous présentons le premier réflectomètre vectoriel homodyne d'impédance de référence 1 k Ω dédié à la mesure de fortes valeurs d'impédances.

III.2 Système d'impédance de référence élevée dédié à la mesure scalaire de fortes valeurs d'impédances

III.2.1 Introduction

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons le premier réflectomètre scalaire intrinsèquement haute impédance. Basé sur le même principe que les dispositifs d'impédance de référence élevée décrits précédemment, les fonctions génération et détection de puissance

hyperfréquence sont intégrées au dispositif de séparation des ondes de référence et réfléchi afin de s'affranchir de l'emploi de l'analyseur de réseaux commercial.

De la même façon, nous envisageons une réalisation en technologie plaquée, afin de valider ce nouveau concept au travers d'un prototype.

Ainsi, dans une première partie nous exposons le principe du dispositif dénommé Scalar High Impedance Reflectometer. Ensuite, nous présentons la méthode de détection utilisée. Enfin, nous évaluons ses performances à partir de tests expérimentaux de validation au travers d'une application telle que la mesure de fortes valeurs de résistances.

III.2.2 Principe et description des éléments génériques du Scalar High Impedance Reflectometer

III.2.2.1 Introduction

L'alternative que nous proposons pour la mesure de charges d'impédance élevée, est de remplacer le traditionnel analyseur de réseaux par un système de mesure d'impédance intrinsèque élevée pour la mesure du module du paramètre S_{11} . L'idée est d'amener l'impédance de référence du système de mesure au même ordre de grandeur que la valeur de l'impédance du dispositif sous test ($k\Omega$) et également d'intégrer la fonction détection de puissance hyperfréquence. On montrera aussi que travailler avec une impédance élevée permet d'augmenter la sensibilité du dispositif.

L'architecture et le principe de fonctionnement du système proposé sont présentés dans la section suivante.

III.2.2.2 Principe du Scalar High Impedance Reflectometer

Pour réaliser un réflectomètre scalaire pour la mesure de charges de l'ordre de 50Ω , il est seulement nécessaire de mesurer les amplitudes des grandeurs incidentes et réfléchies en fonction de la fréquence. Ainsi, comme donné en **Figure III-1**, la seule combinaison d'un diviseur de puissance, pour séparer les signaux incident et réfléchi, et d'un détecteur à diode pour mesurer la puissance hyperfréquence est requise dans cette configuration. Un diviseur de puissance de Wilkinson peut alors être utilisé.

Un signal hyperfréquence de référence alimente le dispositif par l'accès 2 du diviseur de puissance. La voie 1 est connectée à la charge R_L dont nous cherchons à déterminer le coefficient de réflexion Γ . Le port 3 est relié à un détecteur de puissance à diode.

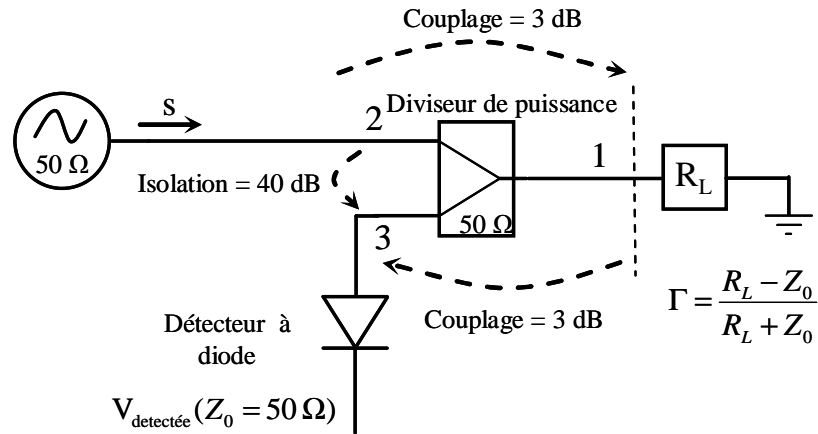


Figure III-1 : Reflectomètre pour la mesure scalaire de coefficients de réflexion ($Z_0 = 50 \Omega$).

Prenant en compte un couplage de - 3 dB et une isolation de - 40 dB pour le diviseur de puissance de Wilkinson, la tension mesurée aux bornes du détecteur à diode est de la forme :

$$V_{\text{détectée}} (Z_0 = 50 \Omega) = \gamma s^2 \frac{1}{4} \left| \Gamma + \frac{1}{50} \right|^2 \quad (\text{III-1})$$

γ représente la sensibilité du détecteur et s le signal d'entrée.

Au travers de cette équation (III-1), nous montrons que les variations de la tension détectée, et donc la sensibilité de mesure, est plus importante autour de l'impédance de référence Z_0 .

Ainsi, pour augmenter la sensibilité à la mesure de résistances élevées nous proposons, en **Figure III-2**, une topologie similaire en utilisant des éléments génériques conçus pour avoir une impédance de référence Z_0 égale à 1 k Ω .

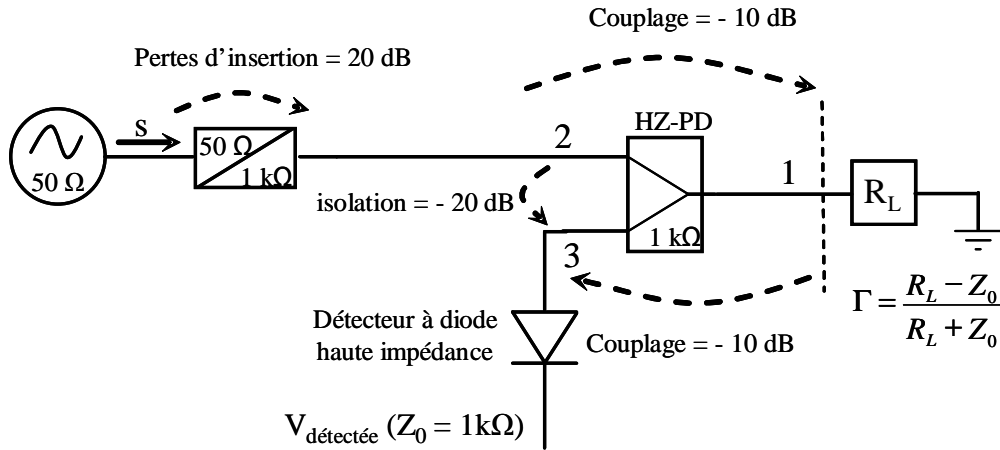


Figure III-2 : Reflectomètre haute impédance pour la mesure scalaire de coefficients de réflexion ($Z_0 = 1 \text{ k}\Omega$) [EL-11].

Le cœur du réflectomètre est un diviseur de puissance haute impédance (High Impedance Power Divider = HZ-PD) indispensable pour la séparation des ondes incidente et réfléchie (voir II.3.3). Notons qu'un adaptateur d'impédance est nécessaire pour adapter la source micro-onde au système de mesure. Ce transformateur d'impédances consiste en l'association de deux résistances comme nous l'avons décrit précédemment (voir II.3.2).

La tension continue détectée par la diode de sensibilité γ est donnée par:

$$V_{\text{détectée}}(Z_0 = 1 \text{ k}\Omega) = \gamma s^2 \frac{1}{10000} |\Gamma + 1|^2 \quad (\text{III-2})$$

En dépit des pertes importantes en raison de l'adaptateur d'impédances et des pertes dans le diviseur résistif, nous montrons néanmoins, au travers d'une étude de sensibilité, que cette nouvelle topologie est plus sensible en particulier pour des mesures de fortes valeurs de résistances.

La sensibilité peut être définie par :

$$\text{sensibilité}(Z_0) = \frac{\frac{\Delta V_{\text{détectée}}(Z_0)}{V_{\text{détectée}}(Z_0)}}{\frac{\Delta R_L}{R_L}} \quad (\text{III-3})$$

A partir des équations (III-1) et (III-2), nous pouvons retrouver les expressions de la sensibilité du détecteur respectivement pour les impédances de référence de 50 Ω et de 1 kΩ.

$$\text{sensibilité}(Z_0 = 50\Omega) = \frac{200R_L(R_L^2 - 50^2)}{(R_L^2 + 100R_L + 50^2)(R_L^2 - 100R_L + 50^2)} \quad (\text{III-4})$$

$$\text{sensibilité}(Z_0 = 1k\Omega) = \frac{2000R_L(R_L + 1000)}{(R_L^2 + 2000R_L + 1000^2)} \quad (\text{III-5})$$

A titre de représentation comparative, nous exposons en **Figure III-3** le rapport des sensibilités calculées en simulation pour les deux cas de figure présentés.

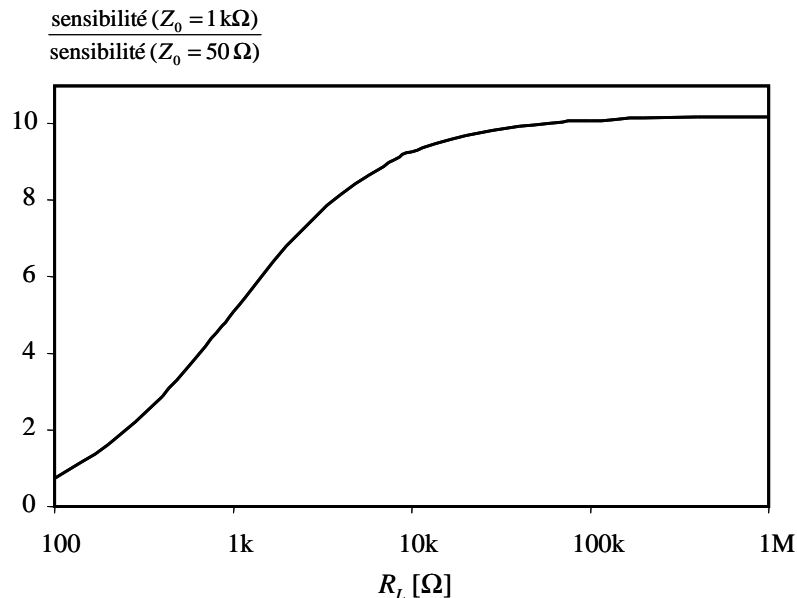


Figure III-3 : Evolution du rapport des sensibilités en fonction de la charge R_L .

Nous montrons que la sensibilité du système d'impédance intrinsèque 1 kΩ est cinq fois supérieure à celle du système 50 Ω pour des charges autour de 1 kΩ. Cette sensibilité est jusqu'à dix fois plus importante pour de plus fortes valeurs de résistances.

Dans la suite de ce travail, nous présentons le principe de détection haute impédance utilisé.

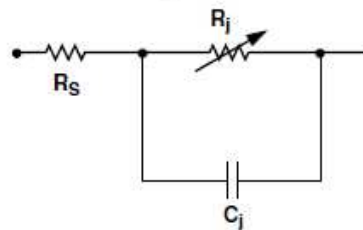
III.2.2.3 Principe de détection

L'un des éléments génériques qui constitue le dispositif est le détecteur de puissance hyperfréquence haute impédance. Notre choix s'est porté sur la détection à diode, car elle présente de nombreux avantages tels qu'une grande sensibilité, une grande dynamique, un temps de détection court et un faible coût. La détection de puissance à base d'une diode Schottky est largement décrite dans la littérature [AGI-82]-[AGI-99a]-[AGI-07]. Trois éléments particulièrement importants caractérisent le détecteur : la sensibilité γ , exprimée le plus souvent en mV/ μ W, l'adaptation du port d'accès du détecteur et la TSS (Typical Tangential Sensitivity) en dBm.

Nous donnons en **Figure III- 4** le schéma équivalent petit signal de la diode Schottky utilisée dans notre dispositif. Ce schéma fait apparaître des éléments résistifs et réactif indiquant que l'impédance équivalente de la diode est supérieure au k Ω .

Equivalent Linear Circuit Model

HSMS-285x chip



R_S = series resistance (see Table of SPICE parameters)

C_j = junction capacitance (see Table of SPICE parameters)

$$R_j = \frac{8.33 \times 10^{-5} \text{ nT}}{I_b + I_s}$$

where

I_b = externally applied bias current in amps

I_s = saturation current (see table of SPICE parameters)

T = temperature, °K

n = ideality factor (see table of SPICE parameters)

SPICE Parameters

Parameter	Units	HSMS-285x
B_V	V	3.8
C_{j0}	pF	0.18
E_G	eV	0.69
I_{BV}	A	3 E-4
I_S	A	3 E-6
N		1.06
R_S	Ω	25
$P_B (V_J)$	V	0.35
$P_T (XTI)$		2
M		0.5

Figure III- 4: Modèle électrique de la diode HSMS-2850 [AGI- 99b].

La diode nécessite donc l'utilisation d'un étage d'adaptation permettant de ramener l'impédance équivalente du détecteur à l'impédance Z_0 .

La diode Schottky HSMS 2850 est ainsi adaptée en entrée par une résistance, et fermée en sortie par un filtre passe-bas de manière à ne récupérer que la composante continue (**Figure III- 5**).

Le courant continu de sortie détecté est proportionnel à la puissance hyperfréquence d'entrée, on parle de détection quadratique. Ce régime quadratique apparaît pour des niveaux de puissance relativement bas et au fur et à mesure que la puissance augmente, un effet de plafond apparaît.

Nous avons opté pour une adaptation résistive qui permet d'être relativement indépendant de la fréquence comparativement à une adaptation dite réactive basée sur l'utilisation d'un circuit LC. En revanche, l'inconvénient majeur de cette technique est la dégradation de la sensibilité résultant de la perte de puissance dissipée dans la résistance R d'adaptation.

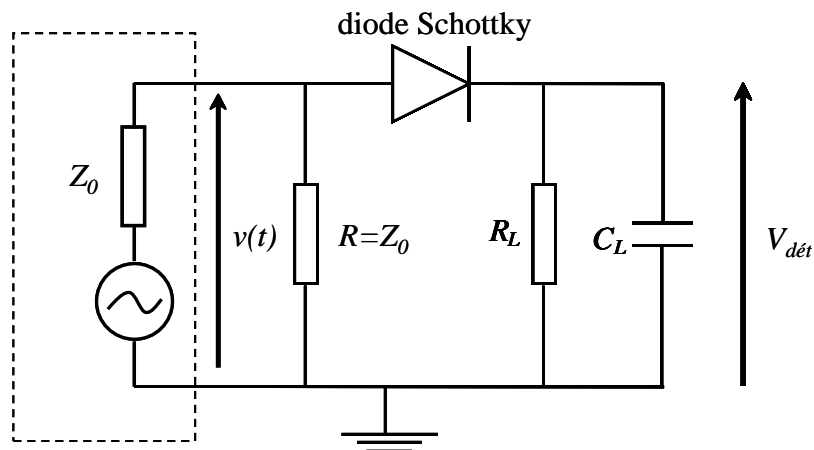


Figure III-5 : Schéma électrique du détecteur de puissance à base de diode Schottky.

L'impédance de référence Z_0 choisie pour cette étude de faisabilité est de $1\text{ k}\Omega$.

III.2.2.4 Conclusion

Nous avons présenté dans cette partie le principe de fonctionnement du dispositif intrinsèquement haute impédance. L'idée est de proposer un système dont l'impédance de référence soit plus proche du dispositif sous test de manière à augmenter la sensibilité de mesure. Nous avons exposé les équations qui régissent ce système et proposé une nouvelle méthode de détection hyperfréquence haute impédance. Dans la partie suivante nous réalisons le SHIR et montrons sa validation au travers de différentes mesures expérimentales.

III.2.3 Réalisation et caractérisation du Scalar High Impedance Reflectometer

III.2.3.1 Introduction

Après avoir montré le principe de fonctionnement du SHIR, la réalisation et le test du dispositif sont présentés dans la partie suivante.

III.2.3.2 Réalisation du Scalar High Impedance Reflectometer

On rappelle que le SHIR comprend un diviseur de puissance et un détecteur à diode d'impédance de référence Z_0 égale à $1\text{ k}\Omega$. Nous donnons en **Figure III-6** son masque conçu sous ADS Agilent®. Nous rappelons la nécessité d'associer un transformateur d'impédance en entrée de manière à adapter la source hyperfréquence, et également un amplificateur d'instrumentation pour amplifier le signal de sortie.

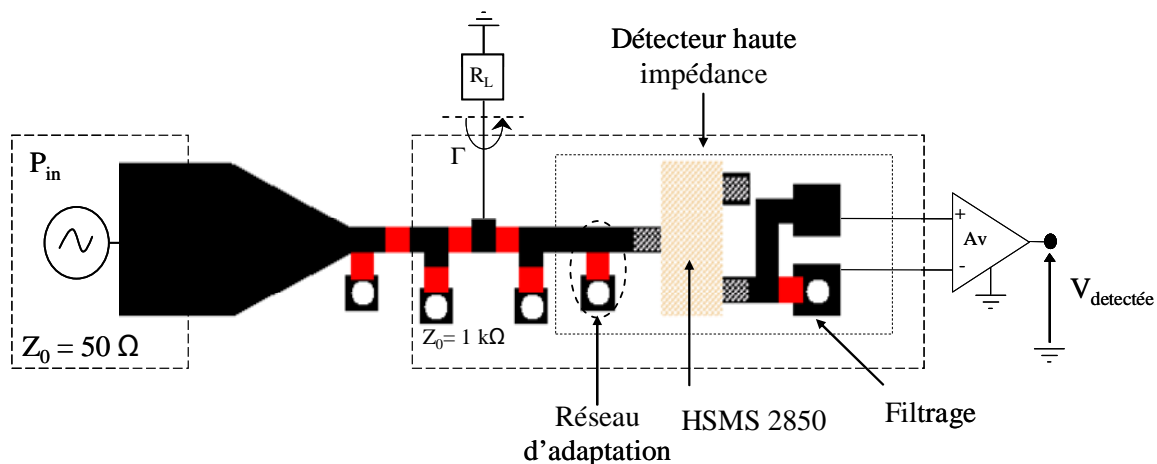


Figure III-6 : Masque du Scalar High Impedance Reflectometer [EL-11].

La **Figure III-6** montre l'agencement du système qui est réalisé sur un substrat d'époxy FR4 1.6 mm. Afin de compenser les pertes de sensibilité, nous associons un amplificateur d'instrumentation au détecteur hyperfréquence. Notre choix s'est arrêté sur l'amplificateur d'instrumentation INA111 [BUR-98] pour sa disponibilité, sa facilité de mise en œuvre et ses performances. Le gain est choisi ajustable entre des valeurs d'environ 200 et 1000.

Pour la validation expérimentale, le dispositif est chargé par une impédance résistive R_L de $1\text{ k}\Omega$.

Un premier test expérimental consiste à mesurer l'adaptation du port d'accès du dispositif. Un module de coefficient de réflexion $|S_{11}|$ inférieur à -16 dB est mesuré sur le port d'entrée du SHIR dans la bande de fréquence 0-1 GHz.

L'étape suivante consiste à vérifier la réponse en puissance du détecteur hyperfréquence. On rappelle que le port de mesure est connecté à une charge adaptée (Z_0 égale à 1 k Ω), et on relève la tension détectée en fonction de l'évolution de la puissance de la source. La fréquence de la source hyperfréquence est fixée à 500 MHz et nous donnons en **Figure III-7** la réponse du détecteur après amplification pour une puissance d'entrée évoluant entre 2 et 22 dBm.

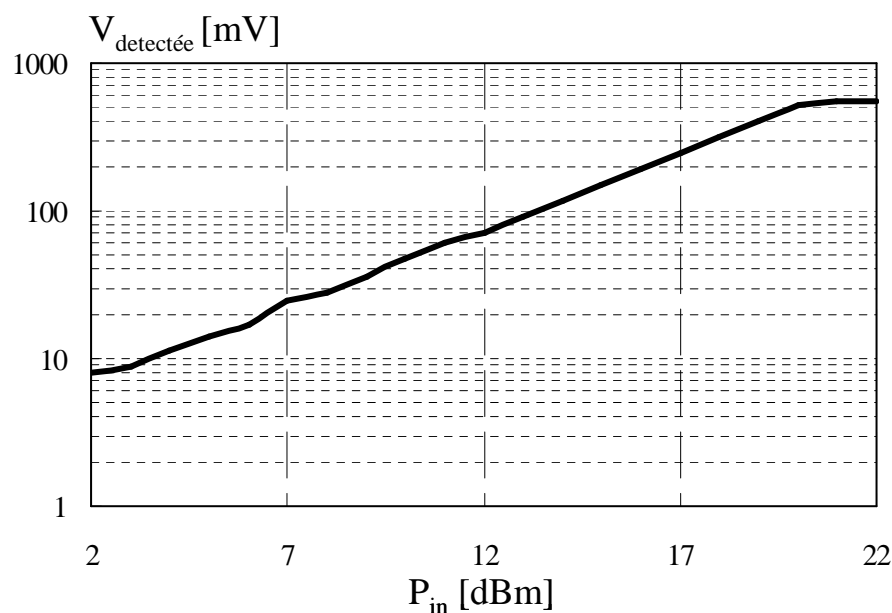


Figure III-7 : Réponse du détecteur après amplification (gain=60) en fonction de la puissance hyperfréquence injectée. F = 500 MHz.

La **Figure III-7** montre le comportement quadratique du détecteur sur la plage de puissance considérée. La sensibilité en sortie du détecteur estimée à 5 mV/mW, est suffisante pour le bon fonctionnement du dispositif, le gain de l'amplificateur étant fixé à 60.

III.2.3.3 Conclusion

Après avoir réalisé le SHIR, nous nous intéressons dans la suite de ce travail à sa mise en œuvre pour la mesure du coefficient de réflexion de fortes valeurs de résistances.

III.2.4 Mise en œuvre du Scalar High Impedance Reflectometer

III.2.4.1 Introduction

Après avoir vérifié les principales caractéristiques expérimentales du SHIR réalisé, nous nous intéressons ici à sa mise en œuvre pour la caractérisation de fortes valeurs de résistances au travers de la mesure d'un coefficient de réflexion.

III.2.4.2 Calibrage et problème direct

Nous redonnons ci-dessous la tension continue détectée par la diode du SHIR en fonction de la sensibilité γ , du signal de référence s et du coefficient de réflexion Γ :

$$V_{\text{détectée}}(Z_0 = 1 \text{ k}\Omega) = \gamma s^2 \frac{1}{10000} |\Gamma + 1|^2 \quad (\text{III-6})$$

On rappelle qu'une procédure de calibrage associée au système de mesure est nécessaire afin de corriger les imperfections liées à sa réalisation. Nous donnons ci-dessous la modélisation retenue correspondant à une autre écriture de l'équation (III-6) en introduisant des coefficients de calibrage:

$$V_{\text{détectée}} = K_1 |\Gamma|^2 + K_2 |\Gamma| + K_3 \quad (\text{III-7})$$

Les paramètres K_i représentent les coefficients de calibrage qui peuvent être retrouvés en utilisant trois charges de calibrage. Les trois charges retenues sont des résistances CMS 0402 (de boîtier identique) de valeurs 0Ω , $1 \text{ k}\Omega$ et $150 \text{ k}\Omega$. L'utilisation du même type de résistances (CMS 0402) pour toutes les charges permet de prendre en compte, dans la procédure de calibrage, les imperfections liées au boîtier (effet capacitif principalement).

Dans la suite de ce travail, la source hyperfréquence est fixée à une puissance de 15 dBm pour une fréquence de 500 MHz de façon à être loin du plancher de bruit tout en étant toujours en zone quadratique (**Figure III-7**).

Le problème direct consiste à exprimer les grandeurs d'intérêt en fonction de la puissance mesurée par le détecteur de puissance du réflectomètre haute impédance. Il correspond donc à

la mesure directe de la tension détectée au travers du détecteur de puissance hyperfréquence en fonction de l'impédance de la charge placée sur le port de mesure du SHIR.

Nous présentons en premier lieu, dans le **Tableau III-1**, les valeurs des constantes de calibrage retrouvées pour la fréquence de 500 MHz.

F = 500 MHz	Constantes de calibrage (mV)
K_1	69.5
K_2	207.5
K_3	140

Tableau III-1 : Coefficients de calibrage retrouvés pour la fréquence de 500 MHz.

La **Figure III-8** illustre le bon fonctionnement du modèle de calibrage pour les charges considérées.

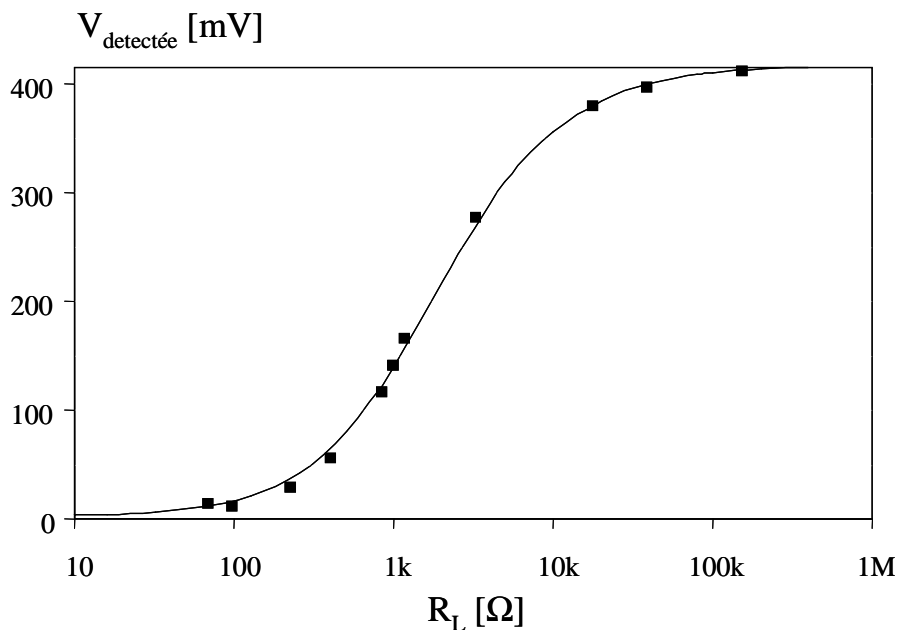


Figure III-8 : Tension détectée en fonction de la charge R_L .

F = 500 MHz (— Modèle ■ Mesures)

Les carrés représentent les tensions mesurées en sortie du détecteur alors que le trait plein représente le modèle de calibrage donné par l'expression (III-7). On peut noter une très bonne sensibilité de mesure du dispositif pour des charges autour de $Z_0 = 1 \text{ k}\Omega$. Par contre, la variation de la tension détectée plafonne pour des résistances de charges au-delà de 100 k Ω .

Après avoir présenté la technique de calibrage du dispositif de mesure, nous exposons dans la partie suivante la résolution du problème inverse.

III.2.4.3 Résolution du problème inverse

Une fois l'étape de calibrage validée, nous procédons à l'aide d'un traitement mathématique à l'inversion du modèle donné dans l'équation (III-7). Nous comparons **Figure III-9** les valeurs de résistances retrouvées en régime dynamique à 500 MHz aux valeurs mesurées en régime continu.

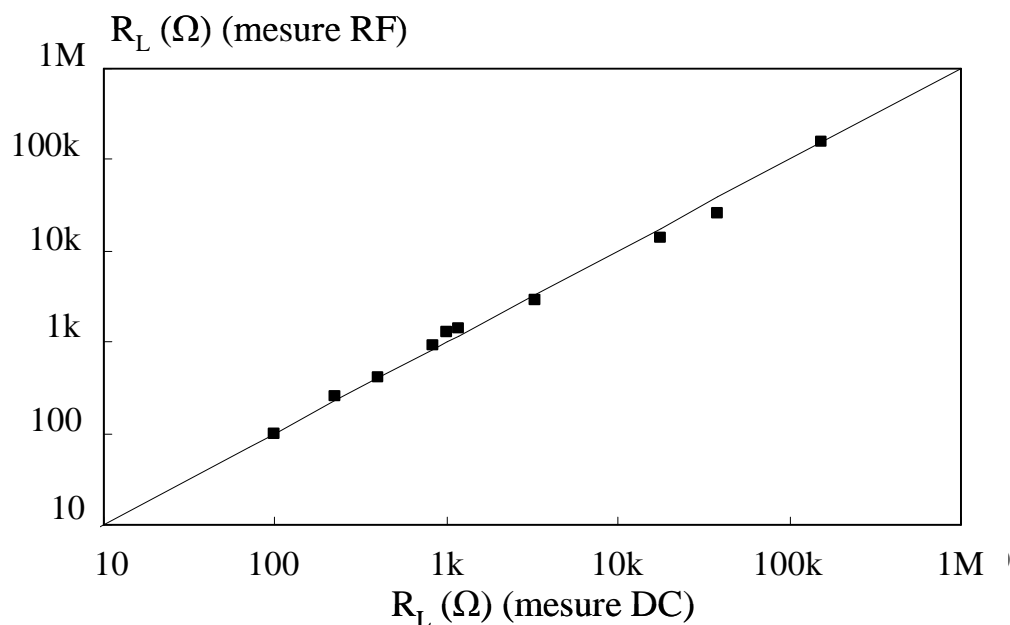


Figure III-9 : Evolution des mesures RF et DC des résistances CMS 0402.

F = 500 MHz.

Ces résultats illustrent le bon fonctionnement du SHIR. On rappelle que l'objectif de cette étude était de valider le concept de la mesure avec un dispositif d'impédance de référence élevée.

III.2.4.4 Conclusion

Pour la première fois, nous présentons un système intrinsèquement haute impédance intégrant un détecteur de puissance hyperfréquence pour la mesure de hautes impédances. Ce

dispositif est dédié à la mesure de fortes valeurs de résistances. Dans un premier temps, nous avons exposé le principe de fonctionnement et présenté les éléments génériques constituant le SHIR d'impédance de référence 1 k Ω . Ensuite le système a été mis en œuvre pour la mesure scalaire de grandes valeurs de résistances. La validation expérimentale de la méthode a été réalisée à la fréquence de 500 MHz dans le cas de la mesure de plusieurs résistances CMS 0402, pour des valeurs allant jusqu'à 150 k Ω . La limitation en fréquence due à la technologie choisie pour la validation du concept peut être résolue en utilisant une technologie intégrée qui est plus adaptée pour un fonctionnement à des fréquences plus élevées.

III.2.5 Conclusion

Après avoir présenté le premier réflectomètre scalaire intrinsèquement haute impédance, l'idée est d'évoluer vers des systèmes de mesure vectorielle d'impédance de référence élevée. Ainsi, dans la partie suivante on expose une topologie originale d'un système vectoriel et homodyne d'impédance de référence 1 k Ω qui se substitue à l'analyseur de réseaux hétérodyne.

III.3 Analyseur de réseaux vectoriel homodyne haute impédance

III.3.1 Introduction

Nous exposons dans cette partie la conception du premier analyseur de réseaux vectoriel homodyne haute impédance. Dénommé « Vectorial High Impedance Reflectometer » (VHIR), il est dédié à la mesure de coefficient de réflexion de DST haute impédance pour des fréquences allant jusqu'au gigahertz. La conception est réalisée au travers de l'outil de simulation ADS Agilent®.

Dans une première partie, nous montrons la conception du VHIR puis, dans un deuxième temps, nous présentons la technique de calibrage associée et nous donnons les résultats de simulation du dispositif pour une configuration de mesure de coefficients de réflexion.

III.3.2 Principe du Vectorial High Impedance Reflectometer

Rappelons que l'utilisation d'une structure de propagation classique est exclue pour la conception du VHIR compte tenu de son impédance de référence élevée (1 k Ω). Comme nous

l'avons vu précédemment dans le cas du SHIR, notre choix se porte donc sur l'utilisation d'une technologie à éléments localisés.

La topologie proposée se base sur le SHIR et on y retrouve ainsi les mêmes éléments génériques. Le VHIR comprend donc l'utilisation de diviseurs résistifs haute impédance et de détecteurs quadratiques. Le point critique réside dans l'isolation du diviseur de puissance utilisé. En effet, les diviseurs résistifs offrent un fonctionnement indépendant de la fréquence et la possibilité de travailler avec une impédance de référence élevée, mais ils n'offrent pas une bonne isolation entre les deux voies supposées l'être. Cependant, comme cette isolation reste indépendante de la fréquence, l'idée est de la prendre en compte dans la corrélation des signaux et le traitement mathématique. La topologie retenue pour le VHIR est donnée en **Figure III-10**.

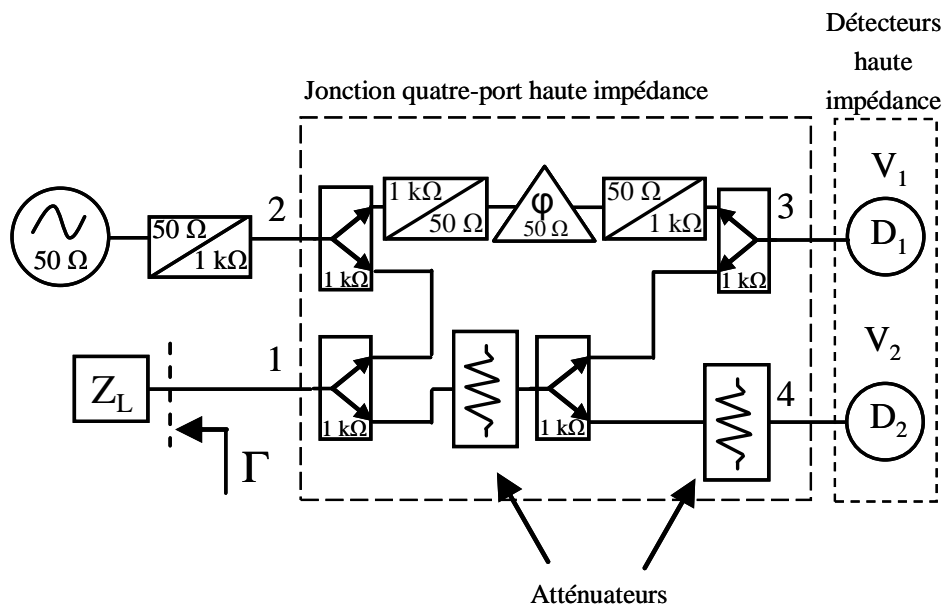


Figure III-10 : Topologie du « Vectorial High Impedance Reflectometer ».

La topologie du VHIR est donc basée sur l'utilisation de quatre diviseurs de puissance haute impédance, un déphaseur, deux détecteurs quadratiques ainsi que trois transformateurs d'impédances.

La difficulté majeure rencontrée pour cette structure, concerne la réalisation d'un déphaseur haute impédance requis pour récupérer deux signaux V_1 et V_2 en quadrature. En effet, que ce soit en technologie plaquée ou à éléments localisés, le déphaseur haute impédance est irréalisable. Ainsi, pour surmonter cette limitation, nous proposons l'utilisation

d'un déphaseur d'impédance de référence 50Ω encadré par deux transformateurs d'impédances $50 \Omega / 1 \text{ k} \Omega$.

Aussi, notons la présence d'un transformateur d'impédances associé au port source.

Enfin, de manière à équilibrer le réflectomètre, nous proposons d'inclure des atténuateurs permettant notamment de compenser les pertes du déphaseur associé aux deux transformateurs d'impédances.

Le déphasage φ est fixé à -225° de manière à obtenir les équations suivantes :

$$D_1 = \alpha_1 (\Gamma + j) \quad \text{(III-8)}$$

$$D_2 = \alpha_2 (\Gamma + 1) \quad \text{(III-9)}$$

avec α_1 et α_2 des constantes supposées réelles dans le cas idéal.

Nous reformulons ces équations en exprimant les tensions détectées V_1 et V_2 en fonction du coefficient de réflexion $\Gamma = I + jQ$ du DST.

$$V_1 = \gamma_1 (I^2 + (Q+1)^2) \quad \text{(III-10)}$$

$$V_2 = \gamma_2^2 ((I+1)^2 + Q^2) \quad \text{(III-11)}$$

La solution de ces équations est l'intersection de deux cercles de centres respectifs $(0, -1)$ et $(-1, 0)$. Comme nous sommes seulement intéressés à mesurer des charges passives, la solution se situe donc à l'intérieur du cercle unité, sans aucune ambiguïté (**Figure III-11**).

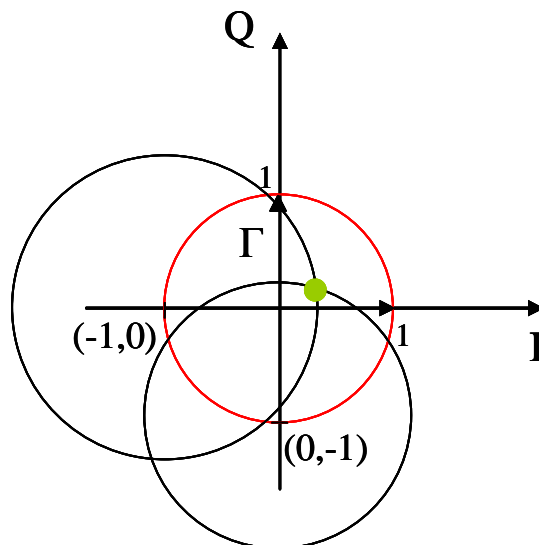


Figure III-11 : Solution de Γ retrouvée par les équations (III-10) et (III-11).

Néanmoins, les imperfections liées à la technologie utilisée (adaptation, pertes d'insertion, isolation) provoquent une déformation des cercles en ellipses qui peut être prise en compte au travers d'un modèle d'étalonnage. Dans la suite ce travail, nous présentons la réalisation du VHIR en technologie à éléments localisés.

III.3.3 Réalisation du Vectorial High Impedance Reflectometer

Nous donnons en **Figure III-12** le masque du VHIR obtenu sous ADS Agilent®. On rappelle que le VHIR d'impédance de référence Z_0 égale à $1\text{ k}\Omega$ comprend des diviseurs de puissance, et deux détecteurs à diode. Nous rappelons également la nécessité d'ajouter des transformateurs d'impédance de manière à adapter la source hyperfréquence et le déphaseur d'impédance caractéristique $50\ \Omega$.

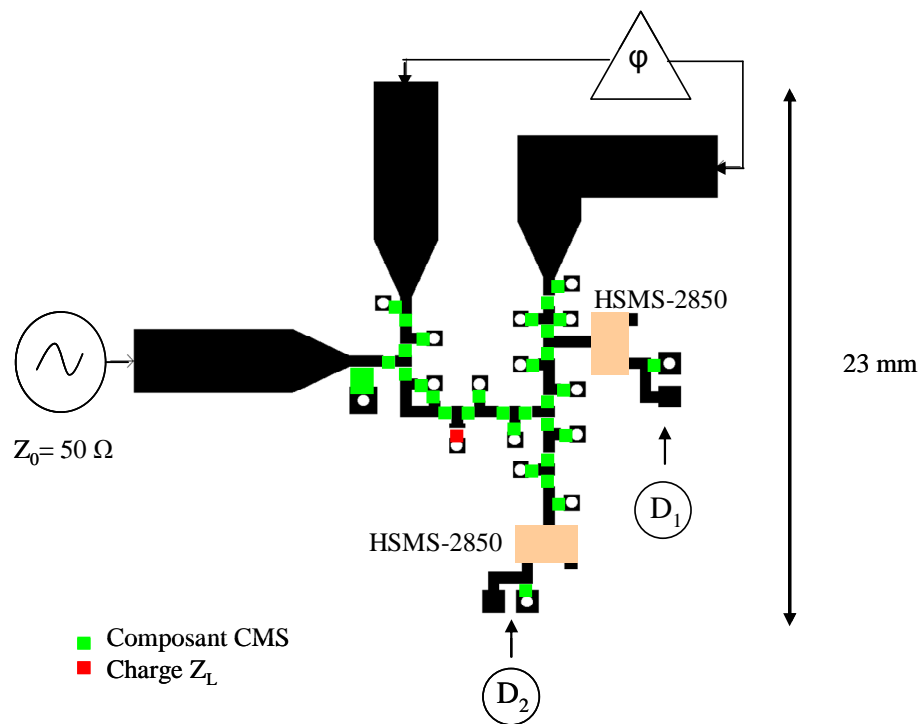


Figure III-12 : Masque du Vectorial High Impedance Reflectometer.

La **Figure III-13** montre l'agencement du système qui est réalisé par gravure mécanique sur un substrat d'époxy FR4 1.6 mm.

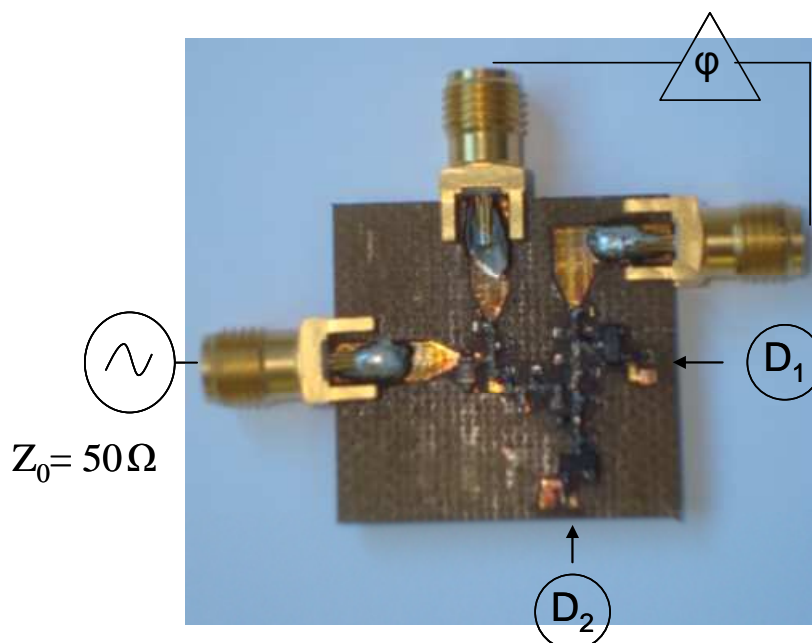


Figure III-13 : Photographie du Vectorial High Impedance Reflectometer.

Après avoir réalisé le VHIR, nous nous intéressons dans la suite de ce manuscrit à une technique de calibrage originale.

III.3.4 Calibrage du Vectorial High Impedance Reflectometer

Cette étape consiste à présenter sur le port de mesure des charges connues dites étalons de calibrage. Ces étalons de calibrage sont choisis judicieusement de manière à couvrir l'ensemble de l'abaque de Smith dans le cas d'un système de mesure vectoriel.

Dans notre cas du VHIR, la problématique réside dans le fait qu'il est difficile de réaliser des étalons de calibrage permettant de couvrir l'ensemble de l'abaque de Smith dont le centre est une charge de 1 kΩ. En effet, cette étape de calibrage nécessiterait par exemple l'utilisation d'un piston de court-circuit difficilement réalisable pour une impédance de référence aussi élevée. C'est dans ce contexte que nous avons développé une méthode de calibrage originale. L'idée est de connecter une charge étalon fixe sur le port de mesure (par exemple une charge adaptée de 1 kΩ) et de faire varier le déphasage φ du VHIR.

Dans cette configuration, on peut donc réécrire les équations (III-8) et (III-9) vues précédemment dans le cas d'un système parfait et faire apparaître des coefficients de calibrage pour prendre en compte les imperfections du système.

$$D_1 = K_1 \sqrt{2} (\cos(\varphi + \Delta\varphi) + j\sin(\varphi + \Delta\varphi)) + (\Gamma + K_3) K_2 \quad (\text{III-12})$$

$$D_2 = (\Gamma + K_3) K_4 + K_5 (\cos(\varphi + \Delta\varphi) + j\sin(\varphi + \Delta\varphi)) \quad (\text{III-13})$$

Le coefficient K_1 est relatif aux pertes d'insertion dans le déphaseur φ . Les constantes K_2 et K_4 sont relatives aux pertes d'insertion sur le trajet menant respectivement aux détecteurs D_1 et D_2 . Le coefficient K_3 est associé à la mauvaise isolation du diviseur de puissance connecté au port de mesure. Le coefficient de calibrage K_5 témoigne de la mauvaise isolation des diviseurs situés devant les détecteurs de puissance D_1 et D_2 . Et enfin, $\Delta\varphi$ prend en compte le déphasage ramené par les transformateurs d'impédances et les câbles de connexion du déphaseur.

A partir des équations (III-12) et (III-13), pour une charge adaptée ($\Gamma = 0$), nous pouvons exprimer les tensions V_1 et V_2 par les équations suivantes :

$$V_1 = \beta_1 |D_1|^2 = \beta_1 [K_2^2 K_3^2 + 2K_1^2 + 2\sqrt{2} K_1 K_2 K_3 \cos(\varphi + \Delta\varphi)] \quad (\text{III-14})$$

$$V_2 = \beta_2 |D_2|^2 = \beta_2 [K_3^2 K_4^2 + K_5^2 + 2K_3 K_4 K_5 \cos(\varphi + \Delta\varphi)] \quad (\text{III-15})$$

A noter que les constantes β_1 et β_2 sont respectivement relatives à la sensibilité des détecteurs D_1 et D_2 .

La **Figure III-14** est une photographie du banc de mesure. Il se compose d'un synthétiseur de fréquence associé à un amplificateur de puissance, et d'une ligne à retard ajustable de chez COLBY INSTRUMENTS. On note également la nécessité d'utiliser un générateur de tension continue pour alimenter les amplificateurs des tensions de sortie continues V_1 et V_2 ainsi que deux voltmètres permettant leur mesure.

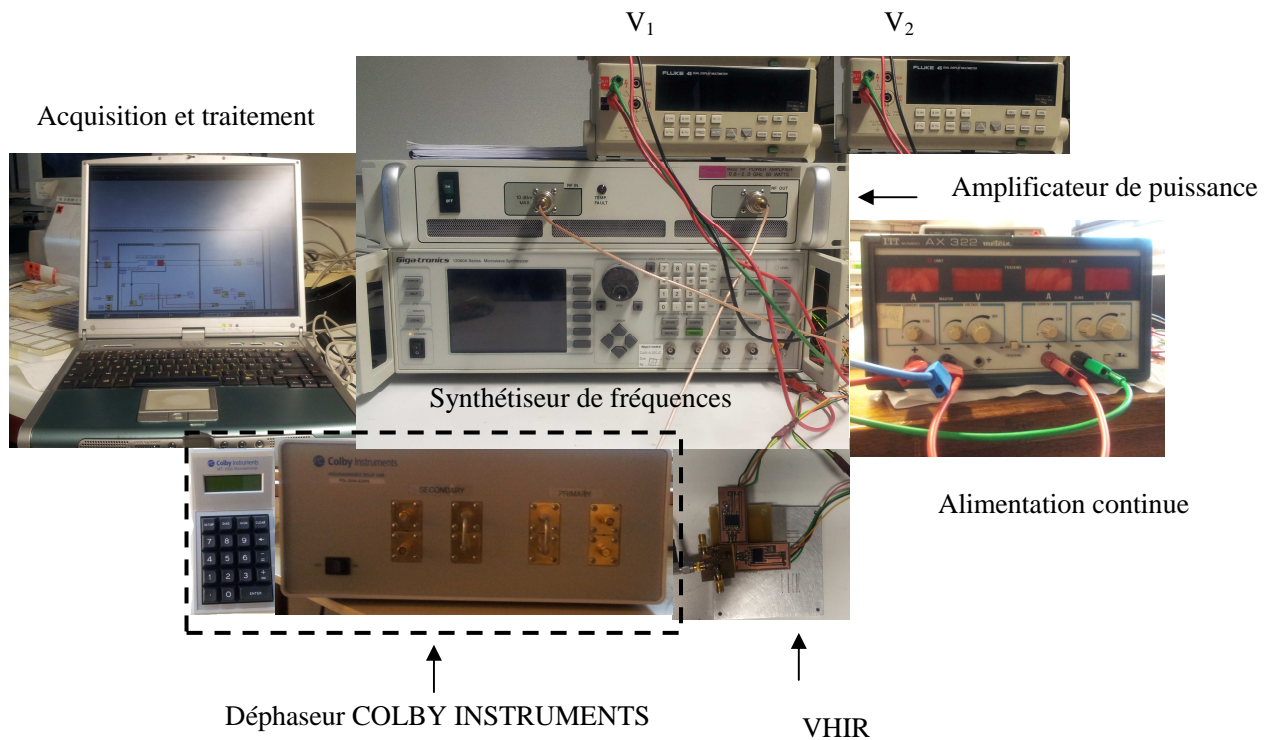


Figure III-14 : Photographie du banc de mesure.

La puissance d'entrée du synthétiseur de fréquences P_0 est fixée à +17 dBm, le gain de l'amplificateur de puissance est de 20 dB et le gain des amplificateurs des tensions continues est fixé à 20. L'utilisation d'une puissance d'entrée élevée est nécessaire de manière à compenser les pertes d'insertions à travers le dispositif.

III.3.4.1 Problème direct

Le problème direct consiste à exprimer les grandeurs d'intérêt en fonction de la puissance mesurée par les détecteurs du réflectomètre haute impédance. Il correspond donc à la mesure directe des tensions détectées en fonction de l'impédance de la charge présentée sur le port de mesure du VHIR en fonction du déphasage φ . La ligne à retard ajustable COLBY INSTRUMENT limite la fréquence de fonctionnement à 800 MHz.

Nous donnons en **Figure III-15** les évolutions des tensions V_1 et V_2 retrouvées en sortie des détecteurs D_1 et D_2 en fonction de la variation de la phase φ pour une charge adaptée de 1 k Ω connectée au port de mesure.

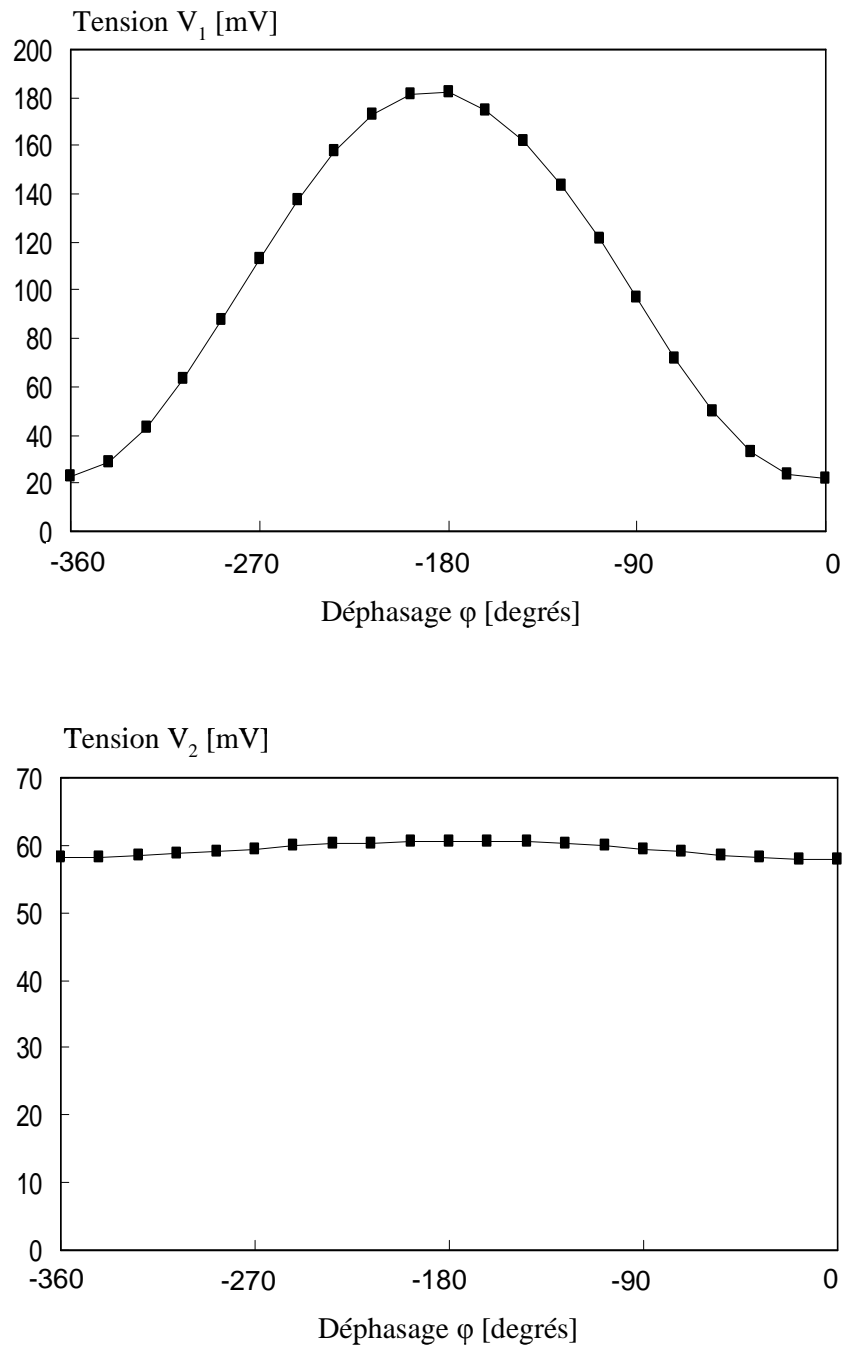


Figure III-15 : Evolutions des tensions V_1 et V_2 retrouvées expérimentalement.

F=0.8 GHz.

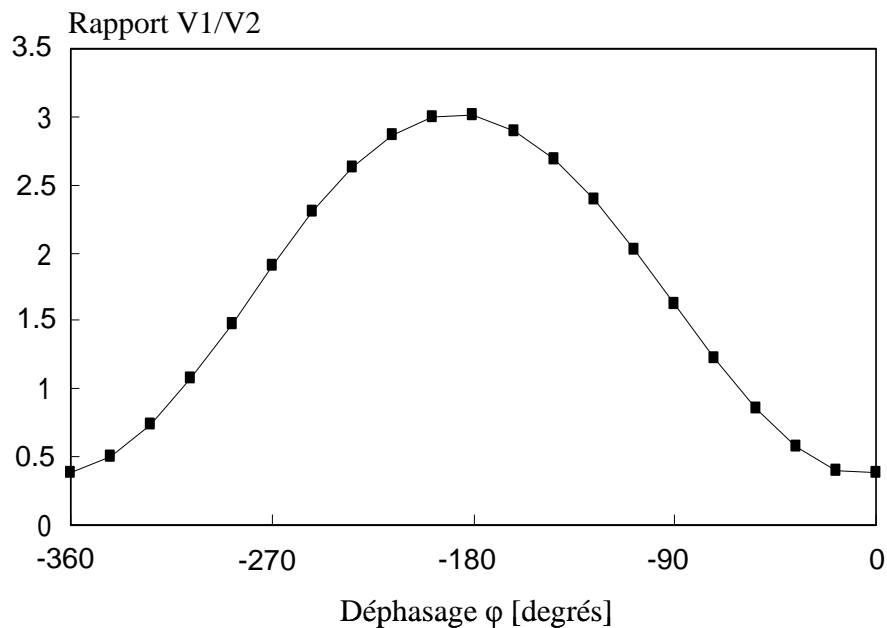
(— modèle ■ mesure)

Notons l'évolution sinusoïdale de la tension V_1 et une allure quasi constante de V_2 . Si on se reporte aux équations de calibration (III-14) et (III-15), ces premiers résultats illustrent le bon fonctionnement du modèle de calibration du système de mesure.

Notre système n'étant pas parfait, les résultats expérimentaux de la **Figure III-15** sont utilisés pour calculer les paramètres de calibrage K_i ($i = 1$ à 5) et $\Delta\phi$. Cela étant, les deux équations (III-14) et (III-15) prises séparément risquent de donner de multiples solutions. Ainsi, pour éviter les solutions multiples pour les constantes de calibrage K_i ($i = 1$ à 5), l'idée est d'effectuer le traitement mathématique du rapport V_1 / V_2 (**Figure III-16**), de manière à avoir unicité de la solution.

Nous donnons ci-dessous l'équation du rapport V_1/V_2 pour une charge adaptée de $1\text{ k}\Omega$ telle que $\Gamma = I + jQ = 0$:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{\beta_1 |D_1|^2}{\beta_2 |D_2|^2} = \frac{\beta_1 [K_2^2 K_3^2 + 2K_1^2 + 2\sqrt{2}K_1 K_2 K_3 \cos(\phi + \Delta\phi)]}{\beta_2 [K_3^2 K_4^2 + K_5^2 + 2K_3 K_4 K_5 \cos(\phi + \Delta\phi)]} \quad (\text{III-16})$$



**Figure III-16 : Rapport des tensions V_1 / V_2 obtenu en mesure. $F=0.8\text{ GHz}$.
(— modèle ■ mesure)**

Nous notons une bonne adéquation entre les données expérimentales et celles issues du modèle.

Nous présentons dans le **Tableau III-2** suivant les constantes de calibrage retrouvées à partir de l'équation (III-16).

Constantes	F= 0.8 GHz
K_1	1.04
K_2	0.69
K_3	0.96
K_4	1.09
K_5	0.03
β_1	44.0 mV
β_2	51.2 mV
$\Delta\varphi$	-189 °

Tableau III-2 : Constantes de calibrage trouvées. F=0.8 GHz

A partir de ces coefficients, nous montrons en **Figure III-15** la pertinence du modèle de calibrage en calculant les tensions V_1 et V_2 en utilisant les équations (III-14) et (III-15). Notons que les résultats obtenus se rapprochent du cas idéal où les constantes K_1 , K_2 , K_3 , K_4 sont égales à 1, et la constante K_5 égale à zéro. $\Delta\varphi$ correspond au déphasage ramené par les câbles de connexions du déphaseur COLBY INSTRUMENTS.

Après avoir calibré le VHIR, nous exposons dans la partie suivante la résolution du problème inverse.

III.3.4.2 Problème inverse

Une fois le problème direct validé, nous procédons, à l'aide d'un traitement mathématique, à l'inversion du modèle. Nous rappelons que l'on devrait retrouver notre charge étalon qui est une charge adaptée de 1 k Ω . Nous exposons en **Figure III-17** les charges retrouvées expérimentalement correspondant aux 21 points de déphasage donnés par le déphaseur COLBY INSTRUMENTS.

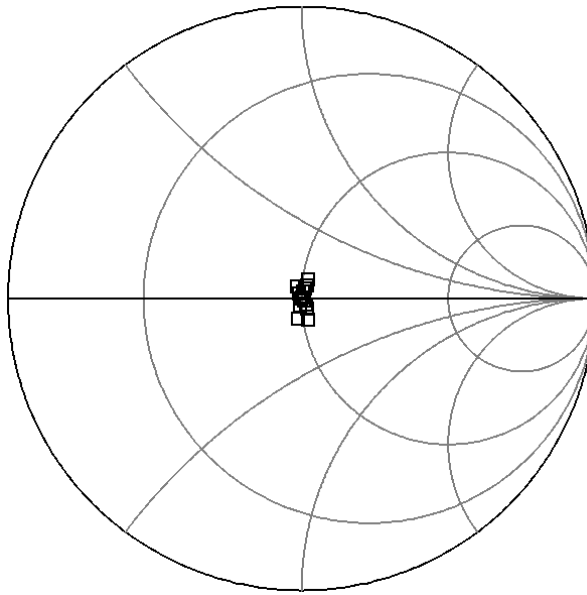


Figure III-17 : Inversion du modèle de calibrage obtenue en mesure. F=0.8 GHz

Nous retrouvons bien la charge étalon de calibrage de $1\text{ k}\Omega$ correspondant à la charge adaptée au centre de l'abaque de Smith normalisé à $1\text{ k}\Omega$. Ces résultats expérimentaux illustrent le bon fonctionnement de notre technique de calibrage originale permettant de prendre en compte les imperfections liées à la réalisation du VHIR.

III.3.5 Mise en oeuvre du Vectorial High Impedance Reflectometer

Après avoir validé le calibrage du VHIR, nous procédons, pour une première validation, à sa mise en œuvre à l'aide de la plate forme de simulation ADS Agilent®.

• Probleme direct

Comme nous l'avons vu précédemment, une première étape de calibrage est nécessaire, elle est identique à celle présentée dans le **paragraphe III.3.4.1**.

Nous présentons dans le **Tableau III-3** suivant les constantes de calibrage retrouvées.

Constantes	F= 0.8 GHz
K_1	1.00
K_2	1.17
K_3	0.99
K_4	1.04
K_5	0.02
β_1	40 mV
β_2	40 mV
$\Delta\varphi$	-44.0°

Tableau III-3 : Constantes de calibrage trouvées. F=0.8 GHz

• **Problème inverse**

Une fois l'étape de calibrage réalisée et les constantes de calibrage déterminées, nous procédons à l'inversion du modèle donné dans l'équation (III-16). Nous comparons en **Figure III-18** sous forme d'Abaque de Smith les valeurs de résistances retrouvées en simulation pour des charges allant de 100 Ω jusqu'à 1 M Ω à la fréquence de 0.8 GHz.

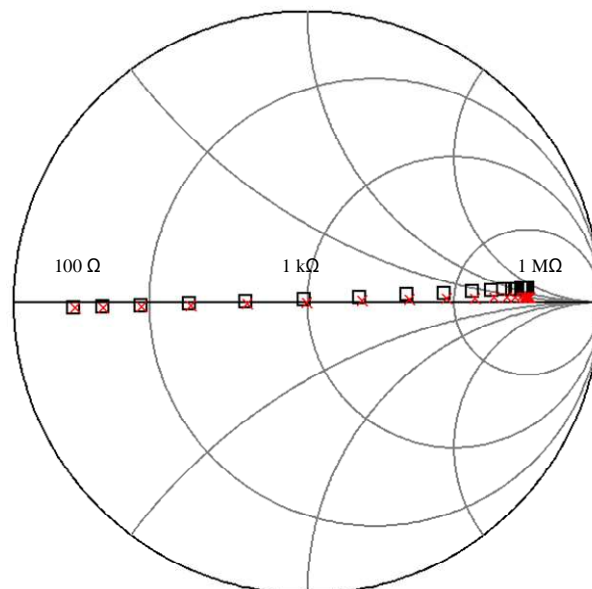


Figure III-18 : Mise en œuvre du VHIR pour la mesure de résistances.

F=0.8 GHz.

(□ données théoriques × retrouvées par le VHIR)

Un critère pour quantifier la qualité de la mesure est l'EVM (Error Vector Magnitude) donné par l'équation suivante :

$$EVM = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |\Gamma^{VHIR} - \Gamma^{SIMU}| \quad (III-17)$$

Où N représente le nombre de charges, Γ^{VHIR} représentent les coefficients de réflexion mesurés par le VHIR et Γ^{SIMU} les coefficients de réflexion obtenus en simulation.

Un EVM de 1,6 % est retrouvé pour les 21 charges considérées. Les résultats obtenus illustrent le bon fonctionnement du VHIR en simulation pour des charges allant jusqu'à 1 M Ω .

III.3.6 Conclusion

Nous avons présenté un système vectoriel homodyne intrinsèquement haute impédance intégrant des détecteurs de puissance hyperfréquence. Ce dispositif est dédié à la mesure de fortes valeurs d'impédances. Dans un premier temps, nous avons exposé le principe de fonctionnement et présenté les éléments génériques constituant le dispositif dénommé VHIR d'impédance de référence 1 k Ω . Après une réalisation sur un substrat d'Epoxy-FR4, nous avons développé une nouvelle technique de calibrage dédiée. Cette méthode de calibrage originale a été validée expérimentalement pour la fréquence de 0.8 GHz. Enfin, nous avons montré une première validation du dispositif au travers d'une simulation permettant de retrouver des valeurs de résistances allant jusqu'à 1 M Ω pour une fréquence de 0.8 GHz.

III.4 Conclusion

Ce chapitre a été consacré au développement de dispositifs qui se substituent à l'analyseur de réseaux et présentant une impédance de référence élevée, pour la mesure de dispositifs hautes impédances dans le domaine des micro-ondes.

En premier lieu, nous avons exposé un système dénommé SHIR pour Scalar High Impedance Reflectometer. Ce dernier a été développé dans le but d'apporter des solutions dans le domaine de la caractérisation scalaire de hautes impédances dans le domaine des hyperfréquences. L'originalité de ce système, en plus de son impédance de référence élevée (1 k Ω), repose sur le fait qu'il intègre un détecteur hyperfréquence permettant d'effectuer une mesure locale permettant de s'affranchir de l'appareillage de mesure usuel 50 Ω afin de limiter ainsi les erreurs de mesure.

Enfin, en s'appuyant sur nos précédents travaux, nous présentons un système dénommé VHIR pour Vectorial High Impedance Reflectometer. Ce dernier, d'impédance de référence 1 k Ω , s'avère très prometteur et pose les bases d'un appareil de mesure entièrement intégré qui permettrait de répondre avantageusement à une forte demande dans le domaine de la nano-caractérisation hyperfréquence [KAS-12]-[CLA-12]-[SCH-13].

III.5 Références bibliographiques

- [AGI-82] AGILENT TECHNOLOGIES
 “All Schottky diodes are zero bias detectors”
 Application Note, AN 988, March 1982.
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5953-4449.pdf>
- [AGI-99a] AGILENT TECHNOLOGIES
 “Diode detector simulation using Agilent Technologies EEsof ADS software”
 Application Note, AN 1156, November 1999.
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5968-1885E.pdf>
- [AGI- 99b] AGILENT TECHNOLOGIES
 “Surface Mount Zero Bias Schottky Detector Diodes”
 Technical Data HSMS-2850 Series, November 1999.
<http://www.crystal-radio.eu/hsms285xdata.pdf>
- [AGI-07] AGILENT TECHNOLOGIES
 “HSCH-9161 GaAs detector diode”
 Data Sheet, July 2007.
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-6228EN.pdf>
- [BUR-98] BURR-BROWN Corporation
 “INA111 High Speed FET-Input Instrumentation amplifier”
 Data Sheet, March 1998.
<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/BurrBrown/mXsszvr.pdf>
- [CLA-12] M. CLAUS, S. BLAWID, S. MOTHEs and M. SCHRÖTER
 “High-frequency ballistic transport phenomena in schottky barrier CNTFETs”
 IEEE Transactions on electron devices, vol. 59, pp. 2610-2618, 2012.
- [EL-11] A. EL FELLAHI, K. HADDADI, D. GLAY and T. LASRI
 “High impedance RF four-port reflectometer”
 41st European Microwave Conference (EuMC), Manchester, UK, pp. 491-494,
 2011.
- [KAS-12] V. KASHCHEYEVs, A. TAMBURRANO and M. S. SARTO
 “Quantum transport and current distribution at radio frequency in multiwall
 carbon nanotubes”
 IEEE Transactions on nanotechnology, vol. 11, pp. 492-500, 2012.
- [SCH-13] M. SCHRÖTER, M. CLAUS, P. SAKALAS, M. HAFERLACH and
 D. WANG
 “Carbon nanotube FET technology for radio-frequency electronics: state-of-
 the-art overview”
 IEEE Journal of the electron devices society, vol. 1, pp. 9-20, 2013.

CHAPITRE IV :
RÉFLECTOMÈTRE QUATRE-PORT BASÉ SUR
L'ADDITIVE MIXING: APPLICATION À L'ANALYSE DE
RÉSEAUX ET À LA MESURE DE HAUTES IMPÉDANCES

IV.1 Introduction

Depuis plusieurs années, au sein du groupe MITEC, sont développés des analyseurs de réseaux homodynes en gamme micro-onde et millimétrique basés sur la technique multi-port [GLA-99]-[MAA-05]-[HAD-05]-[HAD-06]-[HAD-07]. La volonté est de développer des dispositifs alternatifs à l'analyseur de réseaux hétérodyne commercial qui offrent un faible coût et un faible encombrement de manière à être mieux adaptés aux applications du monde industriel.

En s'appuyant sur l'expérience du groupe, nous présentons dans ce chapitre une nouvelle topologie offrant une grande simplification par rapport à l'architecture issue de la technique multi-port limitant notamment les pertes d'insertion. Nous décrivons dans un premier temps son principe et sa validation au travers de la mesure de coefficients de réflexion de charges passives référencées sur une impédance de 50 Ω . Une étude comparative à l'analyseur de réseaux conventionnel est présentée.

Dans un second temps, nous entrevoyons également l'application de ce dispositif à la mesure de hautes impédances. En effet, compte tenu de sa structure simple et compacte, il s'avère très prometteur face au défi imposé par les nanotechnologies dans le domaine de la caractérisation hyperfréquence.

IV.2 Analyseur de réseaux vectoriel homodyne : réflectomètre multi-port

IV.2.1 Introduction

Initiée par Engen et Hoer en 1977, la technique multi-port repose uniquement sur des mesures de puissance suivies d'un traitement mathématique des données pour accéder à une mesure vectorielle d'un DST [ENG-77a]-[HOE-77]. Les dispositifs basés sur cette technique présentent une architecture simple et un faible coût qui permettent de les retrouver dans de nombreux domaines d'applications, comme par exemple l'analyse de réseaux [MOH-10], les télécommunications [DJO-10] ou encore le radar [MOL-04]-[HAD-11].

Au sein de notre groupe MITEC, le développement de dispositifs basés sur la technique multi-port ayant été largement décrit dans les thèses et les publications scientifiques antérieures, nous n'exposons dans ce travail que le principe général nécessaire à la compréhension de ces dispositifs.

Ensuite, nous proposons une nouvelle architecture permettant de réduire la taille du circuit hyperfréquence et sa consommation. D'un point de vue du traitement mathématique, nous nous appuyons sur une technique de calibrage développée au sein de notre groupe [HAD-07].

Enfin, nous montrons au travers d'une application dédiée à l'analyse de réseaux, la validation expérimentale du dispositif en gamme micro-onde.

IV.2.2 Réduction du réflectomètre six-port au réflectomètre quatre-port

Depuis sa découverte dans les années 70, la technique six-port a vu ses performances considérablement augmentées et sa structure n'a de cesse d'être simplifiée. En effet, le but de la réduction du réflectomètre six-port au réflectomètre quatre-port consiste à retrouver l'information sur le coefficient de réflexion Γ uniquement à l'aide de deux détecteurs (au lieu de quatre). Des procédures de calibrage, largement décrites dans la littérature, permettent de retrouver les paramètres dit « de réduction » [ENG-78]-[WIE-07]-[HAD-07].

D'abord la réduction du six-port au cinq-port est obtenue par la suppression du détecteur de référence [ENG-77a]-[ENG-77b]-[LI-83]-[RIB-77]-[MUN-94]-[MAR-82]. En effet, dans les dispositifs six-port, l'un des quatre détecteurs est placé juste après la source de manière à corriger les éventuelles imperfections de la source. Or, aujourd'hui nous disposons de sources hyperfréquences suffisamment stables permettant de nous affranchir de ce détecteur de référence.

La réduction du cinq-port au quatre-port est possible dans le cas de mesures passives [HAD-06]. Comme nous l'avons vu dans le **chapitre I** de ce manuscrit (**Figure I-8**), la solution du système d'équations des dispositifs six-port correspond à l'intersection commune de trois cercles. Cependant, cette solution graphique offre deux solutions et l'emploi d'un troisième détecteur permet alors la résolution définitive du système d'équations. Dans le cas de la mesure de charges passives, la solution se trouve à l'intérieur du cercle unité permettant ainsi de nous affranchir de l'utilisation du troisième détecteur.

IV.2.3 Conclusion

Après cette brève présentation de la technique de réduction, nous présentons, dans la partie suivante une topologie originale permettant de réduire encore le nombre d'éléments génériques constituant le réflectomètre quatre-port offrant ainsi une structure encore plus simple et une réduction sensible des pertes d'insertion.

IV.3 Réfectomètre quatre-port basé sur l'« additive mixing »

IV.3.1 Introduction

Dans la suite de ce travail, nous nous intéressons à la réduction du six-port au quatre-port et présentons un réfectomètre quatre-port développé au sein du groupe. En se basant sur ce travail, nous présentons un dispositif quatre-port amélioré qui se veut encore plus compact et dont la consommation est réduite de moitié. Utilisant une technique originale appelée « additive mixing » ce dispositif, dénommé Four Port Reflectometer, offre un fonctionnement entre 1 GHz et 10 GHz.

IV.3.2 Principe du Four Port Reflectometer basé sur l'« additive mixing »

Un système dénommé corrélateur quatre-port a été développé au sein du groupe MITEC [HAD-06]-[HAD-08a]. La topologie proposée est basée sur l'utilisation de quatre diviseurs de Wilkinson, deux détecteurs à diode et d'un déphaseur 90 degrés (**Figure IV-1**). Ce corrélateur constitue le cœur du système quatre-port pour la mesure de coefficients de réflexion.

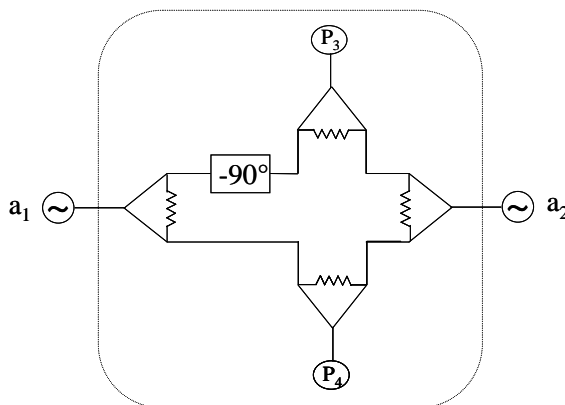


Figure IV-1 : Structure du corrélateur quatre-port [HAD-08b].

Nous donnons en **Figure IV-2** le synoptique du réfectomètre quatre-port. Il est basé sur l'utilisation d'un corrélateur complexe quatre-port et de deux diviseurs de Wilkinson.

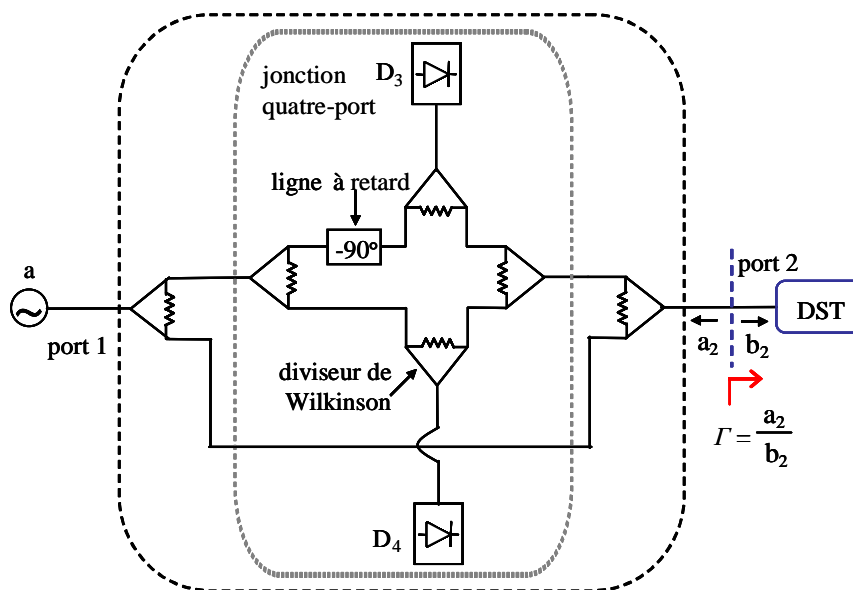


Figure IV-2: Structure du réflectomètre quatre-port [HAD-08b].

En se basant sur ces travaux, nous présentons en **Figure IV-3** un corrélateur quatre-port basé sur le principe de l'«additive mixing » [PER-07]. Son originalité réside dans la structure des détecteurs P_3 et P_4 qui permettent une mesure différentielle en corrélant les deux signaux a_1 et a_2 . Ainsi le corrélateur ne repose plus que sur l'utilisation de deux diviseurs de Wilkinson et d'une ligne à retard [EL-11].

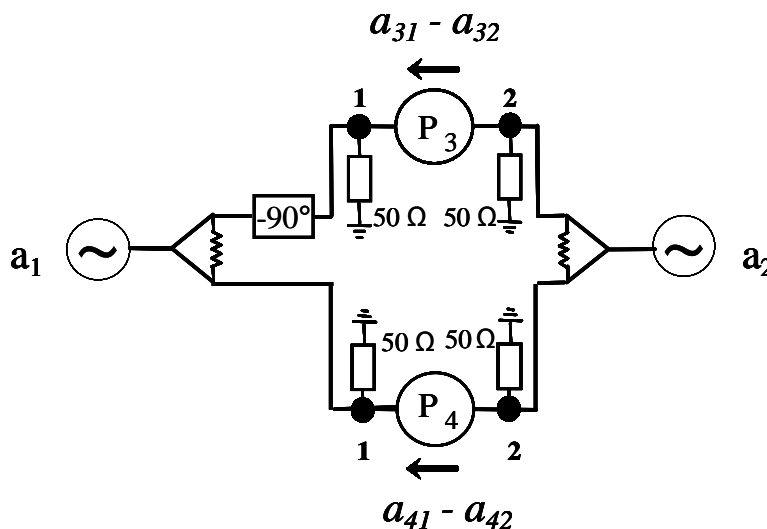


Figure IV-3 : Structure du nouveau corrélateur complexe quatre-port [EL-11].

La réduction du nombre de diviseurs permet aussi de réduire les pertes d'insertion et de disposer davantage de puissance aux accès des détecteurs P_3 et P_4 . On note la nécessité

d'associer chacun des ports d'accès des détecteurs à une résistance 50Ω permettant une large bande de fonctionnement.

La topologie des détecteurs de puissance est donnée en **Figure IV-4**. La détection quadratique, est réalisée au travers d'une diode HSMS-2850. Les condensateurs C_1 (47 pF) sont des capacités de liaison. Les condensateurs C_2 (47 nF) associés aux résistances R (10 k Ω) forment un filtre passe-bas à l'entrée de l'amplificateur. Le condensateur C_3 (470 nF = $10C_2$) améliore le taux de réjection en mode commun de l'amplificateur différentiel d'instrumentation INA111 de gain Av_i .

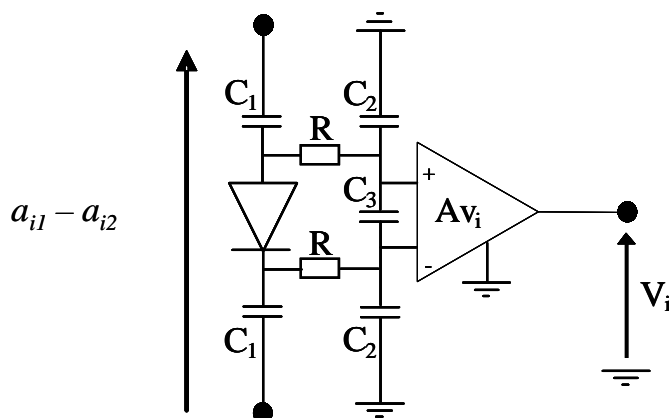


Figure IV-4 : Structure du détecteur hyperfréquence P_i ($i=3,4$).

Comme nous l'avons vu précédemment, il suffit d'adjoindre à ce corrélateur deux diviseurs de puissance pour obtenir un réflectomètre quatre-ports (**Figure IV-5**). Les éléments D_i ($i=3,4$) intègrent les détecteurs P_i ($i=3,4$) auxquels on associe une résistance d'adaptation pour chacun des ports d'accès.

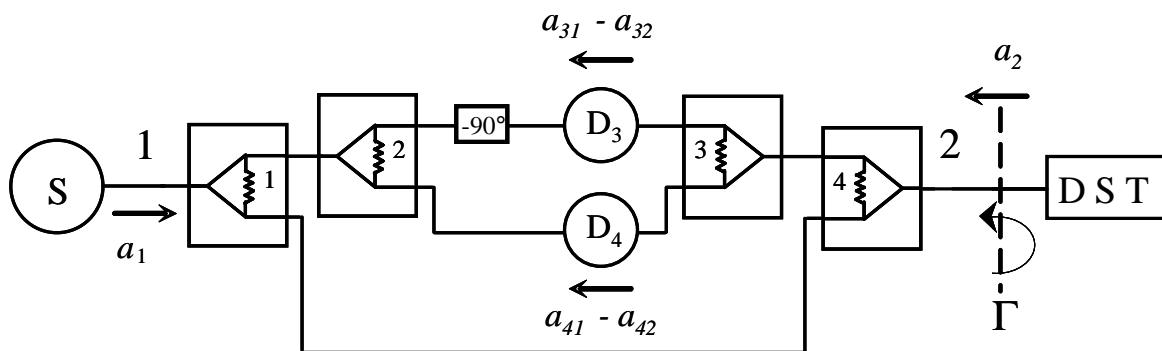


Figure IV-5 : Structure du nouveau réflectomètre complexe quatre-ports.

Pour un signal d'entrée a_1 généré par la source connectée à l'accès 1, le signal a_2 s'écrit de la manière suivante :

$$a_2 = \frac{\Gamma}{2} a_1 \quad (\text{IV-1})$$

Ainsi, les signaux hyperfréquence de sortie $a_{i1} - a_{i2}$ ($i=3,4$) aux bornes des détecteurs D_3 et D_4 sont de la forme :

$$a_{31} - a_{32} = \frac{a_1}{2} \left(\cos \Delta\varphi + j \sin \Delta\varphi - \frac{\Gamma}{2} \right) \quad (\text{IV-2})$$

$$a_{41} - a_{42} = \frac{a_1}{2} \left(1 - \frac{\Gamma}{2} \right) \quad (\text{IV-3})$$

Les tensions continues V_3 et V_4 mesurées par les détecteurs quadratiques de sensibilité γ_i sont données après amplification de gain Av_i par :

$$V_3 = \gamma_3 Av_3 |a_{31} - a_{32}|^2 = \frac{\gamma_3 Av_3 |a_1|^2}{4} \left| \cos \Delta\varphi + j \sin \Delta\varphi - \frac{\Gamma}{2} \right|^2 \quad (\text{IV-4})$$

$$V_4 = \gamma_4 Av_4 |a_{41} - a_{42}|^2 = \frac{\gamma_4 Av_4 |a_1|^2}{4} \left| 1 - \frac{\Gamma}{2} \right|^2 \quad (\text{IV-5})$$

En considérant les parties réelle I et imaginaire Q de Γ , et pour $\Delta\varphi = -90^\circ$, les équations (IV-4) et (IV-5) peuvent être exprimées par les relations données en (IV-6) et (IV-7).

$$\frac{16V_3}{\gamma_3 Av_3 |a_1|^2} = I^2 + (Q + 2)^2 \quad (\text{IV-6})$$

$$\frac{16V_4}{\gamma_4 Av_4 |a_1|^2} = (I - 2)^2 + Q^2 \quad (\text{IV-7})$$

La solution Γ est donc l'intersection de deux cercles dans le plan complexe comme représenté en **Figure IV-6**.

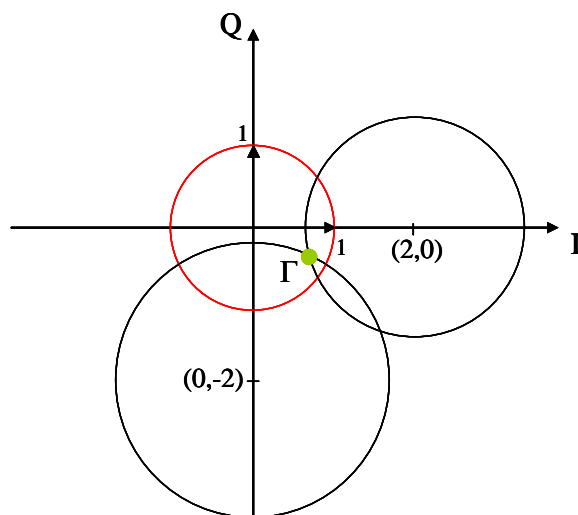


Figure IV-6 : Solution graphique des équations du FPR (Four Port Reflectometer) pour l'inconnue Γ .

Comme nous nous intéressons ici uniquement à la mesure de charges passives ($\Gamma \leq 1$), la solution se trouve à l'intérieur du cercle unité levant ainsi toute ambiguïté.

IV.3.3 Réalisation et caractérisation du Four Port Reflectometer

Pour montrer la faisabilité de la structure proposée, le circuit est réalisé en technologie micro-ruban et gravé sur un substrat Epoxy FR4 pour l'implémentation des composants constituant le système (**Figure IV-7**).

Une simple longueur de ligne micro-ruban fait office de déphaseur, elle est optimisée à - 90 degrés, à la fréquence de 2.5 GHz, pour obtenir les deux signaux en quadrature de phase. Les lignes quart d'onde du diviseur de Wilkinson sont optimisées pour cette même fréquence.

Les caractéristiques du substrat à la fréquence de 2.5 GHz sont celles données dans le **Tableau II-3**.

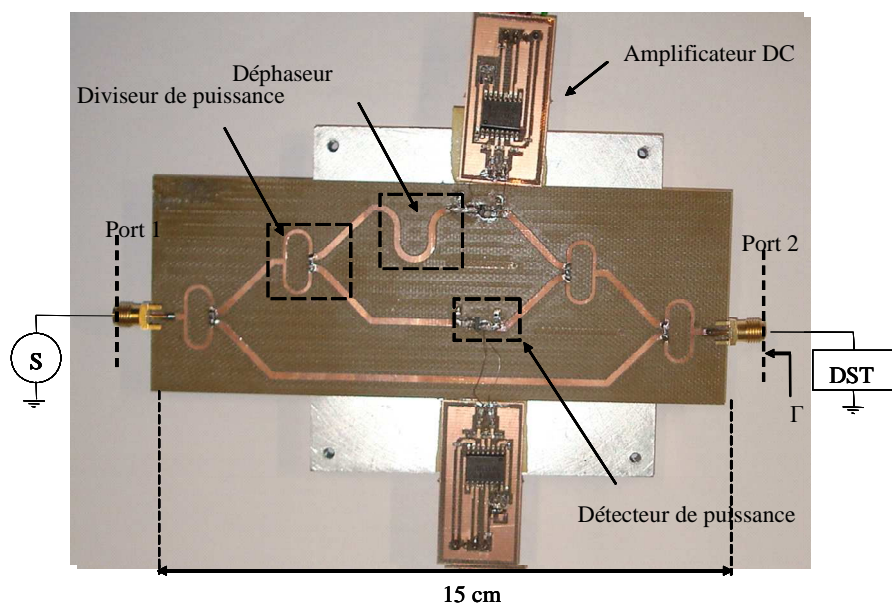


Figure IV-7 : Photographie du réflectomètre complexe quatre-port [EL-11].

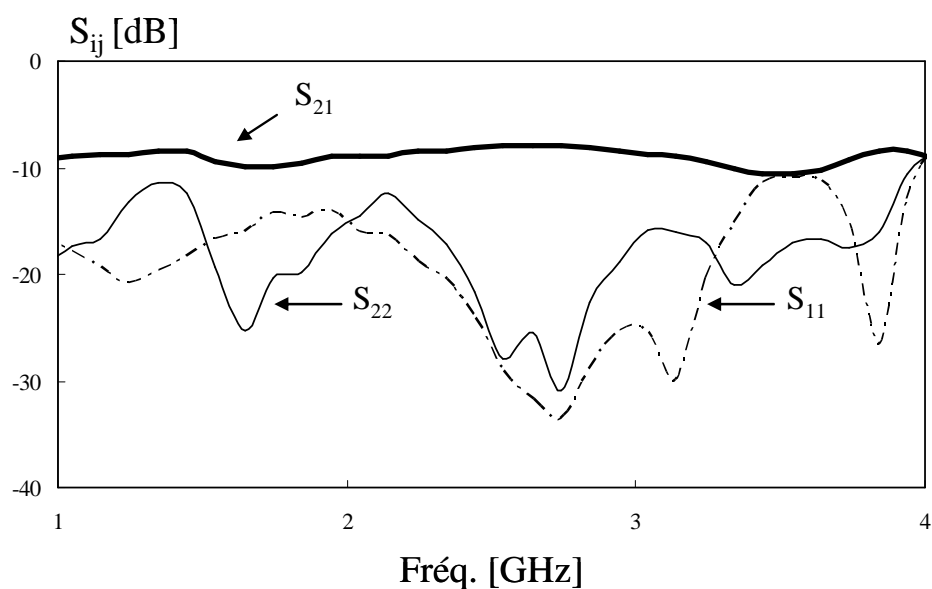


Figure IV-8 : Principales caractéristiques du réflectomètre complexe quatre-port fonctionnant dans la bande 1-4 GHz.

Dans un premier temps, nous caractérisons le circuit en mesurant les modules des paramètres $[S]$ à l'aide d'un analyseur de réseaux HP8720C dans les deux plans de référence des connecteurs SMA (port 1 et port 2). Nous donnons en **Figure IV-8** les évolutions fréquentielles obtenues autour de la fréquence d'optimisation de 2,5 GHz .

La mesure des paramètres S_{ij} aux accès du FPR montre une adaptation meilleure que -10 dB et une transmission relativement constante autour de -8 dB entre les ports 1 et 2 sur

toute la bande de fréquences considérée. Ce coefficient de transmission correspond à la transmission au travers de deux diviseurs de Wilkinson à laquelle s'ajoute les pertes liées à la technologie utilisée (substrat et connecteur SMA).

La seconde étape consiste en la vérification du comportement électrique des deux détecteurs sur la bande de fréquences d'utilisation. Pour ce test, une charge adaptée est connectée au port de mesure (port 2) et un synthétiseur de fréquences est connecté au port 1 du réflectomètre. Nous relevons, pour plusieurs fréquences, l'évolution des tensions détectées après amplification en fonction de la puissance injectée. A titre d'illustration, nous présentons en **Figure IV-9** la tension V_3 (détecteur D_3) relevée en fonction de la puissance de source injectée pour les fréquences de 1 GHz, 2.5 GHz et 4 GHz.

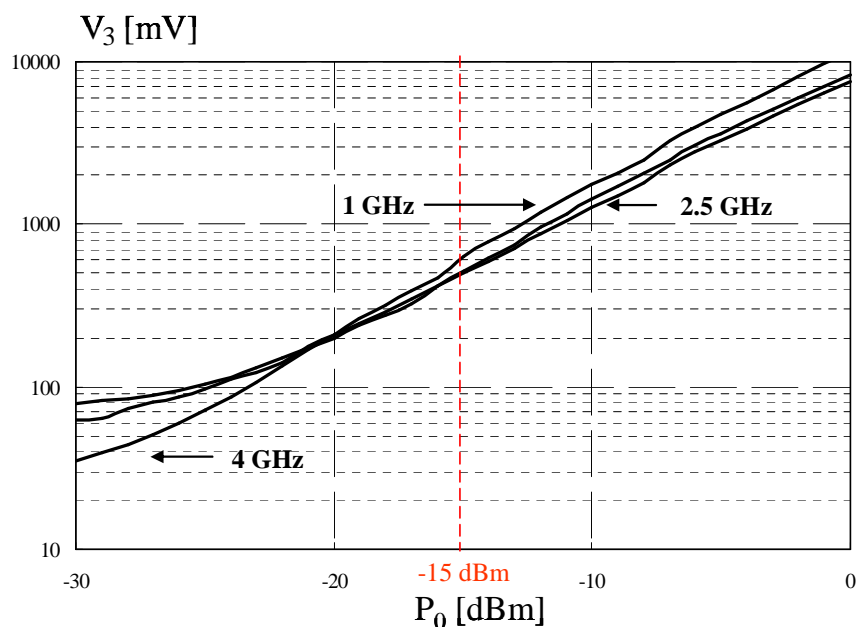


Figure IV-9 : Tension V_3 détectée en fonction de la puissance injectée à 1, 2.5 et 4 GHz.

Ce graphique montre, pour les fréquences retenues, une réponse quasiment quadratique du détecteur D_3 en fonction de la puissance de la source variant entre -20 dBm et -10 dBm. Ce comportement observé pour toutes les fréquences considérées offre donc la possibilité d'une utilisation du dispositif sur une large bande de fréquences.

Après avoir présenté le réflectomètre quatre-port et ses caractéristiques électriques, nous exposons dans la suite de ce manuscrit la procédure de calibrage et estimons la précision de mesure au travers d'une comparaison des résultats obtenus avec ceux issus de l'analyseur de réseaux automatique HP8720C en utilisant des charges tests.

IV.3.4 Application à l'analyse de réseaux

Comme tout appareil de mesure destiné à l'analyse de réseaux, le FPR présenté nécessite une étape de calibrage avant sa mise en œuvre. Nous utilisons une procédure de calibrage développée au sein du groupe qui repose sur un traitement de signal approprié afin de surmonter les limitations fréquentielles liées à la technologie utilisée qui rappelle le se veut faible coût [HAD-05]. Autrement dit, la modélisation proposée doit permettre d'atteindre une bande de fréquences d'utilisation beaucoup plus importante que celle correspondant à la fréquence d'optimisation du dispositif (2.5 GHz).

Nous donnons au travers de l'équation (IV-8) une modélisation dite « au troisième ordre » exprimant les tensions détectées en fonction du coefficient de réflexion du DST. Ce modèle correspond à une modification des équations (IV-6) et (IV-7). Cette modélisation d'ordre supérieur consiste à prendre en compte les harmoniques d'ordres supérieurs et permet ainsi d'améliorer la précision de mesure par la prise en compte de la déformation des équations de cercles (IV-6) et (IV-7) en ellipses [HAD-08a].

$$V_i = b_{i0} + b_{i1}I + b_{i2}Q + b_{i3}I^2 + b_{i4}Q^2 + b_{i5}IQ + b_{i6}(I^3 - 3IQ^2) + b_{i7}(Q^3 - 3I^2Q) \quad i=3,4 \quad (IV-8)$$

Une première phase du calibrage, appelée 'problème direct', consiste à déterminer les termes b_{ij} ($i=3,4$ et $j=0,\dots,7$) à l'aide de la mesure des tensions détectées pour huit charges étalons.

Dans le cadre de la procédure expérimentale, les huit charges étalons sont obtenues en connectant au port 2 du réflectomètre une charge adaptée, un court-circuit, un circuit-ouvert et un court-circuit glissant pour lequel cinq positions différentes sont sélectionnées pour compléter le kit de calibrage. Il en découle un système de huit équations à huit inconnues permettant de retrouver les coefficients b_{ij} .

A la fréquence centrale de 2.5 GHz et pour une puissance de source P_0 de -15 dBm, nous donnons dans le **Tableau IV-1**, pour les tensions V_3 et V_4 , les constantes de calibrages retrouvées ainsi que le coefficient de détermination r^2 qui témoigne de la qualité de l'ajustement du modèle (IV-8).

Coefficient	Variable associée	b_{3j} retrouvé (mV)
b_{30}	1	118.37
b_{31}	I	-144.08
b_{32}	Q	20.145
b_{33}	I^2	32.452
b_{34}	Q^2	29.794
b_{35}	IQ	-10.613
b_{36}	$I^3-3 IQ^2$	-1.0248
b_{37}	$Q^3-3 I^2 Q$	-1.3158
r^2		99.9 %

(a)

Coefficient	Variable associée	b_{4j} retrouvé (mV)
b_{40}	1	119.91
b_{41}	I	-5.5568
b_{42}	Q	-166.55
b_{43}	I^2	47.117
b_{44}	Q^2	26.776
b_{45}	IQ	15.411
b_{46}	$I^3-3 IQ^2$	0.8484
b_{47}	$Q^3-3 I^2 Q$	0.6972
r^2		99.9 %

(b)

Tableau IV-1 : Coefficients de calibration retrouvés à 2.5 GHz.

(a) Modélisation pour V_3 (b) Modélisation pour V_4

Nous donnons en **Figure IV-10** une illustration graphique de la comparaison entre les données mesurées par le dispositif et celles interpolées pour les tensions V_3 et V_4 (IV-8). Les résultats de mesure montrent un très bon comportement du modèle.

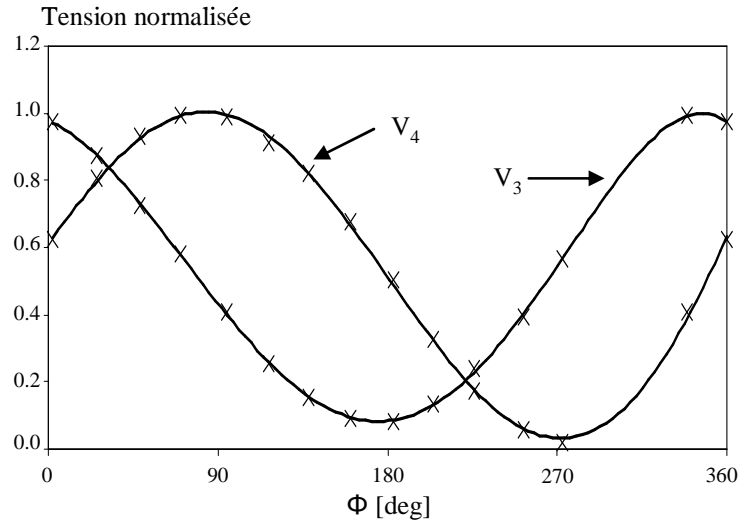


Figure IV-10 : Evolution des tensions V_3 et V_4 en fonction du coefficient de réflexion.
(— modèle × mesure)

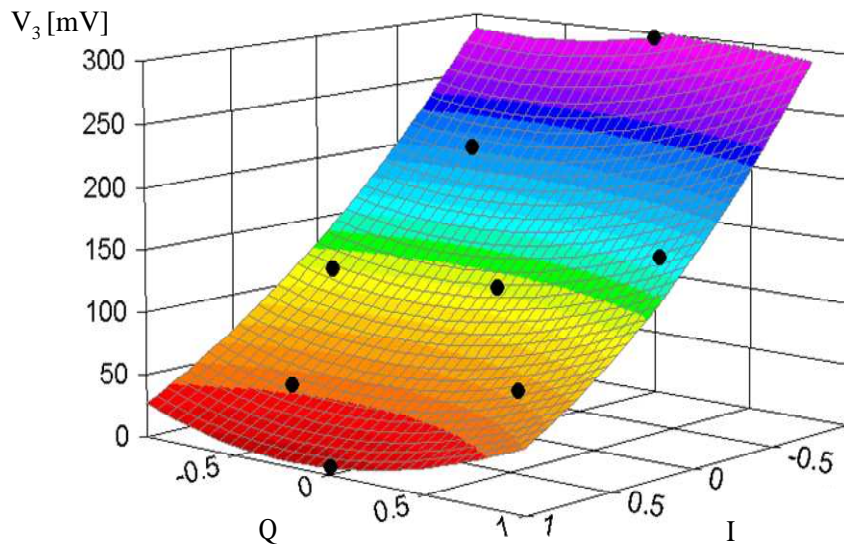


Figure IV-11 : Représentation en 3D de l'interpolation de V_3 en fonction de $\Gamma=I+jQ$.
F=2.5 GHz (• Mesures).

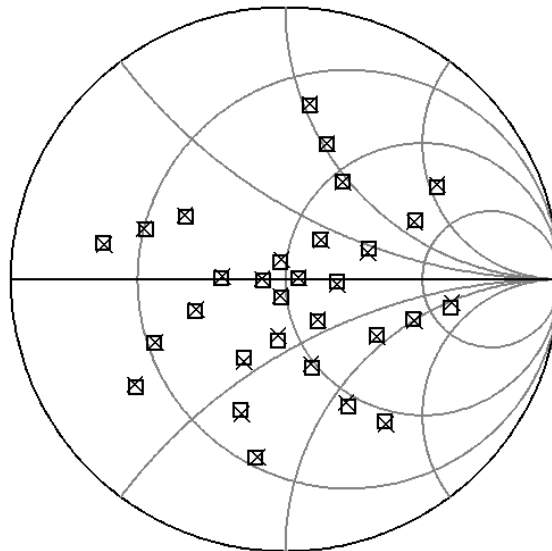
Nous donnons également en **Figure IV-11**, sous une représentation graphique en trois dimensions, une comparaison entre l'évolution du modèle et la mesure des coefficients de réflexion des huit charges de calibration pour la tension V_3 . Les points représentent les tensions

mesurées à la sortie du détecteur D_3 obtenues pour les huit charges de calibrage alors que le modèle est représenté par une surface plane en deux dimensions. L'obtention de cette surface plane et monotone montre le bon fonctionnement du modèle de calibrage.

Une fois le modèle établi nous procédons à la mesure de coefficients de réflexion de dispositifs passifs et comparons les résultats obtenus à ceux issus de la mesure à l'analyseur de réseaux commercial HP8720C. Pour cela nous utilisons un atténuateur variable associé à un court-circuit variable de manière à avoir plusieurs charges test réparties à l'intérieur de l'abaque de Smith.

En **Figure IV-12**, nous présentons une mesure comparative, à la fréquence de 2.5 GHz, des coefficients de réflexion obtenus avec le FPR et ceux obtenus avec l'analyseur de réseaux HP8720C pour trente charges test.

L'abaque de Smith donné ci-dessous montre un très bon accord entre les deux appareils de mesure.



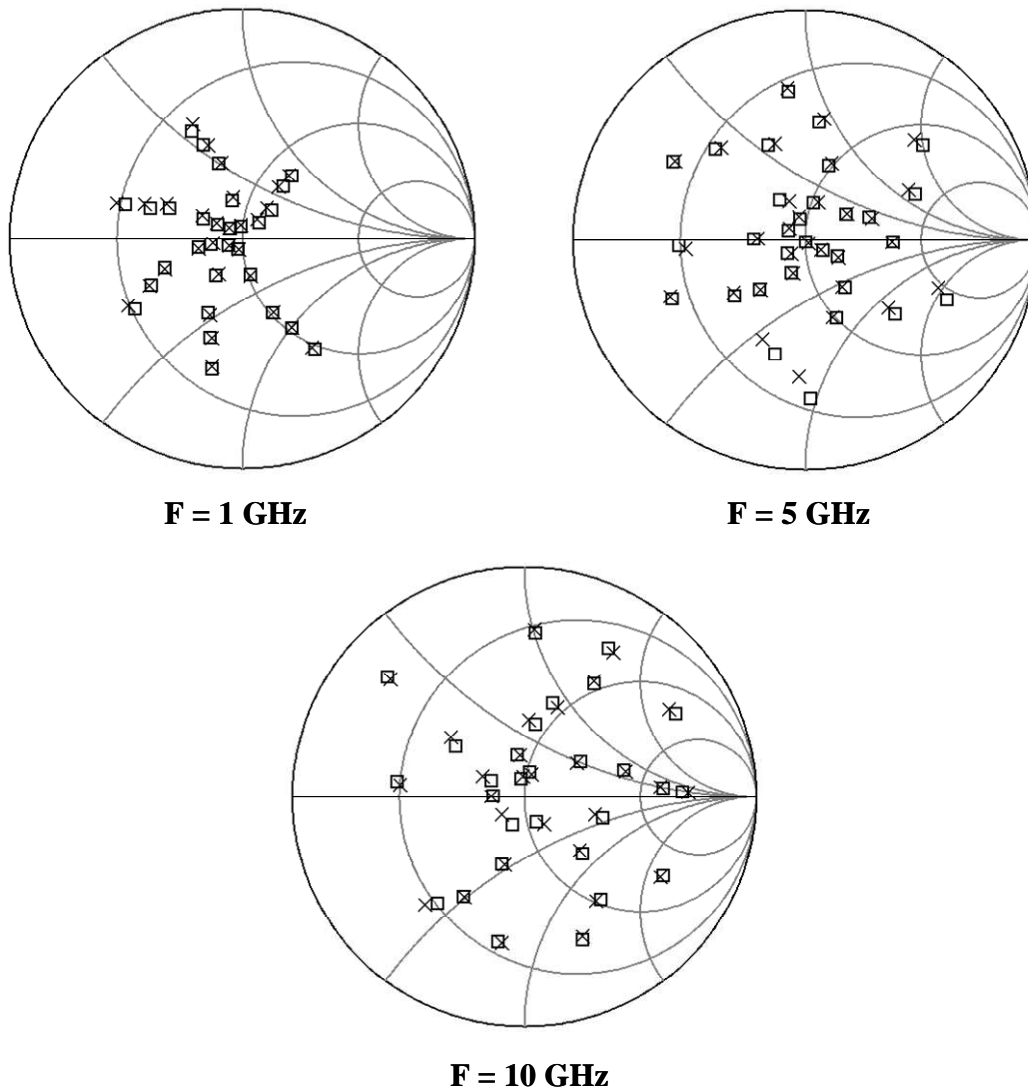
**Figure IV-12 : Comparaison de $\Gamma = I + jQ$ pour 30 charges mesurées. $F=2.5$ GHz.
(\square HP8720C \times FPR)**

Un critère pour quantifier la qualité de la mesure est l'EVM (Error Vector Magnitude) donné par l'équation suivante :

$$EVM = \frac{1}{N} \sum \left| \Gamma^{FPR} - \Gamma^{HP8720C} \right| \quad (IV-9)$$

Où N représente le nombre de charges, Γ^{FPR} représente les coefficients de réflexion mesurés par le FPR et Γ^{HP8720C} les coefficients de réflexion mesurés à l'analyseur de réseaux conventionnel. Pour les 30 charges considérées, un EVM de 0.9 % est calculé pour une fréquence de 2.5 GHz.

Calibrer le dispositif au moyen de la technique de calibrage proposée permet également d'étendre la bande de fréquences de fonctionnement à 1 - 10 GHz. A titre d'illustration nous donnons en **Figure IV-13** les résultats expérimentaux retrouvés pour les fréquences de 1 GHz, 5 GHz et 10 GHz.



**Figure IV-13 : Comparaison de $\Gamma = I + jQ$ mesurés pour différentes fréquences.
(\square HP8720C \times FPR)**

Nous résumons sous forme de tableau (**Tableau IV-2**) les EVM retrouvés pour les 30 charges considérées et ceci pour les différentes fréquences retenues.

Fréquences [GHz]	1	2.5	5	10
EVM [%]	1.3	0.9	2.4	2.3

Tableau IV-2 : Comparaison des EVM pour différentes fréquences.

Pour les 30 charges considérées et les quatre fréquences retenues, un EVM inférieur à 2.5 % est retrouvé.

Dans la partie suivante, nous entrevoyons l'application de cette nouvelle topologie à la mesure de fortes impédances. En effet, compte tenu de sa structure simple et compacte, ce nouveau dispositif multi-port s'avère être très prometteuse face au défi imposé par les nanotechnologies dans le domaine de la caractérisation hyperfréquence.

IV.3.5 Application à la mesure de hautes impédances

Dans cette partie du manuscrit, nous allons poser les bases d'un analyseur de réseaux vectoriel haute impédance reposant sur le principe évoqué précédemment en **Figure IV-5**. L'idée est de reprendre cette topologie, proposant une structure simplifiée, et d'augmenter l'impédance de référence à 1 k Ω afin d'offrir, comme nous l'avons vu dans les chapitres précédents, une meilleure sensibilité de mesure pour des charges allant jusqu'à plusieurs dizaine de k Ω .

Nous rappelons que cette nouvelle topologie repose sur une méthode de détection originale basée sur l'« additive-mixing ». Ainsi l'élément générique déterminant est le détecteur de puissance hyperfréquence. Pour la réalisation du détecteur de puissance hyperfréquence haute impédance, notre choix s'est porté sur la détection à diodes, car elle présente de nombreux avantages tels qu'une grande sensibilité, une plus grande dynamique, un temps de détection plus rapide [AGI 82]-[AGI-99a]- [AGI-99b]-[AGI 07].

Nous exposons en **Figure IV-15** la structure du cœur du réflectomètre haute impédance basé sur le principe de l' « additive-mixing ».

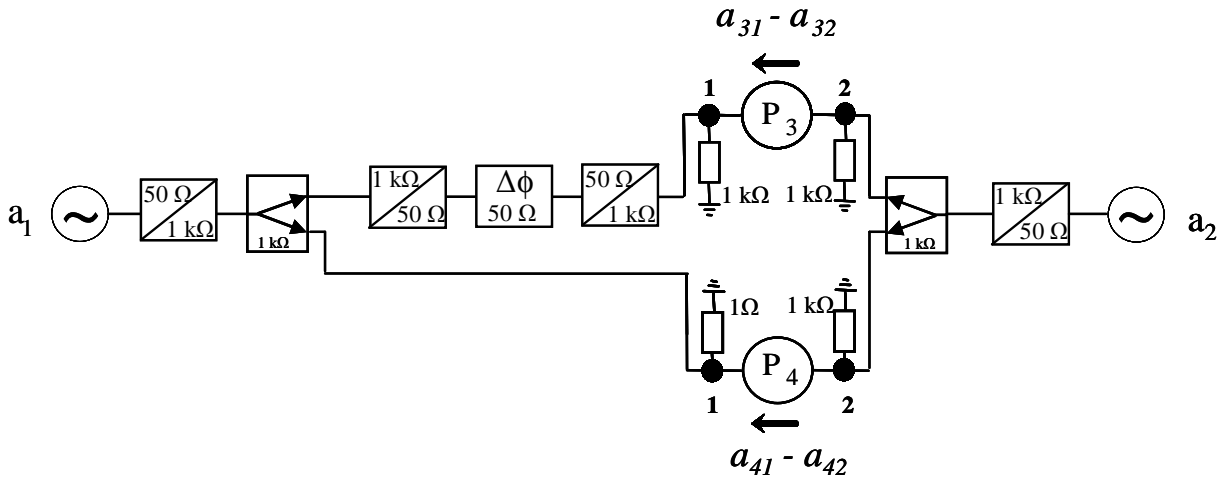


Figure IV-15 : Structure du nouveau corrélateur complexe quatre-ports haute impédance.

La structure de ce dernier, comme sur le dispositif présenté précédemment (**Figure IV-3**), utilise deux détecteurs P_3 et P_4 permettant une mesure différentielle en corrélant les deux signaux a_1 et a_2 . Toutefois, compte tenu de l'impédance de référence de $1\text{ k}\Omega$, on note la nécessité d'associer à chacun des ports d'accès des détecteurs une résistance de $1\text{ k}\Omega$ offrant ainsi la possibilité d'une adaptation large bande. De la même façon, il est nécessaire d'ajouter des transformateurs d'impédance aux ports d'accès du dispositif et aux accès du déphaseur.

Comme nous l'avons vu précédemment, il suffit d'adjoindre au corrélateur deux diviseurs de puissance haute impédance pour obtenir un réflectomètre quatre-ports d'impédance de référence $1\text{ k}\Omega$ (**Figure IV-16**).

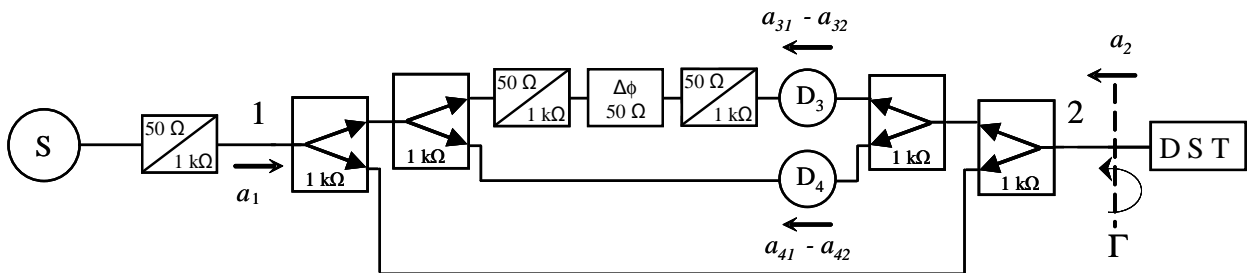


Figure IV-16 : Structure du nouveau réflectomètre complexe quatre-ports haute impédance.

L'idée du dispositif intrinsèquement haute impédance reposant sur l'« additive-mixing » est de proposer un système dont l'impédance caractéristique est au plus proche de celle du dispositif sous test de manière à augmenter la sensibilité de mesure. Les travaux présentés

dans les deux chapitres précédents combinés à cette nouvelle topologie de système quatre-port s'avèrent très prometteurs. En effet, la limitation des pertes d'insertion, la réduction des éléments génériques ainsi que l'utilisation d'un détecteur haute impédance très sensible reposant sur le principe de l' « additive-mixing » sont selon nous des critères très importants dans la perspective d'une intégration en technologie MMIC.

IV.3.6 Conclusion

Nous avons proposé dans cette partie de chapitre un système large bande dédié à la mesure de coefficients de réflexion. Mis en œuvre dans la bande de fréquence 1-10 GHz, le système montre une erreur de mesure inférieure à 2,5 % sur toute la bande de fréquences considérée. Comparativement aux systèmes multi-port présents dans la littérature, la combinaison des signaux micro-ondes s'effectue aux travers des deux détecteurs de puissance. Il en résulte la réduction du nombre d'éléments génériques constituant le dispositif simplifiant ainsi le circuit micro-onde. Le trajet des ondes est également réduit offrant alors un système compact et faible coût, se présentant comme une bonne alternative à l'analyseur de réseaux conventionnel. Cette nouvelle topologie a été appliquée en premier lieu à la mesure vectorielle de coefficient de réflexion dans la bande de fréquences 1-10 GHz. Les performances sont montrées au travers d'une étude comparative avec l'analyseur de réseaux commercial. Dans un second temps, les bases d'un analyseur de réseaux vectoriel d'impédance de référence 1 k Ω , reposant sur ce même principe et dédié à la mesure de hautes impédances, ont été posées.

IV.4 Conclusion

Depuis son apparition au début des années 70, la technique multi-port, grâce à sa structure simple et son faible coût, s'est très rapidement répandue dans de nombreux domaines d'applications, tels que les télécommunications, le radar ou encore l'analyse de réseaux. Cet engouement de la part de la communauté scientifique a engendré un développement et une évolution des systèmes multi-port. Dans un premier temps, nous avons exposé brièvement cette évolution. Dans un second temps, une nouvelle architecture de réflectomètre multi-port se basant sur l'utilisation d'une nouvelle jonction quatre-port a été présentée. Cette dernière n'utilisant que deux diviseurs de Wilkinson permet de réduire les pertes d'insertion. Cette nouvelle topologie a été validée en premier lieu sur une impédance de référence de 50 Ω . Un

réflectomètre quatre-port d'impédance de référence 50Ω dédié à la mesure vectorielle de coefficient de réflexion dans la bande de fréquence 1-10 GHz a été présenté et validé. Dans un second temps, les bases d'un analyseur de réseaux vectoriel haute impédance reposant sur ce même principe sont posées.

IV.5 Références bibliographiques

- [AGI-82] AGILENT TECHNOLOGIES
 “All Schottky diodes are zero bias detectors”
 Application Note, AN 988, March 1982.
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5953-4449.pdf>
- [AGI-99a] AGILENT TECHNOLOGIES
 “Diode detector simulation using Agilent Technologies EEsof ADS software”
 Application Note, AN 1156, November 1999.
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5968-1885E.pdf>
- [AGI- 99b] AGILENT TECHNOLOGIES
 “Surface Mount Zero Bias Schottky Detector Diodes”
 Technical Data HSMS-2850 Series, November 1999.
<http://www.crystal-radio.eu/hsms285xdata.pdf>
- [AGI-07] AGILENT TECHNOLOGIES
 “HSCH-9161 GaAs detector diode”
 Data Sheet, July 2007.
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-6228EN.pdf>
- [DJO-10] E. E. DJOUMESSI, S. TATU, and K. WU
 “Frequency-agile dual-band direct conversion receiver for cognitive radio systems”
 IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MTT-58, no. 1, pp. 87-94, Janvier 2010.
- [EL-11] A. EL FELLAHI, K. HADDADI, D. GLAY and T. LASRI
 “Nouvelle topologie quatre-port pour la mesure large bande de coefficients de réflexion en gamme micro-ondes”
 17èmes Journées Nationales Microondes (JNM), Brest, Mai 2011.
- [ENG-77a] G. F. ENGEN
 “A (historical) review of the six-port measurement technique”
 IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 45, no. 12, pp. 2414–2417, Decembre 1977.
- [ENG-77b] G. F. ENGEN
 “An improved circuit for implementing the six-port technique of microwave measurements”
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 25, n° 12, pp 1080-1083, December 1977.
- [ENG-78] G. F. ENGEN
 “Calibrating the six-port reflectometer by means of sliding terminaisons”
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 26, n° 12, pp 951-957, December 1978.

- [GLA-99]** D. GLAY
“Conception et réalisation de systèmes microondes destinés au contrôle non destructif de matériaux”
Thèse de Docteur de l’Université, Novembre 1999, Lille.
- [HAD-05]** K. HADDADI, D. GLAY, and T. LASRI
“Système et technique de calibrage associée pour la mesure de paramètres S à 60 GHz”
14^{èmes} Journées National Micro-ondes (JNM 2005), Nantes, Mai 2005.
- [HAD-06]** K. HADDADI, D. GLAY, and T. LASRI
“Homodyne dual six-port network analyzer and associated calibration technique for millimetre-wave measurements”
IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2006), pp 5007-5010, Island of Kos, Greece, May 2006.
- [HAD-07]** K. HADDADI
“Systèmes à base de six-port en gammes micro-onde et millimétrique et techniques de calibrage associées : Application à l’analyse de réseaux, aux télécommunications et aux contrôle non destructif”
Thèse de Docteur de l’Université, Novembre 2007, Lille.
- [HAD-08a]** K. HADDADI, MM. WANG, K. NOURI, D. GLAY and T. LASRI
“Calibration and performance of two new ultra-wideband four-port-based systems”,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, n° 12, pp 3137-3142, 2008.
- [HAD-08b]** K. HADDADI, MM.WANG, D. GLAY and T. LASRI
“Ultra wide-band four-port reflectometer using only two quadratic detectors”
IEEE Microwave Theory and Techniques society international digest (IMS), pp 379-382, Atlanta, Georgia, June 2008.
- [HAD-11]** K. HADDADI, O. BENZAIM, D. GLAY and T. LASRI
“Miniature interferometric down-converter for V-band radar applications”
8th European Radar Conference (EuRAD), Manchester, UK, pp. 29-32, 2011.
- [HOE-77]** C. A. HOER
“A network analyzer incorporating two six-port reflectometers”
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 25, n° 12, pp 987-993, December 1977.
- [LI-83]** S. LI, and R. G. BOSISIO
“The measurement of complex reflection coefficient by means of a five-port reflectometer”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 83, n° 4, pp 321-326, April 1983.

- [MAA-05]** M. MAAZI
“Conception et réalisation de systèmes en gamme millimétrique pour l'évaluation non destructive : applications à la restauration de profils et d'images d'objets enfouis”
Thèse de Docteur de l'Université, Lille, Mars 2005.
- [MAR-82]** E. MARTIN, J. MARGINEDA and J. M. ZAMARRO
“An automatic network analyzer using a slotted line reflectometer”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 30, pp 667–670, May 1982.
- [MOH-10]** R. MOHELLEBI, E. BERGEAULT, G. I. ABIB, and B. HUYART
“A millimeter wave six-port reflectometer for active load-pull characterization”, European Microwave Conf. 2010, Paris, pp. 1575-1578, Septembre 2010.
- [MOL-04]** E. MOLDOVAN, S.O. TATU, T. GAMAN, K. WU and R. G. BOSISIO
“A new 94-GHz six-port collision-avoidance radar sensor”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 52, no. 3, pp 751-758, Mars 2004
- [MUN-94]** J. MUNOZ, J. MARGINEDA, J. MARTIN and M. ROJO
“Dual five-port analyzer using fixed probes”
IEEE Transactions on Instrumentations and Measurement, vol. 3, pp. 415-420, June 1994.
- [PER-07]** P. PEREZ-LARA, I. MOLINA-FERNANDEZ, J.G. WANGUEMERT-PEREZ, A. GONZALEZ-SALGUERO, J. A. MEDINA-ROFRIGUEZ
“Novel wideband six-port receiver structure”
European Microwave Conf. 2007, Munich, pp. 1030–1033, Octobre 2007.
- [RIB-77]** G. P. RIBLET
“A broad band stripline or coaxial ‘resolver’ for the accurate measurement of complex reflection coefficient using 6-port measurement concept”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 29, pp 155-162, December 1977.
- [WIE-07]** F. WIEDMANN
“Développements pour des applications grand public du réflectomètre six-ports:algorithme de calibrage robuste, réflectomètre à très large bande bande et réflectomètre integer MMIC”
Thèse de Docteur de l'Ecole National Supérieure des Télécommunications, Paris, Juillet 1997.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Pour continuer la course à la miniaturisation des composants, la microélectronique ne cesse de surmonter des obstacles afin d'offrir les dispositifs du futur. La découverte, depuis une vingtaine d'années, des nano-dispositifs s'avère à cet égard très prometteuse. Au travers d'un état de l'art, nous avons montré que les nanotechnologies connaissent un engouement grandissant de la part de la 'communauté scientifique des hautes fréquences'. Afin de les intégrer dans les dispositifs de demain, et donc de proposer une véritable nanoélectronique, il est nécessaire de développer des moyens de caractérisation électromagnétique mieux adaptés. Dans ce contexte, nos travaux de recherche ont visé à proposer une instrumentation capable d'étudier les potentialités de dispositifs hautes impédances dans le domaine des hyperfréquences.

Dans un premier chapitre, après un bref rappel sur les paramètres S, nous avons exposé les techniques de caractérisation hyperfréquence usuelles. Dans un second temps nous avons également vu les limitations de ces dernières face au défi imposé par les nanotechnologies. La première difficulté pour caractériser des nano-composants réside dans le fait qu'ils possèdent en régime dynamique de fortes valeurs d'impédances comparativement aux systèmes de mesure hyperfréquence usuels que sont par exemple les analyseurs de réseaux conventionnels. L'architecture de ces derniers, permet de mesurer précisément des variations d'impédances autour de leur propre impédance de référence (50 Ω). Cependant, cette précision de mesure et la résolution diminuent sensiblement lorsque l'impédance à mesurer s'écarte fortement de l'impédance de référence. Une autre problématique liée à la mesure de nano-structures réside dans la discontinuité d'échelle. En effet, une disproportion d'échelle, notamment au niveau des contacts d'accès utilisés dans les techniques de mesure d'aujourd'hui, engendre des capacités parasites qui de surcroît sont prépondérantes devant l'impédance des nano-objets sous test.

Pour répondre à la première problématique liée à la désadaptation d'impédance, nous avons développé dans un second chapitre une méthode alternative pour la caractérisation hyperfréquence de hautes impédances. Ainsi nous avons présenté une nouvelle instrumentation intrinsèquement haute impédance permettant de faire de l'analyse de réseaux directement sur une impédance de référence élevée (par exemple autour du k Ω au lieu de 50 Ω). Un premier dispositif dénommé «High Impedance Reflectometer » a alors été

développé. Ensuite, sa mise en œuvre pour la mesure de fortes valeurs de résistances, et aussi une application de cette technique au travers de la réalisation d'un microscope champ proche micro-onde intégrant une sonde à ondes évanescentes ont montré le bon fonctionnement de cette nouvelle instrumentation intrinsèquement haute impédance.

Dans le troisième chapitre, nous avons repris le concept d'appareil de mesure haute impédance vu dans le second chapitre dans le but de réaliser un système homodyne d'impédance de référence $1\text{ k}\Omega$. Nous avons alors présenté un réflectomètre scalaire d'impédance de référence $1\text{ k}\Omega$ dénommé SHIR (Scalar High Impedance Reflectometer) permettant la mesure du coefficient de réflexion de hautes valeurs de résistances en régime dynamique. Même si les dispositifs présentés dans le chapitre précédent permettent de palier le phénomène de désadaptation d'impédance, nous avons proposé dans ce chapitre une solution alternative basée sur le développement de systèmes de mesure d'impédance de référence élevée, homodynes qui se substituent à l'analyseur de réseaux. La volonté était d'intégrer un détecteur hyperfréquence haute impédance. Ainsi un dispositif est mis en œuvre pour la mesure de charges allant jusqu'à $1\text{ M}\Omega$ à la fréquence de $0,8\text{ GHz}$. Ensuite, l'idée a été d'évoluer vers des systèmes de mesure vectorielle et pour ce faire, nous avons présenté le premier réflectomètre vectoriel homodyne d'impédance de référence $1\text{ k}\Omega$, nommé VHIR (Vectorial High Impedance Reflectometer), dédié à la mesure de fortes valeurs d'impédances.

Dans un dernier chapitre, après avoir présenté succinctement la technique multi-port, nous avons exposé une nouvelle architecture de réflectomètre multi-port se basant sur l'utilisation d'une jonction quatre-port améliorée. Ainsi un réflectomètre quatre-port dénommé FPR (Four-Port-Reflectometer), d'impédance de référence $50\ \Omega$, basé sur une topologie originale permettant la mesure vectorielle du coefficient de réflexion d'un dispositif sous test pour un fonctionnement dans la bande $1 - 10\text{ GHz}$ a été présenté. Dans un second temps, les bases d'un analyseur de réseaux vectoriel haute impédance reposant sur ce même principe sont posées.

Ce travail s'inscrit dans le contexte de développement spectaculaire de nano-objets. En effet, dans le domaine de la caractérisation hyperfréquence, on fait face depuis une dizaine d'années à une miniaturisation croissante des dispositifs. Et il n'existe aujourd'hui aucune technique permettant, en régime dynamique, une mesure directe et précise d'un nano-

dispositif. Il est donc nécessaire de développer des outils de caractérisation électromagnétique adaptés. Ce travail ouvre un certain nombre de perspectives. La première est la démonstration de l'efficacité d'un réflectomètre multi-port homodyne haute impédance à des fréquences au delà du gigahertz. Cela passe bien entendu par l'adoption d'une technologie beaucoup plus adaptée que celle utilisée dans les études de faisabilité présentées dans ce manuscrit. Nous envisageons une transposition vers une technologie intégrée que nous avons commencé à explorer au sein du groupe. La seconde concerne la réalisation de la source hyperfréquence d'impédance de référence élevée pouvant être incluses dans le dispositif final. Le point qui n'a pas été abordé dans ce travail est celui de la discontinuité d'échelle entre le nano-objet à caractériser et le dispositif de mesure. Cette problématique reste entière et mérite à elle seule un développement conséquent.

Récemment l'IEMN s'est vu doter d'un équipex : ExCELSiOR (Experimental CEnter for Large Spectrum prOpeRties of nanostructures from DC to Mid-Infrared) qui a pour objectif d'adresser des solutions à l'ensemble des défis qui ont été énoncés. En effet, à terme cette plateforme doit permettre de connecter, manipuler et mesurer les propriétés des nano-dispositifs dans un très large domaine de fréquences. Le développement puis la mise à disposition de ces nouveaux équipements permettront d'entrevoir un très grand nombre de perspectives dans le domaine de la caractérisation électrique à hautes fréquences de nanostructures.

ANNEXE

ETUDE DE LA LIMITATION EN FREQUENCE DES RESISTANCES CMS 0402

Sommaire :

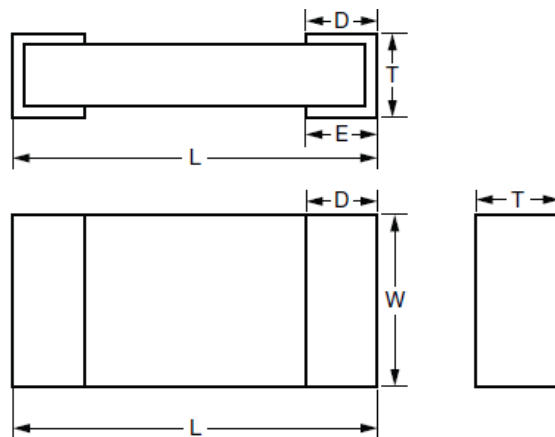
1	Introduction	p 129
2	Données constructeur	p 129
3	Conclusion	p 131

1. Introduction

Cette annexe illustre les limitations fréquentielles des résistances CMS 0402.

2. Données constructeur

Nous donnons en **Figure 1** les dimensions des résistances CMS 0402 utilisées dans la réalisation des systèmes d'impédance de référence 1 k Ω présentés dans ce manuscrit.



DIMENSIONS in inches (millimeters)

CASE SIZE	LENGTH	WIDTH W (± 0.005)	THICKNESS TYPICAL	TOP PAD D (± 0.005)	BOTTOM PAD E (± 0.005)
0402	0.042 \pm 0.008 (1.067 \pm 0.203)	0.022 (0.559)	0.015 (0.381)	0.010 (0.254)	0.010 (0.254)

Figure 1 : Dimensions des résistances CMS 0402.

Le fournisseur donne le schéma équivalent des résistances CMS 0402 qu'il modélise comme l'addition en série d'une inductance parasite L et d'une résistance R, le tout en parallèle à une capacité de boîtier (**Figure 2**). D'autres éléments parasites extrinsèques, liés au montage des résistances CMS 0402, apparaissent également.

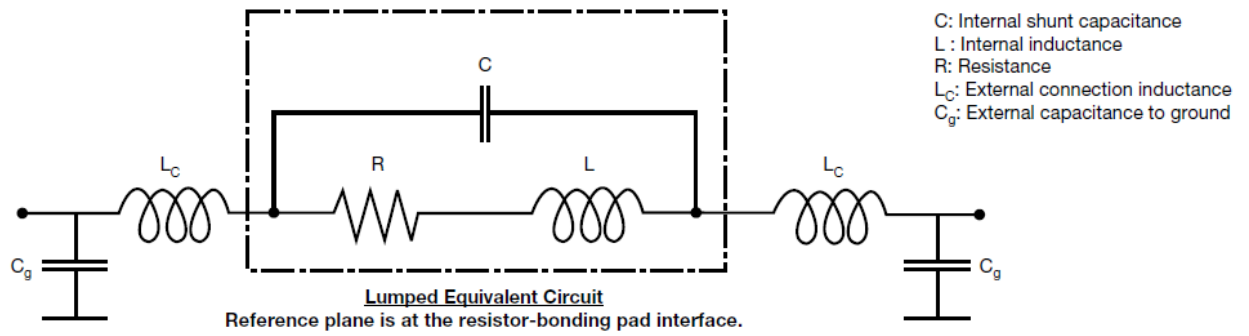


Figure 2 : Schéma équivalent des résistances CMS 0402.

La **Figure 3** montre l'existence des effets de boîtier et illustre également leurs progressions avec la fréquence pour différentes valeurs de résistances.

0402 Flip chip

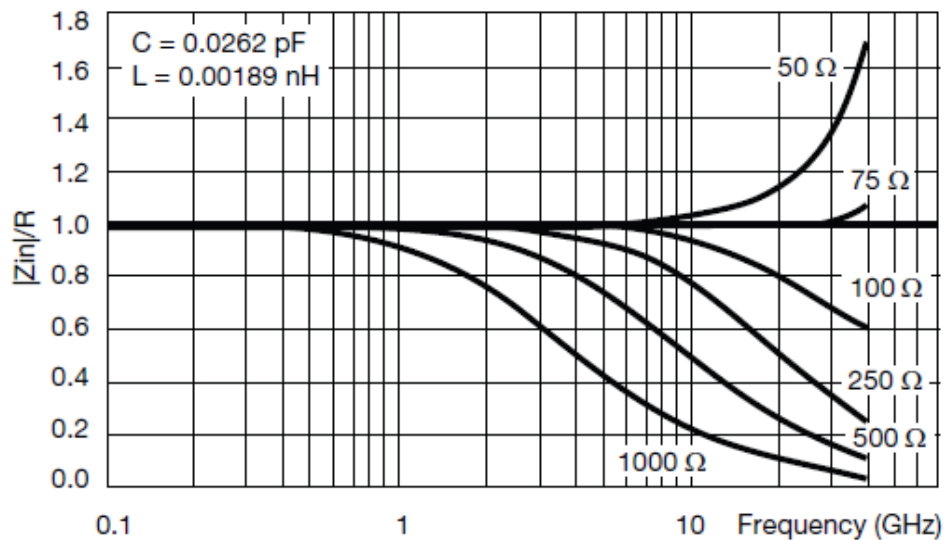


Figure 3 : Evolutions avec la fréquence des effets de boîtiers des résistances CMS.

Cette étude, sur les effets de boîtier des résistances CMS 0402, présenté par le constructeur montre l'impact des éléments parasites sur la valeur de l'impédance réelle de la résistance en fonction de la fréquence.

Notons néanmoins que nous envisageons l'emploi de ces résistances sur des dispositifs d'impédances de référence élevée impliquant l'utilisation de valeurs de résistances allant jusqu'à 2 k Ω .

Si nous notons qu'il est possible de travailler sans difficulté jusqu'à 1 GHz pour une valeur de résistance de 50 Ω , il est toutefois nécessaire de prendre en considération les effets de boîtier pour les valeurs de résistances de 1 k Ω et 2 k Ω .

3. Conclusion

Dans cette annexe, nous nous sommes attachés à justifier la limitation fréquentielle de nos réflectomètres d'impédance de référence 1 k Ω . Bien qu'il repose sur l'utilisation d'une technologie à éléments localisés offrant théoriquement un fonctionnement large bande, les premières mesures ont montré une limitation fréquentielle inférieure au gigahertz. Ces résultats montrent que la partie imaginaire, des résistances de valeurs supérieures à 1 k Ω , n'est pas négligeable au delà d'une fréquence de 100 MHz et met ainsi en évidence l'importance des effets de boîtier expliquant la limitation fréquentielle de nos dispositifs.

PUBLICATIONS

D. GLAY, **A. EL FELLAHI**, and T. LASRI

“A proof of concept of a non-resonant near-field microwave microscope based on a high impedance reflectometer”, International Journal of Microwave and Wireless Technologies, Vol. 5, Special Issue 03, pp 301-308, Juin 2013

D. GLAY, **A. EL FELLAHI**, and T. LASRI

“High reference impedance reflectometer for non-resonant matching of near-field microwave microscope tip probe”, Microwave and Optical Technology Letters, Vol 56, Janvier 2014.

CONGRES INTERNATIONAUX AVEC COMITE DE SELECTION ET ACTES

A. EL FELLAHI, K. HADDADI, D. GLAY and T. LASRI

“High impedance RF four-port reflectometer”, 41st European Microwave Conference (EuMC), Manchester, UK, pp. 491-494, 2011.

D. GLAY, **A. EL FELLAHI**, and T. LASRI

“High Impedance Reflectometer dedicated to Non-Resonant Near-Field Microwave Microscopy”, 42nd European Microwave Conference (EuMC), Amsterdam, Netherlands, 2012.

CONGRES NATIONAUX AVEC COMITE DE SELECTION ET ACTES

A. EL FELLAHI, K. HADDADI, D. GLAY et T. LASRI

“Nouvelle topologie quatre-port pour la mesure large bande de coefficients de réflexion en gamme micro-ondes”, 17èmes Journées Nationales Microondes (JNM), Brest, Mai 2011.

RESUME en français :

La miniaturisation des composants telle qu'elle est décrite par la loi de Moore se heurte à de nouvelles problématiques liées notamment aux échelles visées, dans le domaine nanométrique. En effet, cette miniaturisation nécessite des investissements en recherche considérables indispensables à la mise en place de nouveaux procédés de fabrication en adéquation avec les dimensions mises en jeu. Associés à ces nouveaux besoins, il convient aussi de développer des moyens d'observation et de caractérisation des dispositifs réalisés à ces échelles.

Le travail proposé dans ce mémoire concerne principalement le domaine de la caractérisation. En effet, les travaux menés sont destinés à apporter des solutions pour la caractérisation de nano-dispositifs aux fréquences microondes pour lesquelles il n'existe pas encore un outil permettant la mesure directe et précise.

L'une des raisons réside dans le fait que les nano-objets possèdent en régime dynamique une impédance de référence élevée (supérieure au kilo-ohms) comparativement à l'appareillage de mesure usuel que représente l'analyseur de réseaux (50 ohms).

Plusieurs dispositifs reposant sur une nouvelle architecture et offrant une impédance de référence élevée sont conçus, réalisés et validés. Les potentialités de cette nouvelle instrumentation sont illustrées au travers de la mesure de charges passives hautes impédances.

MOTS-CLES :

Instrumentation, caractérisation, haute impédance, hyperfréquence, réflectomètre, six-port

TITRE EN ANGLAIS

Design and realization of an instrument dedicated to the measurement of high impedances at microwave frequencies

RESUME en anglais

As described by Moore's law, the miniaturization of devices is facing important issues related to nanometric domain. Indeed, this miniaturization involves considerable investments in scientific research which is essential in developing new manufacturing processes adapted to nanometric scale. Also, it is necessary to develop new instruments to observe and characterize at such a scale.

The work proposed in this thesis mainly concerns the field of device characterization. Indeed, this work is carried out to provide solutions for the characterization of nano-devices at microwave frequencies at which nowadays no tool is available for the direct and accurate measurement.

Actually, the issue lies in the fact that nano-devices present high reference impedances (higher than the kilo-ohms) compared to that of typical measurement instruments such as the network analyzer (50 ohms).

Several devices using a new architecture and offering a high impedance of reference are conceived, realized and validated. The potentialities of this new instrumentation are illustrated through the measurement of high impedance passive loads.

KEYWORDS

Instrumentation, characterization, high impedance, high frequency, reflectometer, six-port