

N° d'ordre : 4110

THÈSE

Présentée à

l'UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

Pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ

Spécialité : Microondes & Microtechnologies

par

Kamel HADDADI

**SYSTEMES A BASE DE SIX-PORT
EN GAMMES MICRO-ONDE ET MILLIMETRIQUE
ET TECHNIQUES DE CALIBRAGE ASSOCIEES :
APPLICATION A L'ANALYSE DE RESEAUX,
AUX TELECOMMUNICATIONS ET CONTROLE NON DESTRUCTIF**

Soutenue le 4 Décembre 2007 devant la commission d'examen

Membres du jury :

Gilles DAMBRINE
Eric BERGEAULT
Philippe FERRARI
Tuami LASRI
David GLAY
Marie-France LACRAMPE

Président du jury
Rapporteur
Rapporteur
Directeur de thèse
Examineur
Examineur

Ce travail a été effectué au Département Hyperfréquences et Semi-conducteurs (DHS) de l'Institut d'Electronique, de Micro-électronique et de Nanotechnologie (IEMN).

Je remercie vivement Monsieur le Professeur A. CAPPY, directeur de l'IEMN, et Monsieur le Professeur P. A. ROLLAND, directeur du DHS, de m'avoir accueilli au sein du laboratoire.

Je tiens à remercier le Professeur G. DAMBRINE de me faire l'honneur de présider le jury de thèse.

Que mon directeur de thèse Monsieur le Professeur T. LASRI soit remercié pour la qualité de l'encadrement dont j'ai pu bénéficier tout au long de ce travail qui a eu lieu dans le groupe Circuits, Systèmes et Applications des Microondes (CSAM). Je tiens à lui exprimer toute ma reconnaissance pour son soutien, sa confiance et ses encouragements. Qu'il trouve ici l'expression de ma sympathie et de ma reconnaissance pour ce qu'il m'a appris et pour la qualité de ses relations humaines durant ces années me faisant grandement bénéficier de son expérience et de ses compétences.

Que Monsieur E. BERGEAULT, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (ENST-Paris), et Monsieur P. FERRARI, Professeur à l'Institut de Microélectronique, Electromagnétisme et Photonique (IMEP), soient ici remerciés de l'honneur qu'ils me font en jugeant ce travail.

Je remercie vivement Madame M-F LACRAMPE, Professeur aux Mines de Douai, et Monsieur D. GLAY, Maître de Conférences à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, pour leur participation à ce jury d'examen.

Je tiens à exprimer de nouveau ma reconnaissance envers David GLAY qui m'a accompagné dans ce travail. Je lui exprime toute ma gratitude pour l'aide qu'il m'a apportée, pour les longues séances de tableau noir et les longues discussions.

Que mes camarades du groupe veuillent bien trouver ici l'expression de ma reconnaissance pour l'aide qu'ils m'ont apportée et la sympathie qu'ils m'ont témoignée. Qu'Oussama, Ming Ming, Keltouma soient ainsi remerciés.

Je voudrais également remercier Katir ZIOUCHE, Maître de Conférences à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, pour les précieuses aides apportées lors des différentes réalisations technologiques en salle blanche. Je remercie également Salim et Mehdi pour les recettes technologiques et leur bonne humeur.

Que Monsieur D. VANDERMOERE, Ingénieur d'études CNRS soit remercié pour la qualité remarquable de son travail dont il m'a fait bénéficié mais aussi pour sa patience, sa disponibilité et sa bonne humeur.

Un grand merci à l'ensemble du personnel de la centrale de technologie et en particulier à Messieurs J. C. PESANT, P. TILMANT, M. FRANCOIS, C. BOYAVAL et Madame C. LEGRAND pour toute l'aide et le soutien qu'ils m'ont apporté. Qu'ils trouvent ici l'expression de ma sympathie et ma reconnaissance.

Je remercie vivement Mesdames E. DELOS, S. LEPILLET et Monsieur D. DUCATTEAU de la centrale de caractérisation pour leurs précieux conseils et leur disponibilité lors des mesures effectuées.

Que l'ensemble des personnels administratifs et techniques soit assuré de mes sincères remerciements, en en particulier Mesdames M. MIENS et A. CALLEWAERT du service DAO, Madame V. GYSEMBERGH de la bibliothèque, Madame J. LOUCHARD de l'atelier de reprographie, Monsieur SENECHAL du service informatique ainsi que Monsieur J. C. ANDRIES, sans oublier Messieurs J. F. DEMEYER, A. SOULAGE, P. ARMANT, O. BRICE et Madame M. FUGERE pour leur disponibilité, leur aide précieuse et leur professionnalisme.

J'adresse également mes plus vifs remerciements à Madame C. FLAMENT, secrétaire du DHS, pour sa gentillesse, son dévouement et sa disponibilité.

Je ne saurais oublier tous les membres de l'IEMN transfert en en particulier J. C. VAN DE VELDE, directeur technique pour les longues discussions fructueuses sur la radiométrie mais aussi pour la qualité de ses relations humaines. Je ne saurais oublier S. JONNIAU, assistant ingénieur pour sa gentillesse et sa disponibilité.

Je remercie vivement tous les membres du groupe CSAM et du DHS, en particulier N. ROLLAND et C. LOYER pour leur collaboration dans de nombreuses études et leur compétence. Je remercie également A. MAMOUNI, A. BENLARBI, M. FRIZIEL, L. CLAVIER, C. BEGHE pour leur accueil au sein du groupe.

Que tous les stagiaires ayant participé aux travaux de recherche décrits dans cette thèse soient remerciés pour l'aide qu'ils ont pu apportée de près ou de loin. En particulier, je remercie Romain JOORIS pour son investissement.

Que l'ensemble des thésards trouve ici le témoignage de ma sympathie pour la bonne ambiance de travail qu'ensemble nous avons su instaurer. Je remercie très chaleureusement Marie, Adel, Alex, Benoît, Barbiche, Hamza, Hassan, Nicolas, Etienne, Nicolas Deparis, Raphi, Michael, Anthony, Vianney, Loïc, Séonho, Ling, Nicolas Defrance, Raphi, les 'nouveaux' Nizar, Romain et Christophe qui, je l'espère, passeront d'aussi bons moments (de recherche) comme j'ai pu en avoir. J'espère n'oublier personne, si c'est le cas, qu'il(s) m'en excuse(nt). Même si je ne peux pas tous vous remercier individuellement ici, soyez assurés de ma reconnaissance et de ma gratitude pour votre aide et pour tous les bons moments passés dans les murs de l'IEMN.

Je n'oublie pas mes amis, qui grâce à leur présence m'ont permis de toujours garder le moral. Je ne peux malheureusement tous vous citer mais je vous adresse ici mes plus grands remerciements pour toutes ces années.

Enfin, les dernières lignes sont généralement consacrées à la famille. Je ne vais pas déroger à cette tradition. À mes parents, mon frère et mes sœurs, ces quelques mots ne suffiront pas pour vous témoigner ma reconnaissance et ma gratitude pour le soutien quotidien et les encouragements que vous m'avez prodigués tout au long de mes études et pendant ces années de thèse. Merci d'avoir supporté mes doutes, mes états d'âme et d'avoir toujours été là pour moi. Je vous dédie ce travail, sans vous il n'aurait pas abouti.

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I	
ETAT DE L'ART DE LA TECHNIQUE SIX-PORT	5
I.1 INTRODUCTION	7
I.2 REFLECTOMETRE SIX-PORT.....	8
I.2.1 Introduction.....	8
I.2.2 La définition des pseudo-ondes.....	8
I.2.3 Principe du réflectomètre six-port.....	9
I.2.4 Analyse du réflectomètre six-port.....	11
I.2.4.1 Equations du réflectomètre six-port	11
I.2.4.2 Représentation graphique	13
I.2.4.3 Interprétation graphique	15
I.2.5 Mesure de la puissance absolue à l'aide du réflectomètre six-port	16
I.2.6 Constantes de calibrage en fonction des paramètres S du réseau six-port	17
I.2.7 Calibrage des réflectomètres six-port.....	18
I.2.7.1 Introduction	18
I.2.7.2 Réduction du 'six-port au quatre-port'	19
I.2.7.3 Calcul des paramètres de réduction.....	21
I.2.7.4 Transformation bilinéaire	22
I.2.7.5 Conclusion.....	23
I.2.8 Conclusion	23
I.3 IMPLEMENTATIONS DE REFLECTOMETRES	24
I.3.1 Introduction.....	24
I.3.2 Les réflectomètres à base de structures guidées.....	24
I.3.3 Les réflectomètres à éléments localisés ou semi-localisés	28
I.3.4 Les réflectomètres intégrés	29
I.3.5 Conclusion	31
I.4 APPLICATIONS DE LA TECHNIQUE SIX-PORT	32
I.4.1 Introduction.....	32
I.4.2 Applications à la mesure de coefficients de réflexion.....	32
I.4.3 Analyseur de réseaux à base de double six-port.....	33
I.4.3.1 Principe de 'l'analyseur de réseaux double six-port'	33
I.4.3.2 Applications du réflectomètre double six-port.....	35
I.4.4 Démodulateur six-port à conversion directe	37
I.4.4.1 Contexte de l'introduction de la technique six-port dans le domaine des télécommunications	37
I.4.4.2 Concept de Radio logicielle	38
I.4.4.3 Implémentations de démodulateurs six-port.....	44
I.4.5 Applications de la technique six-port aux radars	47
I.4.5.1 Introduction	47
I.4.5.2 Implémentations de radars utilisant la technique six-port	47
I.4.5.3 Conclusion.....	48
I.4.6 Conclusion	48
I.5 CONCLUSION	50
I.6 BIBLIOGRAPHIE	51

CHAPITRE II

DEVELOPPEMENT D'UNE METHODOLOGIE SYNTHETIQUE DE CONCEPTION DE DISPOSITIFS SIX-PORT 65

II.1 INTRODUCTION 67

II.2 ANALYSE EXPLICITE DES DISPOSITIFS SIX-PORTS..... 68

II.2.1 Introduction	68
II.2.2 Formulation 'Problème direct - Problème inverse'	68
II.2.2.1 Mise en équation du problème direct	68
II.2.2.2 Interprétation graphique	70
II.2.3 Imperfections des réflectomètres six-port.....	71
II.2.4 Validation à 35 GHz sur un dispositif réalisé à l'IEMN.....	73
II.2.5 Conclusion	75

II.3 ARCHITECTURES A BASE DE SIX-PORT ET QUATRE-PORT 77

II.3.1 Introduction	77
II.3.2 Briques de base pour la conception de dispositifs six-port	78
II.3.2.1 Introduction.....	78
II.3.2.2 Analyse du corrélateur complexe six-port	78
II.3.2.3 Conception d'un corrélateur complexe six-port.....	81
II.3.2.4 Conception d'un corrélateur quatre-port.....	84
II.3.2.5 Conclusion	87
II.3.3 Systèmes à base de corrélateurs six-port	87
II.3.3.1 Introduction.....	87
II.3.3.2 Réflectomètre six-port	87
II.3.3.3 Double Réflectomètre six-port.....	89
II.3.3.4 Conclusion	92
II.3.4 Systèmes à base de réseaux quatre-port.....	92
II.3.4.1 Introduction.....	92
II.3.4.2 Réflectomètre quatre-port	92
II.3.4.3 Double Réflectomètre quatre-port.....	95
II.3.4.4 Conclusion	97
II.3.5 Conclusion	97

II.4 METHODE DE CALIBRAGE EXPLICITE 98

II.4.1 Introduction	98
II.4.2 Définition d'une méthode de calibrage.....	99
II.4.2.1 Introduction.....	99
II.4.2.2 Première étape de la phase de calibrage.....	101
II.4.2.3 Deuxième étape de la phase de calibrage.....	101
II.4.2.4 Discussion	102
II.4.2.5 Calcul du coefficient de réflexion d'un dipôle sous test	103
II.4.2.6 Conclusion	103
II.4.3 Calibrage du double réflectomètre six-port	104
II.4.3.1 Introduction.....	104
II.4.3.2 Formulation.....	104
II.4.3.3 Première étape de la phase de calibrage.....	107
II.4.3.4 Deuxième étape de la phase de calibrage.....	108
II.4.3.5 Troisième étape de la phase de calibrage.....	109
II.4.3.6 Calcul des coefficients de réflexion et de transmission d'un quadripôle sous test.....	111
II.4.3.7 Conclusion	111
II.4.4 Conclusion	112

II.5 CONCLUSION..... 113

II.6 BIBLIOGRAPHIE 115

CHAPITRE III

CONCEPTION, REALISATION ET VALIDATION DES SYSTEMES DE MESURE DES PARAMETRES S..... 121

III.1 INTRODUCTION 123

III.2 METHODE DE DETECTION..... 125

III.2.1 Introduction	125
III.2.2 Caractéristiques du détecteur.....	125
III.2.3 Principe de la détection quadratique en présence de signaux monochromatiques.....	127
III.2.4 Conclusion.....	129

III.3 SYSTEME DE MESURE EN GAMME MILLIMETRIQUE 130

III.3.1 Introduction	130
III.3.2 Description des éléments génériques du D-SPR	130
III.3.2.1 Introduction	130
III.3.2.2 Détecteurs	131
III.3.2.3 Coupleurs ‘branchline’	133
III.3.2.4 Ligne à retard.....	136
III.3.2.5 Terminaisons 50 Ω et Courts-circuits.....	137
III.3.2.6 Conclusion.....	137
III.3.3 Réalisation et caractérisation du D-SPR.....	137
III.3.3.1 Introduction	137
III.3.3.2 Réalisation du D-SPR.....	137
III.3.3.3 Caractérisation du circuit hyperfréquence	139
III.3.3.4 Conclusion.....	143
III.3.4 Mise en œuvre de l’ensemble du système	143
III.3.4.1 Introduction	143
III.3.4.2 Calibrage et mesure en réflexion.....	144
III.3.4.3 Résolution du problème inverse	147
III.3.4.4 Conclusion.....	153
III.3.5 Conclusion.....	153

III.4 SYSTEMES DE MESURE EN GAMME MICRO-ONDE 154

III.4.1 Introduction	154
III.4.2 Description des éléments.....	154
III.4.2.1 Introduction	154
III.4.2.2 Détecteurs.....	155
III.4.2.3 Diviseurs de Wilkinson.....	156
III.4.2.4 Ligne à retard.....	157
III.4.2.5 Conclusion.....	158
III.4.3 Réalisation et caractérisation du FPR.....	158
III.4.3.1 Introduction	158
III.4.3.2 Réalisation du FPR.....	159
III.4.3.3 Caractérisation du FPR.....	159
III.4.3.4 Conclusion.....	163
III.4.4 Mise en œuvre de l’ensemble du système	163
III.4.4.1 Introduction	163
III.4.4.2 Calibrage et mesure en réflexion.....	164
III.4.4.3 Résolution du problème inverse pour la détermination de Γ	169
III.4.4.4 Conclusion.....	172
III.4.5 Réalisation et caractérisation du D-FPR.....	172
III.4.5.1 Introduction	172
III.4.5.2 Réalisation du D-FPR.....	173
III.4.5.3 Caractérisation du D-FPR.....	173
III.4.5.4 Conclusion.....	177
III.4.6 Mise en œuvre de l’ensemble du D-FPR.....	177
III.4.6.1 Introduction	177

III.4.6.2 Calibrage et mesure	177
III.4.6.3 Résolution du problème inverse	183
III.4.6.4 Conclusion.....	185
III.5 Reflectomètre six-port en technologie MMIC.....	186
III.5.1 Introduction	186
III.5.2 Description des éléments du MIMWR	187
III.5.2.1 Introduction	187
III.5.2.2 Coupleurs en technologie coplanaire.....	187
III.5.2.3 Détecteurs à base de D-HBT	188
III.5.2.4 Oscillateur à base de D-HBT.....	190
III.5.2.5 Conclusion.....	191
III.5.3 Conception du MIMWR.....	192
III.5.3.1 Introduction	192
III.5.3.2 Optimisation du MIMWR.....	192
III.5.3.3 Modélisation du problème direct.....	194
III.5.3.4 Conclusion.....	195
III.5.4 Conclusion.....	196
III.6 CONCLUSION	197
III.7 BIBLIOGRAPHIE	198

CHAPITRE IV	
APPLICATION AU CONTROLE NON DESTRUCTIF	203
ET AUX TELECOMMUNICATIONS	203
IV.1 INTRODUCTION	205
IV.2 APPLICATION LIEES AU CONTROLE NON DESTRUCTIF	206
IV.2.1 Introduction	206
IV.2.2 Principe de mesure	206
IV.2.3 Etalonnage de la structure de mesure	207
IV.2.4 Caractérisation d'un matériau sous test	218
IV.2.5 Exemple d'application : mesure d'humidité	221
IV.2.5.1 Introduction	221
IV.2.5.2 Modélisation du taux d'humidité	221
IV.2.5.3 Mesures d'humidité de matériaux du bâtiment	225
IV.2.5.4 Conclusion	240
IV.2.6 Conclusion	240
IV.3 APPLICATION AUX TELECOMMUNICATIONS	242
IV.3.1 Introduction	242
IV.3.2 Principaux éléments d'un émetteur/récepteur de radiocommunications numériques	243
IV.3.3 Principes de traitements en bande de base	244
IV.3.3.1 Introduction	244
IV.3.3.2 Modulations numériques	245
IV.3.3.3 Interférences entre symboles et égalisation	249
IV.3.3.4 Conclusion	251
IV.3.4 Récepteur de télécommunications basé sur un corrélateur quatre-port	251
IV.3.4.1 Introduction	251
IV.3.4.2 Contexte de l'étude	251
IV.3.4.3. Principe	253
IV.3.4.4. Réalisation, validation et performances du FPDCR	259
IV.3.4.5. Applications à la démodulation de signaux QPSK	262
IV.3.4.6 Conclusion	269
IV.3.5 Conclusion	269
IV.4 CONCLUSION	271
IV.5 BIBLIOGRAPHIE	273
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	281
ANNEXE A	285
ANNEXE B	299
ANNEXE C	307
ANNEXE D	319

INTRODUCTION GENERALE

Depuis son introduction par G. F. Engen et C. A. Hoer, la technique six-port qui permet la mesure hyperfréquence d'impédances complexes a connu un succès croissant dans les laboratoires de recherche académiques et industriels. Très centrée sur l'analyse de réseaux à ses débuts, cette technique investit aujourd'hui un grand nombre de domaines scientifiques. Cet essor s'explique largement par la simplicité des systèmes développés pour la mise en œuvre de ce type de procédé. Un des freins à la large diffusion de cette méthode de mesure dans les deux dernières décennies était en grande partie lié au traitement associé au système de mesure. En effet, les techniques de calibrage sont longtemps apparues comme complexes nécessitant des puissances et des temps de calculs élevés. Aujourd'hui, compte tenu des moyens de calculs disponibles, cette restriction est largement levée. Ainsi, les progrès réalisés d'une part sur la partie "hardware" des systèmes à base de six-port et d'autre part sur la partie "software" permettent d'entrevoir de manière optimiste des développements pour des applications dans les domaines de la caractérisation hyperfréquence et des télécommunications par exemple.

Dans ce contexte, à l'IEMN, l'approche adoptée se veut globale en intégrant les aspects de conception, de réalisation et de mise en œuvre de systèmes basés sur la technique six-port. Parmi les préoccupations nourrissant le cahier des charges, la simplicité d'exploitation et le coût sont des priorités. En effet, la compétition avec les dispositifs de références hétérodynes et homodynes tels que les analyseurs de réseaux commerciaux traditionnels ou les émetteurs récepteurs de télécommunications ne peut être envisagée sans ces préalables. Du point de vue des performances, l'approche adoptée consistant à retenir un nombre restreint de fonctionnalités, contrairement aux analyseurs traditionnels qui rassemblent un très large éventail de possibilités de mesure, permet d'atteindre des performances comparables aux dispositifs classiques. En fait, la volonté n'est pas de développer un système quasi-universel mais au contraire des systèmes spécialisés opérant dans un contexte particulier. Ces systèmes dédiés ont pour vocation de sortir des laboratoires pour être mis en œuvre sur les sites d'opérations.

Le présent travail s'inscrit pleinement dans le cadre de ces recherches actuelles. Aussi, les grands axes développés dans ce manuscrit regroupent la conception et la réalisation de systèmes basés sur la technique six-port pour des applications de caractérisation hyperfréquence et de télécommunications. Les travaux menés sont marqués par la volonté de proposer des instruments intégrant les ressources matérielles et logicielles nécessaires à la résolution des problèmes traités.

Le document est organisé autour de quatre chapitres. Nous consacrons le premier à la présentation d'un état de l'art de la technique six-port depuis son introduction jusqu'à nos jours. Nous explicitons le fonctionnement du réflectomètre six-port en se basant sur l'analyse proposée par G. F. Engen. Dans un second temps, les principales réalisations de réflectomètres sont décrites. Enfin, nous proposons une synthèse des différentes applications recensées.

Dans le deuxième volet du mémoire, nous développons une méthode d'analyse alternative à la technique six-port. En effet, les applications des dispositifs six-port ont fait l'objet de nombreux travaux mais à notre sens, pour les ingénieurs plus familiers des dispositifs conventionnels, il serait intéressant de disposer d'une théorie synthétique du dispositif six-port qui permette de corrélérer, entre elles, chaque étape du développement du dispositif (conception, réalisation, calibrage, mesure). Ainsi, nous exposons en premier lieu une modélisation régissant le comportement du réflectomètre six-port présenté sous forme de 'problème direct – problème inverse'. Ensuite, nous proposons une architecture dénommée 'corrélateur six-port' permettant la mesure, dans une gamme de fréquences étroite, du rapport complexe entre deux signaux monochromatiques cohérents. Ce dispositif constitue la brique de base pour la conception de deux dispositifs de mesure de paramètres S. Dans l'objectif de simplifier la réalisation tout en augmentant la bande de fréquences d'utilisation, une nouvelle topologie dénommée 'corrélateur quatre-port' est également proposée. A partir de cette dernière architecture, deux nouveaux dispositifs de mesure sont décrits. Enfin, nous montrons la nécessité de définir de nouvelles méthodes de calibrage explicites destinées à la prise en compte des imperfections des différents éléments constituant les systèmes de mesure. En particulier, une méthode matricielle facilement implantable sur une unité de traitement numérique est présentée.

Dans le troisième chapitre du manuscrit, nous décrivons les différentes étapes de conception et de réalisation de systèmes de mesure de coefficients de réflexion ou/et de transmission en gammes micro-onde et millimétrique. Ainsi, dans l'objectif d'une réalisation simple et faible coût, nous optons pour une technologie hybride micro-ruban. Le premier système que nous appelons de manière générique 'Dual-Six-Port Reflectometer' (D-SPR) est un dispositif de mesure de paramètres S d'un quadripôle symétrique opérant dans la bande de fréquences 59 – 62 GHz. Le second système proposé concerne la validation de la topologie quatre-port. A cet effet, un premier dispositif dénommé FPR (Four-Port Reflectometer) est réalisé pour la mesure de coefficients de réflexion d'un dispositif sous test passif pour un fonctionnement dans la bande de fréquences 1 – 10 GHz. Nous proposons, par ailleurs, un deuxième système appelé D-FPR (Double-Four-Port Reflectometer) pour la mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission d'un quadripôle symétrique et passif. En fin de chapitre nous donnons les principales étapes de conception d'un SPR en technologie MMIC basé sur un corrélateur six-port et dont la particularité est d'intégrer toutes les fonctions (source, corrélation, détection) sur une seule puce. Ce dispositif, dénommé MIMWR (Monolithic Integrated Millimeter Wave Reflectometer) conçu en technologie InP permet d'entrevoir les possibilités en terme d'intégration. Les caractérisations des circuits hyperfréquences sont entreprises pour chacun des dispositifs proposés. Les validations des dispositifs finaux sont également réalisées à l'aide de charges tests. Les comparaisons avec les analyseurs de réseaux commerciaux, qui constituent la référence, permettent de situer les performances des systèmes que nous développons.

Dans le dernier chapitre, nous mettons en œuvre les dispositifs développés dans deux directions, une utilisation en Contrôle Non Destructif (CND) et une autre en télécommunications. Dans le cadre du premier champ d'applications couvert, de nombreuses techniques hyperfréquences, basées en général sur les propriétés de transmission et/ou de réflexion d'un matériau, ont été mises au point pour la caractérisation électromagnétique de matériaux ou de structures. Ces méthodes très performantes ont cependant beaucoup de mal à s'imposer du point de vue industriel en grande partie du fait des équipements qu'elles nécessitent. Ainsi, la réalisation des différents dispositifs (SPR, D-SPR, FPR et D-FPR), présentés dans les précédents chapitres, nous permet d'envisager de manière plus optimiste l'utilisation des techniques micro-ondes et millimétriques pour des contrôles hors laboratoire. Les domaines d'applications de ces techniques sont très nombreux. Aussi, plutôt que d'aborder de manière générale les possibilités de mise en œuvre dans des thématiques

extrêmement variées, nous avons choisi un exemple particulier qui peut servir d'élément de base pour une démonstration des possibilités offertes par ce type de procédés. Nous examinons en particulier les potentialités procurées par une technique de mesure en espace libre pour apporter des réponses à un problème concret posé dans un milieu industriel. Le choix de cette technique est principalement motivé par des avantages tels que le caractère sans contact du procédé et la non nécessité, à priori, d'une cellule de mesure pour le conditionnement du matériau sous test. Dans la suite de ce chapitre, nous nous intéressons également au secteur des télécommunications numériques et montrons les possibilités de mise en œuvre des systèmes développés. Nous proposons une nouvelle architecture de récepteur, basée sur un corrélateur quatre-port, qui présente des avantages conséquents en regard des récepteurs six-port existants. Enfin, nous validons expérimentalement le concept quatre-port dans la bande de fréquences 1 – 4 GHz sur une modulation numérique de type QPSK.

CHAPITRE I
ETAT DE L'ART DE LA TECHNIQUE SIX-PORT

I.1 INTRODUCTION

L'année de la naissance officielle de la technique de mesure dite 'six-port' est 1977, quand trois papiers fondamentaux [ENG 77_a] - [ENG 77_b] - [HOER 77] et plusieurs papiers annexes sont publiés dans la revue «IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques» de décembre. Les inventeurs, Glenn F. Engen et Cletus A. Hoer du National Bureau of Standards (aujourd'hui National Institute of Standards and Technology, USA) y avancent des idées de base et proposent pour la première fois le terme 'six-port'. Dans ces articles, on relève également pour la première fois une théorie unifiée et un guide pour une conception optimale de réseaux six ports.

La technique six-port est une méthode d'analyse de réseaux permettant la mesure d'impédances complexes. S'agissant de la mesure d'un coefficient de réflexion, on parle de réflectomètre six-port (SPR en anglais pour Six-Port Reflectometer).

Le premier volet de ce manuscrit est consacré à la présentation d'un état de l'art de la technique six-port depuis son introduction par G. F. Engen jusqu'à nos jours. Nous nous intéressons dans un premier temps à expliciter le principe de fonctionnement du réflectomètre six-port. Une méthode d'analyse proposée par G. F. Engen est ensuite décrite. Puis, nous nous attachons à décrire les principales réalisations de réflectomètres.

Tout au long de son développement, la technique six-port a investi plusieurs domaines d'applications très variés. Nous proposons, donc, dans un dernier paragraphe une synthèse des différentes applications recensées.

I.2 REFLECTOMETRE SIX-PORT

I.2.1 Introduction

Après quelques rappels théoriques sur la définition des pseudo-ondes, nous décrivons ici le principe du réflectomètre six-port et donnons le formalisme mathématique régissant le comportement de ce dernier. Nous explicitons également la procédure de calibrage communément utilisé pour obtenir les constantes de calibrage qui permettent de calculer le coefficient de réflexion d'un dispositif sous test (DST).

I.2.2 La définition des pseudo-ondes

Aux fréquences micro-ondes et millimétriques, les phénomènes de propagation se traduisent par une variation des tensions et des courants le long des lignes de transmission. Les matrices Z , Y ou H , relatives aux notions de tension et courant, sont difficiles à décrire. On préfère donc la notion de puissance, grandeur facilement mesurable en gamme micro-onde et millimétrique, ce qui permet ainsi d'utiliser la matrice $[S]$ des paramètres de dispersion (*scattering parameters* en anglais).

Les pseudo-ondes sont des quantités purement mathématiques qui peuvent être définies par rapport à une impédance de référence arbitraire pour chaque accès du circuit.

Dans les plans du quadripôle représenté par le graphe de fluence en figure I-1, les pseudo-ondes incidentes et réfléchies sont définies par [MAR 97] :

$$a_i = \frac{\sqrt{\operatorname{Re}(Z_{ref}^i)}}{2|Z_{ref}^i|} (V_i + Z_{ref}^i I_i) \quad (1.1)$$

$$b_i = \frac{\sqrt{\operatorname{Re}(Z_{ref}^i)}}{2|Z_{ref}^i|} (V_i - Z_{ref}^i I_i) \quad (1.2)$$

où chaque accès 1 et 2 est défini par la tension V_i , le courant entrant I_i et son impédance de référence Z_{ref}^i .

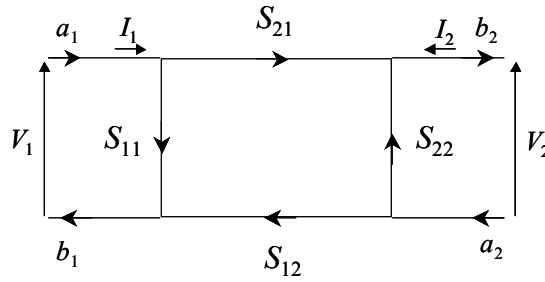


Figure I-1 : Graphe de fluence schématisant un quadripôle

La puissance délivrée à l'un des accès i peut être calculée par [MAR 92] :

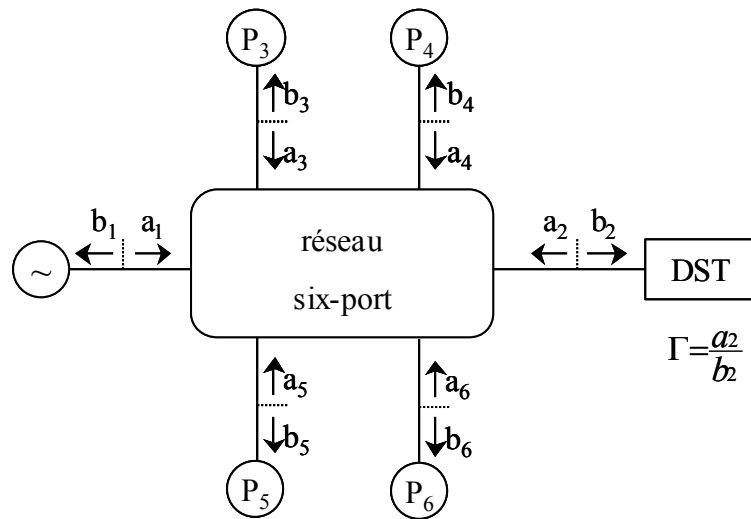
$$P_i = -\operatorname{Re}(V_i I_i^*) = |b_i|^2 - |a_i|^2 - 2 \operatorname{Im}(a_i b_i^*) \frac{\operatorname{Im}(Z_{ref}^i)}{\operatorname{Re}(Z_{ref}^i)} \quad (1.3)$$

Les coefficients de transmission et de réflexion d'un quadripôle sous test sont définis par une matrice de répartition [S] dont les paramètres complexes de réflexion (S_{11} et S_{22}) et de transmission (S_{12} et S_{21}) sont donnés par l'équation matricielle suivante :

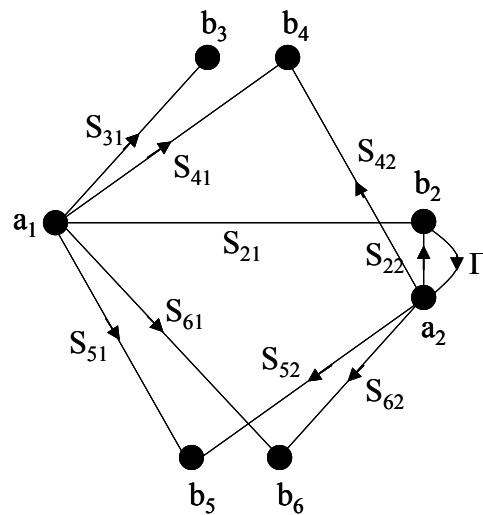
$$b_i = \sum_{j=1}^2 S_{ij} a_j \quad \text{pour } i = 1, 2 \quad (1.4)$$

I.2.3 Principe du réflectomètre six-port

Le réflectomètre six-port [ENG 77-a] est un dispositif reposant uniquement sur des mesures de puissances suivi d'un traitement mathématique des données pour accéder à la mesure vectorielle de coefficients de réflexion. Son schéma de principe est illustré au travers du graphe donné en figure I-2.a. Le diagramme de fluence simplifié correspondant est donné en figure I-2.b [SOM 82].



(a)



(b)

Figure I-2 : (a) Synoptique du réflectomètre six-port.

(b) Graphe de fluence simplifié.

Le signal hyperfréquence de référence alimente le réseau six-port par la voie 1. Le dispositif sous test (DST) dont nous cherchons à déterminer le coefficient de réflexion Γ est relié à la voie 2. Les quatre voies restantes sont connectées à des détecteurs de puissance D_3 à D_6 qui mesurent chacun une superposition linéaire des ondes a_2 et b_2 . Après un calibrage du dispositif avec des charges entièrement ou partiellement connues, il est possible de remonter à la valeur du coefficient Γ à partir des quatre puissances mesurées P_3 à P_6 .

I.2.4 Analyse du réflectomètre six-port

I.2.4.1 Equations du réflectomètre six-port

Nous développons dans ce paragraphe les équations régissant le comportement du réflectomètre six-port. 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 ne sont pas indépendantes mais couplées aux paramètres S du réseau six-port par les six équations suivantes :

$$b_i = \sum_{j=1}^6 S_{ij} a_j \quad \text{pour } i = 1, \dots, 6 \quad (1.5)$$

De plus, comme les ports 3 à 6 sont connectés aux détecteurs D_3 à D_6 , on peut donc ajouter quatre contraintes supplémentaires dont les équations sont données par :

$$a_i = b_i \Gamma_i \quad (1.6)$$

où Γ_i représente le facteur de réflexion du détecteur connecté au port i ($i = 3, \dots, 6$).

Les douze variables a_i et b_i ($i = 1, \dots, 6$) sont donc reliées par dix relations linéaires que constituent les équations (1.5) et (1.6). Il est alors possible d'exprimer dix parmi douze de ces variables comme des combinaisons linéaires des deux variables restantes. En particulier, les ondes arrivant sur les détecteurs peuvent être exprimées par :

$$b_i = A_i a_2 + B_i b_2 \quad \text{pour } i = 3, \dots, 6 \quad (1.7)$$

où les A_i et les B_i sont des quantités complexes caractéristiques du réflectomètre qui ne dépendent que des paramètres S du réseau six-port et des coefficients de réflexion des détecteurs.

Les puissances mesurées au niveau des détecteurs D_i ($i = 3, \dots, 6$) considérés comme parfaitement adaptés ($a_i = 0$) au réseau six-port s'écrivent d'après l'équation (1.3) :

$$P_i = |b_i|^2 = |A_i a_2 + B_i b_2|^2 \quad \text{pour } i = 3, \dots, 6 \quad (1.8)$$

En introduisant le facteur de réflexion à mesurer, $\Gamma = \frac{a_2}{b_2}$, le système d'équations précédent devient :

$$P_i = |A_i|^2 |b_2|^2 \left| \Gamma + \frac{B_i}{A_i} \right|^2 \quad \text{pour } i = 3, \dots, 6 \quad (1.9)$$

L'un des détecteurs, appelé détecteur de référence, doit idéalement ne dépendre que de la pseudo-onde b_2 incidente sur la charge. Ceci n'est pratiquement jamais vérifié, on définit alors une grandeur d , appelée directivité, pour rendre compte du caractère non parfait du système.

En considérant D_3 comme détecteur de référence, il est alors possible d'écrire :

$$P_3 = |B_3|^2 |b_2|^2 |d\Gamma + 1|^2 \quad \text{avec } d = \frac{A_3}{B_3} \quad (1.10)$$

Pour un système idéal, $d = 0$.

En normalisant les puissances détectées aux accès 4, 5 et 6 par rapport à celle détectée à l'accès 3, les mesures deviennent indépendantes de la puissance délivrée par le générateur. On aboutit finalement au système d'équations suivant :

$$p_i = \frac{P_i}{P_3} = C_i \left| \frac{\Gamma - q_i}{d\Gamma + 1} \right|^2 \quad \text{pour } i = 4, 5, 6 \quad (1.11)$$

avec :

$$C_i = \left| \frac{A_i}{A_3} \right|^2 \quad (1.12) \quad \text{et} \quad q_i = -\frac{B_i}{A_i} \quad (1.13)$$

Ces trois équations, appelées communément 'working equations' du réflectomètre six-port permettent d'exprimer le coefficient de réflexion Γ du DST en fonction des quatre puissances mesurées par les détecteurs. Le réflectomètre est ainsi entièrement caractérisé par onze paramètres : quatre quantités complexes (q_i , d) et trois facteurs d'échelle réels (C_i). Ces derniers paramètres sont appelés *constantes de calibrage*. Elles peuvent être calculées lors de la procédure de *calibrage*, dans laquelle les réponses des détecteurs sont enregistrées pour un nombre de charges connues (*étalons* ou *standards de calibrage*) connectées à la place du DST.

Une fois la procédure de calibrage achevée, la mesure consiste à :

- connecter le DST,
- mesurer les puissances des détecteurs,
- résoudre simultanément trois équations non-linéaires (1.11) pour l'inconnue Γ .

1.2.4.2 Représentation graphique

Graphiquement, chacune de ces équations représente un cercle dans le plan Γ . Nous illustrons en figure I-3 cette situation dans le cas d'un système parfait ($d = 0$). Les équations (1.11) se résument donc à :

$$p_i = C_i |\Gamma - q_i|^2 \quad \text{pour } i = 4, 5, 6 \quad (1.14)$$

Celles-ci représentent des cercles de centre q_i et de rayon $r_i = \sqrt{p_i/C_i}$, le rayon étant proportionnel à la racine carrée des puissances détectées. Chacun des cercles représente une multitude de valeurs pour Γ satisfaisant une équation particulière. La solution correspond à l'intersection commune des trois cercles (figure I-3). La zone grise (cercle unité) correspond à toutes les charges passives.

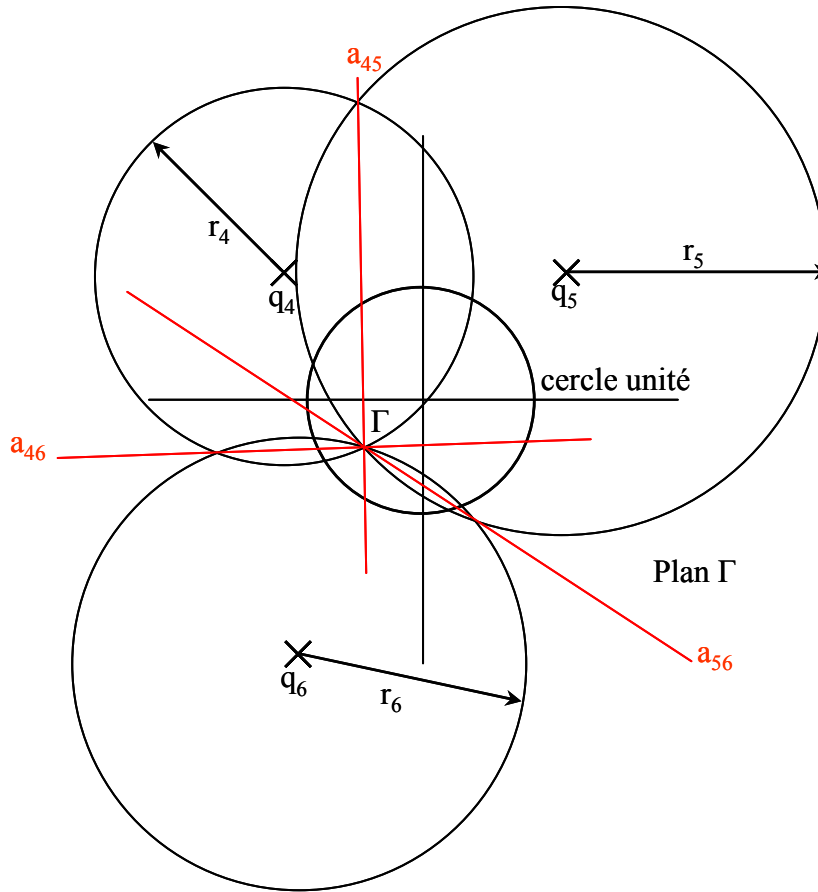


Figure I-3 : Solution graphique des équations du réflectomètre pour l'inconnue Γ .

Notons que le système est surdéterminé. En effet, l'un des trois cercles seulement permet de sélectionner une parmi deux intersections données par les deux autres cercles. Cette redondance inhérente au réflectomètre six-port permet d'ajouter à la précision de mesure. Analytiquement, la solution Γ est généralement considérée comme l'intersection de trois cordes a_{45} , a_{46} et a_{56} [ENG 78]. Ceci conduit à la relation suivante :

$$\Gamma = \frac{c_3 P_3 + c_4 P_4 + c_5 P_5 + c_6 P_6}{P_3 + m_4 P_4 + m_5 P_5 + m_6 P_6} + j \frac{s_3 P_3 + s_4 P_4 + s_5 P_5 + s_6 P_6}{P_3 + m_4 P_4 + m_5 P_5 + m_6 P_6} \quad (1.15)$$

ou en terme de puissances normalisées :

$$\Gamma = \frac{c_3 + c_4 p_4 + c_5 p_5 + c_6 p_6}{1 + m_4 p_4 + m_5 p_5 + m_6 p_6} + j \frac{s_3 + s_4 p_4 + s_5 p_5 + s_6 p_6}{1 + m_4 p_4 + m_5 p_5 + m_6 p_6} \quad (1.16)$$

où les onze paramètres réels $c_3\dots c_6$, $s_3\dots s_6$ et $m_4\dots m_6$ constituent une autre forme de constantes de calibrage pouvant être exprimée en fonction de q_i , d et C_i .

1.2.4.3 Interprétation graphique

Le graphe donné en figure I-3 nous montre que la précision sur la détermination du facteur de réflexion Γ est étroitement liée à la position des points q_i dans le plan complexe Γ [ENG 77_b].

Le module des points q_i est directement corrélé à la dynamique de mesure des détecteurs de puissance. Cette dynamique correspond au rapport entre la puissance maximale $P_{i\max}$ et la puissance minimale $P_{i\min}$ du signal reçu par le détecteur. En définissant les rayons $R_{i\max}$ et $R_{i\min}$ relatifs aux puissances $P_{i\max}$ et $P_{i\min}$, nous pouvons exprimer la dynamique D_i de mesure des détecteurs en fonction de ces rayons par :

$$D_i = \frac{P_{i\max}}{P_{i\min}} = \frac{C_i R_{i\max}^2 P_3}{C_i R_{i\min}^2 P_3} = \frac{R_{i\max}^2}{R_{i\min}^2} \quad \text{pour } i = 4, 5, 6 \quad (1.17)$$

Considérons le cas de mesure de charges passives ($|\Gamma| < 1$) :

- si $q_i > 2$, une grande variation du facteur de réflexion engendre une petite variation de la puissance mesurée par le détecteur, dégradant ainsi la précision de mesure.
- si $q_i < 1$, le rayon minimal est nul, obligeant le détecteur à présenter une dynamique infinie.

Pour mesurer des charges passives, on choisit un module de q_i ($i = 4,5,6$) de l'ordre de 1.5 [ENG 77_b]. Un angle de 120° entre chacun des points q_i ($i = 4,5,6$) est usuellement adopté pour obtenir une équirépartition de ces points autour de l'origine. Ces deux critères peuvent être formulés de telle manière que les points q_i ($i = 4,5,6$) constituent les arêtes d'un triangle équilatéral autour du cercle unité (figure I-4).

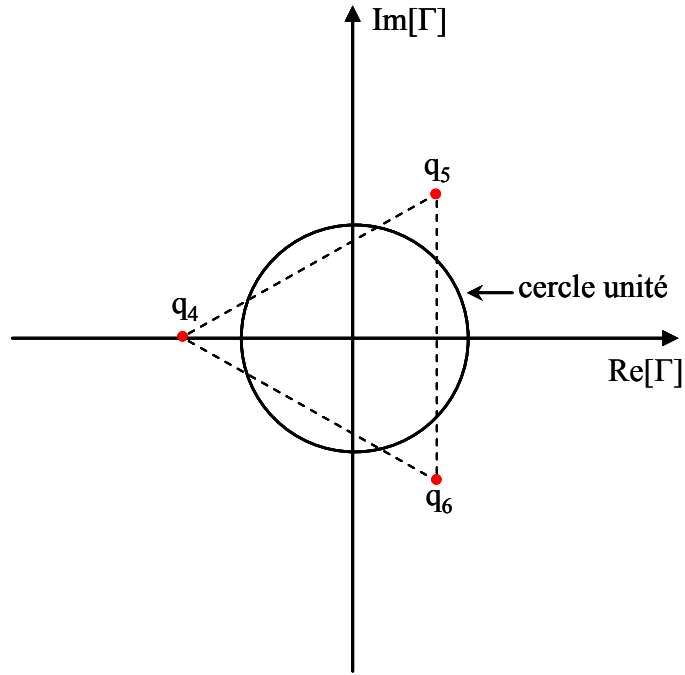


Figure I-4 : Distribution des points q_i d'un réflectomètre idéal.

I.2.5 Mesure de la puissance absolue à l'aide du réflectomètre six-port

En plus de sa potentialité à mesurer le facteur de réflexion d'une charge inconnue, le réflectomètre six-port permet de déterminer également la puissance absolue incidente sur le port de mesure. La puissance incidente P_{inc} sur une charge connectée à l'accès de mesure est donnée par la relation suivante :

$$P_{inc} = |b_2|^2 \quad (1.18)$$

D'après les relations (1.9) et (1.13), on peut écrire :

$$P_i = |A_i|^2 |b_2|^2 \left| \Gamma + \frac{B_i}{A_i} \right|^2 = |A_i|^2 |b_2|^2 |\Gamma - q_i|^2 \quad \text{pour } i = 4, 5, 6 \quad (1.19)$$

En combinant ces deux équations ((1.18) et (1.19)), nous obtenons :

$$P_{inc} = \frac{P_i}{|A_i|^2 |\Gamma - q_i|^2} = K_i \frac{P_i}{|\Gamma - q_i|^2} \quad \text{avec} \quad K_i = \frac{1}{|A_i|^2} \quad (1.20)$$

Il suffit donc de connaître l'une des constantes de proportionnalité K_i ($i = 4, 5, 6$) entre la puissance incidente sur le DST et celle détectée à l'accès i pour déterminer la puissance incidente sur la charge. Un bolomètre de référence est usuellement utilisé pour réaliser ce type d'étalonnage.

Connaissant la puissance incidente sur le DST et le coefficient de réflexion Γ , la puissance réfléchie P_{ref} par la charge peut être également déduite par la relation suivante :

$$P_{ref} = |\Gamma|^2 P_{inc} \quad (1.21)$$

I.2.6 Constantes de calibrage en fonction des paramètres S du réseau six-port

Les constantes de calibrage du réflectomètre six-port peuvent être exprimées en fonction des paramètres S du réseau six-port. Ce travail peut s'avérer intéressant lors de la conception d'un réflectomètre six-port. Nous présentons ici les résultats issus des travaux de F. Wiedmann qui permettent d'écrire les dites équations [WIE 97_b].

En considérant les impédances caractéristiques Z_{ref}^i ($i=3,\dots,6$) des ports 3 à 6 du réseau six-port égales aux adaptations Γ_i ($i = 3,\dots,6$) des détecteurs D_3 à D_6 et la conséquence $a_i = 0$ ($i=3,\dots,6$), l'équation (1.5) peut alors s'écrire :

$$b_i = S_{i1}a_1 + S_{i2}a_2 \quad i = 3,\dots,6 \quad (1.22)$$

pour $i = 2$, l'équation (1.22) nous donne :

$$a_1 = \frac{b_2 - S_{22}a_2}{S_{21}} \quad (1.23)$$

Lorsque l'on insère cette équation dans la relation (1.22), on aboutit à :

$$b_i = \left(S_{i2} - S_{i1} \frac{S_{22}}{S_{21}} \right) a_2 + \frac{S_{i1}}{S_{21}} b_2 \quad i = 3,\dots,6 \quad (1.24)$$

Par identification avec l'expression donnée en (1.7), les constantes de calibrage A_i et B_i ($i = 3, \dots, 6$) peuvent alors s'écrire en fonction des paramètres S du réseau six-port par :

$$A_i = S_{i2} - S_{i1} \frac{S_{22}}{S_{21}} \quad i = 3, \dots, 6 \quad (1.25)$$

$$B_i = \frac{S_{i1}}{S_{21}} \quad i = 3, \dots, 6 \quad (1.26)$$

En utilisant l'équation (1.13), on aboutit finalement à l'expression suivante :

$$q_i = \frac{S_{i1}}{S_{22}S_{i1} - S_{21}S_{i2}} \quad (1.27)$$

Signalons que nous retrouvons les expressions déterminées par J. D. Hunter en 1985 en se basant sur le graphe de fluence schématisant le réflectomètre six-port de la figure I-2 [HUN 85].

I.2.7 Calibrage des réflectomètres six-port

I.2.7.1 Introduction

Le calibrage est la procédure utilisée pour obtenir les onze constantes de calibrage du SPR qui permettent ensuite de calculer le coefficient de réflexion du DST à partir des quatre mesures de puissance (cf. § I.2.3).

Le calibrage du réflectomètre six-port a fait l'objet de nombreux travaux mais la méthode la plus ingénieuse et la plus utilisée a été développée en 1978 par J. F. Engen [ENG 78]. Cette méthode se décompose mathématiquement en deux procédures. La première étape est connue sous le nom de '*réduction six-port à quatre-port*' et permet de déterminer cinq des onze constantes de calibrage. La seconde étape permet de déterminer les six constantes réelles (ou trois constantes complexes) qui caractérise le *quatre-port* équivalent à l'aide d'un calibrage vectoriel.

Cette approche présente plusieurs avantages :

- il n'est pas nécessaire de déterminer les onze constantes simultanément,
- la seconde partie du calibrage correspond à un calibrage vectoriel classique pour lequel un grand nombre de techniques existent (par exemple : Short Open Load-SOL),
- l'approche offre la possibilité d'effectuer une optimisation sur les constantes de calibrage en exploitant la redondance inhérente à cette méthode.

1.2.7.2 Réduction du 'six-port au quatre-port'

Considérons le réflectomètre six-port (Figure I-2) avec la source connectée au port 1, le DST connecté au port 2 et les quatre détecteurs de puissance connectés aux ports 3 à 6.

Le but de la réduction du 'six-port au quatre-port' consiste à exprimer le rapport complexe, w , entre les ondes incidentes sur deux des quatre détecteurs, par exemple b_3/b_4 . Ensuite une méthode de calibrage vectorielle classique permet de déterminer la relation entre w et le facteur de réflexion Γ .

En utilisant le même raisonnement qui a conduit à l'équation (1.7), il est possible d'exprimer les ondes b_5 et b_6 arrivant sur les détecteurs D_5 et D_6 comme une combinaison linéaire des deux ondes b_3 et b_4 dont on veut déterminer le rapport :

$$b_5 = Kb_3 + Lb_4 \quad (1.28)$$

$$b_6 = Mb_3 + Nb_4 \quad (1.29)$$

où K , L , M et N représentent des constantes dont les valeurs sont reliées à des propriétés intrinsèques du réflectomètre six-port.

D'après la relation (1.3), nous pouvons écrire :

$$P_3 = |b_3|^2 \quad (1.30)$$

$$P_4 = |b_4|^2 \quad (1.31)$$

$$P_5 = |Kb_3 + Lb_4|^2 \quad (1.32)$$

$$P_6 = |Mb_3 + Nb_4|^2 \quad (1.33)$$

Les rapports de (1.30), (1.32), (1.33) et (1.31) nous donnent :

$$|w|^2 = \frac{P_3}{P_4} \quad (1.34)$$

$$|w - w_1|^2 = \xi \frac{P_5}{P_4} \quad (1.35)$$

$$|w - w_2|^2 = \rho \frac{P_6}{P_4} \quad (1.36)$$

avec $w = \frac{b_3}{b_4}$, $w_1 = -\frac{L}{K}$, $w_2 = -\frac{N}{M}$, $\xi = \frac{1}{|K|^2}$ et $\rho = \frac{1}{|M|^2}$

Les relations (1.34) – (1.36) sont considérées comme un système d'équations pour la détermination de w . La solution est donnée par l'intersection de trois cercles avec comme centres respectifs, l'origine, w_1 et w_2 , et pour rayons, $\sqrt{P_3/P_4}$, $\sqrt{\xi P_5/P_4}$ et $\sqrt{\rho P_6/P_4}$. La phase de w_1 peut être arbitrairement assignée à 0. La justification réside dans le fait que w_1 et w_2 sont déterminées, en partie, par les positions des plans de référence des détecteurs correspondants. Comme le choix de ces plans est arbitraire, c'est seulement la phase relative entre w_1 et w_2 qui, dans cette analyse, est une propriété du réflectomètre six-port. Ce sont donc cinq constantes réelles, que constituent l'ensemble des trois valeurs réelles, w_1 , ξ et ρ et le nombre complexe w_2 , qui doivent être déterminés pour effectuer la '*réduction six-port à quatre-port*'.

G. F. Engen utilise le fait que le système est surdéterminé, à savoir qu'une des puissances normalisées seulement décide entre deux autres solutions possibles obtenues par les deux autres puissances normalisées. En conséquence, ces puissances ne sont pas indépendantes mais sont reliées par l'équation de contrainte non-linéaire suivante [ENG 78] :

$$\begin{aligned}
& a\left(\frac{P_3}{P_4}\right)^2 + b\xi^2\left(\frac{P_5}{P_4}\right)^2 + c\rho^2\left(\frac{P_6}{P_4}\right)^2 + (c-a-b)\xi\left(\frac{P_3P_5}{P_4^2}\right) + (b-a-c)\rho\left(\frac{P_3P_6}{P_4^2}\right) \\
& + (a-b-c)\xi\rho\left(\frac{P_5P_6}{P_4^2}\right) + a(a-b-c)\frac{P_3}{P_4} + b(b-a-c)\xi\frac{P_5}{P_4} + c(c-a-b)\rho\frac{P_6}{P_4} + abc = 0
\end{aligned} \tag{1.37}$$

avec $a = |w_1 - w_2|^2$, $b = |w_2|^2$ et $c = |w_1|^2$

L'équation (1.37) décrit les dépendances entre les puissances détectées au travers des cinq paramètres de la réduction du 'six-port au quatre-port'. Elle doit être vérifiée pour toutes les valeurs de w et donc pour toutes les valeurs du coefficient de réflexion Γ . La qualité d'un calibrage est généralement contrôlée au travers de cette fonction. D'un autre côté, elle permet d'optimiser les constantes de réduction en utilisant un algorithme numérique consistant à optimiser les valeurs de a , b , c , ξ et ρ pour les différentes charges du calibrage.

1.2.7.3 Calcul des paramètres de réduction

Les données P_3/P_4 , P_5/P_4 et P_6/P_4 peuvent être considérées comme les coordonnées du point w dans un espace à trois dimensions appelé '*P-Space*'. Les paramètres qui caractérisent cette surface ont été identifiés comme les paramètres de réduction a , b , c , ξ et ρ . La prochaine étape de la procédure de calibrage consiste en la détermination de ces coefficients. Une première approche présentée par J. F. Engen en 1977 consistait à observer les puissances P_3 à P_6 pour cinq charges arbitraires et inconnues [ENG 77_a]. Ceci conduit à un système de cinq équations à cinq inconnues. Malheureusement ces équations sont de degré trois et les méthodes numériques classiques peuvent diverger ou trouver une fausse racine à moins qu'une bonne estimation de la solution ait été trouvée au préalable.

En 1978, G. F. Engen propose d'utiliser au moins neuf charges arbitraires et de ramener la résolution à un système de neuf équations linéaires à neuf inconnues [ENG 78]. Les cinq constantes de réduction seront alors calculées à partir de ces neufs variables. Le détail des développements mathématiques sont également disponibles dans la référence [ENG 78].

Après avoir calculé les cinq paramètres de réduction a , b , c , ξ et ρ , ces derniers peuvent être optimisés dans une deuxième étape à partir de l'équation de contrainte (1.37) en utilisant un algorithme numérique comme le préconise J. F. Engen [ENG 78].

Des méthodes alternatives à celle de J. F. Engen ont par ailleurs été proposées pour la détermination des cinq paramètres de réduction a , b , c , ξ et ρ . Ces approches sont basées sur des algorithmes utilisant les mêmes idées que celle proposée par J. F. Engen dans son article original [ENG 78] mais ajoutent plusieurs éléments nouveaux pour augmenter la précision de mesure et s'affranchir des cas mal conditionnés [NEU 90] – [STU 90] – [STU 92] – [WIE 97_b].

Il existe en outre d'autres méthodes pour affiner les valeurs des constantes de réduction. En 1993, C. M. Potter a proposé une méthode robuste qui s'avère peu sensible au bruit dans les mesures de puissance [POT 93_b]. R. M. Judish propose également une procédure d'optimisation de ces constantes mais elle requière en contrepartie des temps de calcul élevés [JUD 87].

1.2.7.4 Transformation bilinéaire

La dernière partie de la procédure de calibrage correspond à un calibrage vectoriel pour lequel de nombreuses techniques existent. En effet, la valeur de w et le facteur de réflexion Γ du DST sont reliés par une transformation bilinéaire de la forme :

$$w = \frac{a\Gamma + b}{c\Gamma + 1} \quad (1.38)$$

Cette transformation bilinéaire correspond à un quadripôle d'erreurs où les termes a , b et c sont des constantes complexes dépendantes du quadripôle d'erreur. La mesure de trois charges connues permet d'obtenir un système de trois équations non liées, et donc de

déterminer les paramètres de cette équation. Une des méthodes utilisées préconise l'emploi d'un court-circuit (Short), d'un circuit ouvert (Open) et d'une charge adaptée (Load) (calibrage SOL).

1.2.7.5 Conclusion

Nous avons présenté dans cette partie la méthode classiquement utilisée pour calibrer le réflectomètre six-port. Cette méthode, initiée par G. F. Engen, a suscité un grand intérêt de la part des chercheurs qui sont confrontés au calibrage de réflectomètres six-port. Ainsi, de nombreuses contributions ont été apportées à cette procédure. Nous avons également signalé que de nombreuses méthodes alternatives ont été reportées dans la littérature et en avons cité quelques unes.

1.2.8 Conclusion

Après avoir donné le principe du réflectomètre six-port et posé les fondements mathématiques régissant son comportement, nous nous intéressons dans la suite du manuscrit à la mise en œuvre de ces principes de base dans la réalisation de réflectomètres.

I.3 IMPLEMENTATIONS DE REFLECTOMETRES

I.3.1 Introduction

Ce volet du chapitre est destiné à présenter les principales réalisations de réflectomètres six-port depuis leur introduction en 1977. De par sa simplicité de réalisation en regard des systèmes hétérodynes classiques, la communauté scientifique s'est beaucoup intéressée à ce dispositif et a donc grandement contribué au développement de systèmes de mesure de type six-port. Nous nous proposons ici d'offrir une vue d'ensemble du travail accompli et non d'énumérer toutes les réalisations.

Les différents SPR proposés sont classés en trois catégories en fonction de la technologie adoptée pour la réalisation. La première concerne les SPR utilisant des structures de propagation guidée (guide d'onde ou lignes plaquées) et demeure la plus utilisée. La deuxième famille concerne les SPR réalisés à partir d'éléments localisés ou semi localisés. Enfin, nous présentons des réalisations monolithiques de réflectomètres six-port.

I.3.2 Les réflectomètres à base de structures guidées

Les réflectomètres à base de structures guidées, suggérés par G. F. Engen [ENG 77_b], sont des réflectomètres dits '*classiques*' qui demeurent encore parmi les plus utilisés. Ils se composent de coupleurs directionnels (90° ou 180°) ou/et de diviseurs de puissances. Une des propriétés importantes d'un coupleur directionnel est que sa réponse en sortie du coupleur est déphasée de 90° ou 180° par rapport à une onde d'entrée (figure I-5).

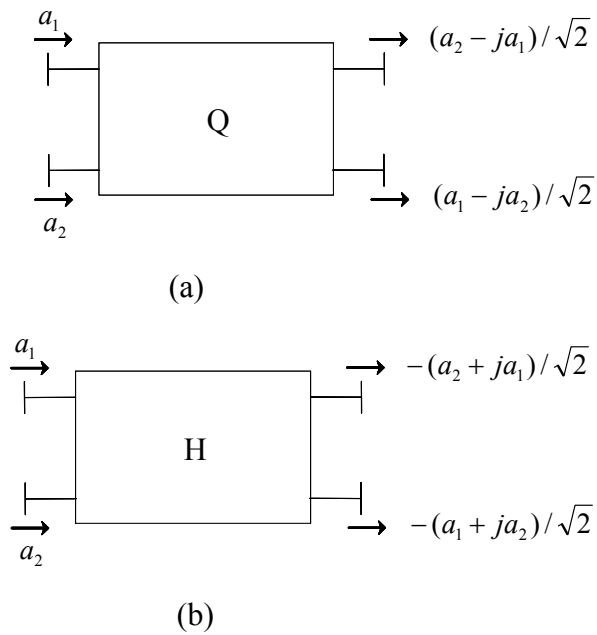


Figure I-5 : (a) Coupleur à lignes parallèles (b) Coupleur hybride [ENG 77_b].

En figure I-6 est reporté le synoptique relatif au SPR proposé par G. F. Engen [ENG 77_b]. La partie passive se compose de trois coupleurs 90°, d'un coupleur 180° et d'un coupleur 6 dB.

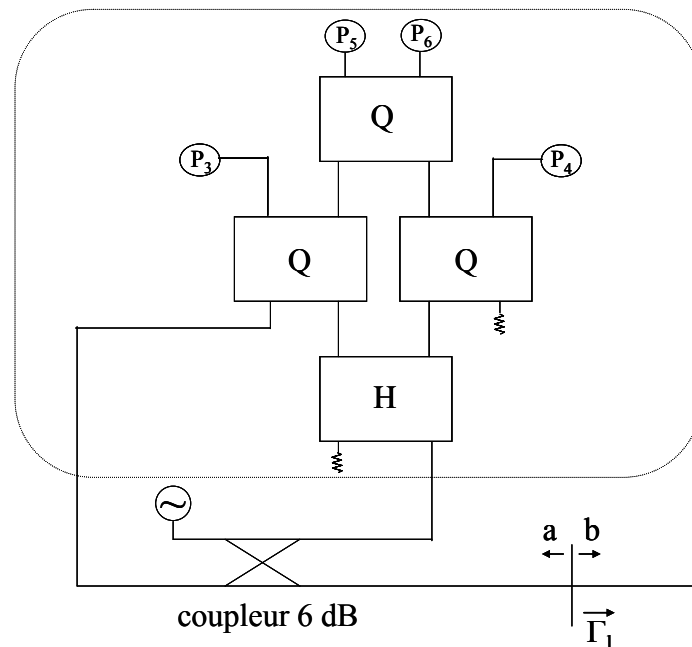


Figure I-6 : Reflectomètre six-port à base de coupleurs directifs [ENG 77_b].

Associé à une source hyperfréquence, ce dispositif permet de déterminer le coefficient de réflexion $\Gamma_1 = b/a$ à partir des quatre mesures de puissance P_3 à P_6 .

La distribution respective des phases des points q_i ($i = 3,5,6$) est -135° , 90° et 135° alors que les modules valent $|q_5| = |q_6| = 2$, $|q_3| = |q_5|/\sqrt{2} = \sqrt{2}$ (Figure I-7).

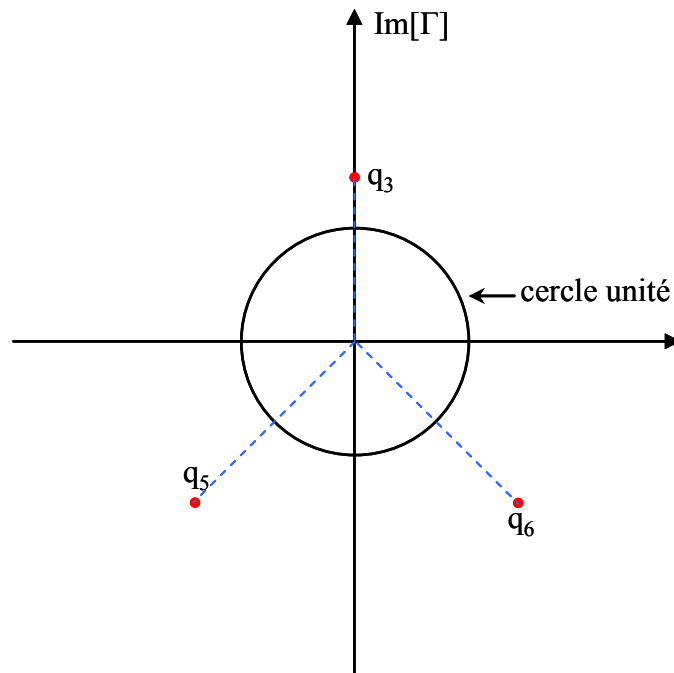


Figure I-7 : distribution des points q_i pour le SPR proposé par J. F. Engen.

D'autres versions sont possibles en n'utilisant que des coupleurs hybrides 3dB/90° [ENG 77_b]. Les limitations fréquentielles correspondent à celles des coupleurs.

Les structures de propagation utilisées pour la réalisation des premiers réflectomètres utilisent des guides d'ondes [HOE 77] – [SOM 82] – [GRI 83] – [ABO 93] et des détecteurs de puissance à base de thermistances ou de diodes.

L'encombrement de ces dispositifs basés sur des guides d'ondes a incité les concepteurs à examiner les coupleurs et diviseurs de type planaire en technologie micro-ruban [BIL 88] – [POT 93_a] – [TAT 01] ou coplanaire [JOK 03].

Signalons qu'au sein de l'IEMN, nous avons décidé de concevoir des systèmes fonctionnant dans une bande de fréquence très étroite dans les gammes décimétrique, centimétrique et millimétrique [GLA 99]. Les études que nous avons menées se sont

concrétisées par des réalisations à 2.45, 10, 35 et 60 GHz en technologie micro-ruban, la détection étant réalisée par des diodes Schottky.

Les limitations fréquentielles des systèmes précédemment cités sont inhérentes à l'utilisation de coupleurs directifs. Comparativement à l'approche basée sur l'emploi de guides d'ondes, la technologie planaire offre beaucoup plus de souplesse en terme de conception de circuits. Ainsi, des topologies originales ont été proposées pour améliorer, par exemple, la largeur de bande fréquentielle d'utilisation. On peut citer les réflectomètres utilisant trois lignes couplées [DEE 83], les réflectomètres utilisant une jonction cinq-port [HAN 83] ou six-port [YEO 92] – [CHE 05] ou enfin les dispositifs à base de coupleurs directifs modifiés [HUA 05].

Dans cette famille de dispositifs à bases de structures guidées, nous pouvons également mentionner l'utilisation de structures de propagation nommées '*Substrate Integrated Waveguide*' (SIW) [DES 01] pour la réalisation de réflectomètres six-port. Le SIW consiste en un guide rectangulaire réalisé dans un substrat diélectrique utilisant des 'vias' métalliques afin de construire les murs verticaux du guide. L'intérêt de ce type de structure réside dans ses faibles pertes, les coûts relativement peu élevés et la capacité d'intégration des composants en comparaison des guides d'ondes classiques. Des réflectomètres opérant suivant ce principe à 24 GHz [XU 05] et 94 GHz [MOL 06] ont été reportés.

Signalons également que la faisabilité d'un réflectomètre optique a été investiguée. La structure du système est basée sur la réalisation de coupleurs de type '*Multimode Interférence*' (MMI) en technologie *Planar Lightwave Circuit* (PLC) [MOL 05]

Le dernier exemple d'architecture de réflectomètres qui entre dans cette catégorie est celui qui concerne les dispositifs communément recensés sous l'appellation '*réflectomètres à ligne échantillonnée*'. Ce type de réflectomètre est basé sur les travaux de W. L. Williams [WIL 89] pour des applications nécessitant une bande passante de plus d'une octave. Ce système, illustré en figure I-8, consiste en une ligne de propagation guidée où sont placés quatre détecteurs de puissance afin de prélever la tension détectée le long de la ligne de transmission. La connaissance des quatre tensions associée au calibrage du dispositif permet de remonter au coefficient de réflexion Γ . L'un des quatre détecteurs est utilisé comme détecteur de référence alors que l'espacement entre les trois autres détecteurs est idéalement

égal à 60° à la fréquence centrale d'utilisation. L'ajout de détecteurs supplémentaires permet d'augmenter la bande passante du dispositif de mesure.

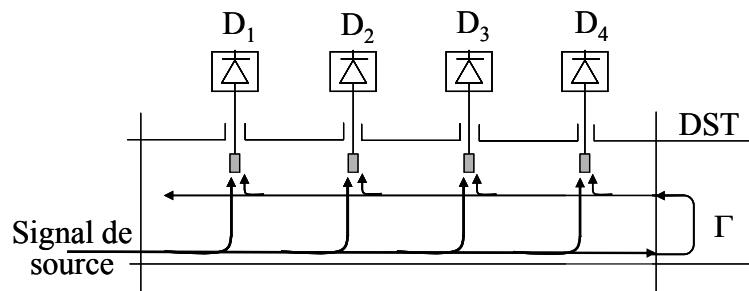


Figure I-8 : Exemple de réflectomètre à ligne échantillonnée [BEL 88].

Parmi les différentes réalisations utilisant ce concept, J. V. Bellantoni propose un réflectomètre basé sur une ligne coplanaire pour lequel l'onde qui se propage est 'échantillonnée' par des sondes terminées par des détecteurs Schottky zero bias [BEL 88]. Le circuit opère entre 1.5 et 7 GHz. Par la suite, D. HUI [HUI 04] propose un circuit basé sur le même principe utilisant une structure de propagation micro-ruban. S. Ulker propose un réflectomètre opérant dans les bandes de fréquences 75 – 110 GHz [ULK 01] et 270 - 285 GHz [ULK 02_a] – [ULK 02_b] en associant des guides rectangulaires appropriés et des diodes Schottky zero bias.

Après cet exposé rapide relatant l'historique des réflectomètres à base de structures guidées, nous abordons la seconde classe de dispositifs basés cette fois-ci sur la mise en œuvre d'éléments localisés ou semi-localisés.

I.3.3 Les réflectomètres à éléments localisés ou semi-localisés

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe I.2.4.3, les points q_i d'un réflectomètre six-port doivent présenter idéalement un module d'environ 1.5 et des différences de phase de 120° . Il est difficile de respecter ces conditions sur une large gamme de fréquences d'utilisation avec des lignes de transmission et des coupleurs directifs. Les pertes diélectriques dans les lignes de transmission planaires sont un autre inconvénient. Dès que le fonctionnement du réflectomètre six-port est exigé à basse fréquence, les longueurs de lignes

de transmission deviennent trop importantes et incompatibles avec les réalisations hybrides ou monolithiques.

Un des moyens pour la résolution de ces problèmes est de remplacer les lignes de transmission par des éléments localisés ou semi-localisés. Ainsi, en 1983, G. P. Riblet propose une discussion sur la faisabilité d'une jonction cinq-port en utilisant des capacités et des inductances pour la réalisation du circuit [RIB 83]. La jonction cinq-port présente une bande passante de 1/3. En 1985, il montre qu'une bande passante de 1/25 peut être obtenue en ajoutant des éléments localisés pour adapter les ports de la jonction [RIB 85]. Trois ans plus tard, il propose une réalisation dans la bande de fréquence 5 – 500 MHz [RIB 88]. Le circuit utilise des capacités du commerce et des inductances bobinées. Les pertes d'insertion sont de 0.6 dB. Un autre dispositif, proposé par V. Bezek et V. Bilik en 1987, utilise des réflecteurs, réalisés à l'aide d'inductances L et de capacités C pour un fonctionnement dans la bande 1 – 700 MHz [BEZ 87]. En 1990, V. Bilik propose cette architecture sur AsGa pour un fonctionnement entre 80 MHz et 7 GHz [BIL 90]. En 1994, B. Huyart développe une structure voisine de celle de V. Bilik pour un fonctionnement dans la bande 2 – 2500 MHz. Malheureusement, la structure proposée demande des valeurs d'inductances et de capacités non réalisables. En 1997, afin de couvrir la bande de fréquences avec des composants réalistes, les réflecteurs sont optimisés comme auparavant pour donner une bonne répartition des points q_i à des basses et moyennes fréquences [WIE 97_a]. Aux hautes fréquences, des lignes de transmission introduites entre le dispositif sous test et les détecteurs offrent un déphasage supplémentaire. On obtient une bonne répartition des points q_i en faisant varier ce déphasage supplémentaire. Deux réflectomètres six-port couvrant des gammes de fréquences 2 – 1300 MHz et 2 – 2200 MHz sont réalisés suivant ce principe [HES 97].

Nous terminons ce descriptif, non exhaustif, de l'évolution des techniques de réalisation de réflectomètres par un aperçu des systèmes intégrés.

I.3.4 Les réflectomètres intégrés

Depuis son introduction, le réflectomètre trouve de nombreuses applications dans des domaines aussi variés que les télécommunications mobiles, les radars ou le contrôle d'antennes adaptives. Ces applications seront décrites dans la prochaine partie de ce chapitre.

Bien évidemment, dans un contexte industriel où le coût des dispositifs revêt un des aspects les plus importants, l'intégration en technologie MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) des dispositifs est indispensable. Comme la structure du réflectomètre est beaucoup plus simple que celle d'un analyseur de réseaux automatique, il se présente comme un bon candidat pour une réalisation monolithique. Un autre avantage de cette technologie est la possibilité d'intégrer tous les composants requis du réflectomètre six-port sur un même substrat avec une taille réduite, évitant ainsi tous les problèmes d'interconnexions et diminuant de surcroît les dimensions et le poids des systèmes.

En 1990, V. Bilik propose un réflectomètre basé sur une structure résistive en Arséniure de Gallium (AsGa) [BIL 90]. La topologie proposée offre une bande passante de fonctionnement large de 75 MHz à 8 GHz. Le principal inconvénient du dispositif réside dans ses pertes relativement élevées.

En 1992, M. N. Solomon propose à son tour un réflectomètre six-port en technologie monolithique sur AsGa opérant dans la bande de fréquences 7 – 9 GHz [SOL 92]. Ce dernier inclut une jonction six-port, des détecteurs Schottky implantés à partir de structures MESFET, des amplificateurs logarithmiques à grande dynamique et trois oscillateurs contrôlés en tension afin de générer le signal de source sur la largeur de bande requise, pour une superficie de $3 \times 3 \text{ mm}^2$. Afin de réduire la taille de la puce, la jonction six-port est réalisée en remplaçant les lignes de transmission par leurs éléments localisés équivalents. En contrepartie, ce procédé entraîne une bande de fréquences de fonctionnement beaucoup plus réduite. Cependant, les oscillateurs inclus dans la puce n'ont pas oscillé dans la bande de fonctionnement du réflectomètre.

F. Wiedmann reporte en 1997 un réflectomètre intégré sur AsGa dont la structure est un compromis entre les deux systèmes précédemment cités [WIE 97_a]. Il présente une bande de fonctionnement de 1.3 à 3 GHz et des pertes acceptables de 6 à 10 dB entre la source et le port de mesure du coefficient de réflexion. M. Ratni reprend cette structure en 1999 mais réalise le réflectomètre dans une filière Silicium. Les détecteurs à diode sont alors remplacés par des transistors MOSFET [RAT 99].

Durant la dernière décennie, les intégrations de dispositifs six-port concernent essentiellement le secteur des télécommunications mobiles [TAT 02] – [RAT 02]. Nous développons ce type d'applications dans la suite du manuscrit.

I.3.5 Conclusion

Depuis son introduction en 1977, le réflectomètre six-port a suscité l'intérêt de la communauté scientifique. La raison essentielle réside dans sa structure simple comprenant une source, un réseau passif à six accès et des détecteurs de puissance. Ainsi, des exemples de réalisation, dans toutes les technologies possibles et pour de nombreuses bandes de fréquences disponibles, ont été présentés. Depuis une dizaine d'années, la technique six-port trouve de nombreuses applications dans des domaines variés tels que les télécommunications, le radar ou la mesure load-pull. Le prochain paragraphe est destiné à présenter diverses applications relatives à la technique six-port.

I.4 APPLICATIONS DE LA TECHNIQUE SIX-PORT

I.4.1 Introduction

La mesure d'une impédance complexe aussi que celle du rapport complexe entre deux signaux hyperfréquences constitue le cœur de plusieurs applications. L'appareil classiquement utilisé pour réaliser ce type de caractérisation est l'analyseur de réseaux automatique. Cependant, de part son coût, son poids, son encombrement et sa sophistication, ce type d'appareillage s'avère surdimensionné pour de nombreuses applications. Aussi, la technique six-port se présente comme une alternative au principe de détection hétérodyne des analyseurs de réseaux automatiques. Ainsi, depuis son introduction et tout au long de son développement, la technique six-port a investi plusieurs domaines d'applications très variés. Nous proposons dans cette partie une synthèse des différentes applications regroupées en quatre catégories.

La première catégorie concerne naturellement le développement de réflectomètres six-port. Ce type de dispositifs, ne mesurant que le coefficient de réflexion d'un DST a encouragé la communauté scientifique a développé une deuxième catégorie de systèmes, basés sur la technique six-port, qui permettent la mesure des paramètres S d'un quadripôle sous test au même titre que l'analyseur de réseaux commercial. Enfin, durant la dernière décennie, les applications de la technique six-port dans le secteur de la métrologie se sont quelque peu effacées pour intéresser les secteurs des télécommunications mobiles et du RADAR (Radio Detection And Ranging). Nous donnons une synthèse sur les recherches effectuées aussi bien par les laboratoires académiques qu'industriels.

I.4.2 Applications à la mesure de coefficients de réflexion

Les applications métrologiques sont la raison même du développement du réflectomètre six-port. Pendant des années, le NIST (National Institute of Standards and Technology) a offert ses compétences en étalonnage de connecteurs et guides d'ondes en utilisant des réflectomètres six-port. Cependant, leur utilisation dans des dispositifs de mesure commerciaux restait rare. La première raison résidait dans le fait que le réflectomètre six-port ne mesure que le coefficient de réflexion d'un DST en comparaison de l'analyseur de réseaux automatique qui mesure les quatre paramètres S d'un quadripôle sur une gamme de fréquences très large.

Néanmoins, on trouve quelques dispositifs de type six-port dédiés à des applications hors du champ précédemment évoqué telles que la mesure du niveau d'eau [BEZ 91], la mesure des propriétés diélectriques de solutions salines [GHA 98] ou de matériaux [LAN 99] – [CAR 94].

Au sein de l'IEMN, nous développons depuis une quinzaine d'années une activité basée sur le contrôle non destructif (CND) de matériaux par des techniques hyperfréquences utilisant des réflectomètres six-port [LAS 92] – [LAS 95] – [LAS 96]. De manière générale, le CND représente une famille de techniques très spécialisées qui permet d'acquérir des informations sur un matériau ou un objet sans le détruire et sans affecter son utilisation future [LAS 00_a]. Ainsi les travaux de recherche, initiés il y a quelques années, ont démontré grâce au développement d'outils matériels et logiciels que les hyperfréquences sont de bonnes candidates pour des caractérisations hors laboratoire répondant à des besoins dans des domaines aussi variés que l'agro-alimentaire, le bâtiment, le génie civil, le textile, le contrôle qualité [LAS 00_b] – [LAS 00_c] – [GLA 00_a] – [GLA 00_b] – [MAA 03] – [MAA 04]. Comme nous l'avons déjà mentionné, dans le domaine de la caractérisation hyperfréquence, dès lors qu'une mesure de type industriel est considérée, avec toutes les contraintes inhérentes à ce genre d'évaluation (coût, mesure en ligne, environnement, encombrement, ...), il devient pratiquement impossible d'envisager l'emploi d'analyseurs de réseaux. Aussi avons nous choisi de concevoir des réflectomètres six-port fonctionnant dans les gammes décimétrique, centimétrique et millimétrique. Les études menées se sont concrétisées par des réalisations à 2.45, 10, 35 et 60 GHz permettant la mesure vectorielle des paramètres de réflexion avec des précisions et une dynamique de mesure compatibles avec les applications visées [HAD 03] – [MAA 05].

I.4.3 Analyseur de réseaux à base de double six-port

I.4.3.1 Principe de 'l'analyseur de réseaux double six-port'

L'analyseur de réseaux double six-port ou DSPNA (Dual Six-Port Network Analyzer en anglais) mesure les quatre paramètres S d'un quadripôle. Initié en 1977 par C. A. Hoer [HOE 77], il se compose d'une paire de SPR, d'un diviseur de puissance et d'un déphaseur variable comme l'illustre le synoptique suivant [HOE 77].

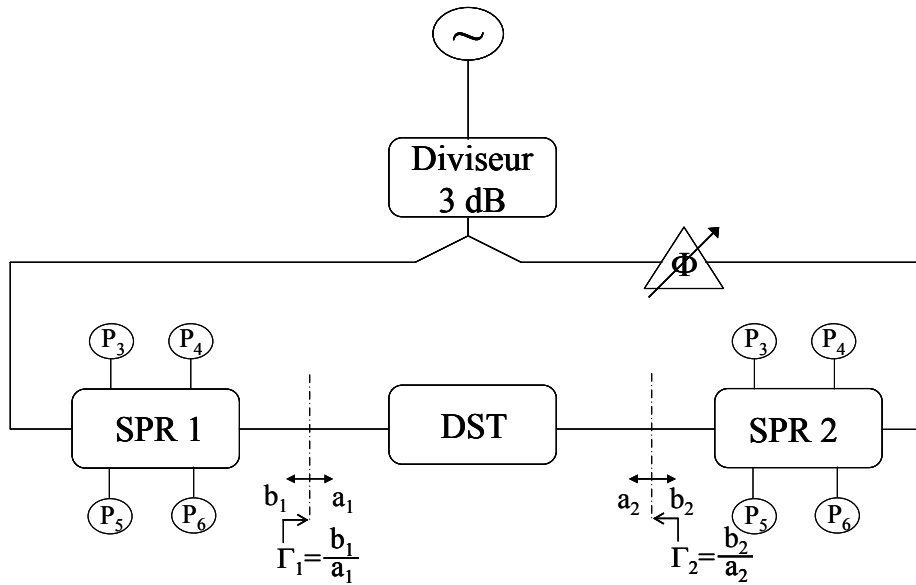


Figure I-9 : Analyseur de réseaux double six-port [HOE 77].

Nous donnons ci-dessous quelques principes de base nécessaires à la compréhension de ce type d'appareil.

Le signal hyperfréquence alimente simultanément les réflectomètres dénommés SPR₁ et SPR₂ à l'aide du diviseur. SPR₁ mesure le rapport complexe $\Gamma_1 = b_1/a_1$ dans le plan de référence 1. De la même manière SPR₂ mesure le rapport complexe $\Gamma_2 = b_2/a_2$ dans le plan de référence 2. Les termes Γ_1 et Γ_2 ne constituent pas des coefficients de réflexion au sens normal, mais traduisent seulement deux ondes se propageant dans deux directions opposées. Ces deux grandeurs sont reliées aux paramètres S du quadripôle sous test par :

$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + S_{12} \frac{a_2}{a_1} \quad \text{et} \quad \Gamma_2 = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + S_{21} \frac{a_1}{a_2} \quad (1.39)$$

En éliminant le rapport a_2/a_1 de ces deux relations, nous pouvons écrire :

$$\Gamma_2 S_{11} + \Gamma_1 S_{22} - \Delta = \Gamma_1 \Gamma_2 \quad (1.40)$$

où Δ représente le déterminant de la matrice :

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \quad (1.41)$$

Un système de trois équations du type (1.40) est résolu pour S_{11} , S_{22} et Δ . Ces équations sont générées en mesurant Γ_1 et Γ_2 pour trois valeurs du rapport a_2/a_1 obtenues pour trois positions différentes du déphaseur. Les valeurs des états de phase n'ont pas besoin d'être connues car elles n'interviennent pas dans l'équation (1.40). Si le quadripôle à mesurer est réciproque, on a $S_{12} = S_{21} = \pm\sqrt{S_{12}S_{21}}$. La phase du coefficient de transmission est déterminée dans ce cas à $\pm 180^\circ$. Pour lever cette ambiguïté de phase ou encore pour mesurer un quadripôle non réciproque, les valeurs de S_{21} et de S_{12} doivent être déterminées à l'aide des relations (1.39). Nous voyons donc qu'il est nécessaire de connaître le rapport a_2/a_1 . Pour obtenir ce rapport, une procédure d'étalonnage du dispositif de mesure est nécessaire. Le lecteur est invité à consulter les travaux de C. A. Hoer [HOE 77] pour les développements mathématiques complémentaires relatifs au calibrage des DSPNA. Comme nous le verrons dans la suite du manuscrit, nous proposons une architecture s'affranchissant de déphaseur et d'atténuateur variables, ce qui nécessite par conséquent un formalisme mathématique nouveau.

1.4.3.2 Applications du réflectomètre double six-port

L'intérêt suscité par ce type de dispositif réside dans sa faculté à mesurer les paramètres S au même titre que l'analyseur de réseau hétérodyne mais avec des équipements beaucoup moins sophistiqués. Ainsi, le réflectomètre double six-port se présente également comme une alternative à l'analyseur de réseaux conventionnel.

Nous devons les premières réalisations à C. A. Hoer qui présente un réflectomètre avec une structure basée sur des guides d'onde et opérant entre 2 et 18 GHz [HOE 77] – [HOE 79]. Dans les années qui suivent son introduction, le réflectomètre double six-port fait l'objet de recherches consacrées à améliorer son calibrage [ENG 78] – [SUS 78] – [ENG 79_a] – [ENG 79_b]. Plusieurs réalisations dans la gamme de fréquences des micro-ondes sont reportées par la suite [CRO 80] – [HOE 81] – [CHU 84] – [JUR 84]. En 1984, R. A. Fong-Tom propose un dispositif opérant à 94 GHz [FON 84]. Toujours dans la même année, J. R. Juroshek propose une technique de mesure originale pour augmenter la dynamique de mesure des DSPNA limitée typiquement à 60 dB, pour approcher la limite de l'analyseur de réseaux commercial qui se situe autour de 100 dB [JUR 85]. En 1988, S. K. Judah propose un système original dans lequel il remplace les déphaseurs et atténuateurs

mécaniques variables par un coupleur et deux diodes PIN toujours dans le but d'approcher la dynamique de mesure des analyseurs de réseaux conventionnels [JUD 88] – [JUD 90]. En 1994, S. A. Chahine propose un DSPNA opérant en bande W (75 – 110 GHz) [CHA 94].

En plus de sa capacité à déterminer les paramètres S d'un quadripôle sous test, la particularité du DSPNA est sa faculté à mesurer simultanément les puissances incidentes et réfléchies dans les plans de mesure. Partant de ce constat en 1989, F. M. Ghannouchi propose d'appliquer directement le principe du DSPNA à '*la caractérisation load-pull*' [GHA 89]. Cette technique de mesure est essentielle pour la caractérisation de transistors de puissance. La méthode usuelle [CUS 74] consiste à connaître les caractéristiques de charge du transistor pour un fort niveau de puissance et à optimiser le circuit d'adaptation en sortie du transistor sur les bases de ses caractéristiques large signal. Selon sa forme la plus simple, la caractérisation load-pull est réalisée en plaçant des tuners mécaniques à l'entrée et à la sortie du transistor sous test. Le gain large signal du transistor est alors mesuré à l'aide de coupleurs directionnels associés à des mesureurs de puissance pour différentes positions du tuner. Les tuners sont généralement précaractérisés, sinon ces derniers sont ensuite démontés et mesurés à l'analyseur de réseaux afin de connaître leurs impédances respectives. L'intérêt d'utiliser un DSPNA pour réaliser ce type de caractérisation réside dans le fait que la mesure ne nécessite pas de coupleurs et de mesureurs de puissance additionnels. De surcroît, cette façon d'opérer permet d'avoir accès simultanément à toutes les mesures requises. En 1990, F. M. Ghannouchi propose un système de mesure load-pull basé sur un DSPNA et utilise le principe de la charge active [GHA 90]. Il propose par ailleurs un banc de mesure multi-harmoniques en 1991 [GHA 91]. EN 1994, F. Deshours met en place un système de caractérisation 'load-pull' [DES 94] et montre que les résultats issus de mesures avec un banc de caractérisation classique et ceux basés sur la technique six-port sont en très bon accord [DES 97]. En 1998, G. Berghoff met en place un banc de mesure basé sur un DSPNA permettant d'effectuer simultanément des caractérisations source-pull et load-pull [BER 98]. En 2002, un banc de mesure 'load-pull' opérant en bande W est mis au point par S. A. Chahine [CHA 02]. En 2005, S. Bensmida propose un banc de mesure 'source-pull et 'load-pull' multi-harmoniques en présence de signaux modulés [BEN 05] – [BEN 06].

La technique six-port se présente donc comme particulièrement adaptée à ce type de caractérisation. Elle trouve aussi des applications dans le domaine des télécommunications que nous exposons ci-après.

I.4.4 Démodulateur six-port à conversion directe

I.4.4.1 Contexte de l'introduction de la technique six-port dans le domaine des télécommunications

Depuis la dernière décennie, les principaux objectifs concernant les systèmes d'émission – réception en télécommunications sont de deux types. D'un côté, les récepteurs doivent présenter des tailles de plus en plus réduites tout en présentant des coûts faibles et d'un autre côté, ils doivent fonctionner sur des largeurs de bandes fréquentielles de plus en plus importantes afin de répondre aux besoins grandissant de hauts débits. Parmi les différents choix possibles, l'architecture homodyne, en regard des topologies hétérodynes, se présente alors comme un moyen pour réduire la complexité et le coût des composants. Ainsi, des émetteurs et transmetteurs à conversion directe ont été reportés dans la littérature pour différents types de modulations numériques et pour des technologies hybrides ou monolithiques. L'ensemble de ces systèmes possède un point commun : un modulateur ou un démodulateur IQ. Cependant, il faut noter que la montée en fréquence des dispositifs se traduit par des difficultés dans la réalisation des modulateurs ou démodulateurs avec de très bonnes précisions en amplitude et en phase.

Profitant des dernières avancées technologiques dans le domaine des circuits intégrés numériques, on envisage de remplacer les fonctions analogiques par leurs implémentations numériques dans le but de réduire les coûts mais aussi d'augmenter la flexibilité et la stabilité des circuits électroniques. Suivant ce principe, on voit apparaître certains types de récepteurs qui échantillonnent les signaux dans la bande FI et implémentent la démodulation sur DSP (Digital Signal Processor). Malgré ces avancées dans la perspective du tout numérique, les circuits électroniques contiennent toujours des parties analogiques que l'on retrouve dans les récepteurs hétérodynes conventionnels.

En 1994, J. Li part du constat suivant : le rapport vectoriel entre deux signaux incidents sur un réseau six-port peut être calculé en utilisant les quatre puissances mesurées sur les détecteurs connectés sur les quatre autres ports. En effectuant cette tâche, il n'y a pas besoin de démoduler le signal à une fréquence intermédiaire IF pour effectuer une comparaison de phase. Il décrit alors un nouveau concept de récepteur numérique à conversion directe dans lequel un réseau six-port remplace un démodulateur IQ classique comme détecteur de phase [LI 94_a] – [LI 94_b]. La démodulation est réalisée directement aux fréquences

millimétriques par le récepteur six-port. Le récepteur six-port est capable de détecter l'amplitude, la phase ou la fréquence relative du signal reçu par rapport au signal d'oscillateur local. Les résultats de mesures préliminaires sur la démodulation de signaux DBPSK (Differential Binary Phase Shift Keying) à 26.5, 33 et 40 GHz ont révélé le grand potentiel de ce nouveau récepteur.

1.4.4.2 Concept de Radio logicielle

La radio logicielle ou SDR (*Software Defined Radio* en anglais) est un système radio dans lequel les paramètres d'opération, incluant la bande de fréquences, le type de modulation ou le maximum de puissance rayonnée, peuvent être modifiés par le biais d'opérations logicielles (software) sans effectuer de changement dans la partie circuit (*hardware*).

La radio logicielle permet une utilisation plus efficace du spectre en facilitant son partage et en permettant aux équipements d'être reprogrammés pour plusieurs schémas de modulation.

La radio logicielle, née dans le milieu de la recherche militaire à la fin des années 1970, est présentée à la communauté scientifique pour des applications de télécommunications civiles en 1992 [MIT 92]. En décembre 1995, un RFI (contraction de Request For Information) sur la radio logicielle appliquée aux réseaux de téléphonie mobile lancé par Bell South Cellular sera le signe d'une activité accrue dans le domaine [BLU 95].

La radio logicielle a été identifiée comme l'une des méthodes potentielles pour répondre aux besoins des systèmes de communications flexibles. Le récepteur idéal basé sur le principe de la radio logicielle doit allier une grande bande fréquentielle d'utilisation et des convertisseurs rapides comme l'illustre la figure I-10. Les signaux de données issus de l'antenne sont numérisés et traités par un DSP.

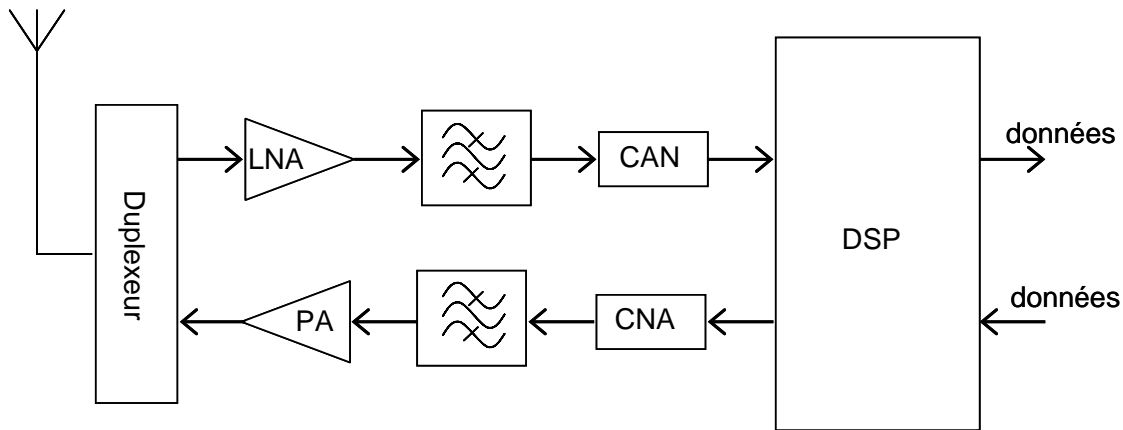


Figure I-10 : Exemple d'architecture de la radio logicielle.

La vitesse d'opération des convertisseurs analogiques numériques (CAN) et numériques analogiques (CNA) ainsi que la capacité de traitement des DSPs sont les facteurs clés dans le développement de la radio logicielle pour des applications commerciales. Les progrès réalisés dans la technologie des semi-conducteurs et le développement de composants re-programmables comme les DSP ou les FPGA (contraction de Field Programmable Gate Arrays) ont permis de réduire le temps de développement des produits commerciaux.

Néanmoins, les performances actuelles des CNAs et des CANs ainsi que des composants re-programmables ne permettent pas d'entrevoir une numérisation du signal RF, ce type d'architecture est encore à l'étude. De plus, les contraintes sont particulièrement sévères au niveau des filtres RF (près de l'antenne) et dans la chaîne d'émission (amplification de puissance PA). Dans ce contexte, une thématique de recherche 'Interfaces RF mobiles re-configurables' a été mise en place à l'IEMN et porte sur la re-configuration des filtres dans la chaîne de réception (actifs et passifs, utilisant des résonateurs micro-électromécaniques et acoustiques), sur l'utilisation de technologies nouvelles (capacités MEMS) dans des fonctions tels que VCO (Voltage Control Oscillator) et PA, et sur la conversion A-N et N-A [CHA 04] – [GAL 03].

Nous nous intéressons ci-dessous aux structures de télécommunications existantes. En général, les récepteurs numériques utilisés dans les systèmes de communication RF peuvent être scindés en deux catégories : les récepteurs superhétérodynes et les récepteurs à conversion directe. Ces deux dispositifs, au même titre que le SPR proposé par J. Li

nécessitent des moyens de traitement de signal pour déterminer les composantes I et Q relatives au signal en bande de base [LI 94_a]. Au sens large du terme, nous pouvons inscrire ces trois architectures comme des candidates au concept de radio logicielle. Néanmoins, nous les examinons de plus près et analysons dans quelles proportions elles répondent au concept de radio logicielle.

Nous portons notre attention dans un premier temps sur le récepteur superhétérodyne (figure I-11).

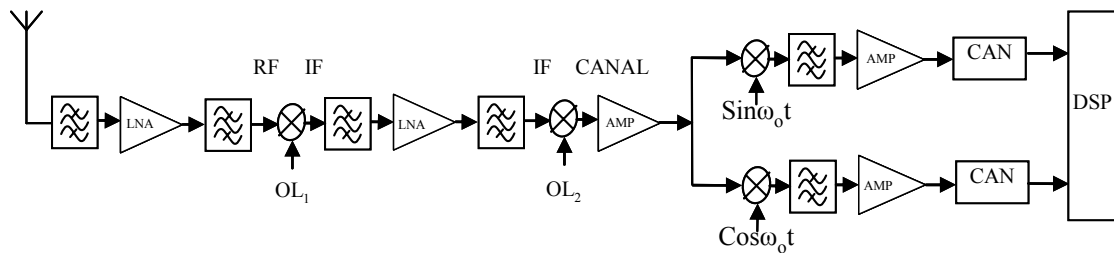


Figure I-11 : Architecture d'un système superhétérodyne.

Le principe de fonctionnement est la transposition de la bande de réception autour d'une fréquence intermédiaire fixe (IF), puis une transposition en bande de base centrée sur la fréquence centrale du canal souhaité. Cette transposition du spectre se réalise par la multiplication du signal RF avec le signal issu d'un oscillateur local (OL_1) fixe, puis par la multiplication du signal résultant par le signal d'un second oscillateur local (OL_2), lui variable, centré sur la fréquence du canal voulu. Le récepteur superhétérodyne présente des avantages tels qu'une bonne sensibilité et une grande sélectivité en fréquence. Il constitue, de ce fait, un des systèmes de communication les plus utilisés. Toutefois, ce dispositif utilise des composants comme des filtres passe-bande, des amplificateurs et n'est donc pas adapté à un fort niveau d'intégration monolithique pour satisfaire les marchés de production de masse de la radio logicielle.

La seconde possibilité pour satisfaire au concept de radio logicielle est le récepteur numérique à conversion directe illustrée en figure I-12. Elle n'utilise qu'un mélangeur pour transposer directement le signal RF en bande de base.

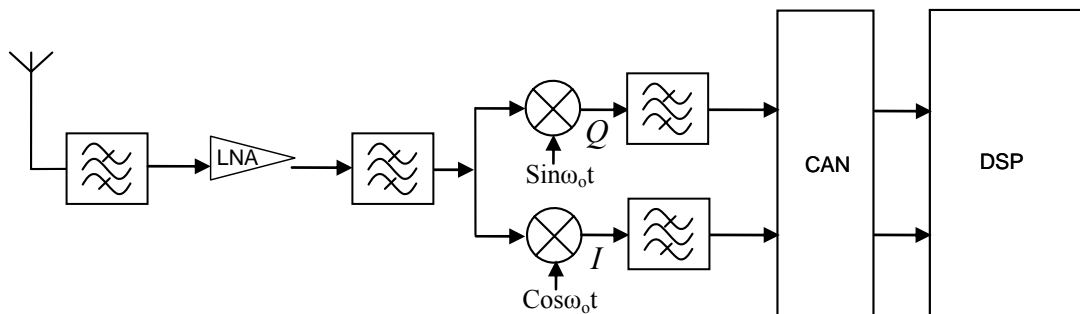


Figure I-12 : Architecture d'un système à conversion directe.

Ce type d'architecture présente plusieurs avantages. Sa structure est plus simple et moins coûteuse en regard des architectures superhétérodynes car elle ne nécessite pas d'amplificateur, de filtre et d'oscillateur local opérant à la fréquence FI. Un autre avantage de ce type de système est l'absence de fréquence image dans le processus de démodulation. Cependant, la performance d'un récepteur à conversion directe réside essentiellement dans la stabilité de son oscillateur local, difficilement réalisable en gamme millimétrique. Les techniques de modulation cohérente nécessitent par ailleurs la mise en oeuvre de mélangeurs larges bandes complexes et consommateurs d'énergie, incompatibles avec une technologie monolithique aux fréquences millimétriques.

Signalons également qu'il existe d'autres dispositifs tels que les récepteurs à conversion directe zero-FI, les récepteurs hétérodynes ou les récepteurs à conversion réelle [HEN 05]. Ces derniers qui constituent des variantes des deux dispositifs précédemment décrits présentent en l'occurrence les mêmes inconvénients.

Pour répondre à la problématique imposée par les besoins en matière de radio logicielle, l'utilisation de la technique six-port dans les architectures de récepteurs numériques se présente donc comme une méthode alternative aux possibilités listées précédemment. L'architecture d'un récepteur six-port est donnée en figure I-13.

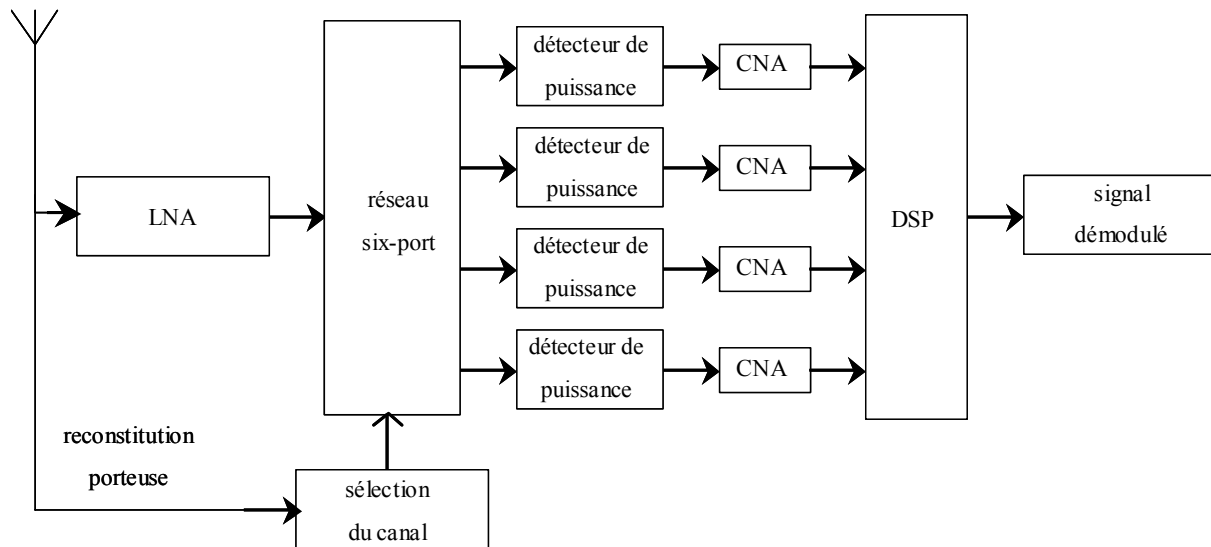


Figure I-13 : Architecture d'un récepteur six-port.

Ce dispositif utilise un schéma de conversion directe. Une des particularités du récepteur six-port réside dans sa structure très simple qui utilise un réseau six-port passif et des détecteurs de puissance utilisant généralement des diodes non polarisées pour fonctionner en zone quadratique. En principe, le récepteur six-port consiste en des circuits linéaires (diviseurs, coupleurs, additionneurs, ...) connectés de telle manière que quatre additions vectorielles différentes du signal de référence délivré par l'oscillateur local et du signal RF à mesurer sont obtenues. En figure I-13, le port 1 est connecté à la source de référence et le port 2 reçoit le signal RF. Les autres ports sont connectés à des détecteurs de puissance. Les quatre signaux de sortie en bande de base sont détectés en utilisant des détecteurs à diode Schottky ou autres détecteurs de puissance. Les signaux en bande de base sont numérisés et envoyés à une unité de traitement numérique (DSP, FPGA). En appliquant un algorithme de traitement de signal approprié, le module et la phase du signal RF peuvent être déterminés pour une modulation et un schéma de codage donné. Cette structure est d'autant plus simple que les imperfections dues à la réalisation du circuit sont prises en compte par le calibrage sous forme de traitement

numérique. Les performances d'un récepteur six-port dépendent alors plus des moyens de traitement numérique (software) que de la qualité des circuits (hardware). Du fait de sa structure passive, le récepteur six-port peut être réalisé sur des gammes fréquentielles importantes. Il est donc particulièrement bien adapté aux besoins des radios logicielles larges bandes. Cette association entre radio logicielle et récepteurs six-port présente des perspectives prometteuses pour des applications de réseaux locaux sans fil, audio, télévision et interopérabilité entre différents services radio. Sa structure très simple, intégrable en technologie MMIC, permet d'entrevoir des applications en gamme millimétrique avec des circuits de petite taille en regard des récepteurs conventionnels qui nécessitent des fonctions analogiques difficilement réalisables à ces fréquences.

Toutefois, le récepteur six-port utilise quatre détecteurs de puissance et par conséquent quatre CANs (contre deux pour les architectures conventionnelles) pour numériser les puissances détectées. La question du choix entre le récepteur à conversion directe ou le récepteur six-port dépend alors essentiellement des applications envisagées. Il existe en effet des besoins à disposer de radios logicielles larges bandes capables d'opérer en gamme millimétrique. La vision globale des systèmes de communications du futur, partagée par les différents organismes de recherches européens et internationaux, souligne le besoin d'universalité de l'offre de service. Les systèmes de télécommunications devront en conséquence être adaptables. Plusieurs applications sont planifiées pour opérer dans les bandes autour de 17, 24 et 60 GHz, particulièrement pour des applications à hauts débits comme les réseaux locaux sans fil dits LANs (Local Area Networks en anglais) avec des débits supérieurs à 1 Gbit/s.

Ce potentiel du récepteur six-port à apporter des solutions aux problèmes de SDR a suscité un engouement de la part de la communauté scientifique qui s'est traduit, comme nous proposons de le montrer dans la suite, par de nombreuses études consacrées au développement de récepteurs six-port. Cette activité aux objectifs ambitieux comporte à la fois des développements technologiques, du traitement de signal, des conceptions de circuits et des architectures originales.

1.4.4.3 Implémentations de démodulateurs six-port

Comme nous l'avons présenté précédemment, l'introduction de la technique six-port dans le domaine des télécommunications sans fil débute avec les travaux de J. Li en 1994 [LI 94_a]. Il décrit alors un nouveau concept de récepteur numérique à conversion directe dans lequel un réseau six-port remplace les récepteurs conventionnels [LI 94_a] – [LI 94_b]. Durant cette période, il approfondit ses travaux dans le but de poser une théorie du SPR. En 1995, il propose une modélisation du SPR basée sur une analyse petit signal du réseau six-port [LI 95_b]. Il développe dans la même année une étude basée sur des simulations dans lesquelles il compare les performances d'un SPR et un démodulateur IQ classique [LI 95_a]. Un an plus tard, il met en avant une procédure de calibrage spécifique au SPR. Dans cette étude, il évoque les contraintes des techniques de calibrage usuelles du réflectomètre six-port qui nécessitent l'utilisation de standards ou étalons pour déterminer le coefficient de réflexion d'un DST. Pour des applications de télécommunications, cette procédure s'avère inadaptée dans le sens où l'on cherche à déterminer le rapport vectoriel entre deux signaux incidents. Dans ce cadre d'études, une méthode de calibrage utilisant deux porteuses présentant un écart de fréquences étroit est alors proposée [LI 96].

Les fondements posés par J. Li, la maturité des systèmes de traitement numériques et l'émergence de la radio logicielle vont susciter un regain d'intérêt au sein de la communauté scientifique mais aussi au sein des grands laboratoires de recherche industrielle. Ces études, réalisées avec les contraintes inhérentes au marché des télécommunications où la taille, les bandes de fréquences d'utilisation et les débits numériques se monnayent, vont se concrétiser par des réalisations en gammes micro-ondes et millimétriques, en technologies hybride (MHMIC pour Monolithic Hybrid Microwave Integrated Circuit en anglais) ou monolithique (MMIC pour Monolithic Microwave Integrated Circuit en anglais), qui ont intéressés aussi bien les laboratoires industriels qu'académiques.

En 1997, un grand laboratoire industriel '*Nokya Research Center*' confirme, au travers de réalisations, que le SPR se présente comme une alternative viable pour une intégration dans le marché des télécommunications [HYR 97]. En 2002, cette étude sera confortée par J.-C. Schiel qui met en avant les performances à 2.45 GHz du SPR par comparaison à un récepteur à conversion directe utilisant des mélangeurs [SCH 02].

En 2003, en Allemagne est mis en place le projet WIGWAM (Wireless Gigabit With Advanced Multimedia) par les ministères de l'éducation et de la recherche. Ce projet est une collaboration de 27 partenaires de l'industrie, d'instituts de recherche et d'universités dont l'Université Technologique de Dresden qui dirige le projet. Parmi les partenaires, on peut citer Alcatel, Infineon, Nokia, Siemens, Daimler Chrysler, Philips, Telefunken. L'idée est de développer un concept de système présentant un débit de 1 Gbps pour la maison ou l'entreprise. Dans le cadre de ce projet, T. Eirener montre en 2005 que la structure du SPR se présente comme une architecture potentielle pour des applications millimétriques et submillimétriques [EIR 05]. Un démonstrateur est réalisé pour fonctionner dans la bande autour de 24 GHz. Egalement en 2003, T. Mack du groupe '*Daimler Chrysler AG*' propose un SPR configurable dans une bande de fréquences s'étalant de 2 à 20 GHz [MAC 03]. Il se compose de composants coaxiaux du commerce. Les résultats de démodulation ont été validés pour des débits binaires variant de 400 Kbps à 1 Mbps.

Sony International Europe s'intéresse également au concept de SPR et développe un dispositif intégré pour un fonctionnement multi-porteuses à 2.4 et 5.5 GHz qui supporte 20 MHz de bande passante [RAT 02]. Les algorithmes de traitement de signal sont implantés sur FPGA.

Dans la recherche académique, le centre de recherche Poly-grames au Canada, fondé en 1994 par R. G. Bosisio, se positionne comme l'un des acteurs les plus prolifiques dans le développement des récepteurs six-port. Nous donnons ci-après les principales contributions. En 2001, S. O. Tatu réalise un récepteur six-port en technologie MHMIC fonctionnant dans la bande de fréquences 23-31 GHz adapté aux modulations QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying) [TAT 01]. Ce dispositif utilise une jonction six-port de taille $23 \times 23 \text{ mm}^2$, un VCO pour délivrer le signal de référence et des détecteurs à diode Schottky non polarisés pour récupérer la puissance. Après détection, les signaux sont amplifiés et filtrés à l'aide d'amplificateurs vidéo et de filtres. Un décodeur analogique utilisant des comparateurs permet de remonter aux composantes I et Q. L'utilisation de ce procédé analogique à la place d'un traitement numérique pour la détermination des composantes I et Q restreint le dispositif à l'utilisation d'un seul type de modulation et s'avère donc peu adapté au concept de radio logicielle. Le système atteint un débit de 58 Mbps tout en présentant un taux d'erreurs binaires (BER pour Bit Error Rate en anglais) de $1e^{-6}$. En 2002, le dispositif est intégré en technologie monolithique avec une superficie de $2 \times 3 \text{ mm}^2$ et comprend un système de

récupération de porteuse [TAT 02]. Cette architecture est proposée pour opérer à la fréquence ISM de 2.45 GHz par J. F. Gagne pour un débit avoisinant 52 Mbps [GAG 01]. Ce dispositif intègre également un système de récupération de porteuse. En 2002, E. Marsan s'intéresse à la synchronisation des signaux LO et RF dans les récepteurs six-port et met au point un système de récupération de porteuse basé sur l'utilisation d'un deuxième réseau six-port opérant comme modulateur vectoriel [MAR 02]. Toujours en 2002, O. Mireux propose d'utiliser une base de données pour mettre en relation les puissances détectées et les signaux I et Q [MIR 02]. Cette base de données qui repose sur une phase d'apprentissage présente une robustesse au bruit et au décalage fréquentiel entre les signaux LO et RF. En 2002, X. Xinyu présente une analyse de la technologie Ultra Large Bande (ULB) sur un récepteur six-port dans la gamme de fréquences 23 – 31 GHz [XI 02]. Ce système utilise la technique FDSS (Frequency Diversity Spread Spectrum) qui offre l'avantage d'une réception cohérente. L'année suivante, X. Xinyu met au point un récepteur large bande 22 – 26 GHz en technologie MHMIC permettant de supporter de multiples schémas de modulation et donc particulièrement apte au concept de SDR [XI 03].

Au niveau national, L'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (ENST) consacre également une forte activité dans le développement de récepteurs six-port. Cette application se rattache à l'action spécifique du CNRS '*Radio-logicielle*'. Une méthode originale d'auto calibrage permettant de rejeter les canaux perturbateurs, d'éliminer les dérives de tension, d'égaliser les signaux reçus, de synchroniser la fréquence d'horloge et enfin de régénérer les signaux en bande base a été développée [NEV 04]. Les applications du capteur de type six-port ont été étendues à la modulation afin de réaliser la partie émission du système reconfigurable [SOU 04_a] – [SOU 04_b] – [SOU 04_c]. Une puce intégrant le modulateur et le démodulateur a été réalisée dans le cadre d'un programme multi chips. D'autre part, l'utilisation de cette architecture dans une boucle locale radio (BLR) à 26 GHz a aussi été étudiée en insistant notamment sur la récupération de la phase de la porteuse [CHA 04_a] – [CHA 04_b] – [CHA 04_c] – [SOU 04].

Enfin, le dernier champ d'applications de la technique six-port que nous présentons se situe dans le domaine du RADAR.

I.4.5 Applications de la technique six-port aux radars

I.4.5.1 Introduction

L'essor des télécommunications et du positionnement par satellite a, par la taille considérable du marché, contribué à la baisse des coûts des composants micro-ondes et ouvert la voie à de nombreuses applications tirant profit des propriétés de propagation des ondes électromagnétiques. Dans cette dynamique, de nombreux besoins, formulés par divers partenaires industriels ou universitaires, concernent la sécurité, les télécommunications dans les transports ou le positionnement précis d'objet. De manière générale, ces nouvelles applications requièrent des dispositifs souvent onéreux et lourds à mettre en œuvre tels que des récepteurs hétérodynes ou des détecteurs de phase. Aussi, les solutions basées sur l'exploitation de dispositifs six-port s'avèrent être particulièrement intéressantes pour ce type d'applications. En particulier, dans le domaine des techniques RADAR, l'alternative que représente le six-port connaît un réel succès.

Un des premiers exemples, proposé comme radar anti-collision dans le secteur de l'automobile, utilise un discriminateur de fréquence six-port (SPFD pour Six-Port Frequency Discriminator en anglais) pour la mesure des décalages de la fréquence Doppler afin de déterminer la vitesse relative de la cible est proposé par J. Li en 1994 [LI 94_c]. Le prototype est validé pour les fréquences de fonctionnement de 27 et 35 GHz. L'information sur la direction de la cible est également obtenue.

De par sa facilité de mise en œuvre et son coût relativement bas, la technique six-port s'avère particulièrement intéressante pour une utilisation dans le domaine des radars. Nous reportons dans le paragraphe suivant un ensemble d'exemples assez représentatifs de l'activité menée dans cette thématique.

I.4.5.2 Implémentations de radars utilisant la technique six-port

Comme nous l'avons vu précédemment, nous devons l'une des premières réalisations de radar utilisant un système six-port à J. Li [LI 94_c]. Après 1994, de nombreux travaux sont consacrés à son utilisation et sont déclinés dans plusieurs gammes de fréquences. Les références sont nombreuses dans la littérature.

En 1997, T.-J. Chen décrit le principe d'opération et les résultats expérimentaux d'un radar polarimétrique large bande, 7 – 17 GHz, utilisant un réseau six-port [CHE 97]. Les applications possibles concernent les caractérisations de la polarisation d'antennes et la détection de cibles lointaines. En 1999, A. Stelzer met au point un radar opérant à 35 GHz pour la mesure de distance avec une précision de ± 1 mm. La particularité de ce radar est l'intégration d'un dispositif six-port pour s'affranchir de l'utilisation d'un circulateur et d'un mesureur de phase [STE 99]. En 2000, C. Gutierrez Miguelez reporte un radar anticollision basé sur un discriminateur six-port et fonctionnant à 2.3 GHz [GUT 00]. Il détermine la distance à la cible et la fréquence Doppler avec des précisions respectives de 1 % et 3 %. Les faibles coûts ainsi que l'encombrement du dispositif en font un candidat pour remplacer les radars FM/CW. En 2003, F. Xiao propose à son tour un dispositif basé sur le même principe pour un fonctionnement à 10 GHz [XIA 03]. Cette même année, un radar anti-collision en gamme millimétrique est mis au point par E. Moldovan [MOL 03] – [MOL 04]. Dans ces travaux, pour atteindre une fréquence de fonctionnement de 94 GHz, le réseau six-port, utilisant des coupleurs hybrides en guide d'onde, est usiné dans un bloc métallique. Un an plus tard, A. Khy propose à son tour un radar basé sur un réseau six-port opérant à la même fréquence [KHY 05].

1.4.5.3 Conclusion

Nous avons montré que la technique six-port a trouvé des applications dans le domaine des radars pour la mesure de vitesse et la détection de cibles. En effet, de part leur facilité de réalisation, leur faible coût et leur taille réduite, les dispositifs six-port permettent d'introduire l'utilisation des radars pour le grand public. Des réalisations ont été menées de la gamme décimétrique à la gamme millimétrique et ont surtout concerné la sécurité automobile.

1.4.6 Conclusion

Dans ce volet dédié aux applications de la technique six-port, nous avons montré que le réflectomètre six-port a d'abord été introduit, en 1977, pour des applications de métrologie. Très vite, il sera utilisé dans une configuration dite DSPNA pour réaliser les mêmes fonctions que l'analyseur de réseaux vectoriel. En plus de sa capacité à mesurer les paramètres S d'un quadripôle sous test, il permet également de déterminer les puissances incidentes et réfléchies dans les plans du quadripôle. Il trouvera par conséquent sa place dans le domaine de la caractérisation '*load-pull*'. Puis, en 1994, il est montré que la technique six-port s'avère

comme particulièrement apte à démoduler un signal tout en répondant aux demandes contraignantes du marché des télécommunications. Ainsi, les laboratoires de recherche industriels et académiques ont développé des programmes de recherche dédiés au déploiement de systèmes de télécommunications basés sur l'emploi de cette technique. Le développement de ces dispositifs accompagné par l'émergence de la radio logicielle a suscité un intérêt sans précédent. C'est dans cet esprit que s'est déployée ces dernières années une politique scientifique reposant sur une stratégie associant au maximum l'expertise des laboratoires universitaires et les champs d'applications offerts par les laboratoires industriels.

I.5 CONCLUSION

Après un rappel sur le principe du réflectomètre six-port, nous avons présenté dans ce chapitre les équations décrivant le fonctionnement de ce type de dispositif.

Nous avons montré que les réflectomètres six-port ont été reportés dans plusieurs types de technologies et pour plusieurs gammes de fréquences.

Enfin, de par sa simplicité et son faible coût, la technique six-port a connu un engouement de la communauté scientifique. Les laboratoires de recherche académiques et industriels ont intégrés des systèmes six-port dans plusieurs domaines d'applications et ont montré que ces derniers s'avèrent comme particulièrement bien adaptés aux contraintes du monde industriel. Au sein de l'IEMN, nous apportons notre contribution en proposant des dispositifs de mesure de coefficients de réflexion ou/et de transmission basés sur l'utilisation de la technique six-port.

Ces systèmes réalisés permettent d'ouvrir de nouvelles voies pour les applications industrielles où l'analyse de réseaux traditionnelle, basée sur l'utilisation d'appareillages encombrant et coûteux constitue un frein pour des caractérisations hors laboratoires. Ces dispositifs associés à des cellules de mesure, également réalisées au laboratoire, permettront également d'ouvrir de nouvelles voies pour le CND micro-onde ou millimétrique avec les avantages liées à l'emploi de systèmes six-port en terme. Enfin, nous proposerons un dispositif original basé sur la technique six-port qui s'avère particulièrement adapté pour le domaine des télécommunications en regard des dispositifs d'émission-réception conventionnels mais aussi des systèmes de réception six-port.

I.6 BIBLIOGRAPHIE

- [**ABO 93**] S. ABOUCHAHINE, B. HUYART, E. BERGEAULT AND L. JALLET
“Millimetric network analyzer using a single six-port reflectometer”
Electronics letters, vol. 29, pp. 256-258, February 1993
- [**ABO 94**] S. ABOU CHAHINE, B. HUYART, E. BERGEAULT and L. JALLET
“ Measurement performance of a millimetric dual six-port network analyzer in the W frequency band (75-110 GHz)”
Conference on precision electromagnetic measurements, Boulder USA, pp 9-10, June 1994
- [**ABO 02**] S. ABOU CHAHINE, B. HUYART, E. BERGEAULT and L. JALLET
“An active millimeter load-pull measurement system using two six-port reflectometers operating in the W-frequency band”
IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 51, n° 3, pp 408-412, June 2002
- [**BEL 88**] J. V. BELLANTONI, G. C. DALMAN and R. C. COMPTON
“ A millimeter-wave vector network analyzer”
IEEE MTT-S international microwave symposium digest, vol. 2, pp 747-750, May 1988
- [**BEN 05**] S. BENSMIDA
“Conception d’un système de caractérisation fonctionnelle d’amplificateur de puissance en présence de signaux modules à l’aide de réflectomètres six-portes”
Thèse de Docteur de l’Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, Septembre 2005
- [**BEN 06**] S. BENSMIDA, E. BERGEAULT, G. I. ABIB and B. HUYART
“Power amplifier characterization : an active load-pull system based on six-port reflectometer using complex modulated carrier »
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 54, n° 6, pp 2707-2712, June 2006
- [**BER 98**] G. BERGHOFF, E. BERGAULT, B. HUYART and L. JALLET
“Automated characterization of HF power transistors by source-pull and multiharmonic load-pull measurements based on six-port technique”
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 46, n° 12, pp 2068-2073, December 1998
- [**BEZ 87**] J. BEZEK, V. BILIK and V. RAFFAJ
“Breitbandiges Sechsportreflektometer mit den Konzentrierten Parametern”
Proc. 32th Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, pp 113-116, Ilmenau 1987
- [**BEZ 91**] J. BEZEK, V. RAFFAJ and V. BILIK
“Application of the lumped six-port reflectometer to water level measurement”
9th Microwave conference MIKON-91, Rydzyna (Poland), vol.1, pp. 374-378, 1991

- [BIL 88]** V. BILIK
 “An X-band microstrip six-port reflectometer”
 Proceedings of the 10th National Conference on Microwave Technology and Optical Communications MTOS-88, Varna 1988
- [BIL 90]** V. BILIK, V. RAFFAJ and J. BESEK
 “A new extremely wideband lumped six-port reflectometer”
 Proceedings of the 20th European microwave conference, pp 1473-1478, Budapest (Hungary), 1990
- [BLU 95]** S. M. BLUST
 “Software defined radio – industry request for information”
 BellSouth Cellular, December 1995
- [CAR 94]** M. CARON, C. AKYEL and F. M. GHANNOUCHI
 “High power microwave impedance measurements system suitable for in-situ thermo-dielectric material characterization”
 IEEE MTT-S International microwave symposium Digest, vol. 1, pp 433-436, May 1994
- [CHA 04]** D. CHAMLA, A. KAISER, A. CATHELIN and D. BELOT
 “A Multi-Mode Continuously-Tuneable Lowpass Filter for Zero-IF Mobile Applications”
 ESSCIRC 2004, Leuven, September 2004
- [CHA 04_a]** S. A. CHAKRA and B. HUYART
 “Auto calibration with training sequences for wireless local loop at 26 GHz”
 IEEE Microwave and wireless components letters, vol. 14 pp 392–394, August 2004
- [CHA 04_b]** S. A. CHAKRA and B. HUYART
 “High speed millimetre-wave five-port receiver”
 7th European conference on wireless technology, pp 257-259, 2004
- [CHA 04_c]** S. A. CHAKRA
 “La Boucle Locale Radio et la Démodulation directe de signaux larges bandes à 26GHz”
 Thèse de Docteur de l’Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, décembre 2004
- [CHE 05]** Y. CHEN, J. J. YAO and S. P. YEO
 “Improving Design of Symmetrical Six-Port Microstrip Coupler”
 Progress in Electromagnetics research symposium 2005, Hangzhou, China, August 2005
- [CHU 84]** N. S. CHUNG, J. H. KIM and J. SHIN
 “A dual six-port automatic network analyzer and its performance”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 32, no 12, pp 1683-1686, December 1984

- [CRO 80]** H. M. CRONSON
 "A dual six-port automatic network analyzer"
 MTT-S International microwave symposium digest, vol. 80, n° 1, pp 434-436, May 1980
- [CUS 74]** J. M. CUSACK AND AL
 "Automatic load contour mapping for microwave power transistors"
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 22, pp 1146-1152, December 1974
- [DEE 83]** N. EL-DEEB
 "The calibration and performance of a microstrip reflectometer"
 IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 31, n° 7, pp 509-514, July 1983
- [DES 01]** D. DESLANDES and K. WU
 "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form"
 IEEE Microwave, wireless and components letters, vol. 11, n° 2, pp 68-70, February 2001
- [DES 94]** F. DEHOURS, E. BERGEAULT, L. JALLET and B. HUYART
 "Large signal load-pull measurements using six-port reflectometers"
 Conference on precision electromagnetic measurements, pp 294-295, Boulder USA, July 1994
- [DES 97]** F. DEHOURS, E. BERGEAULT, F. BLACHE, J-P VILLOTTE and B. VILLEFORCEIX
 " Experimental comparison of load-pull measurement systems for nonlinear power transistor characterization",
 IEEE Transactions on microwave instrumentation and measurement, vol. 46, n° 6, pp 1251-1255, December 1997
- [EIR 05]** T. EIRENER and T. MULLER
 "Six-port receiver for mm-wave – concept, evaluation and implementation"
 IST mobile and wireless CDommunications, Dresden, Germany, June 2005
- [ENG 77_a]** G. F. ENGEN
 "The six-port reflectometer : an alternative network analyzer"
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 25, n° 12, pp 1075-1079, December 1977
- [ENG 77_b]** 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 and C. A. HOER
 “The application of “Thru-Short-Delay” to the calibration of the dual six-port”
 MTT-S International microwave symposium digest, vol. 78, n° 1, pp 184-185, June 1978
- [ENG 78]** G. F. ENGEN
 “Calibrating the six-port reflectometer by means of sliding terminations”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 26, n° 12, pp 951-957, December 1978
- [ENG 79_a]** G. F. ENGEN and C. A. HOER
 “Thru-Reflect-Line : an improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 27, n° 12, pp 1080-1083, December 1979
- [ENG 79_b]** G. F. ENGEN and C. A. HOER
 “Thru-Load-Delay : an improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 27, n° 1, pp 53-53, April 1979
- [FON 84]** R. A. FONG-TOM
 “Evaluation of a 94 GHz diode-based dual six-port network analyzer”
 MTT-S International microwave symposium digest, vol. 84, n° 1, pp 567-568, May 1984
- [GAG 01]** J-F GAGNE, J. GAUTHIER, KE WU and R. G. BOSISIO
 “High-speed low-cost direct conversion receiver”
 IEEE MTT-S International microwave symposium digest, vol. 2, pp 1093-1096, May 2001
- [GAL 03]** D. GALAYKO, A. KAISER, L. BUCHAILLOT, D. COLLARD and C. COMBI
 “Micro-electro-mechanical variable bandwidth IF frequency filters with tunable electrostatic coupling spring”
 MEMS 2003, pp. 153-156, Kyoto, Japon, janvier 2003
- [GEN 03]** X. FENCHAO, F. M. GHANNOUCHI and T. YAKABE
 “Application of a six-port wave-correlator for a very low velocity measurement using the Doppler effect”
 IEEE Transaction on instrumentation and measurement, vol. 52, n° 2, pp 297-301, April 2003
- [GHA 89]** F. M. GHANNOUCHI, R. G. BOSISIO and Y. DEMERS
 “Load-pull characterization method using six-port techniques”
 6th IEEE Instrumentation and measurement technology conference, pp 536-539, April 1989

- [GHA 90]** F. M. GHANNOUCHI, F. M. LAROSE, R. G. BOSISIO and Y. DEMERS
 “A six-port network analyzer load-pull system for active load tuning”
 IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 39, no. 4, pp 628-631,
 August 1990
- [GHA 91]** F. M. GHANNOUCHI, F. M. LAROSE and R. G. BOSISIO
 “A new multiharmonic loading method for large-signal microwave and millimeter-
 wave transistor characterization”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 39, no. 6, pp 986-992,
 June 1991
- [GHA 98]** F. M. GHANNOUCHI, R. G. BOSISIO, Y. DEMERS and R. GUAY
 “Computer aided measurement of dielectric properties of saline solutions using a six-
 port reflectometer”
 Second international conference on properties and applications of properties and
 applications of dielectric materials, vol. 1, pp 189-192, September 1988
- [GLA 00_a]** D. GLAY, T. LASRI, A. MAMOUNI and Y. LEROY
 “A 35 GHz Vector system for Nondestructive applications”
 Review of progress in quantitative non-destructive evaluation, edited by D. O.
 Thompson and D. E. Chimenti, vol. 19, pp 579-585, 2000
- [GLA 00_b]** D. GLAY, T. LASRI, A. MAMOUNI and Y. LEROY
 “Non destructive detection of defects in materials using microwaves”
 Conference on Subsurface sensing technologies and applications, San Diego (USA),
 August 2000
- [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
- [GRI 83]** E. J. GRIFFIN, G. J. SLACK, and L. D. HILL
 “Broadband six-port reflectometer junction,”
 Electronics letters, vol. 19, pp 921-922, October 1983.
- [GUI 00]** C. GUTIERREZ MIGUELEZ, B. HUYART, E. BERGEAULT and L. P. JALLET
 “A new automobile radar based on the six-port phase/frequency discriminator”
 IEEE Transactions on vehicular and technology, vol. 49, n° 4, pp 1416-1423, July
 2000
- [HAD 03]** K. HADDADI
 "Conception et réalisation d’un mesureur de paramètres S à 35 GHz"
 Mémoire de DEA, Lille, Juillet 2003
- [HAN 83]** E. R. B. HANSSON and G. P. RIBLET
 “An ideal six-port network consisting of a matched reciprocal lossless five-port and a
 perfect directional coupler”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 31, n° 3, pp 284-288,
 March 1983

- [HEN 05]** T. HENTSCHEL
 “The six-port as a communication receiver”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 53, n°3, pp 1039-1947,
 March 2005
- [HES 97]** J. HESSELBARTH, F. WIEDMANN and B. HUYART
 “Two new six-port reflectometers covering very large bandwidths”
 IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 46, n° 4, pp 966-969
 August 1997
- [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
- [HOE 79]** C. A. HOER
 “Performance of a dual six-port automatic network analyzer”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 27, n° 12, pp 993-998,
 December 1979
- [HOE 81]** C. A. HOER
 “A high power dual six-port network analyzer used in determining biological effects
 of Rf and microwave radiation”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 29, n° 12, pp 1356-1364,
 December 1981
- [HUA 05]** J. HUANG, Q. HAO, J. SHE and Z. FENG
 “A six-port coupler with high directivity for VSWR measurement”
 Asia-Pacific microwave conference proceedings, vol. 4, December 2005
- [HUI 04]** D. HUI and R. M. WEIKLE
 “A non-contacting sampled-line reflectometer for microwave scattering parameter
 measurements”
 64th ARFTG microwave measurements conference, pp 131-137, December 2004
- [HUN 85]** J. D. HUNTER and P. I. SOMLO
 “Simple derivation of six-port reflectometer equations”
 Electronics letters, vol. 21, pp 370-371, April 1985
- [HYR 97]** J. HYYRYLAINEN, L. BOGOD, S. KANGASMAA, H. SCHECK and T.
 YLAMURTO
 “Six-port direct conversion receiver”
 27th European microwave conference and Exhibition, pp 341-346, September 1997
- [JOK 03]** B. JOKANOVIC and A. MARINCIC
 “Microwave circuits based on six-port junction”
 6th International conference on telecommunications in modern satellite, cable and
 broadcasting services, Telsiks 2003, vol. 1, pp 218- 222, October 2003

- [JUD 87]** R. M. JUDISH and G. F. ENGEN
 "On line accuracy assessment for the dual six-port ANA : statistical methods for random errors"
 IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 36, pp 507-513, June 1987
- [JUD 88]** S. R. JUDAH and A. S. WRIGHT
 "A second generation dual six-port network analyzer"
 IEEE MTT-S International microwave symposium digest, vol. 1, pp 295-296, May 1988
- [JUD 90]** S. R. JUDAH and A. S. WRIGHT
 "A dual six-port network analyzer incorporating a biphas-bimodulation element"
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 38, n° 3, pp 238-244, March 1990
- [JUR 84]** J. R. JUROSHEK and C. A. HOER
 "A dual six-port network analyzer using diode detectors"
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 1, no 12, pp 78-82, December 1984
- [JUR 85]** J. R. JUROSHEK and C. A. HOER
 "A technique for extending the dynamic range of the dual six-port network analyzer"
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 33, no 6, pp 453-459, June 1985
- [KHY 05]** A. KHY and B. HUYART
 "A 94 GHz radar using a six-port reflectometer as a phase/frequency discriminator"
 European radar conference, pp 213-215, October 2005
- [LAN 99]** F. LAN, C. AKYEL, F. M. GHANNOUCHI, J. GAUTHIER and S. KHOUAJA
 "A six-port based on-line measurement system using special probe with conical open end to determine relative complex permittivity at radio and microwave frequencies"
 16th IEEE Instrumentation and measurement technology conference, vol. 1, pp 42-47, May 1999
- [LAS 92]** T. LASRI
 "Conception et expérimentation d'un capteur micro-onde destiné à la mesure d'humidité"
 Thèse de Docteur de l'Université, Février 1992, Lille.
- [LAS 95]** T. LASRI, A. MAMOUNI and Y. LEROY
 "Sensor For In-Situ Dielectric Characterization Of Materials"
 OHD Biennial Colloquium Digest, vol. 13, Zaragoza, Spain 1995
- [LAS 96]** T. LASRI, D. GLAY, A. MAMOUNI and Y. LEROY
 "A Microwave Sensor For Materials Characterization"
 Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM'96), Montreal-Quebec, August 1996

- [LAS 00_a]** T. LASRI
 "Contrôle et évaluation non destructifs par des techniques microondes"
 Habilitation à Diriger des Recherches en Sciences Physiques, Université de Lille,
 Janvier 2000
- [LAS 00_b]** T. LASRI, D. GLAY, L. ACHRAÏT, A. MAMOUNI and Y. LEROY
 "Microwave methods and systems for nondestructive control"
 Subsurface Sensing Technologies and Applications - An International Journal, vol. 1,
 n°1, pp 141-160, January 2000.
- [LAS 00_c]** T. LASRI, D. GLAY, A. MAMOUNI and Y. LEROY
 "Development of microwave moisture measurement systems around microstrip
 complex correlators"
 Sensors Update, Wiley-VCH Verlag GmbH, vol. 7, Chapter 9, pp 233-248, Germany,
 2000
- [LI 94_c]** J. LI, R. G. BOSISIO and K. WU
 "A collision avoidance radar using six-port phase/frequency discriminator (SPFD)"
 IEEE MTT-S International microwave symposium digest, vol. 3, pp 1553-1556, May
 1994
- [LI 95_a]** J. LI, R. G. BOSISIO and KE WU
 "Computer and measurement simulation of a new digital receiver operating directly at
 millimetre-wave frequencies"
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 43, n° 12, pp 2766-2772,
 December 1995
- [LI 95_b]** J. LI, R. G. BOSISIO and KE WU
 "Modeling of the six-port discriminator used in a microwave direct digital receiver"
 Canadian conference on electrical and computer engineering, vol. 2, pp 1164-1165,
 September 1995
- [LI 96]** J. LI, R. G. BOSISIO and KE WU
 "Dual-tone calibration of a six-port junction and its application to the six-port direct
 digital millimetres receiver"
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 44, n° 1, pp 93-99,
 January 96
- [MAA 03]** M. MAAZI, D. GLAY et T. LASRI
 "Détection de défauts dans un matériau diélectrique par des techniques microondes"
 Treizièmes journées nationales microondes, Lille, mai 2003
- [MAA 04]** M. MAAZI, D. GLAY et T. LASRI,
 "Imagerie à 35 GHz de défauts au sein de matériaux diélectriques"
 8^{èmes} journées de caractérisation microondes et matériaux, La Rochelle, avril 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

- [MAC 34]** T. MACK, A. HONOLD and J-F LUY
 “An extremely broadband software configuration six-port receiver”
 33rd European microwave conference, vol. 2, pp 623-626, October 2003
- [MAR 92]** R. B. MARKS and D. F. WILLIAMS
 “A general waveguide circuit theory”
 Journal of research of the national institute of standards and technology, vol. 97, pp 533-562, September-October 1992
- [MAR 02]** E. MARSAN, J6C SCHIEL, G. BREHM, K. WU and R. G. BOSISIO
 “High-speed carrier recovery circuit suitable for direct digital QPSK transceivers”
 IEEE Radio and wireless conference, pp 103-106, August 2002
- [MIR 02]** O. MIREUX, J-J BRAULT and R. G. BOSISIO
 “Results on a direct digital receiver operated with fast learning networks”
 IEEE MTT-S International microwave symposium digest, vol. 1, pp 497-500, June 2002
- [MIT 92]** J. MITOLA
 “Software radios: survey, critical evaluation and future directions”
 IEEE Proceedings of the national teleystems conference, May 1992
- [MOL 03]** E. MOLDOVAN, S. O. TATU, T. GAMAN, K. WU and R. G. BOSISIO
 “A new 94 GHz collision avoidance radar sensor using six-port phase frequency discriminator”
 IEEE MTT-S International microwave symposium Digest, ,vol. 1, pp 595-598, June 2003
- [MOL 04]** E. MOLDOVAN, S. O. TATU, T. GAMAN, K. WU and R. G. BOSISIO
 “A new 94 GHz collision avoidance radar sensor using six-port phase frequency discriminator”
 IEEE Transactions microwave theory and techniques, vol. 52, n° 3, pp 751-759, March 2004
- [MOL 05]** I. MOLINA-FERNANDEZ, J. G. WANGUEMERT-PEREZ, A. ORTEGA-MONUX, R. BOSISIO and K. WU
 “Planar structure circuit six-port technique for optical measurements and characterizations”
 Journal of lightwave technology, vol. 23, n° 6, pp 2148-2157, June 2005
- [MOL 06]** E. MOLDOVAN, R. BOSISIO and K. WU
 “W-band multiport substrate integrated waveguide circuits”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 54, pp 625-631, 2006, February 2006
- [NEV 04]** G. NEVEUX, B. HUYART and G. R. GUI SANTES
 “Wide-band RF Receiver using the ”five port” technology”
 IEEE Transaction on vehicular technology, vol. 53, n° 5, pp 1441–1451, September 2004

- [POT 93_a]** C. M. POTTER, G. HJPIERIS and N. J. FANTHOM
 “A novel 250 MHz – 26.5 GHz reflection analyzer”
 Proceedings 23rd European microwave conference, Madrid, pp 302-304, 1993
- [POT 93_b]** C. M. POTTER and G. HJIPERIS
 “A robust six to four port reduction algorithm”
 IEEE MTT-S International microwave symposium digest, pp 1263-1266, 1993
- [RAT 02]** M. RATNI, D. KRUPZEZEVIC, Z. WANG and J-U JURGENSEN
 “Broadband digital direct down conversion receiver suitable for software defined radio”
 13th IEEE International symposium on personal, indoor and mobile radio communications , vol. 1, pp 100-104, September 2002
- [RAT 99]** M. RATNI
 “Conception et réalisation d’une sonde de mesure microonde utilisant un reflectomètre six portes en technologie monolithique intégrée MMIC sur substrat silicium”
 Thèse de Docteur de l’Ecole Nationale des Télécommunications, Paris, Mai 1999
- [RIB 83]** G. P. RIBLET
 “Internally and externally matched lumped element symmetrical 5 ports”
 Proceedings on the 13th European Microwave Conference, pp 344-347, September 1983
- [RIB 85]** G. P. RIBLET
 “Broad-band internally and externally matched lumped element symmetrical 5-ports”
 IEEE Transactions on circuits and systems, vol. CAS-32, pp 1209-1213, December 1985
- [RIB 88]** G. P. RIBLET
 “A matched lumped element five-port which is based on the comparator circuit”
 Proceedings on the 13th European Microwave Conference, pp 344-347, September 1988
- [SCH 02]** J-C SCHIEL, S. O. TATU, KE WU and R. G. BOSISIO
 “Six-port direct digital receiver (SPDR) and standard direct receiver (SDR) results for QPSK modulation at high speeds“
 IEEE MTT-S International microwave symposium, vol. 2, pp 931-934, June 2002
- [SOL 92]** M. N. SOLOMON, P. S. WEITZMAN, C. P. McClay and H. M. CRONSON
 “A monolithic six-port module”
 IEEE Microwave and guided wave letters, vol. 2, pp 334-336, August 1992
- [SOM 82]** P. I. SOMLO and J. D. HUNTER
 “A six-port reflectometer and its complete characterization by convenient calibration procedures,”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 30, pp 186-192, February 1982

- [SOU 03]** F. RANGEL DE SOUSA and B. HUYART
 « A new method for automatic calibration of 5-port reflectometers »
 IEEE MTT-S International microwave and optoelectronics conference, vol. 2, pp 1063-1068, September 2003
- [SOU 04_a]** F. R. D. SOUSA and B. HUYART
 “A reconfigurable high-frequency phase-locked loop”
 IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 5, n° 6, pp31035–1039, August 2004
- [SOU 04_b]** F. R. D. SOUSA AND B. HUYART
 “A novel RF front-end architecture for multi-band transceivers”
 IEEE MTT-S International microwave symposium digest, vol. 2, pp 1281-1284, June 2004
- [SOU 04_c]** F. R. D. SOUSA
 “Application du corrélateur « Five-Port » aux PLLs, à la récupération de porteuse et à un MODEM de télécommunications dans la bande 1,8 - 5,5 GHz »
 Thèse de Docteur de l’Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, octobre 2004
- [STE 99]** A. STELZER, C. G. DISKUS, K. LUBKE and H. W. THIM
 “A microwave position sensor with submillimeter accuracy”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 47, n° 12, pp 2621-2624, December 1999
- [SUS 78]** L. SUSMAN
 “A new technique for calibrating dual six-port networks with application to S parameters measurements”
 MTT-S International microwave symposium digest, vol. 78, n° 1, pp 179-181, June 1978
- [TAT 01]** S. O. TATU, E. MOLDOVAN, K. WU, R. BOSISIO
 “A new direct millimeter-wave six-port receiver”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 49, n° 12, pp 2517-2522, December 2001
- [TAT 02]** S. O. TATU, E. MOLDOVAN, G. BREHM, K. WU and R. G. BOSISIO
 “A Ka-band direct digital receiver”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 50, n° 11, pp 2436-2442, November 2002
- [THI 97]** M. O. THIEME, R. H. RASSHOFER, A. STILLER and E. M. BIEBL
 “A novel circularly polarized W-band direct detection receiver for six-port polarimetric radar systems”
 IEEE MTT-S International microwave symposium digest, vol. 3, pp 1269-1272, June 1997

- [ULK 01]** S. ULKER and R. M. WEIKLE
 “A millimeter-wave six-port reflectometer based on the sampled-transmission line architecture”
 IEEE Microwave and wireless components letters, vol. 11, pp 340-342, August 2001
- [ULK 02_a]** S. ULKER and R. M. WEIKLE
 “Submillimeter-wave scattering parameter measurements with a sampled line six-port reflectometer”
 62th ARFTG conference digest, pp 71-80, December 2002
- [ULK 02_b]** S. ULKER and R. M. WEIKLE
 “A sampled-line reflectometer for submillimeter-wave measurements”
 IEEE MTT-S International microwave symposium digest, vol. 3, pp 1677-1680, December 2002
- [WIE 97_a]** F. WIEDMANN, B. HUYART, E. BERGEAULT and L. JALLET
 “New structure for a six-port reflectometer in monolithic microwave integrated-circuit technology”
 IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 46, n° 2, pp 527-530, April 1997
- [WIE 97_b]** F. WIEDMANN
 “Développements pour des applications grand public du réflectomètre six-portes : algorithme de calibrage robuste, réflectomètre à très large bande et réflectomètre intégré MMIC”
 Thèse de Docteur de l’Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, juillet 1997
- [WIL 89]** W. L. WILLIAMS
 “Computer-aided measurement of microwave circuit”
 Ph. D. dissertation, California Institute Technology, Pasadena, January, 1989
- [XI 02]** X. XINYU, S. O. TATU, E. MOLDOVAN, R. G. BOSISIO and K. WU
 “Analysis of FDSS ultra-wideband six-port receiver”
 IEEE Radio and wireless conference, pp 87-90, August 2002
- [XI 03]** X. XINYU, K. WU and R. G. BOSISIO
 “Software defined radio receiver based on six-port technology”
 IEEE MTT-S International microwave symposium digest, vol. 2, pp 1059-1062, June 2003
- [XU 05]** X. XU, R. BOSISIO and K. WU
 “A new six-port junction based on substrate integrated waveguide technology”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 53, pp 2267-2273, July 2005

[YEO 92]

S. P. YEO

“Analysis of symmetrical six-port junction when configured as a six-port reflectometer”

IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 41, n° 2, pp 193-197, July 1983

CHAPITRE II
DEVELOPPEMENT D'UNE METHODOLOGIE SYNTHETIQUE DE
CONCEPTION DE DISPOSITIFS SIX-PORT

II.1 INTRODUCTION

Dans ce deuxième volet du manuscrit, nous développons une méthode d'analyse alternative pour une conception optimale de dispositifs permettant la mesure de coefficients de réflexion ou/et de transmission dont le fonctionnement soit suffisamment simple et faible coût pour élargir le champ d'applications de manière sensible. Cette volonté est portée par un argument majeur. Les applications des dispositifs six-port ont fait l'objet de nombreux travaux. Mais à notre sens, pour les ingénieurs du monde industriel, familiers des dispositifs conventionnels (démodulateur IQ, détecteur de phase), il serait intéressant de disposer d'une théorie synthétique du dispositif six-port qui permette de corrélérer chaque étape du développement du dispositif (conception, réalisation, calibrage, mesure).

Ainsi, nous exposons en premier lieu une modélisation régissant le comportement du réflectomètre six-port présenté sous forme de 'problème direct – problème inverse'. Le problème direct consiste à exprimer directement les grandeurs d'intérêt en fonction des données mesurées. L'intérêt d'un tel développement est la flexibilité offerte au concepteur pour l'optimisation des éléments du circuit et l'ajustement de la modélisation en fonction des paramètres, des grandeurs d'intérêt et des données mesurées. La mesure de puissance associée à la résolution du problème inverse permet d'aboutir aux grandeurs d'intérêt.

Ensuite, nous proposons une architecture dénommée 'corrélateur complexe six-port', permettant la mesure, dans une gamme de fréquences étroite, du rapport complexe entre deux signaux monochromatiques cohérents. Ce dispositif constitue la brique de base pour la conception de systèmes de mesure de coefficients de réflexion d'un dispositif sous test (DST) ainsi que la mesure simultanée de coefficients de réflexion et de transmission de quadripôles symétriques. Dans l'objectif de simplifier la réalisation tout en augmentant la bande de fréquences d'utilisation, une nouvelle topologie dénommée 'corrélateur complexe quatre-port' est également proposée. A partir de cette architecture, deux nouveaux systèmes de mesure de coefficients de réflexion de dipôles passifs et de mesure de coefficients de réflexion et de transmission de quadripôles passifs et symétriques utilisant des corrélateurs complexes quatre-port sont décrits. Nous donnons les grandes étapes de développement dans ce chapitre.

Enfin, nous montrons la nécessité de définir de nouvelles méthodes de calibrage explicites destinées à la prise en compte des imperfections des différents éléments constituant les systèmes de mesure.

II.2 ANALYSE EXPLICITE DES DISPOSITIFS SIX-PORTS

II.2.1 Introduction

L'objectif de cette partie est la présentation d'une méthode d'analyse alternative des dispositifs six-port permettant au concepteur de circuits une compréhension et une optimisation du système à tous les niveaux de son développement. Celle-ci est basée sur une modélisation régissant le comportement du réflectomètre six-port partant des mêmes formulations que celles développées par G. F. Engen dans ses papiers originaux [ENG 77_a] – [ENG 77_b], où nous ajoutons des éléments nouveaux pour une meilleure compréhension de l'analyse. Les équations du modèle proposé expriment les grandeurs d'intérêt du coefficient de réflexion Γ du DST en fonction des puissances mesurées. Ces grandeurs d'intérêt sont le module et la phase de Γ ou encore la partie réelle et la partie imaginaire de Γ . Le problème se présente alors sous une formulation 'problème direct – problème inverse' que nous développons dans le paragraphe suivant. Après avoir explicité ce modèle dans le cas d'un réflectomètre parfait, nous voyons dans quelles proportions il est acceptable pour un cas pratique. Enfin, nous validons ce modèle sur un système réalisé au laboratoire.

II.2.2 Formulation 'Problème direct - Problème inverse'

II.2.2.1 Mise en équation du problème direct

Le modèle que nous présentons dans ce paragraphe consiste à exprimer directement les grandeurs d'intérêt en fonction des puissances mesurées sur les quatre détecteurs du réflectomètre. Le système d'équations ainsi obtenu est formulé sous forme de problème direct.

En considérant l'équation (1.7) qui exprime les ondes incidentes b_i ($i = 3, \dots, 6$) sur les détecteurs D_3 à D_6 en fonction des ondes incidente b_2 et émergente a_2 sur la charge, nous pouvons reformuler l'expression des puissances mesurées au niveau des détecteurs D_i ($i = 3, \dots, 6$), considérés comme parfaitement adaptés au réseau six-port, par la relation suivante :

$$P_i = b_i \times b_i^* = (A_i a_2 + B_i b_2) \times (A_i a_2 + B_i b_2)^* \quad \text{pour } i = 3, \dots, 6 \quad (2.1)$$

En considérant les modules et phases des quantités complexes a_2 , b_2 , A_i et B_i , nous pouvons écrire :

$$P_i = |A_i|^2 |a_2|^2 + |B_i|^2 |b_2|^2 + 2|A_i||a_2||B_i||b_2| \cos(\arg(A_i) + \arg(a_2) - \arg(B_i) - \arg(b_2)) \quad \text{pour } i = 3, \dots, 6 \quad (2.2)$$

En introduisant le facteur de réflexion à mesurer, $\Gamma = \frac{a_2}{b_2}$, le système d'équations précédent devient :

$$P_i = |A_i|^2 |b_2|^2 \left(|\Gamma|^2 + \frac{|B_i|^2}{|A_i|^2} + 2 \frac{|B_i|}{|A_i|} |\Gamma| \cos(\arg(A_i) - \arg(B_i) + \arg(\Gamma)) \right) \quad \text{pour } i = 3, \dots, 6 \quad (2.3)$$

ou encore :

$$P_i = |A_i|^2 |b_2|^2 \left(|\Gamma|^2 + |q_i|^2 + 2|q_i||\Gamma| \cos(\arg(q_i) - \arg(\Gamma)) \right) \quad \text{pour } i = 3, \dots, 6 \quad (2.4)$$

En normalisant les puissances détectées aux accès 4, 5 et 6 par rapport à celle détectée sur l'accès 3, les mesures deviennent indépendantes de la puissance délivrée par le générateur. Finalement, le système d'équations s'écrit :

$$p_i = \frac{P_i}{P_3} = C_i \left(|\Gamma|^2 + |q_i|^2 + 2|q_i||\Gamma| \cos(\arg(q_i) - \arg(\Gamma)) \right) \quad \text{pour } i = 4, 5, 6 \quad (2.5)$$

Ces trois équations permettent d'exprimer le module $|\Gamma|$ et la phase $\arg(\Gamma)$ en fonction des quatre puissances mesurées par les détecteurs. Ce modèle est une forme mathématique équivalente à celle donnée en (1.11). L'intérêt d'utiliser un tel développement est qu'il permet d'aboutir à une interprétation graphique élégante du problème que nous donnons dans le paragraphe suivant.

Ainsi, le réflectomètre est entièrement caractérisé par onze paramètres de calibrage que sont les quantités complexes q_i ($i = 4, 5, 6$), trois facteurs d'échelle réels C_i ($i = 4, 5, 6$) sans oublier le coefficient complexe d (cf. § I.2.3) dans le cas d'un détecteur de référence non parfait.

En exprimant les parties réelles et imaginaires de Γ et q_i par les expressions suivantes :

$$I = \text{Re}(\Gamma) \quad \text{et} \quad Q = \text{Im}(\Gamma) \quad (2.6)$$

$$I_{q_i} = \text{Re}(q_i) \quad \text{et} \quad Q_{q_i} = \text{Im}(q_i) \quad i = 4, 5, 6 \quad (2.7)$$

Il est possible d'écrire :

$$p_i = C_i \left((I - I_{q_i})^2 + (Q - Q_{q_i})^2 \right) \quad i = 4, 5, 6 \quad (2.8)$$

On retrouve une forme similaire aux équations de cercles données par G. F. Engen [ENG 77_a]. Chacune de ces équations représente en effet un cercle dans le plan Γ .

II.2.2.2 Interprétation graphique

Graphiquement, chacune des équations du modèle (2.5) peut être interprétée comme la somme d'une fonction sinusoïdale de la phase de Γ et une d'une fonction parabolique du module de Γ . Nous illustrons cette situation dans le cas du réflectomètre idéal suggéré par G. F. Engen [ENG 77_b]. Le module de q_i ($i = 4, 5, 6$) est fixé à 1.5 tandis qu'un angle de 120° permet d'obtenir une équipartition de ces points autour de l'origine. Le détecteur de référence est choisi idéal ($d = 0$). Nous représentons sur le graphe ci-dessous l'évolution des puissances normalisées en fonction de la phase de Γ pour un module de Γ égal à l'unité.

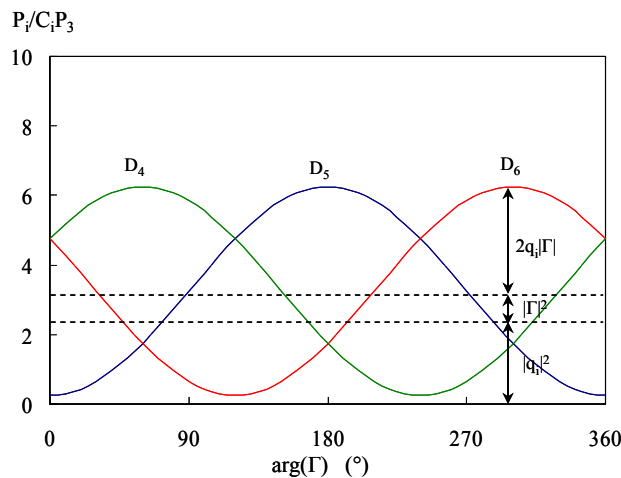


Figure II-1 : Représentation graphique des équations du SPR pour l'inconnue Γ .

L'analyse des graphes nous montre effectivement que les valeurs moyennes des signaux évoluent au rythme du carré du module de Γ . L'intérêt d'utiliser ce type de graphe est qu'il permet de rendre compte de la validité d'un dispositif six-port sur une plate-forme de CAO (par exemple ADS) en interprétant aussi bien de manière qualitative que quantitative l'évolution des signaux mesurés en fonction du module et de la phase de la charge considérée, et ce pour un dispositif six-port quelconque. Une discussion sur la pertinence du modèle et sa validité est menée ci-après.

II.2.3 Imperfections des réflectomètres six-port

Le réseau six-port se résume généralement à une 'boite noire' à six accès représentée par sa matrice de dispersion. Or, en pratique, il se compose d'éléments (lignes de transmission, coupleurs, lignes à retards, charges adaptées) dont les imperfections peuvent limiter la validité du modèle (2.4) qui rappelle le suppose que les détecteurs de puissance sont adaptés.

Aussi pour prendre en compte ces éventuelles imperfections et assurer la validité des modèles, nous mettons en œuvre une étude système basée sur ADS. A titre d'illustration, nous considérons le réflectomètre six-port proposé par G. F. Engen [ENG 77_b] en 1977, donné en figure I-6. Ce dernier se compose d'une source hyperfréquence, de cinq coupleurs, de deux charges adaptées et de quatre détecteurs de puissance. Le système peut donc être subdivisé en sous blocs. Ainsi, les coupleurs sont représentés par leur matrice de dispersion tandis que les détecteurs sont représentés par un dipôle de coefficient de réflexion Γ_i ($i = 3, \dots, 6$) associé à la fonction permettant de réaliser la mesure de puissance P_i . Le dispositif sous test est représenté par un dipôle de coefficient de réflexion Γ .

On relève alors l'allure des quatre puissances P_i en fonction de la phase Φ de Γ pour un module de Γ constant. Nous venons ensuite interpoler les données simulées en fonction de Φ par le modèle suivant :

$$P_i = a_{i0} + a_{i1}|\Gamma|^2 + a_{i2}|\Gamma|\sin(\Phi) + a_{i3}|\Gamma|\cos(\Phi) + a_{i4}|\Gamma|^2\sin(2\Phi) + a_{i5}|\Gamma|^2\cos(2\Phi) + a_{i6}|\Gamma|^3\sin(3\Phi) + a_{i7}|\Gamma|^3\cos(3\Phi) \quad \text{pour } i = 3, \dots, 6 \quad (2.9)$$

Ce modèle est une extension du modèle (2.4) pour lequel les distorsions harmoniques spatiales d'ordre 2 (termes en 2Φ) et 3 (termes en 3Φ) sont également prises en compte. Les coefficients a_{ij} ($i = 3, \dots, 6$ et $j = 0, \dots, 7$) sont des quantités complexes intrinsèques au réflectomètre six-port. Pour un module de Γ égal à l'unité, ce modèle correspond à la décomposition en série de Fourier au troisième ordre de la puissance mesurée en fonction de Φ .

La non prise en compte de ces termes à des fins de simplification représente une source d'erreurs. Aussi, afin de quantifier l'erreur commise, nous définissons, pour chaque puissance P_i détectée ($i = 3, \dots, 6$), les facteurs $T_{i,1}$ et $T_{i,2}$ correspondant respectivement aux taux de distorsion harmonique du deuxième et du troisième ordre par rapport à l'harmonique fondamental :

$$T_{i,1} = \sqrt{\frac{a_{i4}^2 + a_{i5}^2}{a_{i2}^2 + a_{i3}^2}} \quad \text{et} \quad T_{i,2} = \sqrt{\frac{a_{i6}^2 + a_{i7}^2}{a_{i2}^2 + a_{i3}^2}} \quad i = 3, \dots, 6 \quad (2.10)$$

Nous savons, de par l'expérience acquise dans la réalisation de réflectomètres six-port, que les paramètres prépondérants dans la déformation des sinusoides sont l'adaptation et l'isolation des coupleurs ainsi que l'adaptation des détecteurs. Par conséquent, nous proposons de fixer l'adaptation des détecteurs à -15 dB (cas classique d'une adaptation résistive) et de paramétrer les deux autres variables des coupleurs. Nous calculons ensuite les taux de distorsion pour les différentes topologies de réflectomètres considérées. Nous considérons à titre d'exemple le cas de la puissance P_3 . Le dispositif sous test est un court-circuit glissant ($|\Gamma| = 1$) dont la phase Φ varie entre 0 et 360° . Les principaux résultats sont résumés dans le tableau ci-dessous.

adaptation coupleurs (dB)	isolation coupleurs (dB)	adaptation détecteurs (dB)	$T_{3,1}$ (%)	$T_{3,2}$ (%)
-100	-100	-15	7.1	0.5
-30	-30	-15	12.4	1.5
-20	-20	-15	25.8	6.6
-15	-15	-15	47.6	22.9

Tableau II-1 : Taux de distorsion harmonique pour la puissance P_3 .

Ces résultats montrent que les signaux se déforment au fur et à mesure que les performances du système se dégradent. Une approximation des puissances détectées, en ne prenant en compte que les termes constants (a_{i0} et a_{i1}) et les termes de l'harmonique fondamental (a_{i2} et a_{i3}), peut induire des erreurs significatives sur la mesure de Γ . Signalons que les simulations ont été effectuées pour différents modules du coefficient de réflexion variant de 0 dB à -20 dB et ont abouties aux mêmes résultats. Par conséquent, le modèle (2.9) permet de mieux rendre compte de la nature des signaux mesurés sur les détecteurs de puissance. Dans ce travail, nous avons considéré un modèle d'interpolation au troisième ordre. Néanmoins, en fonction du cahier des charges retenu pour la réalisation des divers éléments du réflectomètre six-port et de la précision de mesure escomptée sur la détermination de Γ , le modèle peut être adapté à un ordre n quelconque. Nous voyons donc que se pose la question du compromis entre la précision escomptée sur les mesures et le nombre de charges nécessaires pour atteindre cette précision. Signalons que chaque puissance détectée requière la connaissance de six constantes de calibrage pour le deuxième ordre et de huit coefficients pour le troisième ordre. Ces coefficients sont déterminés par une méthode de calibrage explicite que nous développons dans la suite du manuscrit.

II.2.4 Validation à 35 GHz sur un dispositif réalisé à l'IEMN

Après avoir mis en avant, à l'aide de simulations sur le logiciel ADS, les effets des imperfections du réflectomètre sur la validité du modèle usuellement utilisé pour exprimer les puissances détectées en fonction du coefficient de réflexion Γ du DST, nous proposons de valider l'étude précédente sur un cas pratique. Nous considérons le cas d'un dispositif réalisé à l'IEMN, dénommé SPMS-35000 (S-Parameter Measurement System) et permettant la mesure vectorielle d'un coefficient de réflexion Γ à 35 GHz [MAA 05]. Il est réalisé en technologie MHMIC, le réseau six-port étant gravé sur un substrat de Duroid RO3003. La détection de puissance est effectuée à l'aide de diodes Schottky 'zero-bias' associées à un réseau d'adaptation résistif. L'adaptation des détecteurs est de l'ordre de -17 dB à 35 GHz. Notons que le système complet utilise une source gunn pour délivrer le signal de source, un isolateur pour garantir la stabilité de celle-ci ainsi qu'un atténuateur pour le réglage de la puissance délivrée. Ces périphériques étant disponibles au laboratoire en guide WR28 et pour rester compatible avec cette technologie, nous avons opté pour des mesures en guide. Nous avons donc utilisé une transition guide micro-ruban pour la connexion du DST à l'accès de mesure (micro-ruban). Du fait des contraintes mécaniques appliquées sur la transition,

l'adaptation du port de mesure s'en trouve dégradée. Nous disposons donc d'un cas pratique intéressant de par ses imperfections qui permet de juger de la qualité de la modélisation adoptée. Le DST est un piston de court-circuit variable constitué d'un tronçon de guide WR28 à l'intérieur duquel on peut déplacer un piston métallique rectangulaire de section quasiment égale à la section intérieure du guide ($3.56 \times 7.12 \text{ mm}^2$). Après avoir étalonné le DST à l'analyseur de réseaux HP 8510C, nous relevons les quatre tensions détectées en fonction de la phase de Γ . En considérant le modèle des puissances détectées (2.9) au premier ordre ($a_{i4} = a_{i5} = a_{i6} = a_{i7} = 0$), les quantités a_{ij} peuvent être déterminées, lorsque le court-circuit glissant est connecté au port de mesure, en interpolant les données expérimentales. Nous donnons en figure II-2 les résultats obtenus dans le cas de la tension détectée V_1 après amplification.

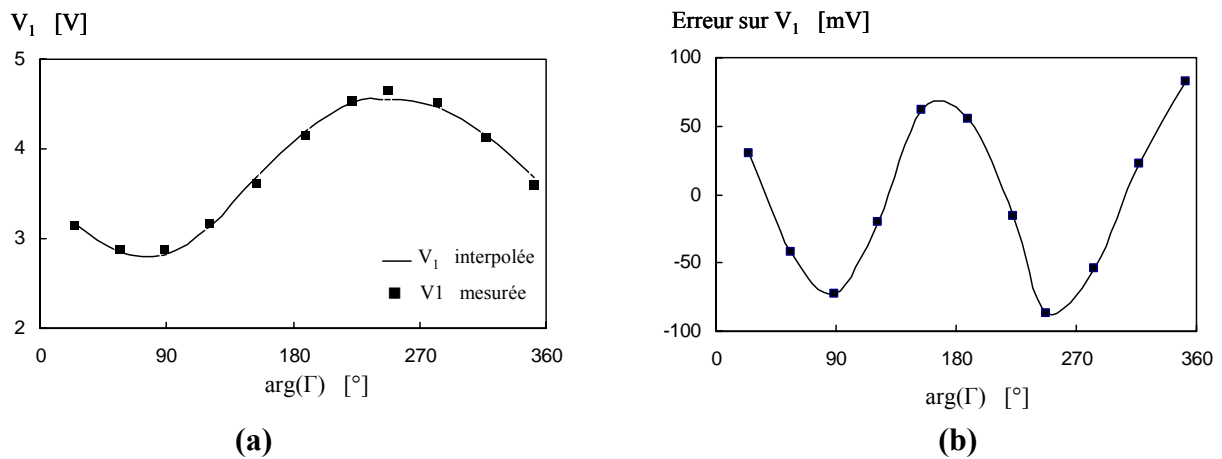


Figure II-2 : (a) Comparaison entre V_1 mesurée (ADS) et V_1 interpolée au premier ordre. (b) Différence entre V_1 mesurée (ADS) et V_1 interpolée.

Le graphe de gauche met en avant l'existence d'écarts. Afin de mieux apprécier les variations entre ces deux types de données, nous représentons en figure II-2.b la différence observée. Ce deuxième graphe met clairement en avant l'existence d'un second harmonique qui doit être compensé par une modélisation plus robuste, donc à un ordre supérieur. Ainsi, nous représentons en figure II-3 l'écart observé entre les grandeurs modélisée et mesurée en considérant maintenant un modèle d'interpolation au deuxième ordre.

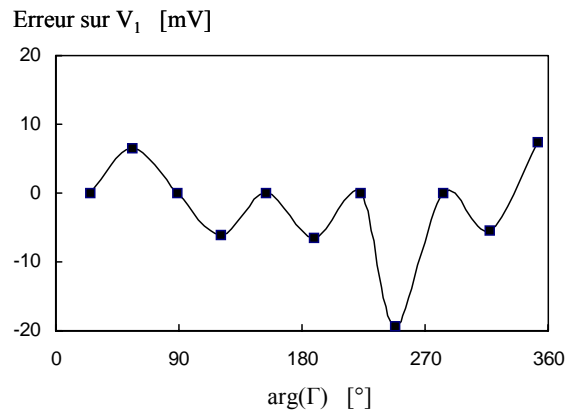


Figure II-3 : Différence entre V_1 mesurée (ADS) et V_1 interpolée au deuxième ordre.

Ce relevé montre la pertinence de la modélisation à un ordre supérieur. Dans le cas présent, l'écart entre les deux sources de données est réduit dans un rapport cinq. Signalons également que l'erreur résiduelle peut davantage être réduite en prenant en compte dans la modélisation les harmoniques d'ordres supérieurs [HAD 05_a].

Dans l'objectif d'évaluer la répercussion des erreurs engendrées par la non prise en compte des termes harmoniques du second ordre, une campagne d'essais consistant à mesurer des charges présentant des coefficients de réflexion Γ dont le module présente, en linéaire, une dynamique de [0,1 ; 0,9] a montré qu'une modélisation au second ordre permet de garantir des erreurs inférieures à 3% sur le module et à 1° sur la phase sur toute la dynamique considérée alors qu'une modélisation au premier ordre s'accompagne d'erreurs pouvant atteindre 20% sur le module et environ 10° sur la phase [HAD 05_a].

Des comparaisons sur les modélisations au premier, deuxième et troisième ordre pour les dispositifs développés dans le cadre de cette thèse ordre sont également discutées dans le chapitre III de ce manuscrit.

II.2.5 Conclusion

Dans ce paragraphe, nous avons proposé un modèle basé sur celui suggéré par G. F. Engen [ENG 77_a] consistant à exprimer les grandeurs d'intérêt en fonction des puissances mesurées sur les détecteurs d'un dispositif six-port. Cependant, nous avons vu que le modèle est très intimement lié à la qualité de la réalisation et peut donc souffrir d'un manque de précision. A cet effet, nous avons apporté des traitements complémentaires basés sur un développement harmonique de la fonction représentant le coefficient de réflexion à mesurer.

Enfin, une validation sur un cas pratique a permis de mettre en avant la pertinence du modèle.
Nous nous attachons par la suite à proposer de nouvelles architectures de dispositifs six-port.

II.3 ARCHITECTURES A BASE DE SIX-PORT ET QUATRE-PORT

II.3.1 Introduction

L'objectif de cette partie est la présentation des dispositifs basés sur la technique six-port permettant la mesure de coefficients de réflexion ou/et de transmission. Nous proposons une première architecture permettant la mesure du rapport entre deux signaux complexes cohérents. Ce système dénommé corrélateur complexe six-port constitue la brique de base des dispositifs de mesure de paramètres S qui seront exposés par la suite. Au même titre que pour le réflectomètre six-port, nous développons les aspects théoriques du corrélateur complexe six-port en terme de 'problème direct – problème inverse' afin de faciliter son analyse. Le choix de la technologie hybride a été retenu pour des raisons de simplicité de réalisation et de faible coût [GLAY 99] – [HAD 03]. Un nouveau dispositif, dénommé corrélateur complexe quatre-port, permettant de mesurer le rapport entre deux signaux complexes cohérents, dont la puissance du signal inconnu est inférieure à celle du signal de référence permet une simplification de l'architecture qui laisse entrevoir des perspectives intéressantes quant à de nouvelles applications industrielles. Ce système utilise de surcroît des diviseurs de puissance et des additionneurs qui s'avèrent comme particulièrement adaptés pour des applications larges bandes.

Dans un deuxième temps, nous proposons deux dispositifs basés sur le corrélateur complexe six-port qui permettent pour le premier la mesure d'un coefficient de réflexion et pour le deuxième la mesure simultanée d'un coefficient de réflexion et de transmission d'un quadripôle symétrique. La particularité de ce deuxième type de dispositif par rapport aux DSPNAs (Dual Six-Port Network Analyzers) existants est qu'il permet d'allier des mesures en temps réel, une simplicité dans la réalisation et offre des possibilités d'intégration. De la même manière, nous exposons deux dispositifs basés sur le corrélateur complexe quatre-port permettant successivement la mesure d'un coefficient de réflexion passif ($|\Gamma| < 1$) et la mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission d'un quadripôle symétrique ($S_{11} = S_{22}$ et $S_{12} = S_{21}$) et passif ($|S_{11}| < 1$ et $|S_{12}| < 1$).

II.3.2 Briques de base pour la conception de dispositifs six-port

II.3.2.1 Introduction

Nous nous intéressons ici au cœur des systèmes que constitue le réseau six-port. Nous décrivons les étapes pour analyser, dimensionner et concevoir un réseau six-port. Nous proposons par ailleurs une simplification du réseau six-port en un réseau quatre-port dont la particularité est de s'affranchir de deux détecteurs de puissance. Une discussion est proposée sur la validité de ce type d'architecture.

II.3.2.2 Analyse du corrélateur complexe six-port

Les dispositifs retenus pour la détermination de paramètres S consistent en l'utilisation de corrélateurs complexes six-port. L'association d'un réseau six-port à quatre détecteurs de puissance constitue un corrélateur complexe qui permet d'extraire par corrélation de deux sources cohérentes, les parties réelle (I) et imaginaire (Q) relatives au produit de corrélation complexe des entrées a_1 et a_2 (figure II-4). Dans le cas présent, il traite des signaux monochromatiques issus d'une même source.

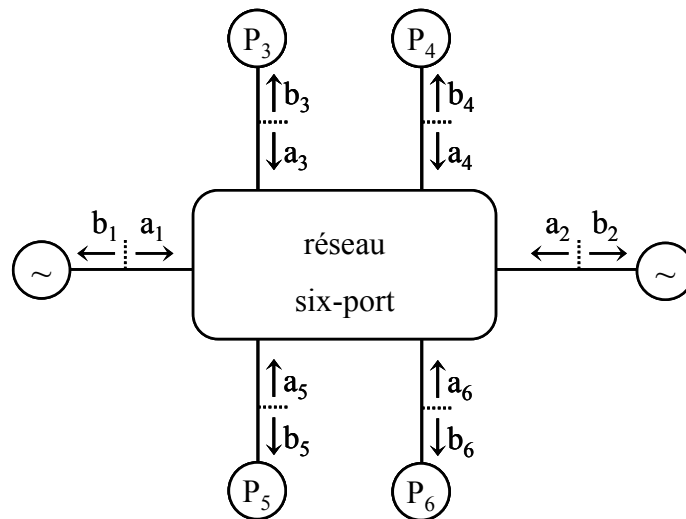


Figure II-4 : Synoptique du corrélateur complexe.

Par sa capacité à calculer le rapport complexe entre les signaux complexes a_1 et a_2 , le corrélateur complexe trouve des applications dans des domaines aussi variés que les radars ou les télécommunications [HEN 05] – [GUI 00]. Pour une utilisation en réflectométrie six-port, il faut adjoindre au corrélateur complexe des coupleurs ou/et diviseurs de telle manière qu'une

seule source branchée sur le port 1 alimente également le port 2 où est connecté le DST de coefficient de réflexion Γ .

Avant de proposer des systèmes dédiés à la mesure de paramètres S ou à d'autres applications, il est nécessaire de disposer d'une théorie générale qui permette de calculer la répartition des points q_i d'un corrélateur six-port au même titre que pour le réflectomètre six-port. Nous développons dans ce paragraphe les équations régissant le comportement du corrélateur complexe en nous basant d'une part sur les travaux de G. F. Engen (cf. § I.2.3) et d'autre part sur les développements complémentaires apportés au paragraphe § II.2.2..

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 ne sont pas indépendantes mais couplées aux paramètres S du réseau six-port par les six équations suivantes :

$$b_i = \sum_{j=1}^6 S_{ij} a_j \quad \text{pour } i = 1, \dots, 6 \quad (2.11)$$

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

$$b_i = S_{i1} a_1 + S_{i2} a_2 \quad \text{pour } i = 3, \dots, 6 \quad (2.12)$$

Les puissances mesurées au niveau des détecteurs D_i ($i = 3, \dots, 6$) s'écrivent d'après l'équation (1.3) :

$$P_i = |b_i|^2 = |S_{i1} a_1 + S_{i2} a_2|^2 \quad \text{pour } i = 3, \dots, 6 \quad (2.13)$$

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 :

$$P_i = |S_{i2}|^2 |a_1|^2 \left| X + \frac{S_{i1}}{S_{i2}} \right|^2 \quad \text{pour } i = 3, \dots, 6 \quad (2.14)$$

Au même titre que le réflectomètre six-port, l'un des détecteurs peut être 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 :

$$P_3 = |S_{31}|^2 |a_1|^2 |dX + 1|^2 \quad \text{avec} \quad d = \frac{S_{32}}{S_{31}} \quad (2.15)$$

Pour un système idéal, $d = 0$.

En normalisant les puissances détectées aux accès 4, 5 et 6 par rapport à celle détectée à l'accès 3, les mesures deviennent indépendantes de la puissance délivrée par le générateur. On aboutit finalement au système d'équations suivant :

$$p_i = \frac{P_i}{P_3} = C_i \left| \frac{X - q_i}{dX + 1} \right|^2 \quad \text{pour } i = 4, 5, 6 \quad (2.16)$$

$$\text{avec :} \quad C_i = \left| \frac{S_{i2}}{S_{31}} \right|^2 \quad \text{et} \quad q_i = -\frac{S_{i1}}{S_{i2}} \quad (2.17)$$

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

$$p_i = \frac{P_i}{P_3} = C_i |X - q_i|^2 \quad (2.18)$$

Comme nous l'avons fait pour le réflectomètre six-port (cf. § II.1.2.), le modèle (2.18) peut être développé simplement sous forme de '*problème direct*' par :

$$p_i = \frac{P_i}{P_3} = C_i \left(|X|^2 + |q_i|^2 + 2|q_i||X| \cos(\arg(q_i) - \arg(X)) \right) \quad \text{pour } i = 4, 5, 6 \quad (2.19)$$

Ces trois équations permettent d'exprimer le module, $|X|$, et la phase, $\arg(X)$, en fonction des quatre puissances mesurées par les détecteurs. Le corrélateur est entièrement caractérisé par onze paramètres : quatre quantités complexes (q_i, d) et trois facteurs d'échelle réels (C_i).

Nous retrouvons des formes similaires aux développements mathématiques décrits dans le cadre du réflectomètre six-port. Il est également possible d'exprimer les parties réelles et imaginaires de $|X|$ et q_i par les expressions suivantes :

$$I = \text{Re}(X) \quad \text{et} \quad Q = \text{Im}(X) \quad (2.20)$$

$$I_{q_i} = \text{Re}(q_i) \quad \text{et} \quad Q_{q_i} = \text{Im}(q_i) \quad i = 4, 5, 6 \quad (2.21)$$

Cette formulation permet d'aboutir à des expressions de formes équivalentes à celles données en (2.8) :

$$p_i = C_i \left((I - I_{q_i})^2 + (Q - Q_{q_i})^2 \right) \quad i = 4, 5, 6 \quad (2.22)$$

Graphiquement, ces équations représentent des cercles de centre q_i et de rayon $r_i = \sqrt{p_i/C_i}$. L'équation (2.17) permet d'exprimer directement la position des points q_i en fonction des paramètres S du réseau six-port.

L'analyse d'un dispositif six-port se décompose alors suivant les étapes :

- Choix des points q_i en fonction du cahier des charges,
- Choix d'une topologie de réseau six-port vérifiant les relations (2.17),
- Conception sur plateforme de CAO et optimisation du modèle d'équations (2.22).

II.3.2.3 Conception d'un corrélateur complexe six-port

Comme nous l'avons mentionné dans le paragraphe précédent, le corrélateur complexe constitue la brique de base pour la réalisation de dispositifs destinés à l'analyse de réseaux ou aux télécommunications. Par exemple nous présentons dans ce paragraphe une structure de corrélateur complexe six-port qui servira à la conception et à la réalisation de systèmes dédiés à nos applications. .

Nous avons montré dans le premier volet de ce mémoire que l'analyse six-port a fait l'objet de nombreux travaux. Les systèmes réalisés ont été déclinés dans plusieurs gammes de fréquences allant de quelques MHz aux fréquences optiques, dans plusieurs technologies (hybride, MMIC, SIW, guides optiques). Avant de proposer de nouvelles architectures de corrélateurs complexes, nous apportons ici un éclairage sur nos motivations.

Comme nous l'avons relaté dans le premier chapitre de ce mémoire, l'une des thématiques du groupe CSAM concerne le contrôle non destructif (CND) et l'Evaluation Non Destructive (END) par des techniques micro-ondes et millimétriques [GLA 00_a] – [GLA 00_b]. Les travaux initiés il y a une quinzaine d'années [LAS 95] – [LAS 00_a] – [LAS 00_b] – [LAS 00_c] sont portés par la volonté de fédérer des disciplines diverses (hyperfréquences, propagation, traitement de signal et d'images, physique des matériaux,...) dans le but d'aboutir à une END hyperfréquence compatible avec un usage industriel. Aussi, une préoccupation du groupe de recherche est d'intégrer très tôt dans le développement de notre recherche académique des contingences liée à des potentialités de développer à court et moyen termes des industrielles (faible coût, encombrement, environnement outdoor).

Afin de rester compatible avec un contexte industriel, nous avons donc décidé de concevoir des dispositifs hyperfréquences en technologie hybride utilisant des lignes de transmission, des coupleurs, des charges adaptées et des détecteurs de puissance à diodes [GLA 99]. Une particularité du corrélateur complexe proposé est de s'affranchir du détecteur de référence. Ce choix est motivé par la difficulté de réaliser un détecteur de référence indépendant du signal à mesurer et du fait que nous utilisons une source externe stable. Ainsi, nous utilisons les quatre détecteurs pour obtenir une équipartition, autour de l'origine, des points q_i ($i = 3, \dots, 6$) correspondant à un écart de phase de 90° . Nous avons également choisi un module théorique de q_i ($i = 3, \dots, 6$) égal à l'unité afin d'obtenir une bonne sensibilité des détecteurs. Rappelons que si $q_i < 1$, le rayon minimal est nul, obligeant le détecteur à présenter une dynamique infinie.

Signalons également que cette configuration des points q_i est relative à des composants idéaux. En pratique, la phase des points q_i varie avec la fréquence d'utilisation. Quand aux modules des points q_i , il est fortement dépendant des pertes dans les connecteurs de telle manière que la puissance hyperfréquence issue du DST et arrivant sur les détecteurs est toujours inférieure à celle issue de la source. Aussi, en pratique, le module des points q_i est toujours supérieur à l'unité. Ceci est d'autant plus vrai en gamme de fréquences millimétriques où nous utilisons des transitions micro-ruban – connecteur V suivi de transitions connecteur V – guide WR15 (cf. § III.3.3).

Ces deux critères peuvent être formulés de telle manière que les points q_i ($i = 3, \dots, 6$) constituent les arêtes d'un carré autour du cercle unité (figure II-5).

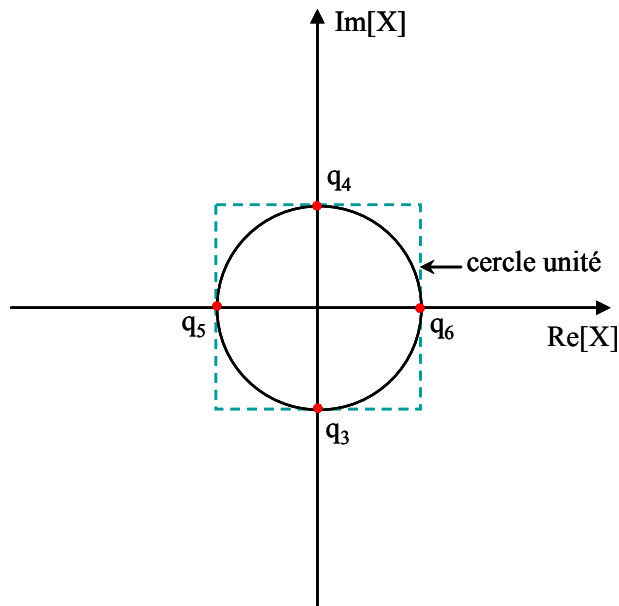


Figure II-5 : Distribution des points q_i du corrélateur complexe.

La détermination des paramètres S d'un réseau six-port répondant à ces critères constitue la prochaine étape de l'analyse. D'après l'équation (2.17), nous pouvons exprimer les points q_i ($i = 3,4,5,6$) en fonction des paramètres S du réseau six-port par :

$$q_3 = -j = -\frac{S_{31}}{S_{32}} \quad q_4 = j = -\frac{S_{41}}{S_{42}} \quad q_5 = -1 = -\frac{S_{51}}{S_{52}} \quad q_6 = 1 = -\frac{S_{61}}{S_{62}} \quad (2.23)$$

La deuxième étape de l'analyse consiste au choix d'une topologie de réseau six-port vérifiant les relations (2.23). Bien évidemment, il existe une infinité de configurations relatives à cette configuration. Nous avons opté pour une topologie réalisée à base de coupleurs directifs de type branchline qui a fait l'objet de nombreuses réalisations en gammes de fréquences micro-onde et millimétrique. [HAD 03] – [MAA 05] – [LAS 00_a].

Les étapes de conception du corrélateur six-port sont données en *Annexe A*. Le choix du dispositif ainsi retenu pour satisfaire les relations données ci-dessus se traduit par une structure comprenant quatre coupleurs de type 'branchline', quatre détecteurs quadratiques, deux charges adaptées et d'une ligne à retard 90° comme l'illustre la figure II-6. Signalons qu'une structure équivalente consiste à remplacer la ligne à retard 90° par un coupleur directif associé à deux charges adaptées.

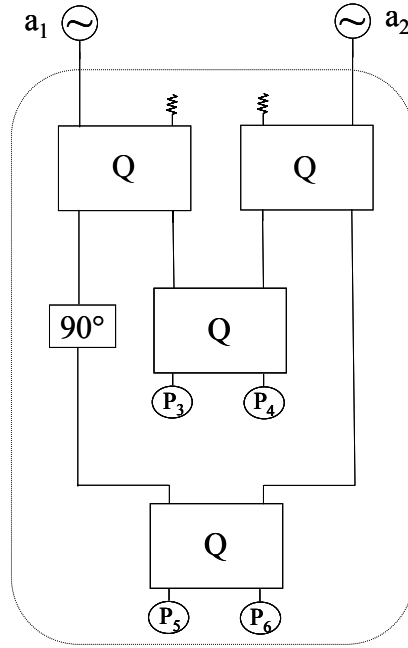


Figure II-6 : Structure du corrélateur complexe six-port.

Ce dispositif constitue le cœur des systèmes que nous présentons dans les parties suivantes. Le modèle théorique (2.22), permettant d'exprimer le rapport entre les données I et Q et les quatre puissances mesurées, sera modifié en un modèle plus robuste du type (2.9) afin de prendre en compte les imperfections engendrées par la réalisation.

II.3.2.4 Conception d'un corrélateur quatre-port

Ce paragraphe est destiné à proposer une nouvelle topologie de corrélateur d'ondes n'utilisant que deux détecteurs de puissance. A cette fin, nous nous appuyons sur deux constats mis en avant par la communauté scientifique de la technique six-port que nous donnons ci-dessous.

Durant la période de développement de la technique six-port, la possibilité d'utiliser une jonction cinq-port pour la mesure d'un coefficient de réflexion a été discutée et quelques réflectomètres cinq-port ont été reportés [ENG 77] – [LI 83] – [RIB 77] – [MUN 94] – [MAR 82]. Les travaux publiés dans la littérature ont conduit à la même conclusion, à savoir que l'application d'un réflectomètre cinq-port est limitée, en particulier, par une ambiguïté qui provient d'un signe dans la racine carré de la solution. Néanmoins, il a été montré la possibilité de mesurer un coefficient de réflexion passif ($|r| < 1$) au travers de la conception

d'un réflectomètre cinq-port approprié [MAR 82]. Dans cette configuration particulière, la résolution du problème inverse conduit à deux solutions passive pour l'une ($|I| < 1$) et active pour l'autre ($|I| > 1$) levant ainsi l'ambiguïté.

En second lieu, durant les dernières années, nous avons vu que plusieurs applications utilisant la technique six-port ont été proposées en tant que récepteur de télécommunications [EIR 05] – [HEN 05] – [SCH 02] – [TAT 02] ou discriminateur de phase ou de fréquence dans les radars [GUI 00] – [MOL 04]. Dans ces dispositifs, un oscillateur local de puissance constante est employé. En conséquence, le détecteur de référence utilisé pour normaliser les variations de la puissance de la source peut être supprimé et le réflectomètre six-port remplacé par un réflectomètre cinq-port. Notons que des réflectomètres six-port monochromatiques réalisés au sein du groupe CSAM n'utilisent pas de détecteur de référence car ces derniers emploient des sources Gunn ou des DRO relativement stables. Signalons également qu'il est difficile de réaliser un détecteur de référence qui ne dépende pas du coefficient de réflexion à mesurer.

Le résultat des deux considérations précédentes est la possibilité de mesurer une charge passive par l'utilisation d'un réflectomètre quatre-port connecté à une source stable. Ainsi, si le signal de référence est stable et sa puissance supérieure à celle du signal à mesurer, il est donc possible de réduire le nombre de détecteurs de puissance à deux pour déterminer le rapport complexe $X = a_2 / a_1$.

La position optimale des points q_i des deux détecteurs correspond à un espacement angulaire de 90° . Une des possibilités est de reprendre l'architecture du corrélateur complexe six-port donnée en figure 2.6 et de remplacer les diodes D_4 et D_6 par des charges adaptées. Néanmoins, comme les limitations fréquentielles du corrélateur six-port résident dans l'utilisation de coupleurs directifs et que nous visons, en plus, de nous affranchir de deux détecteurs, d'augmenter la bande de fréquences d'utilisation, nous proposons une topologie nouvelle basée sur l'utilisation de diviseurs de Wilkinson, d'additionneurs et d'un déphaseur 90° .

D'après l'équation (2.17), nous pouvons exprimer les points q_3 et q_4 en fonction des paramètres S du réseau six-port par :

$$q_3 = j = -\frac{S_{31}}{S_{32}} \qquad q_4 = -1 = -\frac{S_{41}}{S_{42}} \qquad (2.24)$$

Les étapes de conception du corrélateur six-port sont données en *Annexe A*. Le choix du dispositif ainsi retenu pour satisfaire les relations données ci-dessus se compose de quatre diviseurs de Wilkinson, d'une ligne à retard 90° et de deux détecteurs quadratiques (figure II-7).

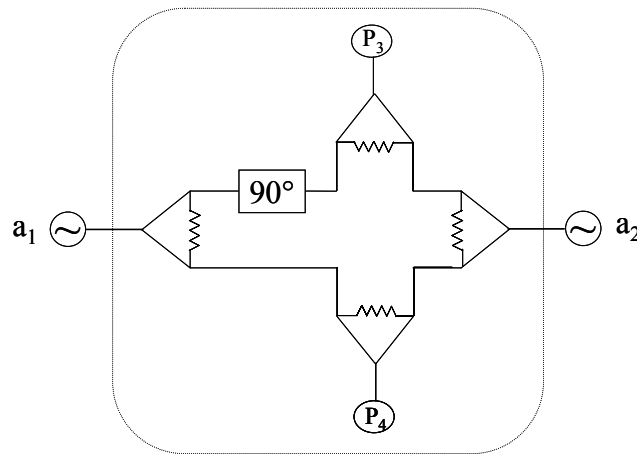


Figure II-7 : Structure du corrélateur complexe quatre-port.

Un autre avantage de cette architecture réside dans sa simplicité. Compte tenu de la technologie micro-ruban retenue, les limites fréquentielles sont liées essentiellement à la difficulté de réaliser une ligne à retard 90° large bande. En effet, le déphasage sur une ligne de transmission varie linéairement avec la fréquence. En pratique, le déphasage de 90° correspondant à un espacement optimum des points q_i ($i = 1, \dots, 4$) n'est valable que pour une fréquence et plus on s'écarte de celle-ci, plus les points q_i se rapprochent. Comme nous le verrons dans la suite du manuscrit, le calibrage du réflectomètre permet de prendre en compte cette évolution.

II.3.2.5 Conclusion

Nous avons montré dans ce paragraphe la possibilité d'obtenir une mesure du rapport complexe entre deux signaux monochromatiques cohérents à partir d'un corrélateur complexe six-port susceptible de répondre aux critères requis pour une application industrielle. Un dispositif dénommé corrélateur complexe quatre-port devrait également permettre de nouvelles applications en simplifiant l'architecture du système et en augmentant la bande fréquentielle d'utilisation.

Dans la suite de ce mémoire, nous proposons des dispositifs basés sur des corrélateurs complexes six-port et quatre-port pour la mesure de paramètres S.

II.3.3 Systèmes à base de corrélateurs six-port

II.3.3.1 Introduction

Avant d'aborder la présentation du système complet mesurant simultanément les coefficients de réflexion et de transmission d'un DST, nous exposons une configuration de réflectomètre six-port, permettant de mesurer un coefficient de réflexion seul.

II.3.3.2 Réflectomètre six-port

Le synoptique du dispositif de mesure du coefficient de réflexion est donné en figure II-8. A des fins de simplifications, nous décidons d'affecter les quatre tensions détectées des indices 1 à 4 en place des indices 3 à 6, utilisés jusqu'à présent, et que l'on trouve usuellement dans la littérature.

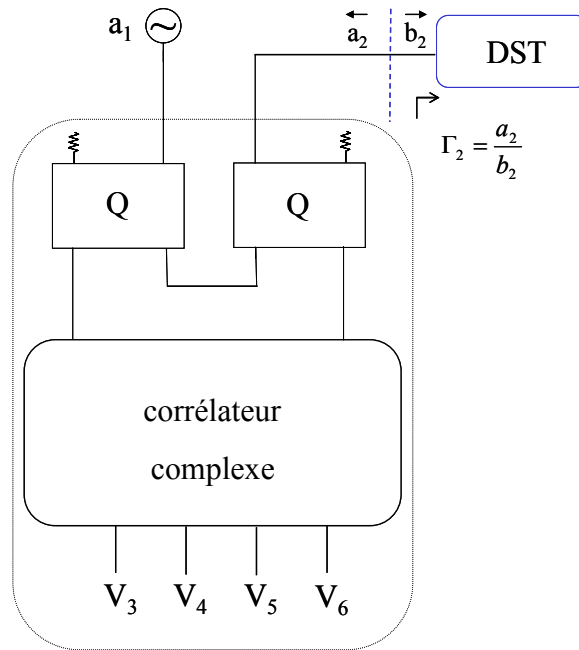


Figure II-8 : Structure du réflectomètre six-port.

La source hyperfréquence délivre le signal a . Ce signal est divisé au moyen d'un premier coupleur afin d'alimenter l'une des entrées du corrélateur complexe et d'un deuxième coupleur afin d'alimenter le port de mesure associé à l'accès du DST. Le signal réfléchi par celui-ci est injecté, au travers de ce deuxième coupleur à l'autre entrée du corrélateur complexe. Nous obtenons finalement quatre tensions continues notées V_1 à V_4 permettant de calculer le coefficient de réflexion Γ , dans le plan d'accès du DST. Les étapes de conception du réflectomètre six-port sont données en *Annexe B*.

Les lieux des points q_i ($i = 1, \dots, 4$) peuvent être calculés à l'aide de la relation (1.27) :

$$q_1 = -2j \quad q_2 = 2j \quad q_3 = -2 \quad q_4 = 2 \quad (2.25)$$

Nous donnons ci-dessous une représentation graphique de la répartition des points q_i :

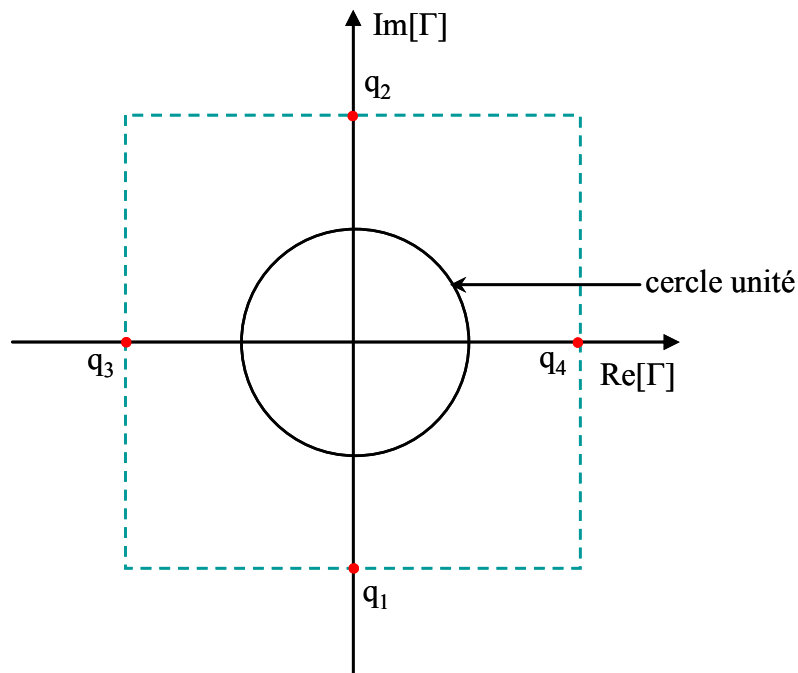


Figure II-9 : Distribution des points q_i du réflectomètre six-port.

Ce graphe montre que l'ajout de deux coupleurs au corrélateur six-port pour aboutir à un réflectomètre six-port s'accompagne d'une modification des points q_i (cf. figure II-4) dont le module est affecté d'un facteur 2.

II.3.3.3 Double Réflectomètre six-port

Comme nous l'avons souligné au chapitre I, l'analyseur de réseaux double six-port ou DSPNA mesure les quatre paramètres S d'un quadripôle. Initié en 1977 par C. A. Hoer [HOE 77] – [HOE 79], il se compose d'une paire de SPRs, d'un diviseur de puissance, d'un déphaseur et d'un atténuateur variables (cf. figure I-5). Les DSPNAs offrent des performances comparables aux analyseurs de réseaux hétérodynes mais à un moindre coût [BER 93] – [ABO 94] – [CHU 84] – [CRO 80] – [JUD 88] – [JUR 85]. Dans les années 1990, l'investigation de dispositifs s'affranchissant des déphaseurs ou/et des atténuateurs [JUD 90] – [WOO 90] a permis d'obtenir des vitesses d'opération plus importantes pour les DSPNAs mais a grandement augmenté la complexité des circuits. Dans les années 2000, les DSPNAs ont trouvé de nombreuses applications dans la caractérisation large signal de composants actifs telles que les mesures load-pull dans les bandes de fréquences micro-ondes et millimétriques [ABO 02] – [BEN 05] – [BEN 06]. L'ensemble de ces travaux a été la plupart

du temps dédié à l'établissement de techniques de mesure sans considérer vraiment les aspects systèmes en terme de vitesse d'opération, d'automatisation et de possibilités d'intégration.

Le dispositif que nous proposons combine les attributs d'une opération en temps réel, une simplicité dans sa réalisation et offre des possibilités d'intégration. En contre partie, ce dernier ne mesure que les coefficients de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}) d'un quadripôle sous test mais permet néanmoins de satisfaire à de nombreuses applications industrielles.

De manière à procéder à la mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission, nous associons deux corrélateurs complexes selon le synoptique donné en figure II-10.

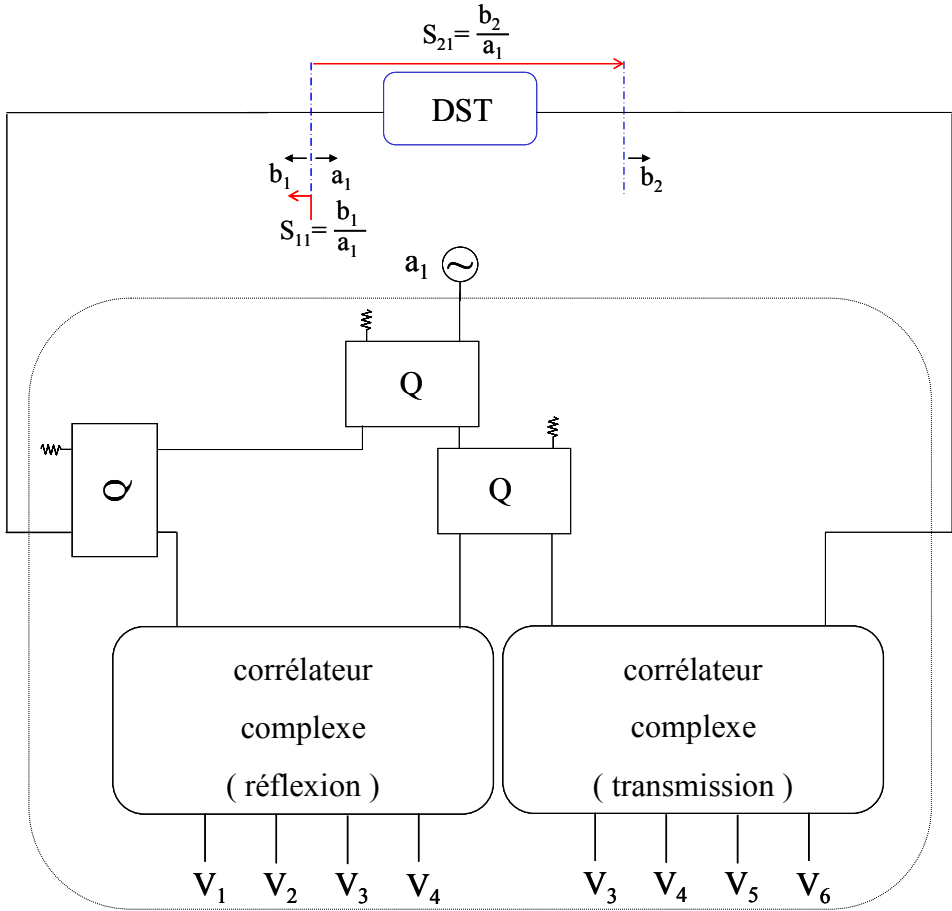


Figure II-10 : Structure du double réflectomètre six-port.

Le signal hyperfréquence, noté a , délivré par la source est divisé au travers de deux coupleurs afin de fournir les deux signaux de référence des corrélateurs complexes tandis que le troisième coupleur alimente le port de mesure associé à l'accès du DST. Les huit tensions V_1 à V_8 sont alors recueillies afin d'extraire les grandeurs S_{11} et S_{21} du quadripôle sous test.

Les lieux des points q_i ($i = 1, \dots, 8$), calculés à l'aide de la relation (1.27), sont donnés ci-dessous.

$$\begin{aligned}
 q_1 &= \sqrt{2}j & q_2 &= -\sqrt{2}j & q_3 &= \sqrt{2} & q_4 &= -\sqrt{2} \\
 q_5 &= j & q_6 &= -j & q_7 &= 1 & q_8 &= -1
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

Nous donnons ci-après une représentation graphique de cette répartition.

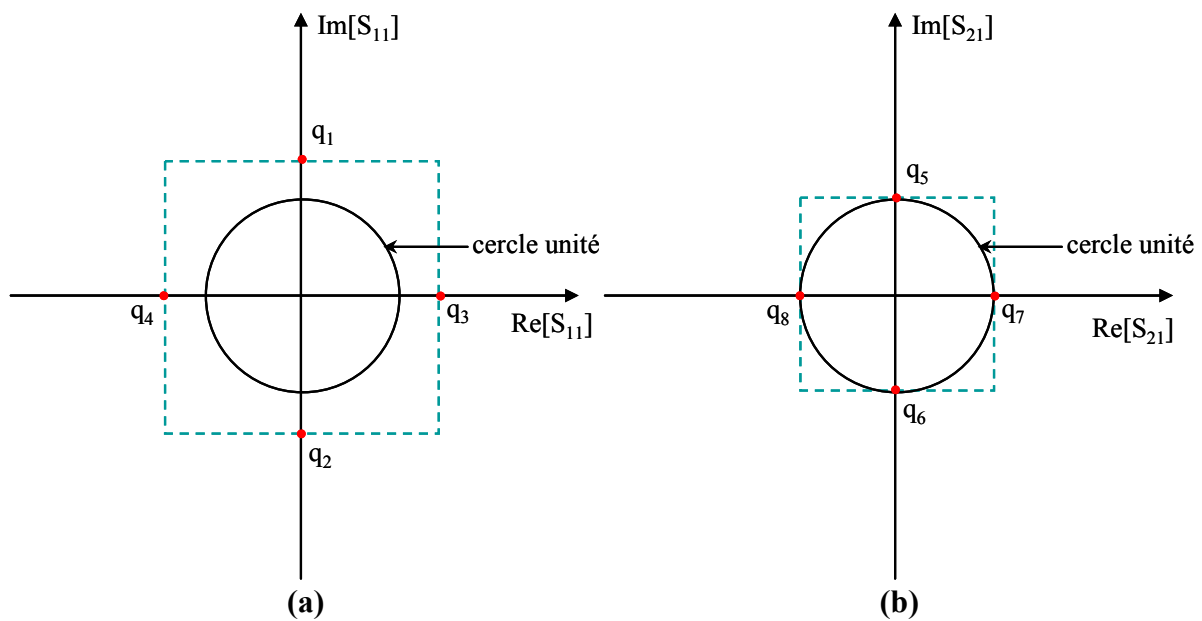


Figure II-11 : Distribution des points q_i du double réflectomètre six-port.

(a) : corrélateur en réflexion – (b) : corrélateur en transmission

Par comparaison avec le corrélateur complexe six-port (cf. figure II-4), nous remarquons que les lieux des points q_i ($i = 1, \dots, 8$) sont modifiés du fait de l'adjonction de trois coupleurs directifs (cf. figure II-10). Les points q_i ($i = 1, \dots, 4$) relatifs au corrélateur 'en réflexion' présentent un module de 1.5 et subissent des déphasages de π . De la même manière, les points q_i ($i = 5, \dots, 8$) relatifs au corrélateur 'en transmission' sont déphasés de π

en regard du corrélateur complexe six-port seul. Nous avons vu (cf. § I.2.3.3) que le module des points q_i est directement corrélé à la dynamique de mesure des détecteurs de puissance. Pour le corrélateur en transmission, les modules des points q_i ($i = 5, \dots, 8$) restent inchangés.

Signalons également que cette étude considère des éléments idéaux. La modélisation du problème directe permet de prendre en compte ces imperfections engendrées par la réalisation. Nous verrons notamment que les adaptations des ports de mesure et l'isolation entre ces ports de mesure sont appréhendées par la modélisation et le calibrage du dispositif (cf. II.4.3).

II.3.3.4 Conclusion

Dans un premier temps, de manière à procéder à la mesure d'un coefficient de réflexion, nous avons opté pour un dispositif basé sur un corrélateur complexe six-port. Ensuite, nous avons montré que la combinaison de deux corrélateurs complexes permettait la mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission d'un quadripôle symétrique.

Des dispositifs dérivés des deux précédents utilisant des corrélateurs complexes quatre-port pour la mesure de charges passives sont exposés dans la suite de ce travail.

II.3.4 Systèmes à base de réseaux quatre-port

II.3.4.1 Introduction

Nous nous intéressons dans un premier temps à définir une configuration de réflectomètre quatre-port permettant de mesurer un coefficient de réflexion seul. Puis, comme précédemment, nous envisageons la mesure simultanée de coefficients de réflexion et de transmission par l'association de deux corrélateurs quatre-port.

II.3.4.2 Réflectomètre quatre-port

Le synoptique du dispositif de mesure du coefficient de réflexion est donné en figure II-12.

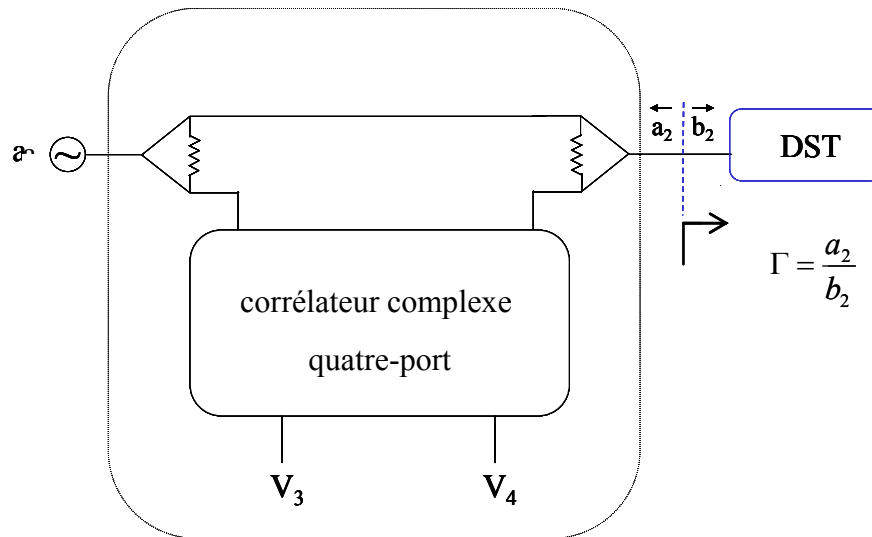


Figure II-12 : Structure du réflectomètre quatre-port.

Afin de rester compatible avec l'idée d'obtenir une largeur de bande fréquentielle plus grande qu'en utilisant des coupleurs directifs, nous adjoignons deux diviseurs de Wilkinson au corrélateur complexe quatre-port. La source hyperfréquence délivre un signal a . Ce signal est séparé au travers d'un diviseur de Wilkinson afin d'alimenter l'une des entrées du corrélateur complexe et d'un deuxième diviseur de Wilkinson afin d'alimenter le port de mesure associé à l'accès du DST. Le signal réfléchi par celui-ci est injecté, au travers de ce même diviseur à l'autre entrée du corrélateur complexe. Au final, le dispositif se compose de six diviseurs de Wilkinson, d'une ligne à retard 90° et de deux détecteurs quadratiques. La simplicité du circuit permet d'entrevoir une réalisation en gamme millimétrique et une intégration monolithique. Rappelons que ce système est dédié à la mesure de coefficients de réflexion passifs.

L'ajout de deux coupleurs au corrélateur d'ondes s'accompagne d'une modification des lieux des points q_i ($i = 1,2$). Comme pour les cas précédents, ces derniers peuvent être calculés à l'aide de la relation (1.27) :

$$q_1 = 2j \qquad q_2 = -2 \qquad (2.27)$$

Nous donnons ci-dessous une représentation graphique de cette répartition.

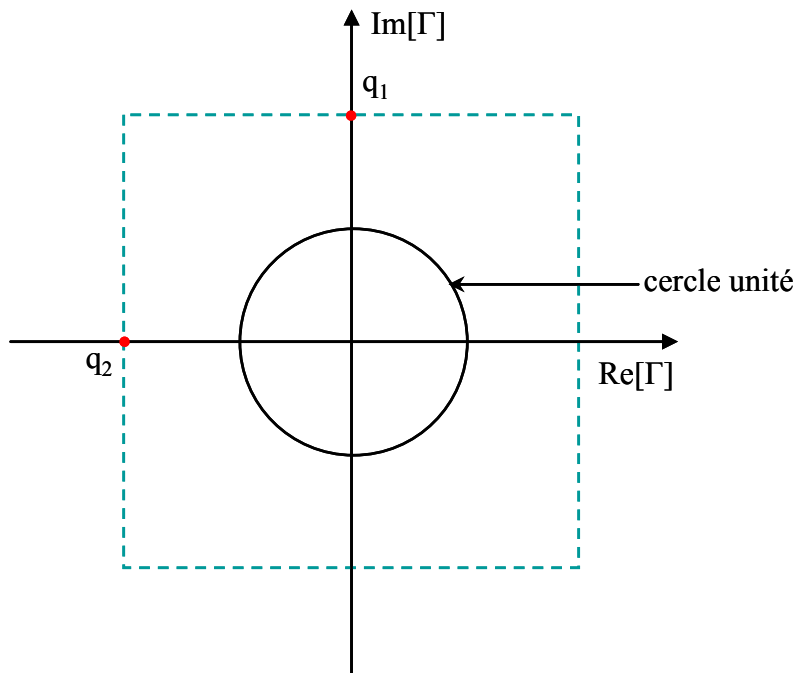


Figure II-13 : Distribution des points q_i du réflectomètre quatre-port.

Au même titre que pour le réflectomètre six-port, les lieux des points q_i du réflectomètre quatre-port sont modifiés du fait de la présence de deux diviseurs de puissance. Ainsi, les modules des points q_i présentent une valeur double de ceux du corrélateur complexe.

Il faut également signaler qu'un autre instrument qui a suscité l'intérêt de attiré la communauté scientifique est le réflectomètre quatre-port dit '*multi-state*'. La première version de ce réflectomètre est à mettre au compte des chercheurs du ' UK National RF and Microwave Standards Laboratory ' [OLD 83] – [OLD 85]. Ce dispositif aussi n'utilise, que deux détecteurs de puissance pour la mesure du coefficient de réflexion du DST mais requière l'utilisation de cinq espaceurs de précision en guide d'onde à insérer entre le port de mesure et le DST. Ainsi, cinq mesures sont nécessaires pour remonter au coefficient de réflexion du DST. Cette méthode s'est alors montrée difficile à mettre en œuvre et impossible à automatiser. D'autres recherches ont fourni des résultats intéressants en gamme de fréquences millimétriques [PER 90]. En 1996, une nouvelle topologie de circuit [YEO 96] incluant un déphaseur dans l'architecture du réflectomètre quatre-port '*multistate*' est proposée. Ce système qui emploie un déphaseur mais aussi un circulateur est d'autant plus contraignant du

point de vue de l'intégration ou pour réaliser des mesures en temps réel. Le système que nous proposons permet une détermination directe du coefficient de réflexion Γ à la place de trois mesures dans la version 'multi-state'.

II.3.4.3 Double Réflectomètre quatre-port

De manière à procéder à la mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission au même titre que pour le dispositif double réflectomètre six-port présenté précédemment, nous associons maintenant deux corrélateurs complexes quatre-port selon le synoptique de la figure II-14.

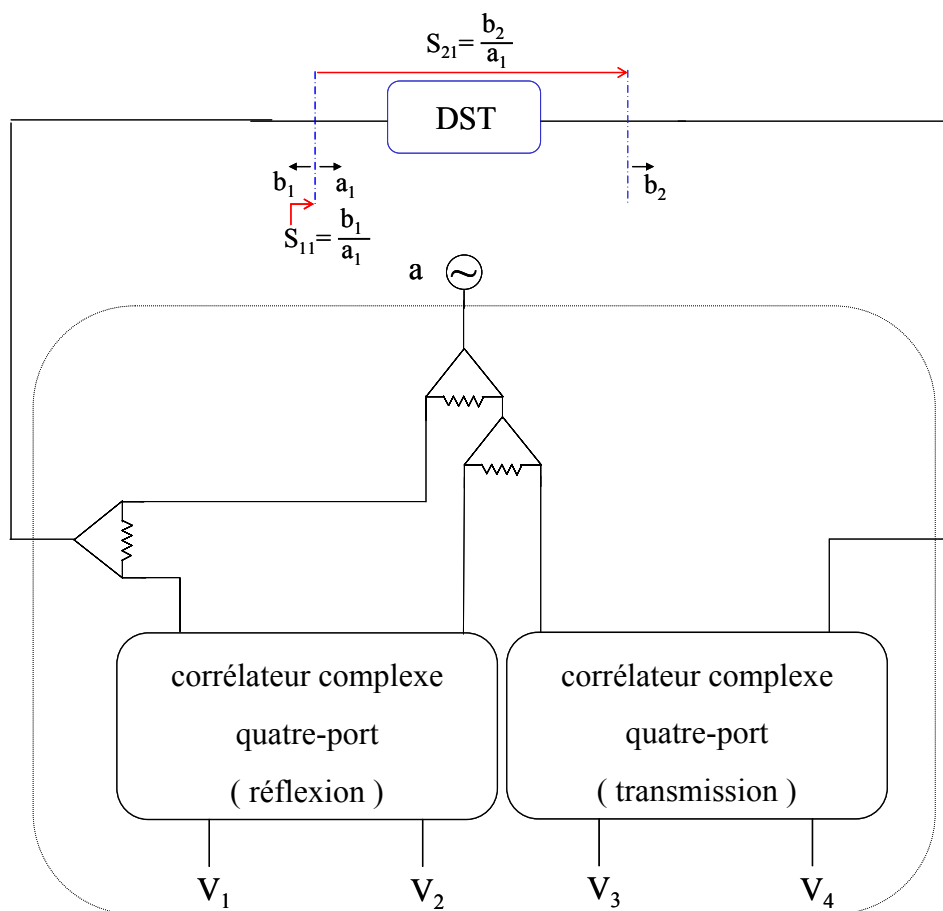


Figure II-14 : Structure du double réflectomètre quatre-port.

Le signal hyperfréquence, a , délivré par la source est séparé au travers de deux diviseurs de Wilkinson afin de fournir les deux signaux de référence des corrélateurs complexes tandis que le troisième diviseur de Wilkinson alimente le port de mesure associé à

l'accès du DST. Les quatre tensions V_1 à V_4 sont alors recueillies afin d'extraire les grandeurs S_{11} et S_{21} du quadripôle sous test.

Les lieux des points q_i ($i = 1, \dots, 4$), calculés à l'aide de la relation (1.27), sont donnés ci-dessous.

$$q_1 = \sqrt{2}j \quad q_2 = -\sqrt{2} \quad q_3 = j \quad q_4 = -1 \quad (2.28)$$

Nous donnons ci-dessous une représentation graphique de cette répartition.

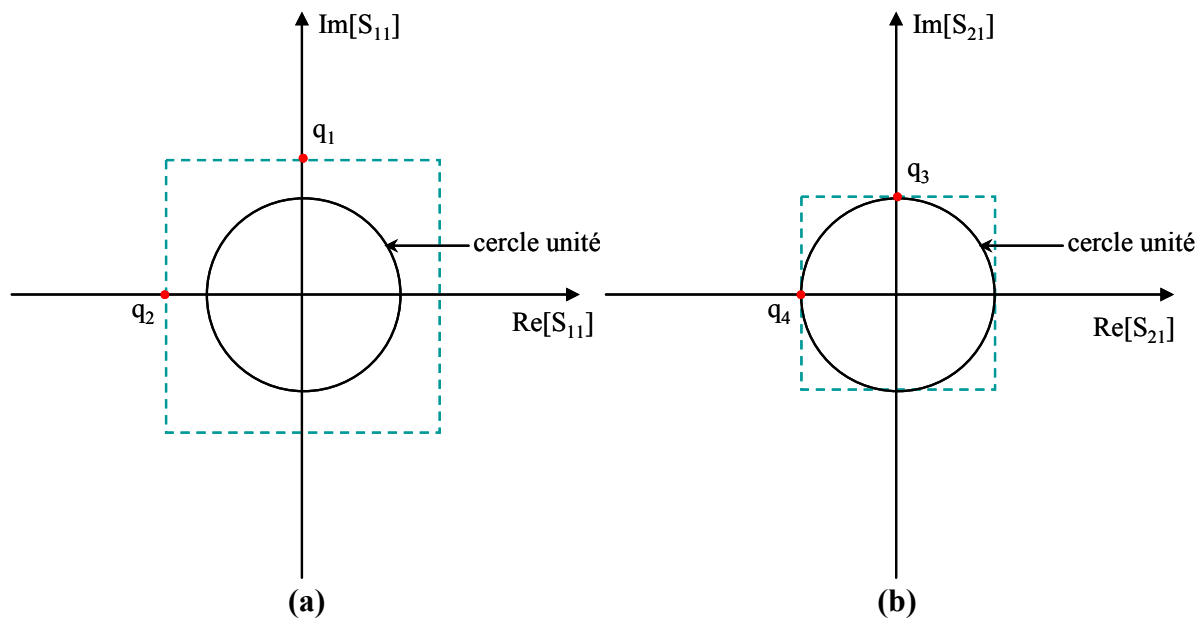


Figure II-15 : Distribution des points q_i du double réflectomètre quatre-port.

(a) : corrélateur en réflexion – (b) : corrélateur en transmission

Le graphe donné ci-dessus nous montre que le module des points q_i ($i = 1, 2$) du corrélateur 'en réflexion' est affecté d'un coefficient 1.5 en regard du corrélateur quatre-port seul. Le corrélateur 'en transmission' présente des points q_i ($i = 3, 4$) inchangés. De plus la distance des points par rapport à l'origine reste inchangée. La précision sur la détermination des coefficients de réflexion et de transmission est étroitement liée à la position des points q_i ($i = 1, \dots, 4$) qui présentent des modules de 1 et de 1.5 répondant ainsi aux critères usuels [ENG 77_b].

II.3.4.4 Conclusion

De manière à procéder à la mesure d'un coefficient de réflexion, nous avons opté pour un dispositif basé sur un corrélateur complexe quatre-port. La combinaison de deux corrélateurs complexes quatre-port permet quant à elle la mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission d'un quadripôle symétrique.

II.3.5 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté deux structures de corrélateurs complexes basées sur des réseaux six-port et quatre-port. Ces structures combinent des coupleurs directifs ou des diviseurs de Wilkinson. Nous avons également proposé des dispositifs pour la mesure de paramètres S basés sur l'utilisation de ces corrélateurs d'ondes en intégrant au mieux dans notre étude les contraintes inhérentes aux applications industrielles que sont les impératifs de coût, de vitesse d'opération, de facilité d'utilisation ou de possibilité d'intégration.

Dans la suite de ce mémoire, nous proposons une méthode de calibrage pour la prise en compte des imperfections des dispositifs proposés.

II.4 METHODE DE CALIBRAGE EXPLICITE

II.4.1 Introduction

Nous rappelons que la procédure utilisée pour obtenir les grandeurs qui régissent le fonctionnement du SPR (constantes de calibrage) nécessaires pour calculer le coefficient de réflexion du DST à partir des quatre mesures de puissance associées à l'inversion du modèle constitue le calibrage du dispositif.

L'étude présentée précédemment (cf. § 2.2.3) montre qu'un modèle robuste permet de prendre en compte les éventuelles imperfections des différents éléments constituant le dispositif (coupleurs, ligne à retard, charges adaptées) et le fait que, dans un souci de coût, nous utilisons des diodes pouvant présenter des sensibilités différentes (diodes non appairées). Compte tenu de la forme de ces équations caractéristiques, prenant en compte les distorsions harmoniques d'ordres supérieurs, il apparaît que le traitement de celles-ci est relativement moins aisé que celui adopté usuellement. En effet, les méthodes classiquement utilisées s'avèrent inadaptées [ENG 78]. Nous proposons donc une méthode, dite explicite, consistant à déterminer les constantes de calibrage du dispositif six-port avec un certain nombre de charges connues à l'aide d'un calcul matriciel. La phase de calibrage consiste alors en la détermination de ces inconnues par la mise en place d'un protocole de mesure [HAD 04] – [HAD 05_a] – [HAD 05_b]. Nous nous intéressons donc, dans un premier temps, à définir une méthode de calibrage explicite du SPR.

Contrairement aux deux corrélateurs six-port inclus dans les DSPNAs conventionnels qui ne mesurent pas des coefficients de réflexion et de transmission au sens propre du terme, le calibrage du double réflectomètre six-port se réduit au calibrage de chacun des corrélateurs complexes le constituant. Nous ajoutons néanmoins quelques éléments nouveaux afin de prendre en compte l'effet d'une mauvaise isolation entre les deux ports de mesure.

Le formalisme développé pour les SPRs est naturellement valable pour les systèmes utilisant des corrélateurs complexes quatre-port. Ainsi, les méthodes de calibrage que nous développons dans ce paragraphe sont directement adaptables aux systèmes quatre-port en considérant deux puissances mesurées par corrélateur en lieu des quatre puissances mesurées dans le cas du corrélateur six-port.

II.4.2 Définition d'une méthode de calibrage.

II.4.2.1 Introduction

Nous savons, de part l'expérience acquise dans la réalisation et le test de circuits six-port, qu'une modélisation au deuxième ordre permet de satisfaire à l'ensemble des dispositifs réalisés et présentés ultérieurement au chapitre III. En ce sens, nous adoptons par la suite les développements mathématiques principalement au deuxième ordre et nous discutons la pertinence de la méthode pour des ordres supérieurs.

Nous donnons ci-après le modèle retenu pour exprimer les tensions détectées V_1 à V_4 en fonction du module $|I|$ et de la phase Φ du coefficient de réflexion Γ du DST :

$$\begin{aligned} V_i = a_{i0} + a_{i1}|\Gamma|^2 + a_{i2}|\Gamma|\sin(\Phi) + a_{i3}|\Gamma|\cos(\Phi) \\ + a_{i4}|\Gamma|^2 \sin(2\Phi) + a_{i5}|\Gamma|^2 \cos(2\Phi) \end{aligned} \quad \text{pour } i = 1, \dots, 4 \quad (2.29)$$

En utilisant les parties réelles et imaginaires de Γ au travers des expressions données en (2.6), il est alors possible de reformuler le modèle précédent par :

$$V_i = b_{i0} + b_{i1}I + b_{i2}Q + b_{i3}I^2 + b_{i4}Q^2 + b_{i5}IQ \quad \text{pour } i = 1, \dots, 4 \quad (2.30)$$

Cette formulation permet d'aboutir à une forme polynomiale plus élégante du problème où les termes b_{ij} représentent des constantes de calibrage ne dépendant que des termes a_{ij} . L'avantage d'utiliser un tel développement est d'affecter les mêmes domaines de variation aux deux grandeurs d'intérêt ($I \in [-1, 1]$ et $Q \in [0 - 1, 1]$) que nous cherchons à déterminer. En effet, compte tenu de la forme des expressions, il apparaît que l'inversion de celles-ci nécessite la mise en œuvre d'une résolution numérique à deux dimensions.

Une analyse plus rigoureuse des équations (2.30) nous permet de donner une interprétation graphique des expressions. Ces formes générales sont des équations d'ellipses qui prennent en compte la déformation des cercles due à la réalisation et au caractère non rigoureusement quadratiques des détecteurs. Ce modèle peut également être étendu à un ordre supérieur afin d'augmenter la précision de mesure.

Dans la suite de ce travail, nous nous appuyons sur un formalisme matriciel pour décrire les équations données en (2.30). Nous donnons ci-après l'intérêt d'un tel développement. Rappelons que ces équations permettent d'exprimer les grandeurs d'intérêt (I et Q) en fonction des tensions mesurées sur chacun des détecteurs (V_1 à V_4). Ces deux types de grandeurs sont liées par les constantes de calibrage du réflectomètre. Le calibrage du réflectomètre consiste en la résolution des équations du modèle (2.30) en considérant des charges connues et en relevant les tensions mesurées pour ces charges étalons. L'intérêt d'utiliser un formalisme matriciel pour la résolution du système (2.30) réside dans la simplicité des opérations matricielles (addition, multiplication, inversion). Aussi, le formalisme matriciel peut être implémenté facilement sur une unité de traitement numérique. Les entrées correspondent alors à une matrice des tensions mesurées appelée V_M tandis que la matrice résultat regroupe les termes I et Q . Les constantes de calibrage sont regroupées dans deux matrices appelées B_M et B_0 .

Ainsi, les quatre équations (2.30) forment un système linéaire de cinq variables (I , Q , I^2 , Q^2 , IQ) du type $V_M = B_M \cdot \Gamma_M + B_0$ avec :

$$V_M = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} \quad B_M = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} & b_{15} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} & b_{24} & b_{25} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} & b_{34} & b_{35} \\ b_{41} & b_{42} & b_{43} & b_{44} & b_{45} \end{bmatrix} \quad \Gamma_M = \begin{bmatrix} I \\ Q \\ I^2 \\ Q^2 \\ IQ \end{bmatrix} \quad B_0 = \begin{bmatrix} b_{10} \\ b_{20} \\ b_{30} \\ b_{40} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

où : V_M matrice des tensions détectées,

Γ_M matrice contenant les grandeurs d'intérêt I et Q ,

B_M matrice des coefficients de calibrage des grandeurs I et Q ,

B_0 matrice des composantes continues des tensions V_i ($i = 1, \dots, 4$).

La connaissance des matrices B_M et B_0 associée à la mesure des quatre tensions V_1 à V_4 permet la détermination de I et Q par inversion du système matriciel précédent par :

$$\Gamma_M = B_M^{-1}(V_M - B_0) \quad (2.32)$$

La détermination de B_M et B_0 correspond au calibrage du dispositif six-port détaillé dans les paragraphes suivants.

II.4.2.2 Première étape de la phase de calibrage

Dans cette étape, nous considérons que l'accès 2 du réflectomètre six-port (figure II-5) est fermé par une charge adaptée ($I = Q = 0$). Le système matriciel résultant s'écrit de la manière suivante :

$$V_0 = B_0 \quad \text{avec } V_0 = \begin{bmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \\ V_{40} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

où les termes de V_0 représentent les tensions mesurées dans cette configuration. La mesure de celles-ci permet donc de déterminer les coefficients b_{i0} ($i = 1, \dots, 4$).

II.4.2.3 Deuxième étape de la phase de calibrage

Dans cette deuxième étape, nous nous intéressons à la détermination des coefficients de la matrice B_M . En observant les formes (2.30), chacune des tensions détectées requière la connaissance de cinq coefficients de calibrage b_{ij} ($i = 1, \dots, 4$ et $j = 1, \dots, 5$) en plus des termes constants b_{i0} ($i = 1, \dots, 4$) déterminés dans l'étape 1 de la procédure de calibrage.

Une manière de procéder est de connecter successivement cinq charges étalons et de mesurer pour chacune de ces charges connues les quatre tensions détectées associées. Aussi, pour chacun des détecteurs D_i ($i=1, \dots, 4$), nous relevons cinq tensions correspondant à la mesure de cinq charges étalons. Mathématiquement nous disposons, pour chacun des détecteurs, d'un système de cinq équations à cinq inconnues de la forme :

$$\begin{cases} V_{i1} = b_{i0} + b_{i1}I_1 + b_{i2}Q_1 + b_{i3}I_1^2 + b_{i4}Q_1^2 + b_{i5}I_1Q_1 \\ V_{i2} = b_{i0} + b_{i1}I_2 + b_{i2}Q_2 + b_{i3}I_2^2 + b_{i4}Q_2^2 + b_{i5}I_2Q_2 \\ V_{i3} = b_{i0} + b_{i1}I_3 + b_{i2}Q_3 + b_{i3}I_3^2 + b_{i4}Q_3^2 + b_{i5}I_3Q_3 \\ V_{i4} = b_{i0} + b_{i1}I_4 + b_{i2}Q_4 + b_{i3}I_4^2 + b_{i4}Q_4^2 + b_{i5}I_4Q_4 \\ V_{i5} = b_{i0} + b_{i1}I_5 + b_{i2}Q_5 + b_{i3}I_5^2 + b_{i4}Q_5^2 + b_{i5}I_5Q_5 \end{cases} \quad i = 1, \dots, 4 \quad (2.34)$$

où : $\Gamma_k = I_k + jQ_k$ ($k = 1, \dots, 5$) représentent les cinq charges étalons,

V_{ik} ($i = 1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 5$) sont les tensions mesurées sur le détecteur D_i pour la charge Γ_k .

Sous forme matricielle, le système d'équations précédent s'écrit ${}^tV_{Mi} = {}^tB_{Mi} \cdot \Gamma_{Mi}$ avec :

$$V_{Mi} = \begin{bmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \\ V_{i3} \\ V_{i4} \\ V_{i5} \end{bmatrix} \quad B_{Mi} = \begin{bmatrix} b_{i0} \\ b_{i1} \\ b_{i2} \\ b_{i3} \\ b_{i4} \\ b_{i5} \end{bmatrix} \quad \Gamma_{Mi} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ I_1 & I_2 & I_3 & I_4 & I_5 \\ Q_1 & Q_2 & Q_3 & Q_4 & Q_5 \\ I_1^2 & I_2^2 & I_3^2 & I_4^2 & I_5^2 \\ Q_1^2 & Q_2^2 & Q_3^2 & Q_4^2 & Q_5^2 \\ I_1 Q_1 & I_2 Q_2 & I_3 Q_3 & I_4 Q_4 & I_5 Q_5 \end{bmatrix} \quad i = 1, \dots, 4 \quad (2.35)$$

où : V_{Mi} matrice des tensions détectées sur le détecteur D_i ($i=1, \dots, 4$),

Γ_{Mi} matrice contenant les valeurs des cinq charges étalons I_k et Q_k ($k = 1, \dots, 5$),

B_{Mi} matrice des coefficients de calibrage relatifs au détecteur D_i ($i=1, \dots, 4$).

Nous disposons donc de quatre systèmes matriciels V_{Mi} ($i = 1, \dots, 4$) permettant de déterminer les coefficients de calibrage b_{ik} ($i = 1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 5$) par l'opération suivante :

$${}^tB_{Mi} = {}^tV_{Mi} \Gamma_{Mi}^{-1} \quad i = 1, \dots, 4 \quad (2.36)$$

Ainsi, à l'issue des deux étapes de cette procédure de calibrage, la connaissance des coefficients b_{i0} ($i = 1, \dots, 4$) et b_{ik} ($i = 1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 5$) permet d'aboutir à quatre relations permettant de déterminer les grandeurs I et Q .

II.4.2.4 Discussion

De très nombreuses méthodes alternatives 'explicites' ont été décrites dans la littérature [HUN 85] – [GHA 87] – [GHA 88]- [YEO 88] – [LIU 96]. Ces dernières déterminent les constantes de calibrage avec un certain nombre de charges connues à l'aide d'un calcul matriciel. La technique de calibrage que nous proposons est basée sur le même principe mais ajoute des éléments nouveaux. En effet, dans le cadre de l'utilisation d'un réflectomètre six-port réel, ces techniques peuvent se révéler limitées car elles sont conditionnées par une modélisation qui ne prend pas en compte les diverses imperfections rencontrées lors de la réalisation. Le modèle que nous proposons s'avère comme particulièrement apte à prendre en compte les divers défauts du système en intégrant dans le modèle les non linéarités d'ordres supérieurs. Nous verrons par la suite que la bande de fréquences d'utilisation d'un réflectomètre six-port peut être étendue en utilisant ce principe.

Graphiquement, dans les méthodes classiques, la solution de Γ est donnée par l'intersection de trois cercles qui ne se coupent pas exactement en un seul point, mais on trouve trois points d'intersection entre chaque paire de cercles qui se situent plus ou moins proches les uns des autres (cf. Fig. I-3). L'écart entre les points est usuellement utilisé pour estimer la qualité d'un calibrage. Alternativement, ces constantes de calibrage peuvent être optimisées de manière à rapprocher les trois points d'intersection. La possibilité d'une telle optimisation est un grand avantage de la méthode proposée par G. F. Engen mais cette dernière requiert de nombreux développements mathématiques. La méthode que nous proposons déforme les cercles afin que les trois points se confondent en un seul point. Il est également possible d'optimiser les constantes de calibrage pour chaque tension en utilisant plus de charges pour la résolution du système d'équations. Puis, le système est résolu par la méthode des moindres carrés. En traitant les tensions une par une, les problèmes de divergences des algorithmes numériques sont évités. Il est également possible de jauger la qualité du modèle de calibrage en interprétant directement la différence entre les données mesurées et interpolées et d'adapter le modèle de calibrage en conséquence à un ordre supérieur.

II.4.2.5 Calcul du coefficient de réflexion d'un dipôle sous test

La connaissance des coefficients de calibrage associée à la mesure des quatre puissances permet de déterminer le coefficient de réflexion Γ par inversion du modèle (2.30). Cette dernière étape qui correspond à la résolution du 'problème inverse' nécessite la mise en œuvre d'une résolution numérique à deux dimensions dans le cas du modèle au deuxième ordre. Mathématiquement, seules deux équations sont nécessaires à la détermination des composantes I et Q si on se limite à la mesure de charges passives ($|\Gamma| < 1$). La résolution du système d'équations nécessite évidemment la connaissance d'une solution initiale dans la résolution numérique. Une solution au premier ordre peut être déterminée en utilisant une forme simplifiée des équations (2.30). Nous verrons par ailleurs que l'algorithme converge facilement en prenant simplement comme solution initiale $I = Q = 0$ dans le cas d'un modèle au deuxième ordre.

II.4.2.6 Conclusion

Dans ce paragraphe, nous nous sommes attachés à montrer, par la mise en place d'une méthode de calibrage explicite, que les imperfections susceptibles d'accompagner la

réalisation d'un tel circuit sont appréhendées et corrigées. La méthode proposée nécessite la connaissance de six charges étalons pour une modélisation au deuxième ordre et huit charges pour un troisième ordre. La méthode décrite ici a été utilisée pour calibrer le réflectomètre six-port qui sera exposé dans le chapitre III.

II.4.3 Calibrage du double réflectomètre six-port

II.4.3.1 Introduction

Nous développons dans ce paragraphe une méthode de calibrage pour la détermination des constantes de calibrage dans le cas du double réflectomètre six-port [HAD 06]. Contrairement aux doubles réflectomètres six-port existants qui sont des dispositifs dits 'multi-state' donc utilisant des mesures pour au moins trois positions différentes d'un déphaseur, le dispositif retenu (figure II-9) permet de procéder directement à la mesure simultanée des coefficients de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}) d'un quadripôle sous test [ENG 78_b] – [ENG 79_a] – [ENG 79_b]. Les deux corrélateurs opèrent de manière indépendante. V_1 à V_4 sont les tensions ne dépendant idéalement que du coefficient de réflexion S_{11} tandis que les tensions V_5 à V_8 sont relatives au coefficient de transmission S_{21} . Le calibrage du dispositif se résume donc au calibrage de chacun des corrélateurs complexes. Nous ajoutons néanmoins certains éléments afin de prendre en compte l'isolation entre les deux ports de mesure. Au total, le calibrage de chacun des réflectomètres requière la connaissance de six charges d'étalonnage connues.

II.4.3.2 Formulation

Comme précédemment, nous considérons un modèle au deuxième ordre pour exprimer les tensions détectées V_1 à V_4 en fonction du module $|S_{11}|$ et de la phase Φ_1 du coefficient de réflexion S_{11} et les tensions V_5 à V_8 en fonction du module $|S_{21}|$ et de la phase Φ_2 du coefficient de transmission S_{21} par les expressions suivantes :

$$V_i = a_{i0} + a_{i1}|S_{11}|^2 + a_{i2}|S_{11}|\sin(\Phi_1) + a_{i3}|S_{11}|\cos(\Phi_1) + a_{i4}S_{11}^2 \sin(2\Phi_1) + a_{i5}|S_{11}|^2 \cos(2\Phi_1) \quad \text{pour } i = 1, \dots, 4 \quad (2.37)$$

$$V_j = a_{j0} + a_{j1}|S_{21}|^2 + a_{j2}|S_{21}|\sin(\Phi_2) + a_{j3}|S_{21}|\cos(\Phi_2) + a_{j4}S_{21}^2 \sin(2\Phi_2) + a_{j5}|S_{21}|^2 \cos(2\Phi_2) \quad \text{pour } j = 5, \dots, 8 \quad (2.38)$$

Afin de prendre en compte l'isolation entre les deux ports de mesure, nous adjoignons à chacune des équations deux termes qui traduisent l'effet d'une mauvaise isolation sur les tensions détectées. Ainsi, les modèles précédents deviennent :

$$\begin{aligned}
V_i = & a_{i0} + a_{i1}|S_{11}|^2 + a_{i2}|S_{11}|\sin(\Phi_1) + a_{i3}|S_{11}|\cos(\Phi_1) \\
& + a_{i4}S_{11}^2 \sin(2\Phi_1) + a_{i5}|S_{11}|^2 \cos(2\Phi_1) \quad \text{pour } i = 1, \dots, 4 \\
& + a_{i6}|S_{21}|\sin(\Phi_2) + a_{i7}|S_{21}|\cos(\Phi_2)
\end{aligned} \tag{2.39}$$

$$\begin{aligned}
V_j = & a_{j0} + a_{j1}|S_{21}|^2 + a_{j2}|S_{21}|\sin(\Phi_2) + a_{j3}|S_{21}|\cos(\Phi_2) \\
& + a_{j4}S_{21}^2 \sin(2\Phi_2) + a_{j5}|S_{21}|^2 \cos(2\Phi_2) \quad \text{pour } j = 5, \dots, 8 \\
& + a_{j6}|S_{11}|\sin(\Phi_1) + a_{j7}|S_{11}|\cos(\Phi_1)
\end{aligned} \tag{2.40}$$

En exprimant les parties réelles et imaginaires de S_{11} et de S_{21} , il est alors possible de reformuler les modèles précédents par :

$$V_i = b_{i0} + b_{i1}I_1 + b_{i2}Q_1 + b_{i3}I_1^2 + b_{i4}Q_1^2 + b_{i5}I_1Q_1 + b_{i6}I_2 + b_{i7}Q_2 \quad \text{pour } i = 1, \dots, 4 \tag{2.41}$$

$$V_j = b_{j0} + b_{j1}I_2 + b_{j2}Q_2 + b_{j3}I_2^2 + b_{j4}Q_2^2 + b_{j5}I_2Q_2 + b_{j6}I_1 + b_{j7}Q_1 \quad \text{pour } j = 5, \dots, 8 \tag{2.42}$$

Au même titre que pour le SPR, nous développons ci-après les formes matricielles équivalentes aux équations des modèles (2.41) et (2.42).

Nous nous intéressons d'abord au corrélateur en réflexion où les quatre équations (2.41) forment un système linéaire de sept variables ($I_1, Q_1, I_1^2, Q_1^2, I_1Q_1, I_2$ et Q_2). Nous scindons cet ensemble en deux, les variables relatives au corrélateur en réflexion ($I_1, Q_1, I_1^2, Q_1^2, I_1Q_1$) et les variables liées à l'isolation (I_2, Q_2), en adoptant une écriture du type $V_R = B_R \Gamma_R + C_T \Gamma_T' + B_{R0}$.

$$V_R = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} \quad B_R = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} & b_{15} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} & b_{24} & b_{25} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} & b_{34} & b_{35} \\ b_{41} & b_{42} & b_{43} & b_{44} & b_{45} \end{bmatrix} \quad \Gamma_R = \begin{bmatrix} I_1 \\ Q_1 \\ I_1^2 \\ Q_1^2 \\ I_1Q_1 \end{bmatrix}$$

$$C_T = \begin{bmatrix} b_{16} & b_{17} \\ b_{26} & b_{27} \\ b_{36} & b_{37} \\ b_{46} & b_{47} \end{bmatrix} \quad \Gamma_T' = \begin{bmatrix} I_2 \\ Q_2 \end{bmatrix} \quad B_{R0} = \begin{bmatrix} b_{10} \\ b_{20} \\ b_{30} \\ b_{40} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

avec : V_R matrice des tensions détectées sur le corrélateur en réflexion,

Γ_R matrice contenant les grandeurs d'intérêt I_1 et Q_1 ,

B_R matrice des coefficients de calibrage des grandeurs I_1 et Q_1 ,

B_{R0} matrice des composantes continues des tensions V_i ($i = 1, \dots, 4$),

C_T matrice des coefficients de calibrage des grandeurs I_2 et Q_2 (isolation),

Γ_T' matrice contenant les grandeurs I_2 et Q_2 .

La connaissance des matrices B_R , C_T et B_{R0} associée à la mesure des quatre tensions V_1 à V_4 permet la détermination de I_1 et Q_1 par inversion du système matriciel précédent par :

$$\Gamma_R = B_R^{-1}(V_R - C_T \Gamma_T' - B_{R0}) \quad (2.44)$$

De la même manière, pour le corrélateur en transmission, les quatre équations (2.42) forment un système linéaire de sept variables (I_2 , Q_2 , I_2^2 , Q_2^2 , $I_2 Q_2$, I_1 et Q_1). Nous scindons cet ensemble en deux, les variables relatives au corrélateur en réflexion (I_2 , Q_2 , I_2^2 , Q_2^2 , $I_2 Q_2$) et les variables liées à l'isolation (I_1 , Q_1), en adoptant une écriture du type $V_T = B_T \Gamma_T + C_R \Gamma_R' + B_{T0}$.

$$V_T = \begin{bmatrix} V_5 \\ V_6 \\ V_7 \\ V_8 \end{bmatrix} \quad B_T = \begin{bmatrix} b_{51} & b_{52} & b_{53} & b_{54} & b_{55} \\ b_{61} & b_{62} & b_{63} & b_{64} & b_{65} \\ b_{71} & b_{72} & b_{73} & b_{74} & b_{75} \\ b_{81} & b_{82} & b_{83} & b_{84} & b_{85} \end{bmatrix} \quad \Gamma_T = \begin{bmatrix} I_2 \\ Q_2 \\ I_2^2 \\ Q_2^2 \\ I_2 Q_2 \end{bmatrix}$$

$$C_R = \begin{bmatrix} b_{56} & b_{57} \\ b_{66} & b_{67} \\ b_{76} & b_{77} \\ b_{86} & b_{87} \end{bmatrix} \quad \Gamma_R' = \begin{bmatrix} I_1 \\ Q_1 \end{bmatrix} \quad B_{T0} = \begin{bmatrix} b_{50} \\ b_{60} \\ b_{70} \\ b_{80} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

avec : V_T matrice des tensions détectées sur le corrélateur en réflexion,

Γ_T matrice contenant les grandeurs d'intérêt I_2 et Q_2 ,

B_T matrice des coefficients de calibrage des grandeurs I_2 et Q_2 ,
 B_{T0} matrice des composantes continues des tensions V_i ($i = 5, \dots, 8$),
 C_R matrice des coefficients de calibrage des grandeurs I_2 et Q_2 (isolation),
 Γ_R matrice contenant les grandeurs d'intérêt I_1 et Q_1 .

La connaissance des matrices B_T , C_R et B_{T0} associée à la mesure des quatre tensions V_5 à V_8 permet la détermination de I_2 et Q_2 par inversion du système matriciel précédent par :

$$\Gamma_T = B_T^{-1} (V_T - C_R \Gamma_R - B_{T0}) \quad (2.46)$$

La détermination des matrices B_R , C_T et B_{R0} ainsi que des matrices B_T , C_R et B_{T0} correspond au calibrage du double réflectomètre six-port. Notons que chaque tension est caractérisée par huit coefficients de calibrage pour une modélisation à l'ordre 2. Chaque corrélateur complexe est donc entièrement caractérisé par la connaissance de 32 coefficients de calibrage. Nous proposons dans la suite une méthode de calibrage explicite consistant à calibrer indépendamment chacun des corrélateurs complexes. Nous verrons par ailleurs que le calcul des constantes inhérentes à l'isolation ne nécessite pas de mesures supplémentaires. Une modélisation à l'ordre 2 requière l'utilisation de 12 standards au total. La procédure comportant trois étapes de calibrage est détaillé dans les paragraphes suivants.

II.4.3.3 Première étape de la phase de calibrage

Dans cette étape, nous considérons que les accès 1 et 2 du double réflectomètre six-port (figure II-10) sont fermés par des charges adaptées ($I_1 = Q_1 = I_2 = Q_2 = 0$). Les systèmes matriciels résultants, notés V_{R0} et V_{T0} , s'écrivent de la manière suivante :

$$V_{R0} = B_{R0} \quad \text{avec } V_{R0} = \begin{bmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \\ V_{40} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

$$V_{T0} = B_{T0} \quad \text{avec } V_{T0} = \begin{bmatrix} V_{50} \\ V_{60} \\ V_{70} \\ V_{80} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

où les termes de V_{R0} et de V_{T0} représentent les huit tensions résultantes. La mesure de celles-ci permet donc de déterminer les coefficients b_{i0} et b_{j0} .

II.4.3.4 Deuxième étape de la phase de calibrage

Dans cette deuxième étape, nous nous intéressons simultanément à la détermination des coefficients de B_R et de C_R relatifs au coefficient de réflexion S_{11} . Par conséquent, l'accès 2 est fermé sur une charge adaptée ($I_2 = Q_2 = 0$).

Intéressons nous d'abord à la détermination des termes de B_R . Chacune des tensions V_i ($i = 1, \dots, 4$) peut être considérée comme une fonction linéaire des cinq variables b_{ij} ($i = 1, \dots, 4$ et $j = 1, \dots, 5$). En l'occurrence, pour cinq relevés de tensions indicés V_{ik} ($i = 1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 5$) correspondant à la mesure de cinq charges étalons indicées $S_{11,k}$ (avec $S_{11,k} = I_{1,k} + jQ_{1,k}$), il est alors possible d'écrire ${}^t V_{Ri} = {}^t B_{Ri} \cdot \Gamma_{Ri}$ avec :

$$V_{Ri} = \begin{bmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \\ V_{i3} \\ V_{i4} \\ V_{i5} \end{bmatrix} \quad B_{Ri} = \begin{bmatrix} b_{i0} \\ b_{i1} \\ b_{i2} \\ b_{i3} \\ b_{i4} \\ b_{i5} \end{bmatrix} \quad \Gamma_{Ri} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ I_{1,1} & I_{1,2} & I_{1,3} & I_{1,4} & I_{1,5} \\ Q_{1,1} & Q_{1,2} & Q_{1,3} & Q_{1,4} & Q_{1,5} \\ I_{1,1}^2 & I_{1,2}^2 & I_{1,3}^2 & I_{1,4}^2 & I_{1,5}^2 \\ Q_{1,1}^2 & Q_{1,2}^2 & Q_{1,3}^2 & Q_{1,4}^2 & Q_{1,5}^2 \\ I_{1,1}Q_{1,1} & I_{1,2}Q_{1,2} & I_{1,3}Q_{1,3} & I_{1,4}Q_{1,4} & I_{1,5}Q_{1,5} \end{bmatrix} \quad i = 1, \dots, 4 \quad (2.49)$$

où : V_{Ri} matrice des tensions détectées sur le détecteur D_i ($i=1, \dots, 4$),

Γ_{Ri} matrice contenant les valeurs des cinq charges étalons $I_{1,k}$ et $Q_{1,k}$ ($k = 1, \dots, 5$),

B_{Ri} matrice des coefficients de calibrage des grandeurs relatifs au détecteur D_i ($i=1, \dots, 4$).

Nous disposons donc de quatre systèmes matriciels V_{Ri} ($i = 1, \dots, 4$) permettant de déterminer les coefficients de calibrage b_{ik} ($i = 1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 5$) par l'opération suivante :

$${}^t B_{Ri} = {}^t V_{Ri} \Gamma_{Ri}^{-1} \quad i = 1, \dots, 4 \quad (2.50)$$

De la même manière, chacune des tensions V_j ($j = 5, \dots, 8$) peut être considérée comme une fonction linéaire de deux variables b_{ji} ($j = 5, \dots, 8$ et $i = 6, 7$). En l'occurrence, pour cinq

relevés de tensions indicés V_{jk} ($j = 5, \dots, 8$ et $k = 1, \dots, 5$) correspondant à la mesure des cinq charges étalon, il est alors possible d'écrire quatre systèmes matriciels pour chacune des tensions V_j ($j = 5, \dots, 8$) de la forme ${}^tV_{Tj} = {}^tC_{Rj} \cdot \Gamma_{Rj} + {}^tB_{TO}$ avec :

$$V_{Tj} = \begin{bmatrix} V_{j1} \\ V_{j2} \\ V_{j3} \\ V_{j4} \\ V_{j5} \end{bmatrix} \quad C_{Rj} = \begin{bmatrix} b_{j6} \\ b_{j7} \end{bmatrix} \quad \Gamma_{Rj} = \begin{bmatrix} I_{1,1} & I_{1,2} & I_{1,3} & I_{1,4} & I_{1,5} \\ Q_{1,1} & Q_{1,2} & Q_{1,3} & Q_{1,4} & Q_{1,5} \end{bmatrix} \quad j = 5, \dots, 8 \quad (2.51)$$

où : V_{Tj} matrice des tensions détectées sur le détecteur D_j ($j=5, \dots, 8$),

Γ_{Rj} matrice contenant les valeurs des cinq charges étalons $I_{1,k}$ et $Q_{1,k}$ ($k = 1, \dots, 5$),

C_{Rj} matrice des coefficients de calibrage des grandeurs relatifs au détecteur D_j ($j=5, \dots, 8$).

Nous disposons donc de quatre systèmes matriciels V_{Tj} ($j = 5, \dots, 8$) permettant de déterminer les coefficients de calibrage b_{ji} ($j = 5, \dots, 8$ et $i = 6, 7$) par l'opération suivante :

$${}^tC_{Rj} = ({}^tV_{Tj} - {}^tB_{TO}) \Gamma_{Rj}^{-1} \quad j = 5, \dots, 8 \quad (2.52)$$

II.4.3.5 Troisième étape de la phase de calibrage

Dans cette dernière étape, nous nous intéressons simultanément à la détermination des coefficients de B_T et de C_T , relatifs au coefficient de transmission S_{21} . Nous considérons donc le cas où des quadripôles adaptés sont connectés entre les accès 1 et 2. Si l'on considère les termes de la matrice B_T , chacune des tensions V_j ($j = 5, \dots, 8$) peut être considérée comme une fonction linéaire des cinq variables b_{ji} ($j = 5, \dots, 8$ et $i = 1, \dots, 5$). En l'occurrence, pour cinq relevés de tensions indicés V_{jk} ($j = 5, \dots, 8$ et $k = 1, \dots, 5$) correspondant à la mesure de cinq charges étalons indicées $S_{21, k}$ (avec $S_{21, k} = I_{2, k} + jQ_{2, k}$), il est alors possible d'écrire ${}^tV_{Tj} = {}^tB_{Tj} \cdot \Gamma_{Tj}$ avec :

$$V_{Tj} = \begin{bmatrix} V_{j1} \\ V_{j2} \\ V_{j3} \\ V_{j4} \\ V_{j5} \end{bmatrix} B_{Tj} = \begin{bmatrix} b_{j0} \\ b_{j1} \\ b_{j2} \\ b_{j3} \\ b_{j4} \\ b_{j5} \end{bmatrix} \Gamma_{Tj} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ I_{2,1} & I_{2,2} & I_{2,3} & I_{2,4} & I_{2,5} \\ Q_{2,1} & Q_{2,2} & Q_{2,3} & Q_{2,4} & Q_{2,5} \\ I_{2,1}^2 & I_{2,2}^2 & I_{2,3}^2 & I_{2,4}^2 & I_{2,5}^2 \\ Q_{2,1}^2 & Q_{2,2}^2 & Q_{2,3}^2 & Q_{2,4}^2 & Q_{2,5}^2 \\ I_{2,1}Q_{2,1} & I_{2,2}Q_{2,2} & I_{2,3}Q_{2,3} & I_{2,4}Q_{2,4} & I_{2,5}Q_{2,5} \end{bmatrix} \quad j = 5, \dots, 8 \quad (2.53)$$

où : V_{Tj} matrice des tensions détectées sur le détecteur D_j ($j=1, \dots, 4$),

Γ_{Tj} matrice contenant les valeurs des cinq charges étalons $I_{2,k}$ et $Q_{2,k}$ ($k = 1, \dots, 5$),

B_{Tj} matrice des coefficients de calibrage des grandeurs relatifs au détecteur D_j ($j=5, \dots, 8$).

Nous disposons donc de quatre systèmes matriciels V_{Tj} ($j = 5, \dots, 8$) permettant de déterminer les coefficients de calibrage b_{jk} ($j = 5, \dots, 8$ et $k = 1, \dots, 5$) par l'opération suivante :

$${}^t B_{Tj} = {}^t V_{Tj} \Gamma_{Tj}^{-1} \quad j = 1, \dots, 4 \quad (2.54)$$

De la même manière, chacune des tensions V_i ($i = 1, \dots, 4$) peut être considérée comme une fonction linéaire des deux variables b_{ij} ($i = 1, \dots, 4$ et $j = 6, 7$). En l'occurrence, pour les cinq relevés de tensions indicés V_{ik} ($i = 1, \dots, 4$ et $k = 1, \dots, 5$) correspondant à la mesure des cinq charges étalon, il est alors possible d'écrire quatre systèmes matriciels pour chacune des tensions V_i ($i = 1, \dots, 4$) de la forme ${}^t V_{Ri} = {}^t C_{Ti} \Gamma_{Ti} + {}^t B_{R0}$ avec :

$$V_{Ri} = \begin{bmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \\ V_{i3} \\ V_{i4} \\ V_{i5} \end{bmatrix} C_{Ti} = \begin{bmatrix} b_{i6} \\ b_{i7} \end{bmatrix} \Gamma_{Ti} = \begin{bmatrix} I_{2,1} & I_{2,2} & I_{2,3} & I_{2,4} & I_{2,5} \\ Q_{2,1} & Q_{2,2} & Q_{2,3} & Q_{2,4} & Q_{2,5} \end{bmatrix} \quad i = 1, \dots, 4 \quad (2.55)$$

où : V_{Ri} matrice des tensions détectées sur le détecteur D_i ($i = 1, \dots, 4$),

Γ_{Ti} matrice contenant les valeurs des cinq charges étalons $I_{2,k}$ et $Q_{2,k}$ ($k = 1, \dots, 5$),

C_{Ti} matrice des coefficients de calibrage des grandeurs relatifs au détecteur D_i ($i=1, \dots, 4$).

Nous disposons donc de quatre systèmes matriciels V_{Ri} ($i = 1, \dots, 4$) permettant de déterminer les coefficients de calibrage b_{ij} ($i = 1, \dots, 4$ et $j = 6, 7$) par l'opération suivante :

$${}^i C_{Ti} = ({}^i V_{Ri} - {}^i B_{RO}) \Gamma_{Ti}^{-1} \quad i = 1, \dots, 4 \quad (2.56)$$

Ainsi, à l'issue des trois étapes de cette procédure de calibrage, la connaissance des coefficients de calibrage associée à la mesure des tensions sur chacun des détecteurs permet de calculer les coefficients de réflexion et de transmission par inversion des modèles (2.36) et (2.37).

II.4.3.6 Calcul des coefficients de réflexion et de transmission d'un quadripôle sous test

La connaissance des coefficients de calibrage associée à la mesure des huit tensions V_1 à V_8 permet de déterminer les coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} par inversion des modèles (2.41) et (2.42). Au même titre que pour le réflectomètre six-port, la résolution du 'problème inverse' nécessite la mise en œuvre d'algorithmes numériques du fait de la nature transcendante des modèles mathématiques considérés. Mathématiquement, seules les mesures de deux tensions par corrélateur sont nécessaires à la détermination des coefficients de réflexion et de transmission si on se limite à la mesure de charges passives ($|S_{11}| < 1$ et $|S_{21}| < 1$). La résolution du système d'équations nécessite évidemment la connaissance d'une solution initiale dans la résolution numérique. Une solution analytique au premier ordre peut être obtenue mais comme nous le verrons dans la suite du manuscrit, l'algorithme d'inversion converge en considérant comme solution initiale $I_1 = Q_1 = I_2 = Q_2 = 0$.

II.4.3.7 Conclusion

Dans ce paragraphe, nous nous sommes attachés à montrer, par la mise en place d'une méthode de calibrage explicite, que les imperfections susceptibles d'accompagner la réalisation d'un tel circuit sont appréhendées et corrigées. Pour une modélisation au second ordre, six charges étalons sont nécessaires pour le calibrage en réflexion et six quadripôles étalons pour le calibrage en transmission. Rappelons que la prise en compte de l'isolation entre les deux ports de mesure ne nécessite pas de charges supplémentaires.

II.4.4 Conclusion

Dans cette partie, nous avons montré que les erreurs apportées par la présence d'éléments comme les coupleurs connectés au deux corrélateurs complexes pour la mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission sont corrigées par un calibrage adapté. La méthode décrite ici a été utilisée pour calibrer le double réflectomètre six-port qui sera exposé dans le chapitre III. Notons également que la procédure utilise une méthode matricielle facilement implantable sur une unité de traitement numérique de type microcontrôleur ou DSP. Nous n'avons pas développé ici les procédures de calibrage inhérentes aux dispositifs utilisant des corrélateurs quatre-port. En effet, les méthodes développées précédemment peuvent être aisément transposées aux FPR (Réflectomètre quatre-port) et D-FPR (Double Réflectomètre quatre-port) en ne considérant que deux tensions par corrélateurs.

II.5 CONCLUSION

Ce second chapitre, principalement consacré à la conception de dispositifs basés sur la technique six-port, a notamment permis de définir une méthodologie de conception reposant sur un formalisme ‘problème direct – problème inverse’ permettant au concepteur de dispositifs de mesure de faire le lien entre la réalisation (partie hardware) et le traitement de signal approprié (partie software) en tout point de l’analyse.

Aussi, nous avons proposé deux architectures de dispositifs de mesure que constituent les systèmes utilisant des corrélateurs six-port ou quatre-port. Les premiers permettent aussi bien des caractérisations de matériaux ou de dispositifs passifs et actifs. Leur limitation majeure est leur relative faible bande de fréquences de fonctionnement, inhérente à l’emploi de coupleurs ‘branchline’. Afin de palier à ces contraintes, la deuxième architecture élaborée à partir de corrélateurs quatre-port s’affranchit de coupleurs ‘branchline’ et intègre des diviseurs de Wilkinson qui offrent une bande fréquentielle de fonctionnement beaucoup plus importante. Une autre spécificité de cette topologie est qu’elle ne permet que la mesure de matériaux ou dispositifs passifs réduisant du coup l’encombrement et la complexité du circuit. Cette volonté est portée par le souhait de développer des systèmes dédiés à l’Evaluation Non Destructive (END) de matériaux par des techniques hyperfréquences. Ce type de caractérisation passive souffre du manque d’appareillages relativement faible coûts et peu encombrants afin de permettre la pénétration de ce type de procédé en milieu industriel. Aussi, le développement de dispositifs quatre-port s’avère comme particulièrement adapté à des caractérisations hors laboratoire.

Enfin, nous avons proposé une méthode de calibrage explicite basée sur un formalisme matriciel. La flexibilité offerte par la méthode permet d’adapter le calibrage à une modélisation à un ordre quelconque.

Nous envisageons maintenant la réalisation de ces dispositifs en gammes micro-onde et millimétrique. Les aspects de conception et de réalisation font l’objet du troisième chapitre de ce mémoire.

II.6 BIBLIOGRAPHIE

- [**ABO 94**] S. ABOU CHAHINE, B. HUYART, E. BERGEAULT and L. JALLET
“Measurement performance of a millimetric dual six-port network analyzer in the W frequency band (75-110 GHz)”
Conference on precision electromagnetic measurements, pp 9-10, June 1994
- [**ABO 02**] S. ABOU CHAHINE, B. HUYART, E. BERGEAULT and L. JALLET
“An active millimeter load-pull measurement system using two six-port reflectometers operating in the W-frequency band”
IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 51, n° 3, pp 408-412, June 2002
- [**BEN 05**] S. BENSMIDA
“Conception d’un système de caractérisation fonctionnelle d’amplificateur de puissance en présence de signaux modules à l’aide de réflectomètres six-ports”
Thèse de Docteur de l’Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, Septembre 2005
- [**BEN 06**] S. BENSMIDA, E. BERGEAULT, G. I. ABIB and B. HUYART
“Power amplifier characterization : an active load-pull system based on six-port reflectometer using complex modulated carrier ”
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 54, n° 6, pp 2707-2712, June 2006
- [**CHU 84**] N. S. CHUNG, J. H. KIM and J. SHIN
“A dual six-port automatic network analyzer and its performance”
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 32, no 12, pp 1683-1686, December 1984
- [**CRO 80**] H. M. CRONSON
“A dual six-port automatic network analyzer”
MTT-S International microwave symposium digest, vol. 80, n° 1, pp 434-436, May 1980
- [**EIR 05**] T. EIRENER and T. MULLER
“Six-port receiver for mm-wave – concept, evaluation and implementation”
IST mobile and wireless Communications, Dresden, Germany, June 2005
- [**ENG 77_a**] G. F. ENGEN
“The six-port reflectometer : an alternative network analyzer”
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 25, n° 12, pp 1075-1079, December 1977
- [**ENG 77_b**] 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

- [LAS 95]** T. LASRI, A. MAMOUNI and Y. LEROY
 "Sensor For In-Situ Dielectric Characterization Of Materials"
 OHD Biennial Colloquium Digest, vol. 13, Zaragoza Spain,1995
- [MOL 04]** E. MOLDOVAN, S. O. TATU, T. GAMAN, K. WU and R. G. BOSISIO
 "A new 94 GHz collision avoidance radar sensor using six-port phase frequency discriminator"
 IEEE Transactions microwave theory and techniques, vol. 52, n° 3, pp 751-759, March 2004
- [ENG 78_a]** G. F. ENGEN and C. A. HOER
 "The application of "Thru-Short-Delay" to the calibration of the dual six-port"
 MTT-S International microwave symposium digest, vol. 78, n° 1, pp 184-185, June 1978
- [ENG 78_b]** G. F. ENGEN
 "Calibrating the six-port reflectometer by means of sliding terminations"
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 26, n° 12, pp 951-957, December 1978
- [ENG 79_a]** G. F. ENGEN and C. A. HOER
 "Thru-Reflect-Line : an improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer"
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 27, n° 12, pp 1080-1083, December 1979
- [ENG 79_b]** G. F. ENGEN and C. A. HOER
 "Thru-Load-Delay : an improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer"
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 79, n° 1, pp 53-53, April 1979
- [GHA 87]** F. M. GHANNOUCHI and R. G. BOSISIO
 "A new six-port calibration method using four standards and avoiding singularities"
 IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. IM-36, pp 1022–1027, December 1987.
- [GHA 88]** F. M. GHANNOUCHI and R. G. BOSISIO
 "An alternative explicit six-port matrix calibration formalism using five standards"
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, n° 3, pp 494–498, March 1988.
- [GLA 00_a]** D. GLAY, T. LASRI, A. MAMOUNI and Y. LEROY
 "A 35 GHz Vector system for Nondestructive applications"
 Review of progress in quantitative non-destructive evaluation, edited by D. O. Thompson and D. E. Chimenti, vol. 19, pp 579-585, 2000

- [GLA 00_b]** D. GLAY, T. LASRI, A. MAMOUNI and Y. LEROY
 “Non destructive detection of defects in materials using microwaves”
 Conference on Subsurface sensing technologies and applications, San Diego (USA),
 August 2000
- [GLA 99]** D. GLAY
 “Conception et réalisation de systèmes microondes destinés au contrôle non destructif
 de matériaux”
 Thèse de Docteur de l’université, Lille, Novembre 1999
- [GUI 00]** C. GUTIERREZ MIGUELEZ, B. HUYART, E. BERGEAULT and L. P. JALLET
 “A new automobile radar based on the six-port phase/frequency discriminator”
 IEEE transactions on vehicular and technology, vol. 49, n° 4, pp 1416-1423, July 2000
- [HAD 03]** K. HADDADI
 "Conception et réalisation d’un mesureur de paramètres S à 35 GHz"
 Mémoire de DEA, Lille, Juillet 2003
- [HAD 04]** K. HADDADI, M. MAAZI, D. GLAY AND T. LASRI
 "System conception and Adaptive calibration technique for S-parameters
 measurement at 35 GHz"
 4th IEEE Mediterranean Microwave Symposium (MMS 2004), June 2004, Marseille,
 France.
- [HAD 05_a]** K. HADDADI, D. GLAY, T. LASRI
 “Système et technique de calibrage associée pour la mesure de paramètres S à 60
 GHz”
 14^{èmes} Journées Nationales Micro-ondes (JNM 2005), Mai 2005, Nantes.
- [HAD 05_b]** K. HADDADI, M. MAAZI, D. GLAY and T. LASRI
 “Développement d’une technique de calibrage adaptatif pour la mesure de paramètres
 S en gamme millimétrique”
 Colloque TELECOM 2005 & 4^{èmes} Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes
 et leurs Applications (JFMMA 2005), Mars 2005, Rabat, Maroc.
- [HAD 06]** K. HADDADI, D. GLAY, T. LASRI
 "Homodyne dual six-port network analyzer and associated calibration technique for
 millimeter-wave measurements"
 2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2006),
 pp 5007-5010, May 2006, Island of Kos, Greece.
- [HEN 05]** T. HENTSCHEL
 “The six-port as a communication receiver”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 53, n°3, pp 1039-1947,
 March 2005
- [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

- [HOE 79]** C. A. HOER
 "Performance of a dual six-port automatic network analyzer"
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 27, n° 12, pp 993-998,
 December 1979
- [HUN 85]** J. D. HUNTER and P. I. SOMLO
 "An explicit six-port calibration method using five standards"
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 33, n° 1, pp 69–72,
 January 1985.
- [JUD 88]** S. R. JUDAH and A. S. WRIGHT
 "A second generation of dual six-port network analyzer"
 IEEE MTT-S International microwave symposium digest, vol. 1, pp 295-296, May
 1988
- [JUD 90]** S. R. JUDAH and A. S. WRIGHT
 "A dual six-port network analyzer incorporating a biphas-bimodulation element"
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 38, n° 3, pp 238-244,
 March 1990
- [JUR 85]** J. R. JUROSHEK and C. A. HOER
 "A technique for extending the dynamic range of the dual six-port network analyzer"
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 33, no 6, pp 453-459,
 June 1985
- [LAS 00_a]** T. LASRI
 "Contrôle et évaluation non destructifs par des techniques microondes"
 Habilitation à Diriger des Recherches en Sciences Physiques, Université de Lille,
 Janvier 2000
- [LAS 00_b]** T. LASRI, D. GLAY, L. ACHRAÏT, A. MAMOUNI and Y. LEROY
 "Microwave methods and systems for nondestructive control"
 Subsurface Sensing Technologies and Applications - An International Journal, vol. 1,
 n°1, pp 141-160, January 2000.
- [LAS 00_c]** T. LASRI, D. GLAY, A. MAMOUNI and Y. LEROY
 "Development of microwave moisture measurement systems around microstrip
 complex correlators"
 Sensors Update, Wiley-VCH Verlag GmbH, vol. 7, Chapter 9, pp 233-248, Germany,
 2000
- [LIU 96]** Y. LIU
 "Calibrating an industrial microwave six-port instrument using the artificial neural
 network technique"
 IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 45, n°2, pp 651-656,
 April 1996 .

- [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.
- [OLD 83]** L. C. OLDFIEL and J. P. IDE
 “Measurement of complex reflection coefficient in W-band using a four-port reflectometer and precision waveguide spacers”,
 IEE colloquium digest, pp 8/1-8/6, 1983.
- [OLD 85]** L. C. OLDFIEL, J. P. IDE and J. GRIFFIN
 “A multistate reflectometer”
 IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. IM-34, pp 198-201, June 1985.
- [PER 90]** M. PERKINS AND R. D. POLLARD
 “Millimeter-wave vector measurements using multistate reflectometers with diode detectors”
 IEEE International microwave symposium digest, pp 1037-1040, 1990.
- [SCH 02]** J-C SCHIEL, S. O. TATU, KE WU and R. G. BOSISIO
 “Six-port direct digital receiver (SPDR) and standard direct receiver (SDR) results for QPSK modulation at high speeds”
 IEEE MTT-S International microwave symposium, vol. 2, pp 931-934, June 2002.
- [SUN 85]** S. H. SUN and Z. WANG
 “Measurement of complex reflection coefficient by means of an arbitrary four-port network”
 IEEE Instrumentation and measurement technology conference digest, pp17-19, 1985.
- [TAT 02]** S. O. TATU, E. MOLDOVAN, G. BREHM, K. WU and R. G. BOSISIO
 “A Ka-band direct digital receiver”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 50, n° 11, pp 2436-2442, November 2002.
- [YEO 88]** S. P. YEO and A. L. ANG
 “Alternative approach to the calibration of six-port reflectometers using four standards”
 IEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 135, n° 5, pp 353-355, October 1988.
- [YEO 96]** S. P. YEO and M. CHENG
 “Improved four-port instrument using two power detectors to measure complex reflection coefficients of microwave devices”
 Electronic letters, vol. 32, pp 565–566, March 1996

CHAPITRE III
CONCEPTION, REALISATION ET VALIDATION
DES SYSTEMES DE MESURE DES PARAMETRES S

III.1 INTRODUCTION

Dans ce troisième volet du manuscrit, nous présentons les différentes étapes de conception et de réalisation de systèmes de mesure de coefficients de réflexion ou/et de transmission en gammes micro-onde et millimétrique. Ainsi, dans l'objectif d'une réalisation simple et faible coût, nous optons pour une technologie hybride micro-ruban. Les circuits réalisés ne sont constitués que de lignes de transmission et de composants à montage en surface (CMS) directement collés ou soudés sur le circuit.

Nous donnons ci-après les motivations quant aux choix des gammes de fréquences adoptées pour chacun des dispositifs réalisés.

Le premier système que nous appelons de manière générique 'Six-Port Reflectometer' (SPR) a fait l'objet de nombreux travaux au sein du laboratoire qui se sont concrétisés par des réalisations à 2.45, 10, 35 et 60 GHz permettant la mesure vectorielle des paramètres de réflexion. Le lecteur est invité à consulter les références relatives à ces travaux [GLA 99] – [LAS 00_a] – [HAD 03] – [MAA 05].

Par conséquent, nous nous focalisons dans un premier temps sur la réalisation d'un dispositif de mesure de paramètres S d'un quadripôle symétrique ($S_{11} = S_{22}$ et $S_{12} = S_{21}$) utilisant deux corrélateurs complexes six-port. L'émergence d'applications industrielles en bande de fréquences V, notamment dans le secteur des télécommunications autour de 60 GHz et de l'industrie des semi-conducteurs, s'accompagne de besoins de caractérisation en gamme millimétrique. Aussi, le système proposé, dénommé D-SPR (pour Double Six-Port Reflectometer) est conçu pour un fonctionnement dans la bande de fréquences 59 -62 GHz.

Le second système proposé concerne la validation de la topologie quatre-port. A cet effet, un premier FPR est réalisé pour la mesure, rappelons-le, de coefficients de réflexion d'un DST passif ($|Γ| < 1$). Avant d'entrevoir une réalisation en gamme millimétrique, nous optons pour une validation en gamme micro-onde. Nous visons une gamme de fréquences de fonctionnement beaucoup plus grande que les architectures six-port utilisant des coupleurs hybrides, 1 – 4 GHz. Nous verrons que cette bande de fréquences est susceptible d'être encore étendue par le calibrage du dispositif final.

Nous proposons, par ailleurs, un double reflectomètre quatre-port (D-FPR) pour la mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission d'un quadripôle symétrique

($S_{11} = S_{22}$ et $S_{12} = S_{21}$) et passif ($|S_{11}| < 1$ et $|S_{21}| < 1$). Ce système, en regard du FPR, utilise deux corrélateurs quatre-port et est proposé, en vue de sa validation, dans la même bande de fréquences de fonctionnement (1 – 4 GHz).

Enfin, en fin de chapitre nous donnons les principales étapes de conception d'un SPR en technologie MMIC basé sur un corrélateur six-port et dont la particularité est d'intégrer toutes les fonctions (source, corrélation, détection) sur une seule puce. Ce dispositif, dénommé MIMWR (Monolithic Integrated Millimeter Wave Reflectometer) conçu en technologie InP permet d'entrevoir les possibilités en terme d'intégration.

Les caractérisations des circuits hyperfréquences sont entreprises pour chacun des dispositifs proposés. Les validations des dispositifs finaux sont également réalisées à l'aide de charges tests. Les comparaisons avec les analyseurs de réseaux commerciaux, qui constituent la référence, permettent de situer les performances des systèmes que nous développons.

III.2 METHODE DE DETECTION

III.2.1 Introduction

Des diodes et des thermistances sont utilisées usuellement pour la détection de puissance. Tandis que les thermistances offrent de meilleures précisions, les détecteurs à diodes présentent une plus grande sensibilité, une plus grande dynamique, un temps de détection plus rapide et un coût moindre. Aussi, notre choix s'est naturellement porté sur la détection à diodes. Ainsi, dans ce chapitre, nous examinons en particulier les caractéristiques des détecteurs de puissance à diodes qui sont utilisés dans les différents dispositifs proposés.

Pour des niveaux de puissance relativement bas, un détecteur à diode obéit, au premier ordre, à une loi quadratique. Cela signifie que le courant continu détecté est proportionnel à la puissance hyperfréquence appliquée. Au fur et à mesure que la puissance augmente, des déviations par rapport à cette loi apparaissent. Le choix d'utiliser des diodes à faible hauteur de barrière Schottky permet ainsi de ne pas les polariser tout en gardant de bonnes caractéristiques.

III.2.2 Caractéristiques du détecteur

La théorie de la détection, largement décrite dans la littérature [AGI 82] – [AGI 99_a] – [AGI 99_b] – [AGI 99_c], fait ressortir deux notions particulièrement importantes. La première est la sensibilité γ , exprimée le plus souvent en $mV / \mu W$, correspondant au coefficient de conversion de la puissance hyperfréquence en une tension continue dans la zone quadratique. La deuxième concerne l'adaptation du détecteur à un accès d'impédance 50Ω . A titre d'exemple, un schéma équivalent petit signal de la diode Schottky, utilisée pour nos applications en gamme de fréquences millimétriques est présenté en figure III-1 [AGI 07]. Il fait apparaître des éléments résistifs et réactifs qui indiquent que l'impédance équivalente est susceptible d'être différente de 50Ω et dépendante de la fréquence.

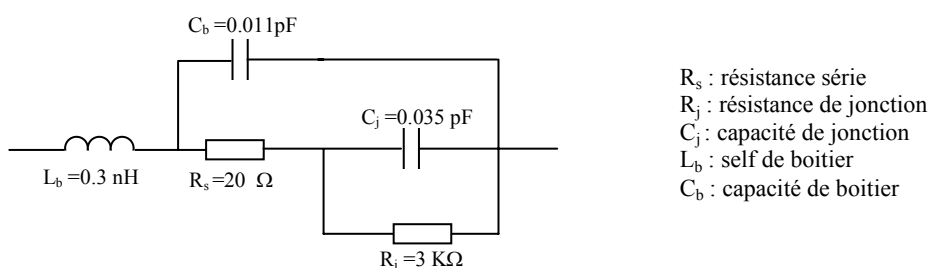


Figure III-1 : Modèle électrique de la diode HSCH-9161 zero-bias [AGI 07].

Conventionnellement, la diode Schottky est adaptée en entrée par une résistance 50Ω , et fermée en sortie par un filtre passe-bas comme l'illustre la figure suivante :

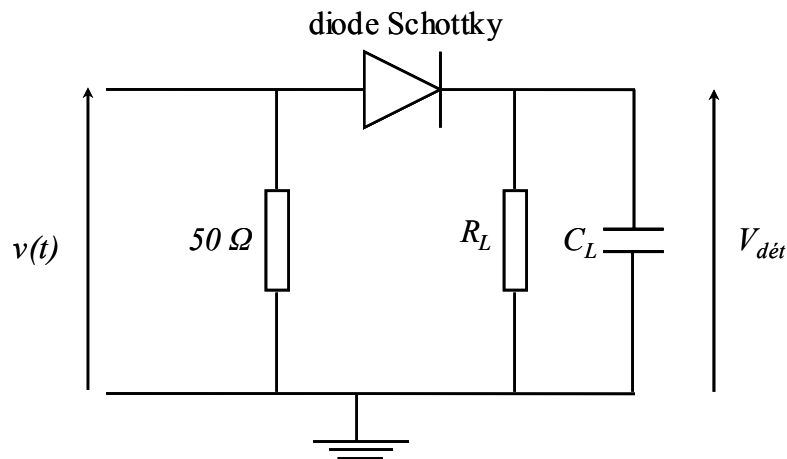


Figure III-2 : Détecteur de puissance à base de diode Schottky.

En fait, deux types de réseau d'adaptation peuvent être considérés, du type réactif à l'aide d'un circuit LC ou du type résistif à l'aide d'une résistance 50Ω . Pour le premier cas, compte tenu de la structure utilisée, l'adaptation est très sélective et dépend fortement des valeurs des différents éléments du schéma équivalent de la diode Schottky (figure III-1). De plus, une erreur de positionnement de la diode par rapport à la position initiale pour laquelle sont calculés les éléments du réseau engendre aussi un glissement important de la fréquence désirée [GLA 99]. Dans le second cas, l'adaptation résistive permet une adaptation plus large bande qui est quasi indépendante du positionnement de la diode et de son schéma équivalent. En contrepartie, l'inconvénient majeur de cette technique est la diminution importante de la sensibilité résultant de la perte de puissance dissipée dans la résistance 50Ω . Dans l'optique de couvrir des gammes de fréquences relativement importantes, nous optons pour ce deuxième type d'adaptation. Afin de compenser les pertes de sensibilité, nous adjoindrons un amplificateur d'instrumentation à très haute impédance en sortie de chaque détecteur.

Un autre aspect, souvent problématique dans un contexte industriel, concerne la dégradation des performances d'un détecteur en fonction des fluctuations de température. En effet, cela entraîne des variations non seulement des valeurs des éléments du schéma équivalent mais également de la sensibilité de la diode [AGI 99_b]. Les travaux antérieurs menés au laboratoire ont montré qu'un détecteur adapté à l'aide de résistances est beaucoup moins sensible à la température qu'un détecteur à adaptation réactive [GLA 99].

III.2.3 Principe de la détection quadratique en présence de signaux monochromatiques

Dans la suite de cette étude théorique, nous considérons une diode parfaite en ne considérant que la résistance de jonction R_j et en négligeant donc la capacité de jonction C_j et les éléments parasites. Bien évidemment, selon les valeurs des éléments du schéma équivalent, cette approximation est plus ou moins vérifiée. Aussi, la diode présentée en figure III-1 fait apparaître des éléments résistifs et réactifs non négligeables qui doivent être pris en compte lors de la conception du détecteur sur plate-forme de CAO.

Le modèle électrique du schéma équivalent du détecteur devient le suivant :

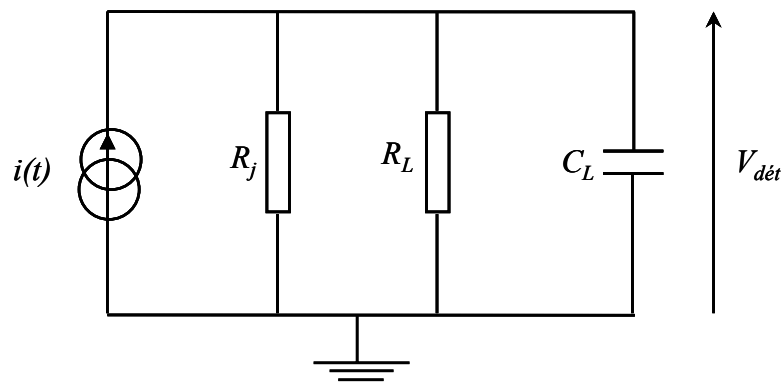


Figure III-3 : Modèle électrique du détecteur à diode.

Nous établissons ci-après la relation qui permet d'exprimer la tension mesurée en sortie du détecteur en fonction de la puissance hyperfréquence appliquée à l'entrée.

Le courant circulant dans la diode est donné par la caractéristique suivante :

$$I = I_s \left(e^{\frac{eV}{\eta kT}} - 1 \right) \quad (3.1)$$

où $I_s = A^* T^2 S e^{\frac{-e\Phi_B}{kT}}$ représente le courant inverse de saturation, avec e la charge électronique, η le coefficient d'idéalité, k la constante de Boltzmann, T la température, A^* la constante de Richardson, S la section de la diode et Φ_B la hauteur de barrière Schottky. Signalons que dans le cas d'une diode zero-bias, la hauteur de barrière étant nulle, le terme I_s se résume à $A^* T^2 S$.

En posant $V_T = \frac{kT}{e}$ et en considérant une tension d'entrée $V = V_0 \cos \omega t$ telle que $V \ll V_T$, le développement limité de la fonction exponentielle dans l'expression (3.1) est donné par :

$$I = I_s \left(\frac{V_0}{\eta V_T} \cos(\omega t) + \frac{1}{2} \left(\frac{V_0}{\eta V_T} \right)^2 \cos^2(\omega t) + \dots \right) \quad (3.2)$$

ou encore :

$$I = I_s \left(\frac{V_0}{\eta V_T} \cos(\omega t) + \frac{1}{4} \left(\frac{V_0}{\eta V_T} \right)^2 (1 + \cos(2\omega t)) + \dots \right) \quad (3.3)$$

D'après le circuit équivalent de sortie du détecteur à diode (figure III.3), les résistances R_j et R_L avec le condensateur C_L forment un filtre passe-bas du premier ordre de fréquence de coupure f_c avec :

$$f_c = \frac{R_j + R_L}{2\pi R_j R_L C_L} \quad (3.4)$$

La composante continue I_{DC} du courant, obtenue après filtrage, est proportionnelle à la puissance hyperfréquence injectée à l'entrée du détecteur, traduisant ainsi au premier ordre le comportement quadratique de la diode à de faibles niveaux de puissance :

$$I_{DC} = \frac{I_s}{4} \left(\frac{V_0}{\eta V_T} \right)^2 \quad (3.5)$$

La tension relevée en sortie du détecteur s'écrit alors :

$$V_{\text{dét}} = \frac{R_j R_L}{R_j + R_L} \frac{I_s}{4} \left(\frac{V_0}{\eta V_T} \right)^2 = \gamma P \quad (3.6)$$

La tension de sortie est donc proportionnelle à la puissance hyperfréquence injectée, le terme γ représentant la sensibilité du détecteur.

III.2.4 Conclusion

Ce paragraphe a détaillé de façon théorique le choix retenu pour la détection de puissance. Après avoir développé les principaux aspects mathématiques du fonctionnement en zone quadratique des détecteurs à diodes Schottky, nous nous intéressons maintenant à la réalisation des systèmes.

III.3 SYSTEME DE MESURE EN GAMME MILLIMETRIQUE

III.3.1 Introduction

Compte tenu de la fréquence de travail élevée, la conception du système opérant autour de 60 GHz (D-SPR) nécessite des considérations particulières vis-à-vis par exemple du choix de la plate-forme de CAO (Conception Assistée par Ordinateur). La partie passive du circuit étant constituée essentiellement de lignes de transmission en technologie micro-ruban, nous préférons nous orienter vers des logiciels planaires 2D (Momentum-ADS Agilent®) et 3D (HFSS Ansoft ®) pour l'optimisation du circuit. En ce qui concerne la partie active du dispositif (détecteurs à diode), nous utilisons les moteurs de simulation non-linéaires de ADS. Afin d'associer au mieux les simulations non-linéaires et électromagnétiques, la co-simulation permet de traiter les parties passives et actives sous la forme d'une unique simulation. Cette approche nous permet entre autre une optimisation simultanée du D-SPR en terme d'adaptation, de pertes, d'isolation et de sensibilité des détecteurs. Nous décrivons ici les étapes essentielles de conception et de réalisation. A la suite de la mise en œuvre du D-SPR, nous évaluons ses performances à partir de quelques tests expérimentaux de validation.

III.3.2 Description des éléments génériques du D-SPR

III.3.2.1 Introduction

Ici, nous proposons une description des caractéristiques de l'ensemble des composants entrant dans la réalisation du D-SPR.

Une première approche consiste à déposer le circuit micro-ruban et les résistances sur un substrat judicieusement choisi. Si cette orientation laisse une grande liberté au concepteur quant aux choix des matériaux et des épaisseurs, en contrepartie, il est nécessaire de mettre au point une technologie de dépôt. Par conséquent, pour des raisons de facilité et de rapidité de mise en œuvre, nous optons pour un procédé lithographique. Le substrat hyperfréquence utilisé est une alumine fabriquée par la société Reinhart, d'une surface d'un pouce carré. Elle est recouverte d'une fine couche d'or parfaitement polie et comportant une couche résistive de $50 \Omega^2$. Les caractéristiques principales de cette alumine sont décrites dans le tableau III-1.

F = 60GHz	alumine
permittivité relative	9.9
facteur de pertes	0.002
résistance carrée	50 Ω^2
hauteur du diélectrique	127 μm
épaisseur de couche résistive	50 nm
épaisseur de métallisation	1.5 μm

**Tableau III-1 : Caractéristiques du substrat utilisé à 60 GHz.
(données constructeur Reinhart)**

III.3.2.2 Détecteurs

Nous présentons dans cette partie les résultats concernant la simulation du détecteur hyperfréquence dont l'adaptation est assurée par un réseau résistif. Une photographie est présentée en figure III-4.

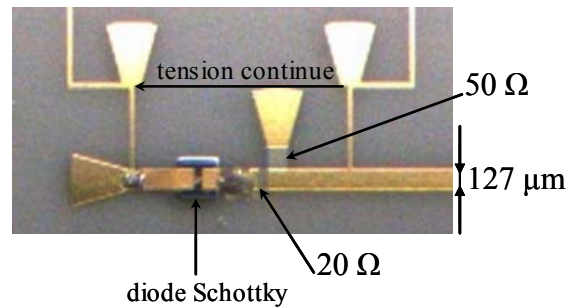
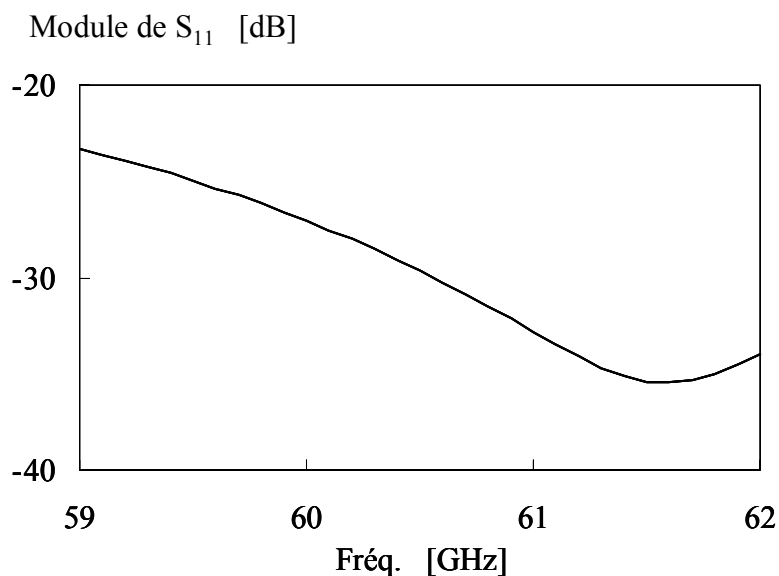


Figure III-4 : Photographie du détecteur quadratique réalisé à 60 GHz.

Le détecteur est adapté en entrée par une résistance 50 Ω . La résistance est mise à la masse à l'aide d'un papillon en circuit ouvert à son extrémité, de longueur $\lambda_g/4$ (à 60 GHz), permettant de s'affranchir de l'utilisation de trous métallisés. L'ajout d'une résistance 20 Ω en série avec la diode permet de limiter les effets réactifs. La sortie du détecteur présente également un papillon afin de court-circuiter le signal hyperfréquence. Notons que pour perturber au minimum la diode Schottky, la collecte de la tension continue est assurée au moyen d'un amplificateur d'instrumentation à très haute impédance d'entrée. Rappelons que l'amplification permet également de compenser les pertes de sensibilité engendrées par le choix d'un réseau d'adaptation résistif.

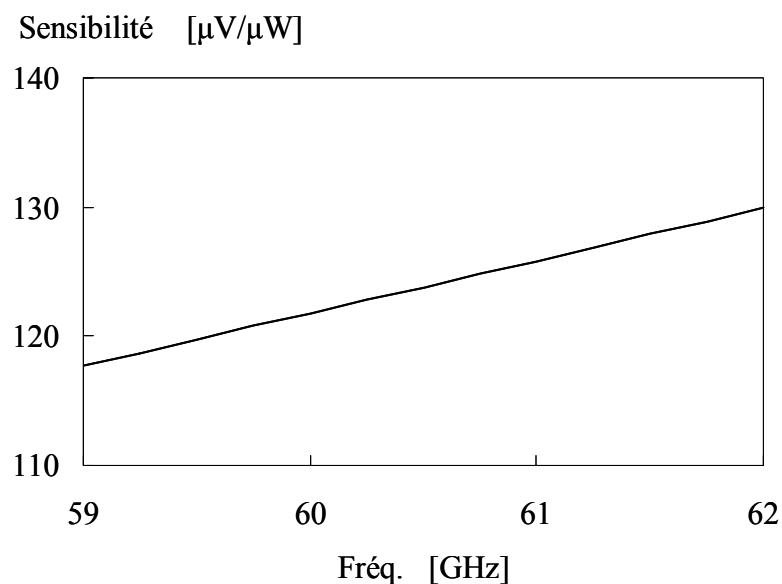
Nous donnons ci-après les résultats de co-simulation ‘Momentum-ADS’ en terme d’adaptation du détecteur.



**Figure III-5 : Adaptation du détecteur.
(Co-simulation ADS-MOMENTUM)**

Nous observons une adaptation toujours inférieure à -20 dB dans la bande de fréquences 59 – 62 GHz validant ainsi la structure du détecteur retenue.

Nous nous intéressons également à l’évaluation de la sensibilité du détecteur chargé par l’impédance d’entrée de l’amplificateur DC. Les résultats sont donnés en figure III-6.

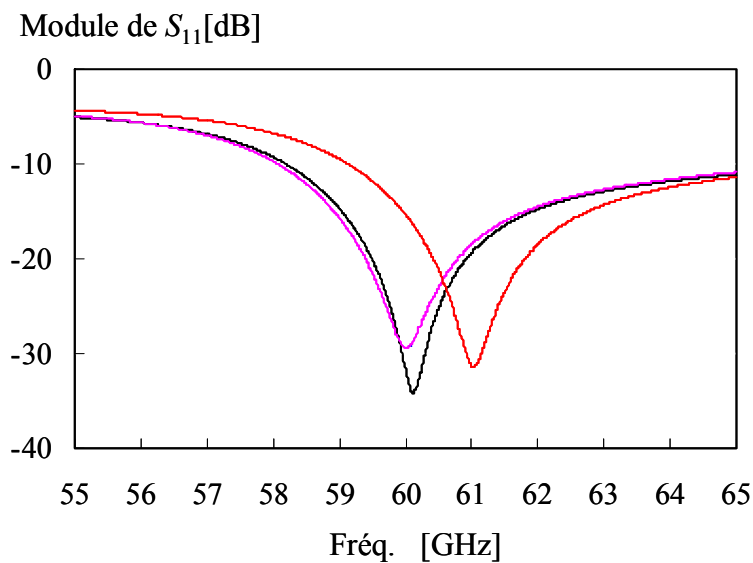


**Figure III-6 : Sensibilité du détecteur.
(Co-simulation ADS-MOMENTUM)**

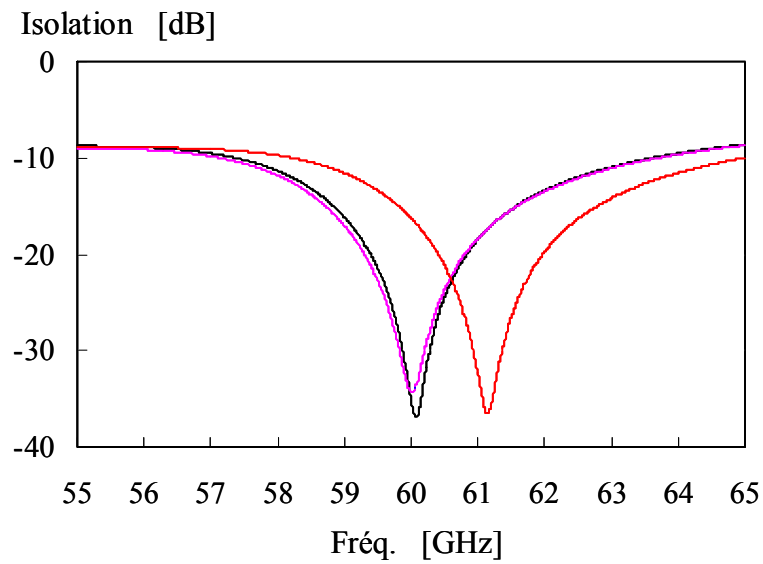
Une sensibilité de $122 \mu\text{V}/\mu\text{W}$ est obtenue à 60 GHz avant amplification DC. Nous observons une évolution linéaire de cette sensibilité entre 59 et 62 GHz avec une variation globale inférieure à $15 \mu\text{V}/\mu\text{W}$.

III.3.2.3 Coupleurs ‘branchline’

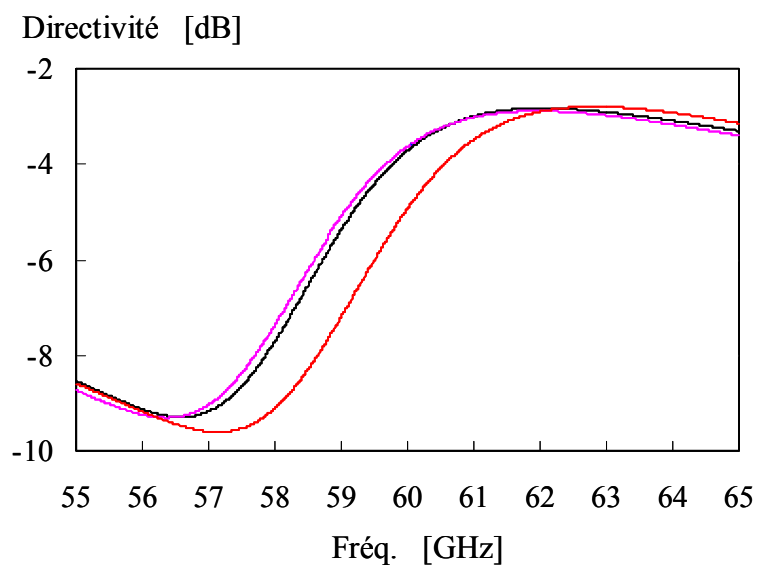
Le D-SPR est composé de onze coupleurs de type ‘branchline’ (cf. Figure II-7). Les performances du circuit final sont par conséquent étroitement corrélées à celle des coupleurs. Nous avons conçu et optimisé le coupleur sur ‘Momentum-ADS’ à 60 GHz. Afin de valider l’étude en conception, nous avons confronté les résultats de simulation avec ceux issus du simulateur électromagnétique 3D HFSS et ceux issus du moteur de simulation ‘S-Parameter’ de ADS. Sur les coupleurs, nous examinons les performances sur une gamme de fréquences plus large (55 – 65 GHz) que celle retenue pour le système global (59 – 62 GHz). Les principaux résultats de simulation sont présentés dans les graphes donnés ci-après.



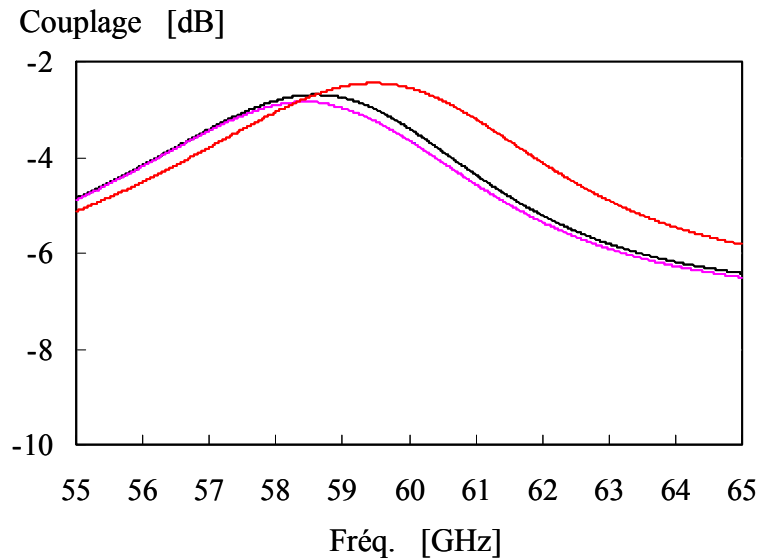
(a) Module de S_{11} du coupleur en fonction de la fréquence
(— HFSS — MOMENTUM — ADS)



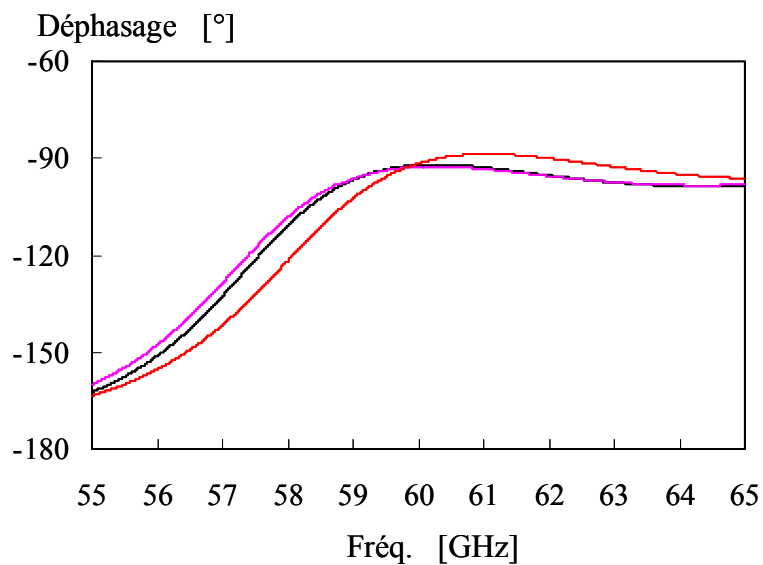
(b) Isolation du coupleur en fonction de la fréquence
 (— HFSS — MOMENTUM — ADS)



(c) Directivité du coupleur en fonction de la fréquence
 (— HFSS — MOMENTUM — ADS)



(d) Couplage en fonction de la fréquence
 (— HFSS — MOMENTUM — ADS)



(e) Déphasage entre les voies directe et couplée en fonction de la fréquence
 (— HFSS — MOMENTUM — ADS)

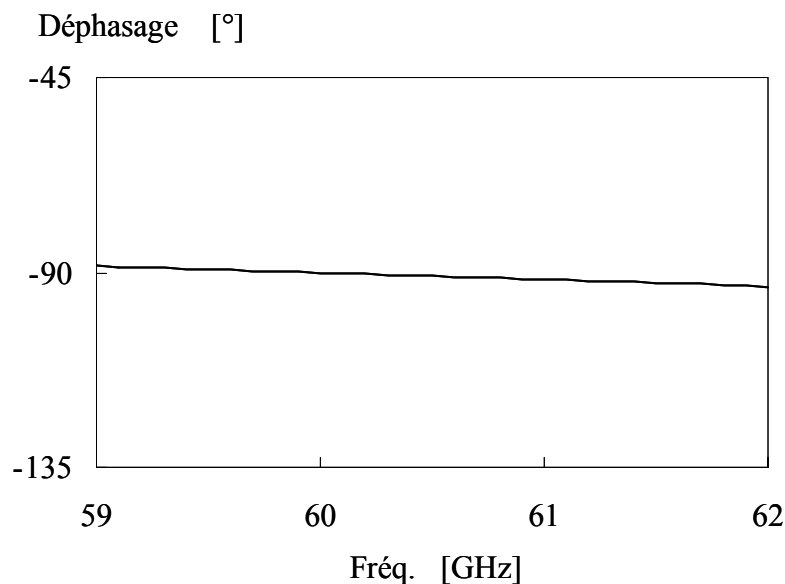
Figure III-7 : Caractéristiques principales du coupleur ‘branchline’.

Nous remarquons que les deux simulations électromagnétiques donnent sensiblement les mêmes résultats alors que pour la simulation ADS, il est observé un décalage fréquentiel sur les caractéristiques d’adaptation, d’isolation et de directivité. Rappelons que ces paramètres sont prépondérants pour les performances d’un dispositif six-port et donc,

l'utilisation du simulateur ADS à des fins de simplification peut engendrer des erreurs néfastes lors de la réalisation. En ce sens, la partie passive du circuit est entièrement simulée sous Momentum. L'adaptation et la directivité présentent des résultats corrects dans la bande 59 –62 GHz. La directivité et le couplage montrent un bon équilibrage du coupleur qui se perd néanmoins un peu sur la bande de fréquences d'intérêt. Signalons que le calibrage du dispositif permet de rééquilibrer les voies de sortie du coupleur. En ce qui concerne le déphasage entre les voies directe et couplée, il demeure suffisamment proche de 90° pour entrevoir une utilisation dans la bande de fréquences 59 – 62 GHz.

III.3.2.4 Ligne à retard

Dans la deuxième partie de ce mémoire, nous avons signalé la difficulté de réalisation d'une ligne à retard 90° large bande en technologie micro-ruban. En effet, le déphasage sur une ligne de transmission varie linéairement avec la fréquence. En pratique, le déphasage de 90° correspondant à un espacement optimum des points q_i ($i = 1, \dots, 4$) n'est valable que pour une fréquence et plus on s'écarte de celle-ci, plus les points q_i se rapprochent. Le cas critique se produit lorsque le déphasage vaut $k\pi$ ($k \in N$). A cet effet, nous donnons ci-après les résultats de simulation en terme d'évolution du déphasage dans la bande de fréquences d'intérêt [59 – 62 GHz].



**Figure III-8 : Déphasage de la ligne à retard.
(Co-simulation ADS-MOMENTUM)**

Nous vérifions que le déphasage reste relativement constant sur la bande de fréquences d'utilisation et permet donc d'envisager un fonctionnement large bande du système.

III.3.2.5 Terminaisons 50 Ω et Courts-circuits

Les Terminaisons 50 Ω sont réalisées à l'aide de la couche résistive de Nickel Chrome du substrat hyperfréquence. Ces résistances film mince offrent de bien meilleures performances hyperfréquences que les résistances CMS en bande V. Notons que l'utilisation de la couche résistive va nécessiter un masque spécifique pour la phase d'insolation du circuit lors de sa réalisation.

III.3.2.6 Conclusion

Après avoir présenté les principaux éléments entrant dans la composition du circuit, les principales étapes de leurs conceptions et leurs performances individuelles, nous nous intéressons à la réalisation et au test du dispositif dans son intégralité.

III.3.3 Réalisation et caractérisation du D-SPR

III.3.3.1 Introduction

Ce paragraphe est destiné à la présentation du dispositif millimétrique permettant une mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission d'un quadripôle symétrique ($S_{11} = S_{22}$ et $S_{12} = S_{21}$). Après avoir caractérisé le circuit hyperfréquence, nous validons le système réalisé par des charges tests préalablement mesurées à l'analyseur de réseaux.

III.3.3.2 Réalisation du D-SPR

Le circuit, réalisé en technologie micro-ruban, par lithographie optique, nécessite deux niveaux de masquage pour la définition des lignes micro-ruban et des résistances. Ainsi, la figure III-9 montre une photographie du cœur du dispositif avant le montage des diodes, comprenant deux corrélateurs complexes six-port associés à trois coupleurs 'branchline'. La taille du circuit est d'environ 2.54×2.54 cm².

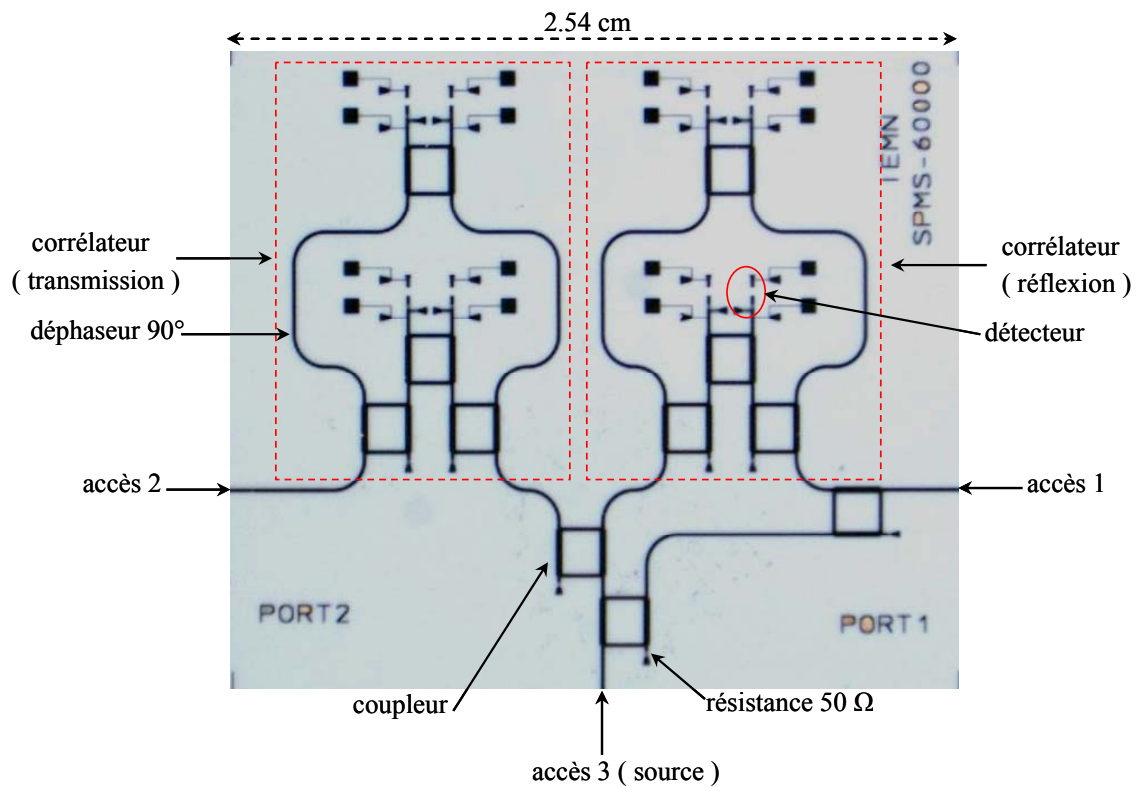


Figure III-9 : Photographie du coeur hyperfréquence du D-SPR.

La réalisation de la partie hyperfréquence est achevée avec le montage des diodes thermocollées sur le circuit. Enfin, précisons que le système complet utilise un synthétiseur de fréquences commercial en gamme millimétrique en tant que source hyperfréquence. La sortie du synthétiseur étant en guide WR15, le choix d'une transition guide-microruban a d'abord été envisagé. Cependant, les contraintes mécaniques appliquées sur le substrat hyperfréquence (alumine d'épaisseur 127 μm) nous ont conduit à opter pour l'utilisation de connecteurs coaxiaux opérant en bande V. Ainsi, les transitions V-micro-ruban, de type V103M, fabriquées par la société ANRITSU, offre de relatives bonnes performances d'utilisation jusqu'à 65 GHz [ANR 06]. Dans un premier temps, ces connecteurs sont d'abord testés individuellement à l'analyseur de réseaux après avoir été placés sur une monture appropriée (figure III-10).

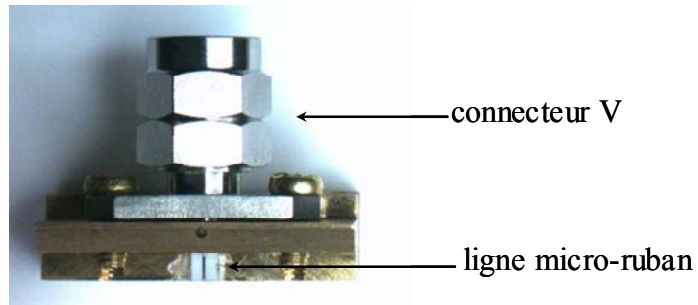


Figure III-10 : transition V-micro-ruban.

Trois transitions V-micro-ruban sont ainsi montées sur les accès du dispositif. Pour la connexion de la source, nous utilisons alors une transition V-guide d'onde WR15.

III.3.3.3 Caractérisation du circuit hyperfréquence

La figure III-11 montre une photographie du D-SPR, dans son boîtier métallique. Pour les tests en laboratoire, le système complet inclut le synthétiseur de fréquences millimétriques connecté sur l'accès 3, un étage d'amplification DC en sortie des détecteurs, une carte de conversion A/N PCI 12 bits reliée à un PC où sont implémentés les codes de calibrage et d'inversion écrits en C++.

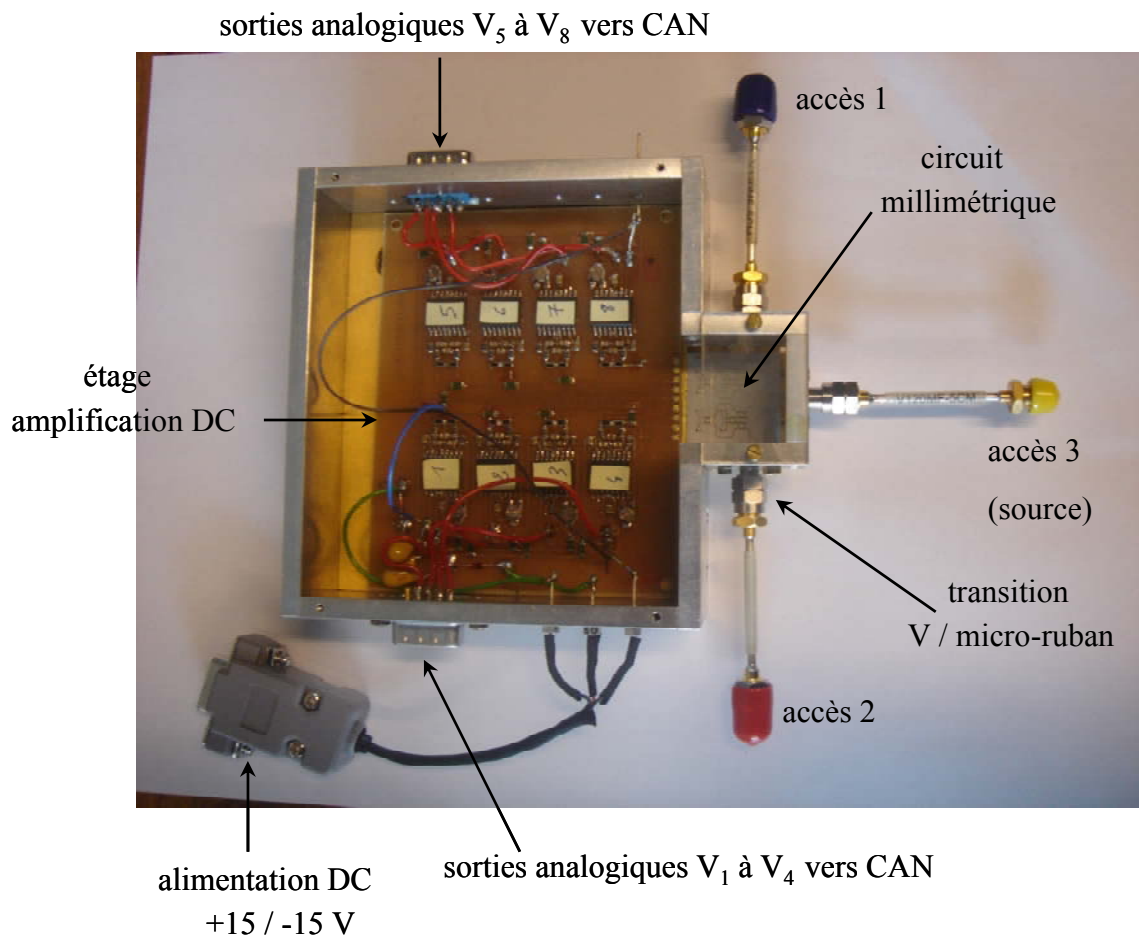


Figure III-11 : Photographie du D-FPR monté dans son boîtier.

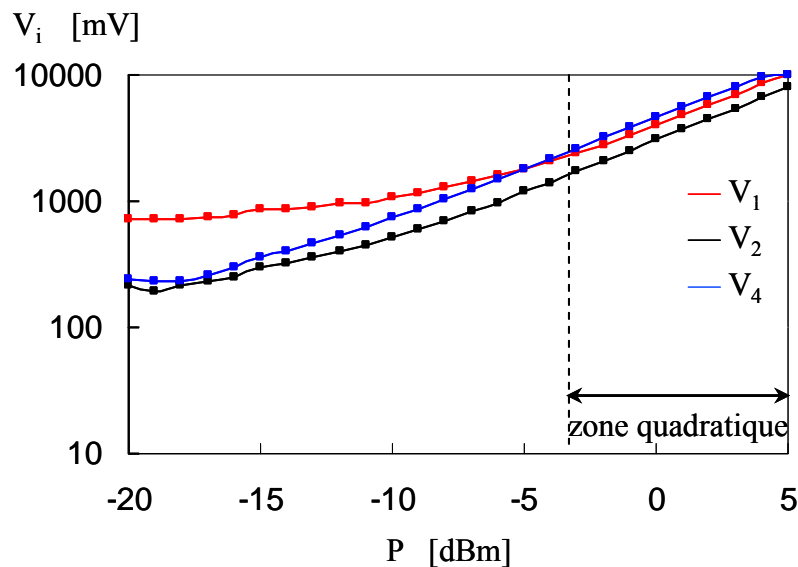
Avant de valider le dispositif en utilisant des charges test, nous caractérisons préalablement ce circuit en mesurant sa matrice de répartition $[S]$ (en module) à l'aide de l'analyseur de réseaux HP8510C dans les trois plans de référence des connecteurs V (accès 1 et 2 = ports de mesure, accès 3 = port source hyperfréquence). Les principaux résultats sont confinés dans le tableau III-2.

59–62 GHz	Min (dB)	Max (dB)
$ S_{11} $	-15	-10
$ S_{22} $	-15	-10
$ S_{33} $	-15	-10
$ S_{21} $	-60	-40
$ S_{32} $	-70	-40
$ S_{31} $	-13	-10

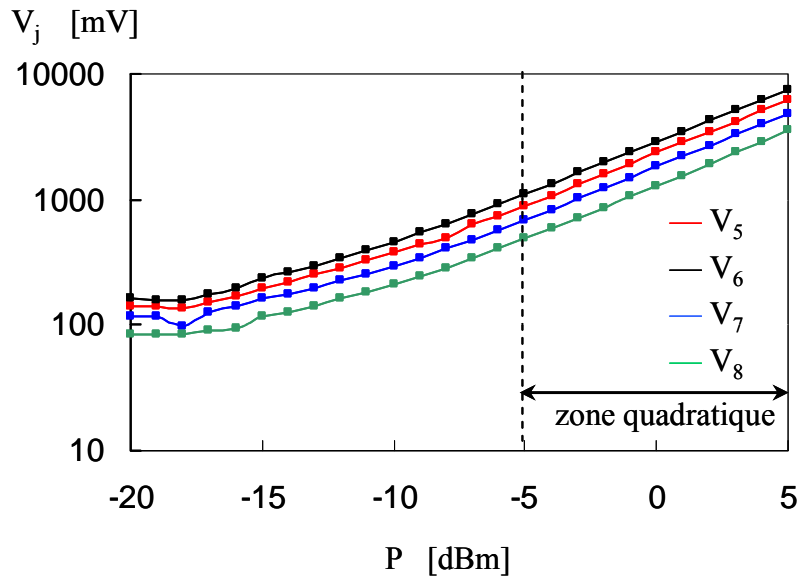
Tableau III-2 : Principales caractéristiques du D-SPR.

Nous pouvons noter que l'adaptation des trois ports de mesure est inférieure à -10 dB dans la bande de fréquences d'utilisation (59 - 62 GHz). Les mesures sont différentes des données de simulation, que nous n'avons pas représentées, car elles ne prennent pas en compte les effets des connecteurs V. L'isolation entre les deux ports de mesure est inférieure à -40 dB. De la même manière, nous avons mesuré une isolation entre le port de source et le port 2 inférieure à -40 dB. La transmission entre le port de source et le port 1 est d'environ -11 dB sur la bande de fréquences considérée.

Le second test concerne la vérification du bon comportement des diodes. Les diodes étant directement thermocollées sur le circuit, nous ne pouvons pas les déconnecter pour en mesurer leurs caractéristiques électriques. La solution consiste alors à connecter deux charges adaptées de précision (présentant des coefficients de réflexion inférieurs à -60 dB) sur les ports 1 et 2 afin que le comportement des détecteurs ne dépendent que du signal de source. Nous présentons en figure III-12 les tensions détectées à 60 GHz après amplification continue des huit tensions détectées ($V_i = 1, \dots, 4$ en réflexion et $V_j = 5, \dots, 8$ en transmission). Lors du test des détecteurs, la diode D_3 n'a pas fonctionné. Néanmoins, comme nous le verrons par ailleurs, seuls deux détecteurs sont nécessaires pour nos applications donc nous ne remplaçons pas la diode dans un premier temps, étant donné la fragilité du substrat. Pour plus de lisibilité, nous séparons les résultats obtenus pour les deux corrélateurs.



(a) Tensions détectées V_i après amplification en fonction de la puissance injectée



(b) Tensions détectées V_j après amplification en fonction de la puissance injectée

Figure III-12 : Tensions détectées en fonction de la puissance injectée à 60 GHz.

Nous notons que les tensions détectées V_i ($i = 1, \dots, 4$) après amplification présentent une zone quadratique commune pour une puissance de source variant d'environ -4 dBm à 5 dBm (saturation des amplificateurs d'instrumentation). De la même manière, une zone quadratique d'environ 10 dB est mesurée pour les tensions détectées V_j ($j = 5, \dots, 8$). Rappelons que les mesures effectuées ici sont relatives aux détecteurs dans leur environnement de fonctionnement. Aussi, la puissance considérée lors des relevés est celle de la source qui ne correspond pas à la puissance hyperfréquence arrivant effectivement sur les détecteurs. De plus, les tensions sont relevées après amplification DC.

Un réglage de gain est prévu sur les amplificateurs d'instrumentation afin d'équilibrer les sensibilités de chacun des détecteurs à la fréquence centrale d'utilisation de 60 GHz. Signalons que la zone quadratique peut être étendue au détriment de la sensibilité. Ce type de caractéristiques a été relevé sur l'ensemble de la bande de fréquences qui nous intéresse et a montré des résultats équivalents en terme de sensibilité. En figure III-13, nous présentons à titre d'illustration la comparaison sur les relevés de la tension V_1 en fonction de la puissance de source injectée pour les trois fréquences 59 , 60 et 62 GHz.

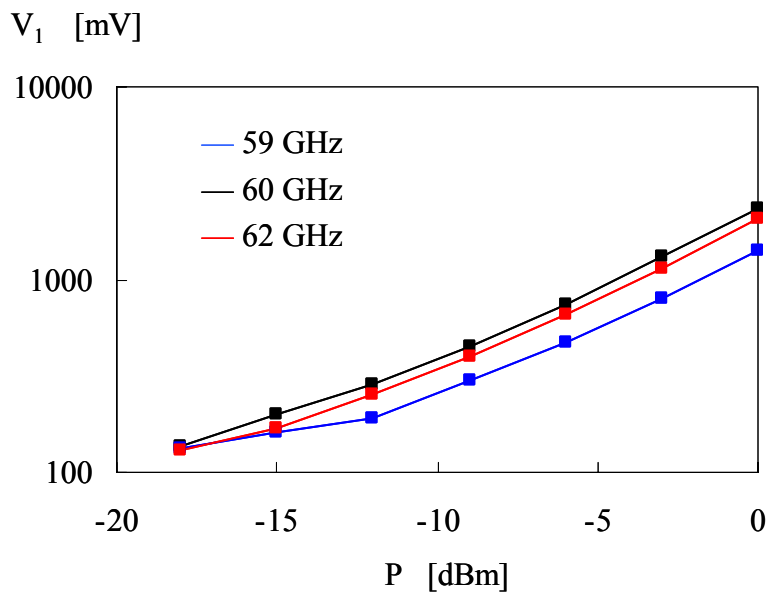


Figure III-13 : Tension V_1 détectée en fonction de la puissance injectée à 59, 60 et 62 GHz.

Ce graphe montre que le détecteur D_1 présente un comportement similaire en terme de détection pour les trois fréquences considérées. Par conséquent, une utilisation sur la bande de fréquences [59 – 62 GHz] s'avère tout à fait envisageable.

III.3.3.4 Conclusion

Après avoir réalisé et caractérisé le D-SPR, nous nous intéressons dans la suite de ce travail à la mise en œuvre du dispositif pour la mesure de coefficients et de réflexion.

III.3.4 Mise en œuvre de l'ensemble du système

III.3.4.1 Introduction

Après avoir caractérisé le dispositif réalisé, nous nous intéressons à la mise en œuvre du D-SPR pour la mesure de coefficients de réflexion et de transmission de quadripôles passifs et symétriques. Rappelons que l'architecture du système (D-SPR) repose sur l'association de deux corrélateurs six-port.

Rappelons également que les deux corrélateurs opèrent de manière indépendante. En effet, contrairement aux DSPNA existant, les deux corrélateurs mesurent chacun un coefficient, le coefficient de réflexion S_{11} ou le coefficient de transmission S_{21} du quadripôle sous test. Bien évidemment, cela est valable à condition que les deux corrélateurs présentent une bonne isolation dans leur bande de fréquences d'utilisation. D'après le tableau III-2,

l'isolation mesurée est au minimum de -40 dB entre 59 et 62 GHz, justifiant ainsi les hypothèses précédentes. Signalons également que l'isolation entre les deux ports de mesure peut être compensée par la procédure de calibrage. Nous nous focalisons donc sur la mise en œuvre du système dans une configuration de mesure de coefficients de réflexion sur la bande de fréquences [59 – 62 GHz].

Comme nous l'avons mentionné dans le précédent chapitre, une phase préliminaire de calibrage du système est nécessaire pour la mise en place du 'problème direct'. Cette étape implique l'utilisation de kits compatibles avec une logique industrielle (simple, robuste et faible coût). Ainsi, des kits de calibrage, répondant à nos critères, ont été réalisés pour des applications en gamme micro-onde [GLA 99]. Compte tenu de la fréquence de travail relativement élevée, nous optons dans un premier temps pour un kit de calibrage constitué d'éléments du commerce.

III.3.4.2 Calibrage et mesure en réflexion

Nous redonnons au travers de l'équation (3.7) la modélisation retenue au deuxième ordre exprimant les tensions détectées V_1 à V_4 en fonction du coefficient de réflexion $S_{11} = I_1 + jQ_1$ d'un DST.

$$V_i = b_{i0} + b_{i1}I_1 + b_{i2}Q_1 + b_{i3}I_1^2 + b_{i4}Q_1^2 + b_{i5}I_1Q_1 + b_{i6}I_2 + b_{i7}Q_2 \quad \text{pour } i = 1, \dots, 4 \quad (3.7)$$

La détermination de ces constantes correspond au calibrage du dispositif développé dans la deuxième partie de ce mémoire. Nous nous intéressons dans un premier temps à la validation de l'étape de calibrage en réflexion.

La première étape consiste à déterminer les termes b_{i0} ($i=1, \dots, 4$) par la mesure des tensions détectées lorsque les ports de mesure sont connectés à des charges adaptées.

Dans la deuxième étape, le calibrage des termes relatifs au coefficients de réflexion S_{11} est effectué en connectant, à tour de rôle, cinq charges uniformément réparties sur l'abaque de Smith, l'accès 2 étant connecté sur une charge adaptée. Afin d'éviter les erreurs de positionnement dues à la connectique, le kit d'étalonnage est un piston de court-circuit variable constitué d'un tronçon de guide WR15 à l'intérieur duquel on peut déplacer un piston métallique rectangulaire de section sensiblement égale à la section intérieure du guide ($1.78 \times 3.56 \text{ mm}^2$). Le piston métallique est déplacé à l'aide d'une vis micrométrique calibrée

qui permet de faire varier la phase du coefficient de réflexion tout en gardant un module quasi-constant (près de 0.1 dB de variation maximale).

Avant de calibrer le dispositif avec six charges étalons, on se propose de valider le choix d'une modélisation au deuxième ordre. Pour ce faire, nous intercalons un atténuateur en guide WR15 entre le port 1 et le piston de court-circuit de manière à présenter des charges de coefficients de réflexion S_{11} variables en module et en phase. Nous donnons une illustration graphique de la comparaison entre les données mesurées par le dispositif et interpolées (cf. Eq. (3.7)) dans le cas de la tension V_2 . L'interpolation est réalisée par une régression linéaire à deux dimensions, la résolution se fait avec la méthode des moindres carrés comme cela est le cas pour une régression linéaire classique. Après avoir appliqué la méthode des moindres carrés aux différentes variables b_i ($i=0,\dots,5$), nous obtenons alors l'équation de la surface de tendance V_2 en fonction de I_1 et Q_1 .

Sont considérées dans cette étude quatre valeurs d'atténuation A_i ($i = 0,\dots,3$) pour lesquelles à chaque fois un tour d'abaque est réalisé à l'aide du piston de court-circuit.

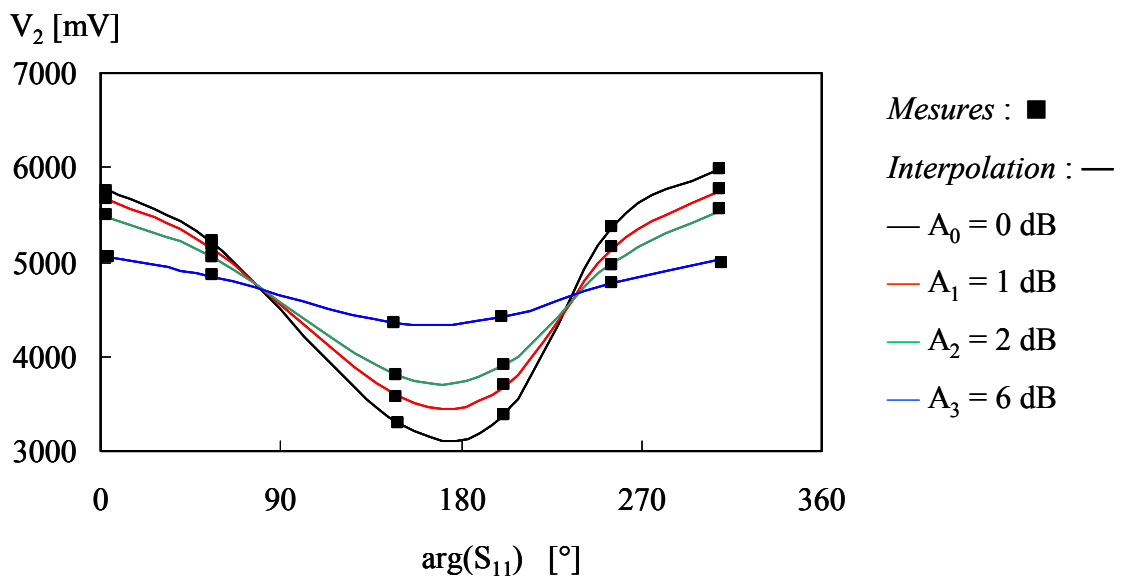


Figure III-14 : Interpolation de la tension V_2 en fonction de S_{11} .

Un moyen statistique pour mesurer la qualité de l'ajustement du modèle (Eq. (3.7)) est d'utiliser le coefficient de détermination r^2 . Ce dernier varie entre 0 et 1 et s'exprime souvent en pourcentage. Dans le cas présent, le r^2 est de 99.4% validant ainsi la robustesse du modèle considéré.

Une approximation au premier ordre en ne prenant en compte que les termes constants (b_{i0} , b_{i3} et b_{i4}) et fondamentaux (b_{i1} et b_{i2}) est en général considérée dans la littérature. Les coefficients de calibrage sont ainsi calculés pour des évolutions parfaitement sinusoïdales

tandis que les signaux réellement mesurés sont entachés d'harmoniques. La perte d'informations due à cette approximation est la cause principale des erreurs de mesures occasionnées. Aussi, nous proposons une étude comparative des modélisations aux premier, deuxième et troisième ordre. Pour cela, nous considérons un ensemble de 80 charges caractérisées au préalable à l'analyseur de réseaux HP8510C (ANA pour Automatic Network Analyzer en anglais). Nous présentons dans le tableau III-3 les valeurs de coefficients obtenus pour les différents modèles. Dans un premier temps, nous venons interpoler l'ensemble des mesures des 80 charges par les différents modèles afin de confronter les modèles sur toute la dynamique de mesure. Signalons que les résultats suivants sont acquis avec un gain DC de l'amplificateur d'instrumentation différent du test précédent (figure III-14).

coefficient	grandeur	modèle ordre 1	modèle ordre 2	modèle rdre 3
b ₁₀	1	1246.3	1246.4	1246.6
b ₁₁	I ₁	-50.7	-62.2	-59.1
b ₁₂	Q ₁	-355.9	-372.8	-369.7
b ₁₃	I ₁ ²	18.9	67.6	51.6
b ₁₄	Q ₁ ²		-3.8	6.2
b ₁₅	I ₁ Q ₁		-235.4	-243.9
b ₁₆	I ₁ ³ -3 I ₁ Q ₁ ²		5.7	
b ₁₇	Q ₁ ³ -3 I ₁ ² Q ₁		72.9	
r^2		94.4 %	99.4 %	99.8 %
$\overline{\Sigma \frac{\Delta V_1}{V_1}}$		1.58 %	0.42 %	0.29 %

(a) Tension V_1

coefficient	grandeur	modèle ordre 1	modèle ordre 2	modèle ordre 3
b ₂₀	1	1866.8	1865.9	1865.8
b ₂₁	I ₁	-576.5	-581.9	-582.1
b ₂₂	Q ₁	-89.0	-93.7	-95.4
b ₂₃	I ₁ ²	44.5	-93.0	-94.3
b ₂₄	Q ₁ ²		209.5	215.5
b ₂₅	I ₁ Q ₁		-162.9	-166.2
b ₂₆	I ₁ ³ -3 I ₁ Q ₁ ²		-27.9	
b ₂₇	Q ₁ ³ -3 I ₁ ² Q ₁		11.1	
r^2		96.3 %	99.7 %	99.8 %
$\overline{\Sigma \frac{\Delta V_2}{V_2}}$		1.19 %	0.27 %	0.22 %

(b) Tension V_2

Tableau III-3 : Comparaison des différents modèles pour les tensions V_1 et V_2 .

Ce tableau traduit des évolutions spatiales sinusoïdales distordues (sinusoïdes entachées d'harmoniques). Ainsi, un modèle au premier ordre correspond à un coefficient de détermination de 94.4 % et conduit à une erreur moyenne sur les tensions V_1 de 1.58 %.

Une modélisation à un ordre supérieur qui consiste à prendre en compte les harmoniques spatiales d'ordres supérieurs permet de mieux rendre compte de la réalité des données mesurées mais requiert en contrepartie un effort supplémentaire lors de la phase de calibrage. Ainsi, une modélisation à l'ordre 2 permet de diminuer l'erreur moyenne d'un rapport d'environ 4. Comme nous l'avons signalé dans la deuxième partie de ce mémoire, il se pose la question du compromis entre la précision escomptée sur les grandeurs d'intérêts I_1 et Q_1 et le nombre de charges nécessaires pour atteindre cette précision lors de la procédure de calibrage. Ainsi, une modélisation au deuxième ordre demande deux charges supplémentaires par rapport à la formalisation au premier ordre. Une modélisation au troisième ordre permet d'améliorer encore la précision mais nécessite d'adjoindre encore deux charges supplémentaires. Aussi, nous nous limitons volontairement à un modèle au deuxième ordre.

III.3.4.3 Résolution du problème inverse

Une fois le modèle établi dans la configuration en réflexion à la fréquence de travail de 60 GHz, nous procédons, en vue de sa validation, à la mesure de coefficients de réflexion passifs ($|S_{11}| < 1$), et comparons les résultats obtenus à ceux issus de la caractérisation à l'analyseur de réseaux HP 8510C. Nous utilisons à cet effet les mesures des 80 charges qui ont servies à la comparaison des trois modèles et les constantes de calibrage obtenues par interpolation de ces mêmes charges.

La principale difficulté réside dans la nature transcendante du modèle considéré qui requiert la mise en œuvre d'un algorithme de résolution numérique 'Newton-Raphson' en deux dimensions (I_1 et Q_1) [ANG 72]. Mathématiquement, seules deux équations du modèle sont nécessaires pour la résolution du 'problème inverse' dans le cas de charges passives. L'algorithme considéré demande la connaissance d'une solution initiale. Une solution pour un modèle au premier ordre en considérant les quatre tensions peut être déterminée analytiquement mais nous considérons une solution $I_1 = Q_1 = 0$ (charge adaptée). En effet, une représentation en deux dimensions indique une évolution monotone des tensions en fonction des deux variables I_1 et Q_1 , supposant ainsi une convergence rapide de l'algorithme. Nous

donnons une illustration graphique, en deux dimensions, de la comparaison entre les données mesurées et le modèle (figure III-15) en fonction des données I_1 et Q_1 dans le cas de la tension V_2 .

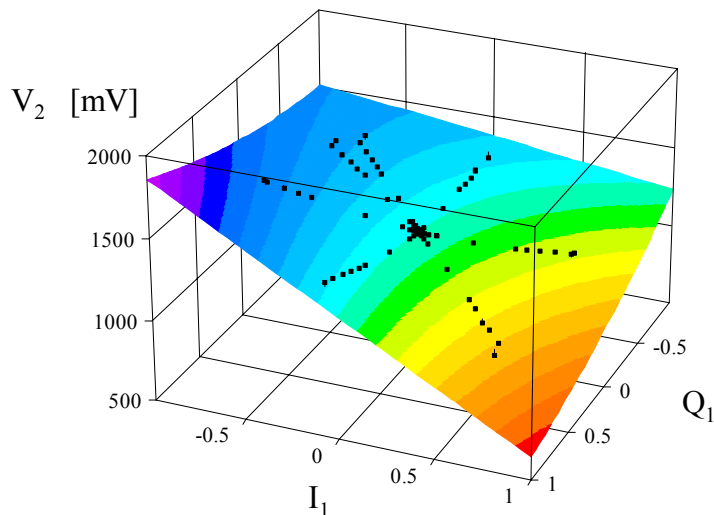
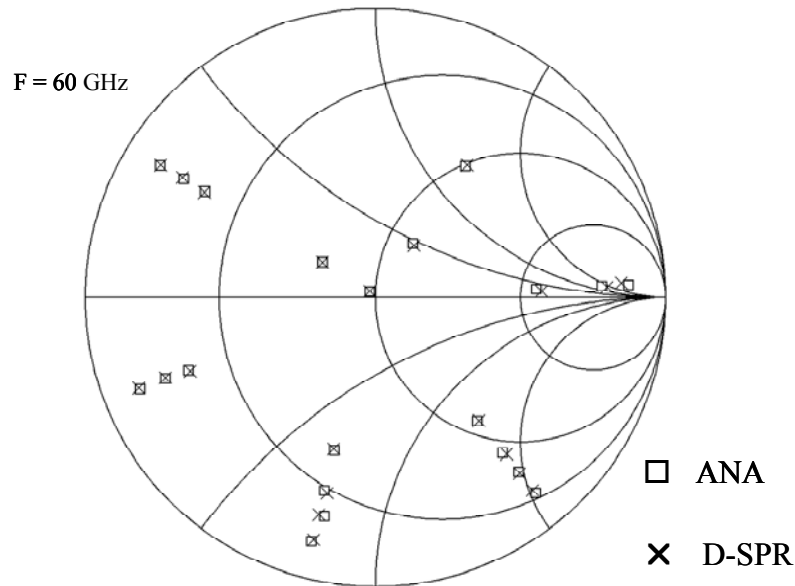


Figure III-15 : Interpolation de la tension V_2 en fonction de S_{II} .

(■ Mesures HP-8510C)

Graphiquement, les carrés représentent les tensions mesurées en sortie du détecteur alors que le modèle est représenté par une surface 2D.

Pour illustrer le bon comportement du dispositif, nous comparons en Figure III-16 les résultats obtenus par inversion numérique à ceux issus de la caractérisation à l'analyseur de réseaux HP 8510C. Pour plus de lisibilité, nous ne représentons que 22 charges parmi les 80 considérées.



**Figure III-16 : Comparaison des coefficients de réflexion à 60 GHz.
(charge = atténuateur + court-circuit glissant)**

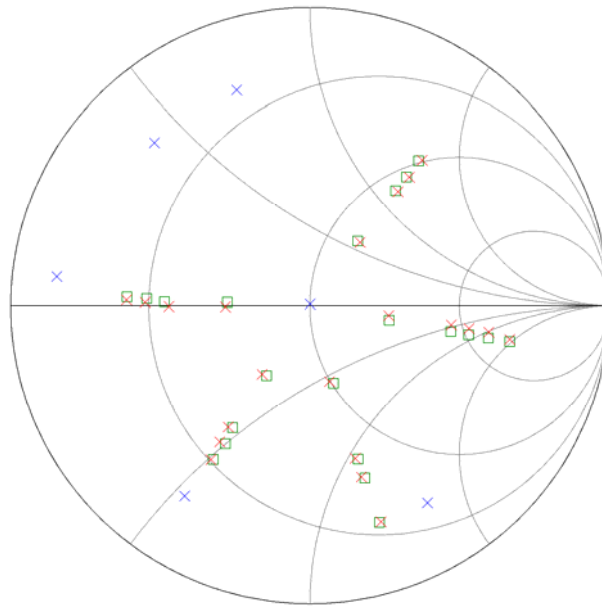
L'abaque de Smith donné ci-dessus montre que les résultats sur la détermination des coefficients de réflexion sont sensiblement égaux à ceux issus de l'analyseur de réseaux commercial. Les constantes de calibrage obtenues dans ce cas sont issues de l'interpolation de l'ensemble des mesures.

En pratique, nous utilisons six charges de calibrage réparties sur l'abaque de Smith. Nous donnons un exemple d'illustration en considérant les six charges d'étalonnage données en tableau III-4.

	Module de S_{11} [dB]	Phase de S_{11} [°]
1	-1.4	-59.3
2	-2.3	-123.2
3	-2.3	108.7
4	-2.3	133.5
5	-2.4	80.4
CA	-50.3	2.1

Tableau III-4 : Caractéristiques en module et phase des coefficients de réflexion des étalons de calibrage relevés à 60 GHz à l'analyseur de réseaux.

Après avoir calibré le dispositif de mesure en considérant ces six charges de calibrage, nous mesurons 20 charges n'ayant pas servi au calibrage du dispositif et comparons avec les données issues de l'analyseur de réseaux commercial (Fig. III-17).



**Figure III-17 : Comparaison des coefficients de réflexion à 60 GHz.
(charge = atténuateur + court-circuit glissant)**

(□ ANA × D-SPR × charges de calibrage)

L'abaque de Smith donné ci-dessus montre que nous retrouvons des résultats comparables à ceux issus de l'analyseur de réseaux.

Afin de mieux apprécier les performances du système et évaluer les limites en terme de précision de mesure du D-SPR, nous donnons en figure III-18 une comparaison entre notre dispositif et l'analyseur de réseaux pour des coefficients de réflexion présentant un module inférieur à - 20 dB.

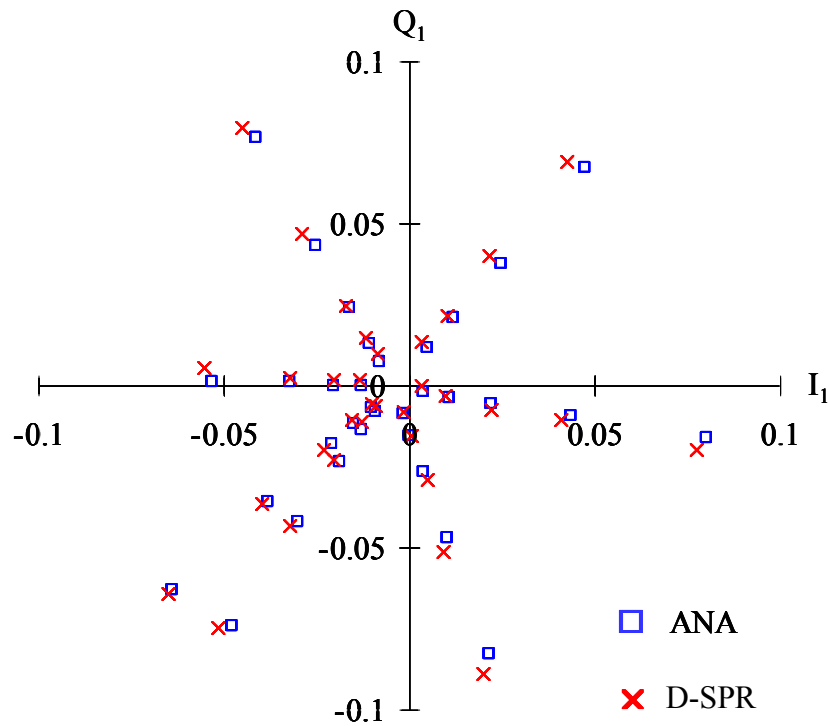


Figure III-18 : Comparaison des coefficients de réflexion pour $|S_{11}| < 0.1$.

Un critère pour qualifier la qualité de mesure du dispositif est l'EVM (Error Vector Magnitude en anglais) donnée par :

$$EVM = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |S_{11,SPMS} - S_{11,ANA}| \quad (3.8)$$

où N représente le nombre de charges, $S_{11,SPMS}$ représentent les coefficients de réflexion déterminés par le D-SPR tandis que les $S_{11,ANA}$ sont mesurés à l'analyseur de réseaux. Pour les 80 charges considérées, des EVM de 2.1 % à l'ordre 2 et de 1.2 % à l'ordre 3 sont calculés.

Suivant la précision escomptée sur les mesures, le modèle peut être affiné mais au détriment de la procédure de calibrage qui demandera plus d'effort en terme de mesures et de traitement.

Dans l'optique de couvrir la bande de fréquences 59 – 62 GHz, nous avons également calibré le dispositif, toujours dans la configuration en réflexion, à 59, 61 et 62 GHz pour deux

types de modélisation au deuxième et au troisième ordre. Nous comparons alors les coefficients de réflexion mesurés par le dispositif six-port avec ceux mesurés par l'analyseur de réseaux. Les EVM relatifs aux modélisations au premier ordre et au deuxième ordre sont répertoriés dans le tableau suivant :

	59 GHz	60 GHz	61 GHz	62 GHz
EVM ordre 2	2.1 %	2.1 %	0.4 %	1.3 %
EVM ordre 3	1.7 %	1.2 %	0.3 %	0.9 %

**Tableau III-5 : Comparaison des EVM pour deux modélisations.
(F = 59, 60, 61 et 62 GHz)**

Pour les quatre fréquences considérées, les EVM sont inférieurs à 2.1 % pour une modélisation à l'ordre 2 et n'excèdent pas 1.8 % au troisième ordre. Nous remarquons également que les résultats sont meilleurs à 61 et 62 GHz.

A titre d'information, nous donnons également une comparaison en module et phase sur cinq charges (parmi les 80 charges considérées) indicées L_i ($i = 1, \dots, 5$) dans le tableau III-6.

charges mesurées	F=59 GHz	F =60 GHz	F=61 GHz	F=62 GHz
$L_{1, ANA}$	0.87/-45.7°	0.87/-158.7°	0.87/-160.5°	0.86/-42.1°
$L_{1, D-SPR}$	0.85/-45.4°	0.85/-158.9°	0.90/-159.1°	0.86/-42.2°
$L_{2, ANA}$	0.78/-149.8°	0.78/-50.7°	0.77/-51.1°	0.77/-156.1°
$L_{2, D-SPR}$	0.78/-148.3°	0.78/-50.8°	0.77/-50.2°	0.77/-155.9°
$L_{3, ANA}$	0.55/59.7°	0.55/55.7°	0.54/61.7°	0.54/72.3°
$L_{3, D-SPR}$	0.55/60.2°	0.55/55.3°	0.55/61.6°	0.55/70.6°
$L_{4, ANA}$	0.06/-103.5°	0.06/-104.3°	0.07/-110.5°	0.06/-104.8°
$L_{4, D-SPR}$	0.06/-102.5°	0.06/-103.9°	0.06/-109.5°	0.06/-102.4°
$L_{5, ANA}$	0.035/147.5°	0.029/133.4°	0.032/141.6°	0.034/143.1°
$L_{5, D-SPR}$	0.037/152.0°	0.029/132.6°	0.032/139.3°	0.035/143.0°

Tableau III-6 : Comparaison sur cinq charges étalons (60GHz).

Ces résultats mettent en évidence la capacité du D-SPR à mesurer vectoriellement un coefficient de réflexion sur une large dynamique.

III.3.4.4 Conclusion

Au vu des résultats expérimentaux obtenus lors des essais comparatifs, sur différentes charges test, on peut dire que le bon fonctionnement du D-SPR est validé pour la configuration de mesure en réflexion. Concernant le corrélateur en transmission, nous n'avons pas mené de campagne de mesure exhaustive. Nous avons pris soin de vérifier le bon comportement du corrélateur sur certaines charges dans la bande de fréquences 59 – 62 GHz afin d'entrevoir les limites du corrélateur. Ainsi, les résultats s'apparentent aux performances exposées pour le corrélateur en réflexion.

III.3.5 Conclusion

Nous avons proposé dans cette partie du chapitre un premier dispositif dénommé D-SPR, opérant en gamme millimétrique, permettant la mesure de paramètres S d'un quadripôle symétrique. Après avoir discuté les choix technologiques et optimisé chacun des éléments génériques, nous avons réalisé et caractérisé le système. La mise en œuvre du dispositif dans une configuration de mesure de coefficients de réflexion a permis de mettre en avant les performances du système par comparaison à des mesures issues de l'analyseur de réseaux commercial qui constitue l'appareil de mesure de référence.

Dans la suite de ce manuscrit, nous envisageons de valider expérimentalement le concept quatre-port par la réalisation de deux dispositifs opérant pour l'un dans une configuration de mesure de coefficient de réflexion d'un DST et pour l'autre cas dans une configuration de mesure simultanée de coefficients de réflexion et de transmission d'un quadripôle symétrique. Rappelons que ces appareils sont destinés à des caractérisations passives.

Nous n'envisageons pas immédiatement une réalisation en gamme millimétrique des dispositifs quatre-port mais nous préférons dans un premier temps opérer en gamme micro-onde. Nous apportons ici quelques arguments quant à nos motivations. Dans un premier temps, il s'agit ici de valider un nouveau concept au travers de la réalisation de prototypes. Nous comprenons aisément qu'il est plus facile d'opérer en gamme micro-onde. Il faut également signaler que le corrélateur quatre-port, de part sa structure très simple, se présente comme une alternative viable pour le domaine des télécommunications multi-modes et multi-standards. Nous présentons, à cet effet, un récepteur de télécommunications 1 – 5 GHz utilisant un corrélateur quatre-port dans le dernier chapitre de ce mémoire.

III.4 SYSTEMES DE MESURE EN GAMME MICRO-ONDE

III.4.1 Introduction

Ce paragraphe est destiné à la présentation des dispositifs basés sur le concept corrélateur quatre-port. Dans le but de valider expérimentalement ce nouveau type d'architecture large bande, nous décidons d'opérer en gamme de fréquences micro-ondes. Ainsi, le premier dispositif permet la mesure d'un coefficient de réflexion d'un objet sous test sur une gamme de fréquences autour de 2.45 GHz. Le deuxième système utilise quant à lui deux corrélateurs quatre-port pour la détermination des paramètres de réflexion et de transmission d'un quadripôle passif et symétrique. La conception est basée sur l'utilisation de la plate-forme de CAO ADS.

III.4.2 Description des éléments

III.4.2.1 Introduction

Dans cette partie, nous proposons une description rapide des caractéristiques de l'ensemble des composants mis en œuvre en vue de la réalisation des dispositifs quatre-port. Les circuits, réalisés en technologie micro-ruban, sont gravés sur un substrat servant à l'implantation de l'ensemble des composants du système. Compte tenu de la bande de fréquences de travail (< 5 GHz), plusieurs types de substrats peuvent être envisagés. Nous présentons deux types de substrat classiquement utilisés que sont le Duroid 6010.8 (ROGERS) et l'Epoxy FR4 0.8 dont les caractéristiques sont résumées dans le tableau suivant :

F = 2.45 GHz	Duroid 6010.8	FR4 0.8
permittivité relative	10.8	4.8
facteur de pertes	0.001	0.03
hauteur du diélectrique	635 μm	800 μm
épaisseur de métallisation	17.5 μm	35 μm

Tableau III-7 : Caractéristiques des substrat utilisés à 2.45 GHz.

Bien que le Duroid présente de meilleures performances en terme de pertes diélectriques à la fréquence centrale de 2.45 GHz, nous avons choisi de réaliser les dispositifs en utilisant de l'Epoxy FR4 qui présente un très bon rapport qualité/prix.

III.4.2.2 Détecteurs

Nous présentons dans ce paragraphe les résultats concernant la simulation et les performances du détecteur hyperfréquence dont l'adaptation est assurée par un réseau résistif selon la figure III-19. Le détecteur réalisé est basé sur l'utilisation de la diode Schottky zero-bias HSMS-2850 dont la résistance vidéo est d'environ 5 k Ω .

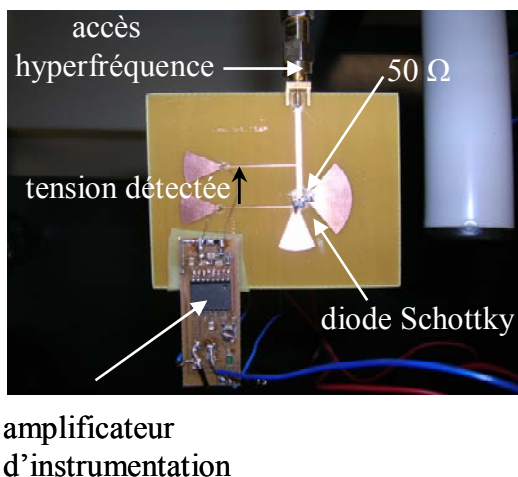


Figure III-19 : Photographie du détecteur opérant dans la bande 1 – 4 GHz.

Les mesures réalisées sur le détecteur ont montré que l'adaptation dans la bande de fréquences 1 – 4 GHz demeure quasiment constante à -15 dB. La deuxième notion clé du détecteur quadratique est sa sensibilité γ qui, rappelons le, traduit le rapport de conversion entre la tension détectée et la puissance hyperfréquence injectée. Nous donnons ci-dessous une représentation graphique de la sensibilité en fonction de la fréquence d'utilisation.

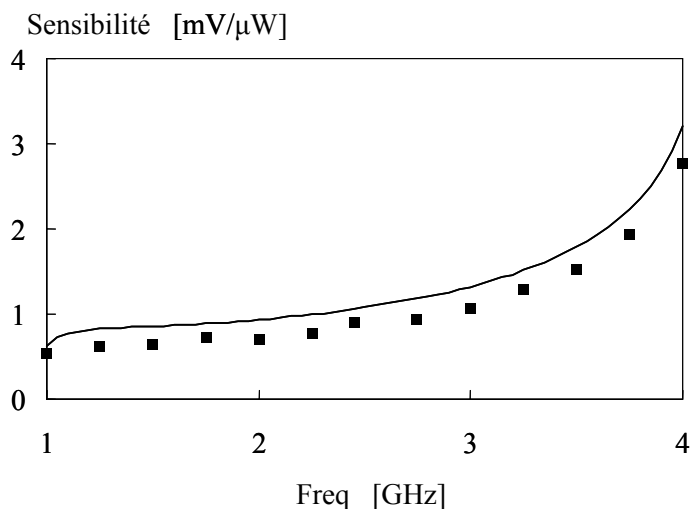


Figure III-20 : Sensibilité du détecteur dans la bande de fréquences 1 – 4 GHz.

(— Simulations ADS ■ Mesures)

Il apparaît que les données simulées et mesurées suivent les mêmes variations. Sur la bande de fréquences d'intérêt, la sensibilité varie d'environ 0.5 à 3 mV/ μ W.

III.4.2.3 Diviseurs de Wilkinson

Le circuit micro-onde comprend six diviseurs de Wilkinson opérant en diviseurs ou additionneurs de puissance. Nous donnons ci-dessous une comparaison entre les données simulées et la mesure à l'analyseur de réseaux du diviseur de Wilkinson pour quelques grandeurs clés.

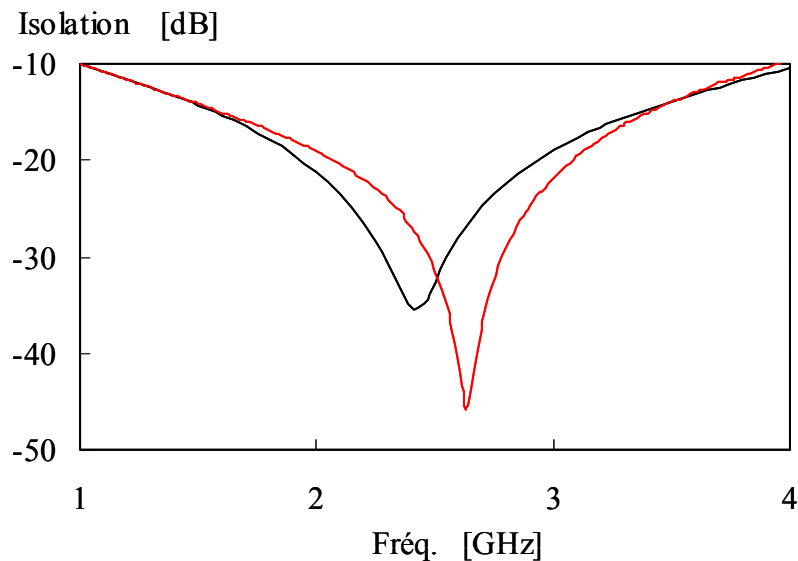


Figure III-21: Isolation du diviseur de 'Wilkinson' entre 1 et 4 GHz.

(— Simulations ADS — Mesures)

Les données mesurées sont quelque peu différentes des grandeurs simulées avec en particulier un décalage fréquentiel pour la meilleure isolation. Néanmoins, l'isolation est toujours inférieure à -10 dB entre 1 et 4 GHz et permet donc d'entrevoir un fonctionnement large bande. Les mêmes commentaires peuvent être formulés quant aux adaptations des trois ports du diviseur de Wilkinson qui sont inférieures à -10 dB sur toute la bande de fréquences. Nous ne reportons pas ici ces évolutions qui ne revêtent pas un intérêt particulier en terme de présentation.

Nous représentons également, en figure III-22, la transmission entre le port d'entrée et le port de sortie du diviseur de 'Wilkinson'.

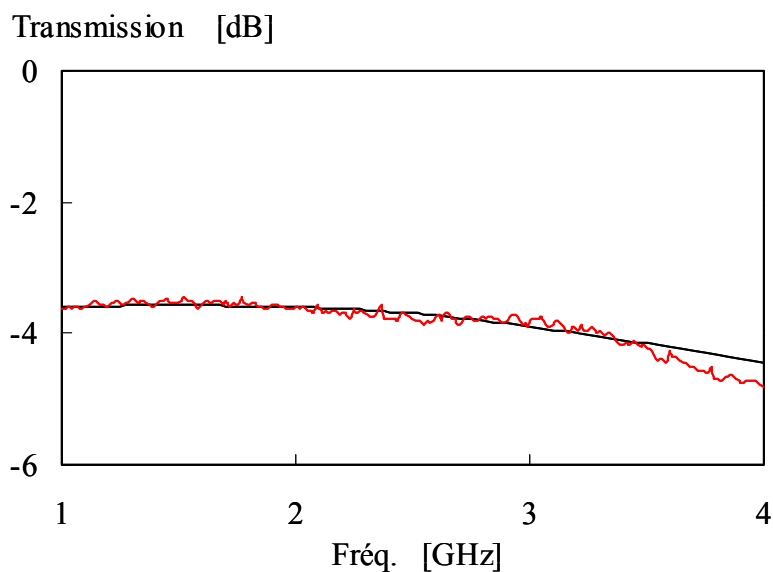


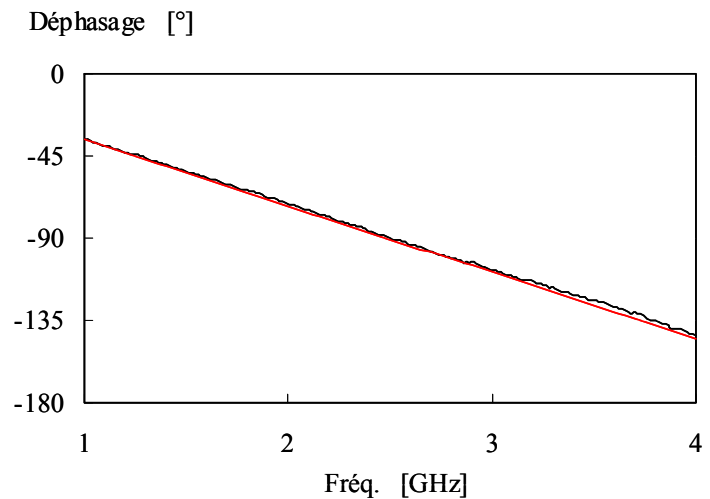
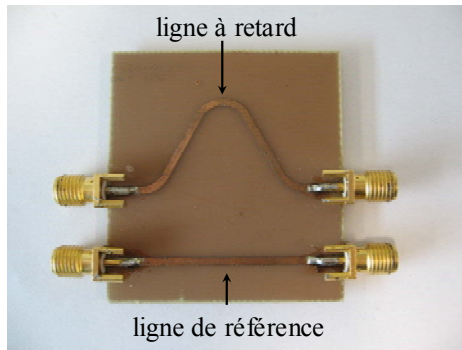
Figure III-22 : Transmission du diviseur de 'Wilkinson' entre 1 et 4 GHz.

(— Simulations ADS — Mesures)

Nous observons globalement un bon accord entre les données de simulation et de mesure. Notons également que la transmission évolue dans un intervalle relativement faible de l'ordre de 1.5 dB dans la bande de fréquences d'intérêt.

III.4.2.4 Ligne à retard

Dans la deuxième partie de ce mémoire, nous avons signalé la difficulté à réaliser une ligne à retard 90° large bande en technologie micro-ruban. Nous concevons et réalisons deux lignes déphasées de 90° à la fréquence de 2.45 GHz et mesurons leurs caractéristiques pour en évaluer les performances sur la bande de fréquences d'intérêt (figure III-23).



(a) Photographie

(b) Déphasage (— Simulations ADS — Mesures)

Figure III-23 : Ligne à retard réalisée sur Epoxy FR4 0.8.

Nous observons un bon accord entre les résultats pratiques et de simulation. Le déphasage entre les deux lignes varie entre -35° et -145° pour la bande de fréquences considérées. Ces données permettent de ce fait d'envisager un fonctionnement sur la gamme de fréquences 1 – 4 GHz. En effet, il est à rappeler que le cas critique se produit lorsque le déphasage est un multiple de 180° .

III.4.2.5 Conclusion

Les composants du FPR ont été optimisés afin de présenter des caractéristiques compatibles avec une application quatre-port. L'ensemble des résultats obtenus s'est avéré satisfaisant. L'étape suivante est dédiée à la description des étapes de réalisation du système.

III.4.3 Réalisation et caractérisation du FPR

III.4.3.1 Introduction

Ce paragraphe est destiné à la présentation du dispositif micro-onde permettant la mesure du coefficient de réflexion d'un dipôle passif ($|S_{11}| < 1$). Après avoir caractérisé le circuit hyperfréquence, nous validons le système réalisé au travers de charges tests préalablement mesurées à l'analyseur de réseaux.

III.4.3.2 Réalisation du FPR

Le circuit, réalisé en technologie micro-ruban, est donné en figure III-24.

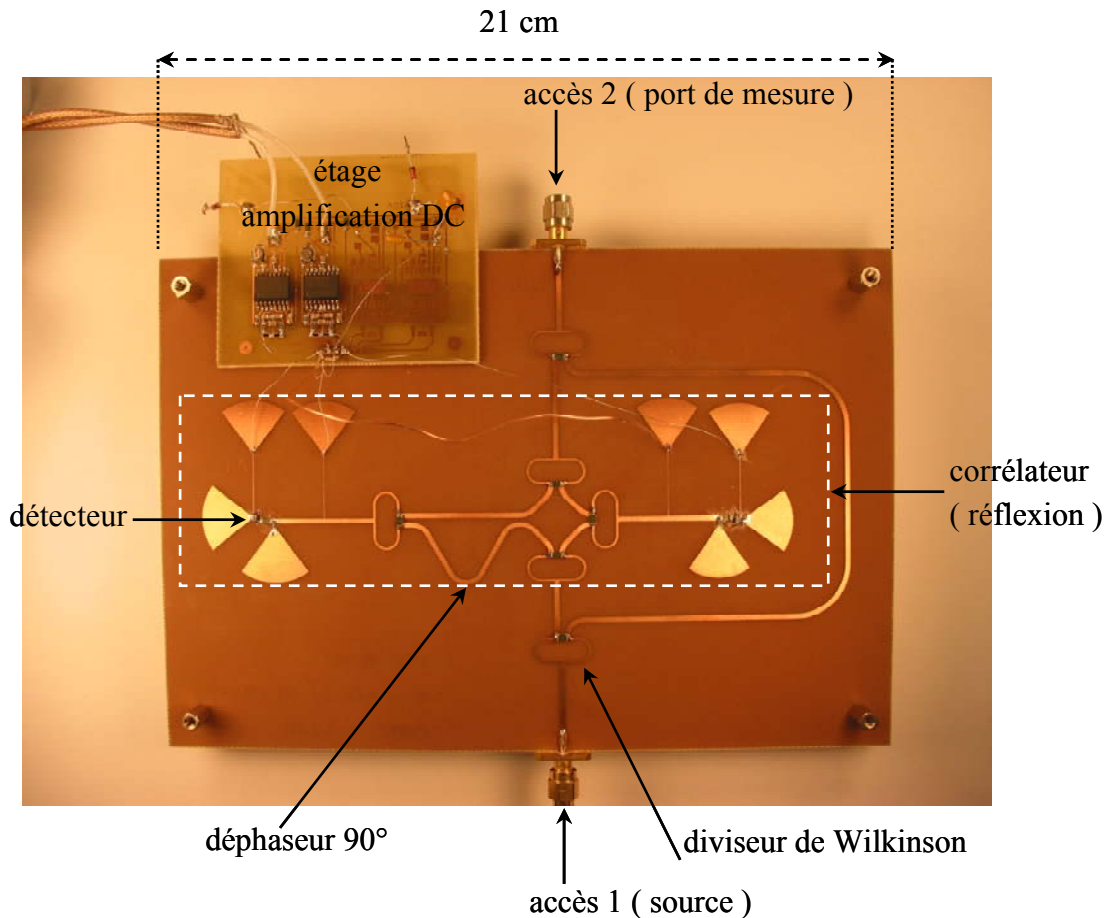
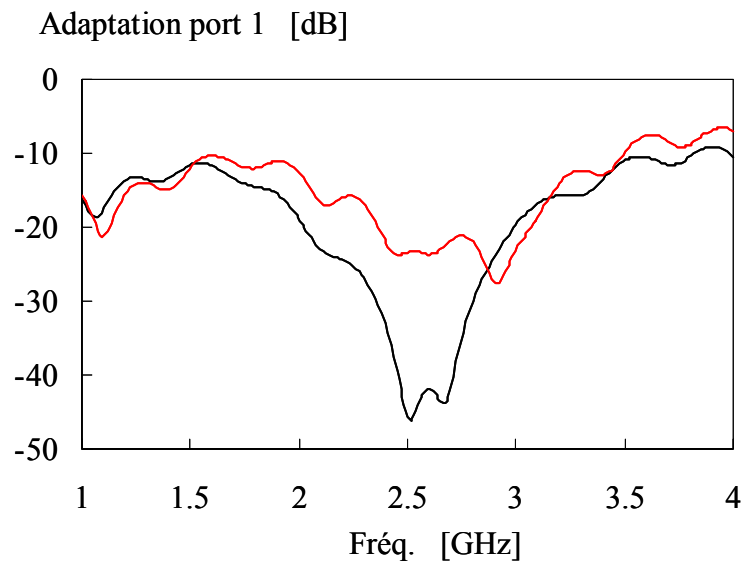


Figure III-24 : Photographie du FPR fonctionnant dans la bande 1 - 4 GHz.

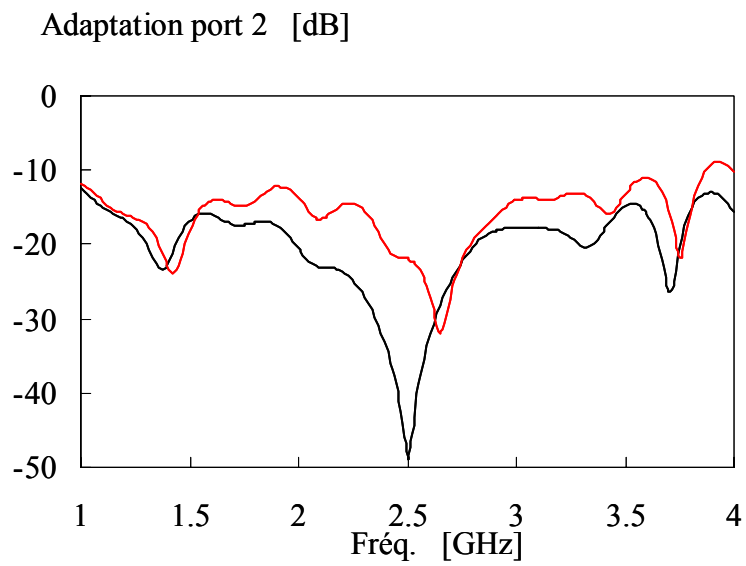
III.4.3.3 Caractérisation du FPR

Pour les tests en laboratoire, le système complet inclut également un synthétiseur de fréquences micro-ondes, un étage d'amplification DC en sortie des détecteurs, une carte de conversion A/N PCI 12 bits reliée à un PC où sont implémentés les codes de calibrage et d'inversion en C++.

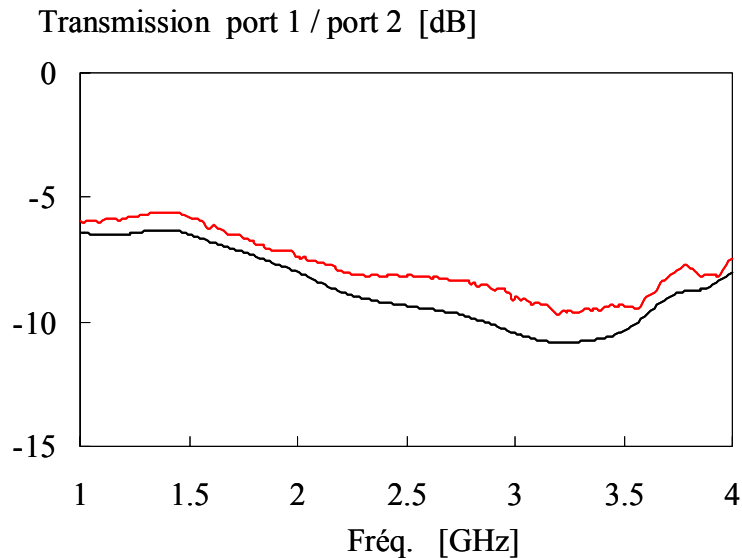
Nous caractérisons le circuit en mesurant sa matrice de répartition [S] (en module) à l'aide de l'analyseur de réseaux HP8720C dans les deux plans de référence des connecteurs SMA (accès 1 = port source hyperfréquence et accès 2 = port de mesure). Les principaux résultats sont présentés ci-après.



(a) Adaptation du port 1 en fonction de la fréquence



(b) Adaptation du port 2 en fonction de la fréquence



(a) Transmission entre les ports 1 et 2 en fonction de la fréquence

Figure III-25 : Caractérisation du FPR.

(— Simulations ADS — Mesures ANA)

La comparaison entre les données mesurées et simulées montre un décalage fréquentiel sur les caractéristiques d'adaptation des deux ports. Mais ceci ne constitue pas un frein au bon fonctionnement du dispositif. En effet, nous visons ici un fonctionnement sur la bande de fréquences 1 – 4 GHz et le dispositif initialement optimisé à 2.45 GHz montre des adaptations toujours inférieures à -10 dB sur cette bande d'intérêt. Par ailleurs, une rétrosimulation a montré que la permittivité du substrat (époxy) est à reconsidérer si l'on veut faire 'coller' les paramètres simulés et mesurés. Quant à la transmission entre le port de source et le port de mesure, elle se situe entre -5 dB et -10 dB dans la bande de fréquence 1 – 4 GHz validant ainsi une possible utilisation large bande.

Le second test concerne la vérification du comportement électrique des détecteurs sur la gamme de fréquences d'utilisation. Nous adoptons le même mode opératoire que celui utilisé pour le D-SPR. Ainsi, une charge adaptée est connectée au port de mesure tandis que le synthétiseur de fréquences, connecté au port de source, permet d'ajuster la fréquence d'utilisation et la puissance. Nous relevons pour chaque fréquence (1 à 4 GHz avec un pas de 500 MHz) les tensions détectées, après amplification, V_1 et V_2 en fonction de la puissance injectée. Signalons que le gain DC des amplificateurs est ajusté afin d'équilibrer les deux voies des détecteurs à la fréquence d'optimisation de 2.45 GHz. Nous donnons en figure

III-26 l'évolution des tensions détectées après amplification en fonction de la puissance injectée.

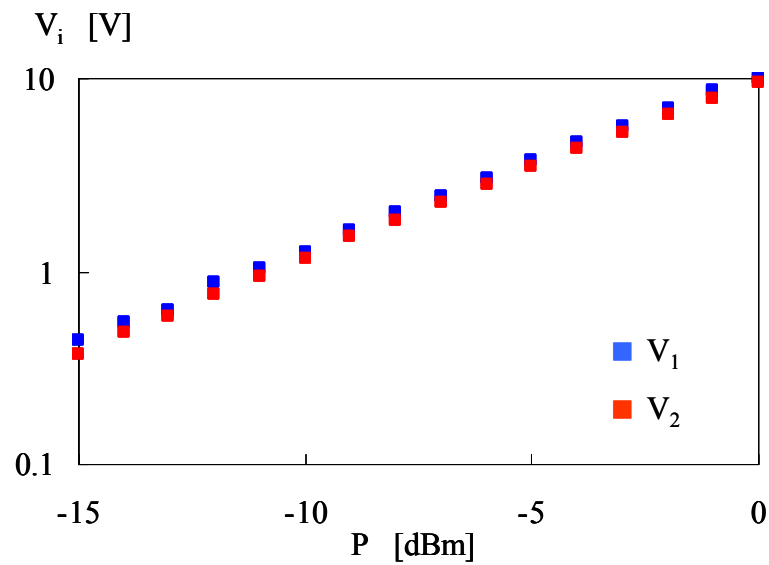


Figure III-26 : Tensions détectées en fonction de la puissance injectée à $F = 2.45$ GHz.

Sur la plage de puissances considérées, les détecteurs présentent un fonctionnement quadratique. Au-delà de 10 Volts, les amplificateurs DC sont en régime de saturation. A partir de ces relevés, nous fixons la puissance du signal de référence au milieu de la zone quadratique. Puis, dans le but d'évaluer les limites du dispositif en terme de détection, les tests sont effectués pour chaque fréquence entre 1 et 10 GHz. Nous donnons en tableau III-8 les zones quadratiques mesurées ainsi que la puissance du signal de référence retenue.

Fréquence (GHz)	Zone quadratique V_1 (dB)	Zone quadratique V_2 (dB)	Puissance de référence (dBm)
1	20	20	-4
2	16	16	-7
2.45	20	20	-5
3	16	16	-7
4	16	12	-9
5	12	12	0
6	12	12	0
7	15	15	1
8	15	15	1
9	15	15	-2
10	9	9	0

**Tableau III-8 : Relevés expérimentaux in-situ (diodes montées)
des caractéristiques des détecteurs.**

Ce tableau met en avant un bon comportement des détecteurs sur la plage de fréquences d'utilisation (1 – 4 GHz). Au-delà de cette zone, nous voyons qu'il est toutefois possible d'entrevoir une utilisation du dispositif à condition d'augmenter la puissance de la source. Compte tenu de ces résultats, nous envisageons par la suite un fonctionnement en réflectométrie sur une gamme de fréquences atteignant 10 GHz. Nous comprenons que les signaux détectés seront entachés de non-linéarités. Nous verrons plus loin dans quelles proportions la modélisation du 'problème direct' est en mesure de rendre compte des données mesurées pour une bande de fréquences aussi importante.

III.4.3.4 Conclusion

Après avoir réalisé et caractérisé le FPR, nous nous intéressons dans la suite de ce travail à la mise en œuvre du dispositif pour la mesure de coefficients et de réflexion.

III.4.4 Mise en œuvre de l'ensemble du système

III.4.4.1 Introduction

Après avoir caractérisé le dispositif réalisé, nous nous intéressons maintenant à la mise en œuvre du FPR pour la mesure de coefficient de réflexion Γ d'un DST passif ($|\Gamma| < 1$).

III.4.4.2 Calibrage et mesure en réflexion

Nous redonnons ci-dessous les modélisations retenues respectivement aux premier, deuxième et troisième ordre exprimant les tensions détectées V_1 et V_2 en fonction du coefficient de réflexion $\Gamma = I + jQ$ du DST :

$$V_i = b_{i0} + b_{i1}I + b_{i2}Q + b_{i3}(I^2 + Q^2)$$

$$V_i = b_{i0} + b_{i1}I + b_{i2}Q + b_{i3}I^2 + b_{i4}Q^2 + b_{i5}IQ \quad \text{pour } i = 1, 2 \quad (3.10)$$

$$V_i = b_{i0} + b_{i1}I + b_{i2}Q + b_{i3}I^2 + b_{i4}Q^2 + b_{i5}IQ + b_{i6}(I^3 - 3IQ^2) + b_{i7}(Q^3 - 3I^2Q)$$

Le calibrage du FPR est identique à celui d'un réflectomètre six-port pour lequel nous ne considérons plus que deux tensions V_1 et V_2 au lieu de quatre tensions pour le réflectomètre six-port. La première étape de calibrage consiste à mesurer les tensions détectées lorsque le port de mesure est connecté à une charge adaptée afin de déterminer les termes b_{i0} ($i = 1, 2$). La deuxième étape nécessite un kit de calibrage constitué de cinq charges réparties sur l'abaque de Smith pour la détermination des autres constantes. Comme nous l'avons signalé, il est judicieux de disposer d'un kit de calibrage compatible avec une logique industrielle. Des travaux préliminaires ont permis la réalisation de kits de calibrage faible coût. Dans notre étude, nous nous focalisons sur la validité du modèle considéré et les performances du dispositif. Aussi, plutôt que de se focaliser sur les aspects de développement d'un kit dédié, nous optons pour un déphaseur variable en réflexion du commerce (court-circuit glissant) couplé à un atténuateur pour la validation du dispositif. Le kit de calibrage ainsi constitué permet de présenter des charges de coefficient de réflexion Γ variable en module et en phase.

Nous proposons une étude comparative des modélisations au premier, deuxième et troisième ordre en considérant 18 charges caractérisées au préalable à l'analyseur de réseaux HP-8720C et couvrant une dynamique de 45 dB. Au même titre que pour le D-SPR, nous interpolons dans un premier temps les données mesurées par les trois modélisations. Nous présentons dans le tableau III-9 les valeurs des constantes de calibrage obtenues pour les différents modèles ainsi que les coefficients de détermination r^2 relatifs aux 18 charges considérées.

Coefficient	variable	modèle 1	modèle 2	modèle 3
b ₁₀	1	3035.6	3034.8	3036.1
b ₁₁	I	-1792.9	-1793.9	-1791.3
b ₁₂	Q	2972.8	2949.9	2941.4
b ₁₃	I ²	1111.5	1446.0	1430.3
b ₁₄	Q ²		794.8	811.7
b ₁₅	I Q		932.1	916.6
b ₁₆	I ³ -3 I Q ²			255.3
b ₁₇	Q ³ -3 I ² Q			-94.7
r^2		98.3 %	99.8 %	99.9 %
$\overline{\frac{\Delta V_1}{V_1}}$		4.68 %	1.47 %	0.58 %

(a)

coefficient	variable	modèle 1	modèle 2	modèle 3
b ₂₀	1	2795.2	3034.8	2799.3
b ₂₁	I	-3042.9	-1793.9	-3026.8
b ₂₂	Q	-1568.1	2949.9	-1580.5
b ₂₃	I ²	1015.4	1446.0	773.5
b ₂₄	Q ²		794.8	1269.9
b ₂₅	I Q		932.1	347.1
b ₂₆	I ³ -3 I Q ²			-190.1
b ₂₇	Q ³ -3 I ² Q			0.4
r^2		99.4 %	99.8 %	99.9 %
$\overline{\frac{\Delta V_2}{V_2}}$		3.21 %	1.36 %	0.51 %

(b)

Tableau III.9 : Comparaison des modèles à 2.45 GHz.

(a) Modélisation V₁

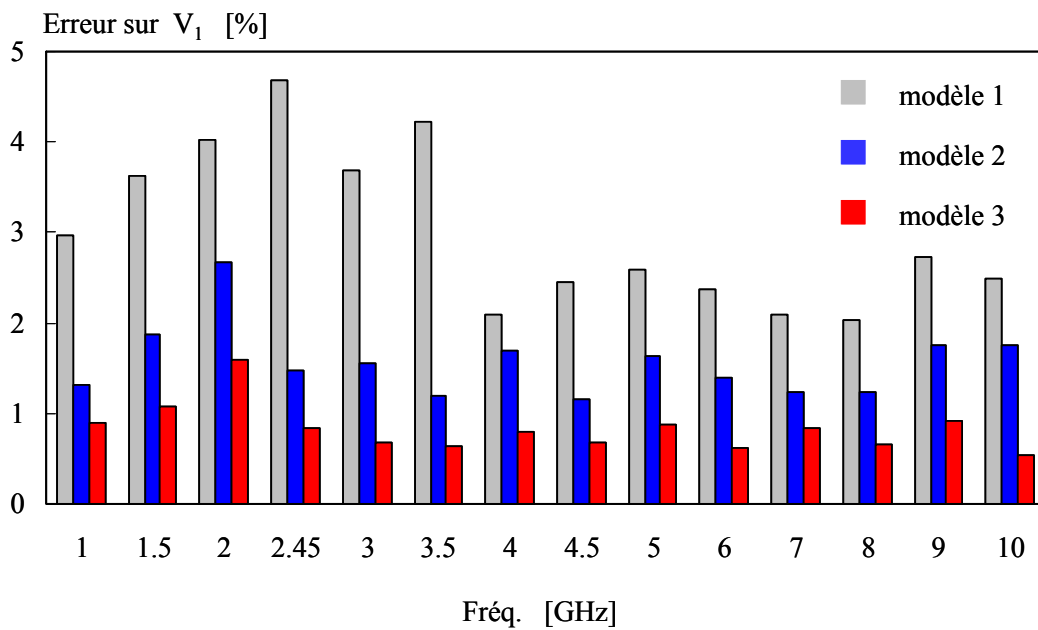
(b) Modélisation V₂

A l'image du D-SPR, ce tableau traduit des évolutions sinusoïdales distordues pour les deux tensions V_1 et V_2 . Une approximation au premier ordre à des fins de simplifications qui consiste à ne retenir que les termes constants (b_{i0} , b_{i3} et b_{i4} , $i = 1, 2$) et fondamentaux

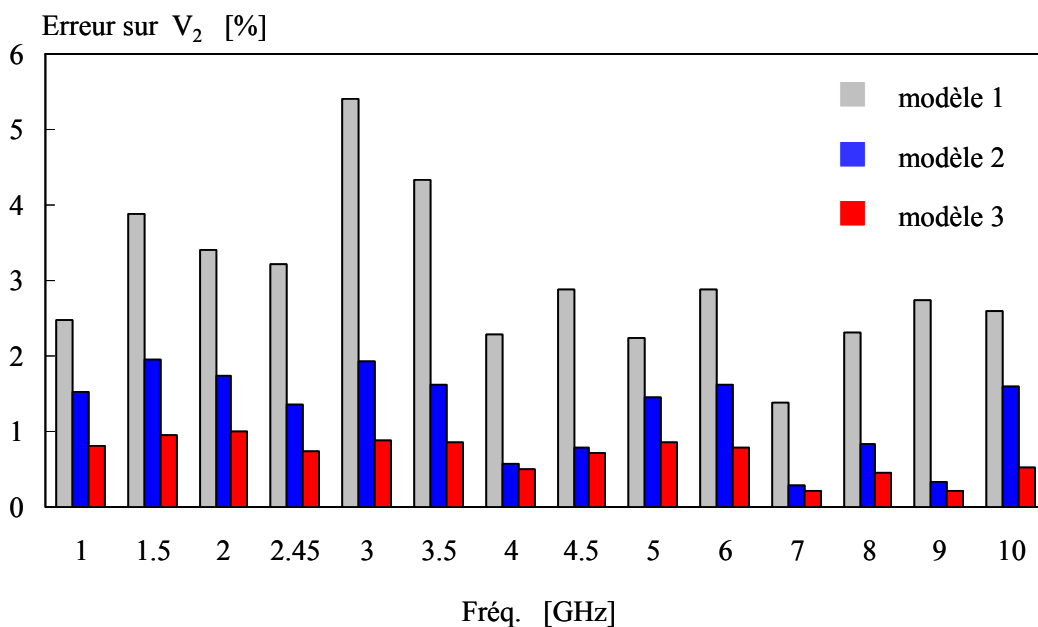
(b_{i1} et b_{i2} , $i = 1, 2$) se traduit par des erreurs moyennes supérieures à 3% sur les deux grandeurs V_1 et V_2 . Une modélisation au deuxième ordre permet de diminuer l'erreur moyenne de plus d'un rapport 2. Signalons la pertinence du modèle au troisième ordre qui permet d'aboutir à des erreurs inférieures à 0.6 %. Ainsi, suivant la précision escomptée sur les mesures, nous retenons une modélisation au deuxième ou troisième ordre.

Nous rappelons que l'objectif de cette étude est la réalisation d'un dispositif qui, en plus de n'utiliser que deux détecteurs de puissance en regard des systèmes six-port existants, doit permettre d'atteindre une bande fréquentielle d'utilisation importante. Nous savons de par l'étude théorique présentée dans le paragraphe I.1.3 que les paramètres prépondérants dans la déformation des sinusoïdes sont l'adaptation et l'isolation des diviseurs de Wilkinson ainsi que l'adaptation des détecteurs. Les résultats de caractérisation du FPR (cf. Fig. III-23) permettent de ce fait d'envisager une application dans la bande de fréquences 1 – 4 GHz. Un objectif plus ambitieux est une extension beaucoup plus importante de la bande passante pour atteindre la gamme 1 – 10 GHz. Aussi, nous proposons une approche qui consiste à corriger par une modélisation robuste (software) les effets limitant la technologie (hardware).

Ainsi, après avoir validé la formalisation du 'problème direct' à 2.45 GHz, nous évaluons dans la suite de ce travail dans quelles proportions la formalisation proposée permet de rendre compte des non-linéarités rencontrées lors des mesures sur une bande fréquentielle allant de 1 à 10 GHz. A cette fin, nous estimons les erreurs commises sur les tensions V_1 et V_2 pour trois modélisations au premier, deuxième et troisième ordre. Les résultats sont donnés ci-après.



(a)



(b)

Figure III-27 : Erreurs commises sur les tensions détectées [1 – 10 GHz].

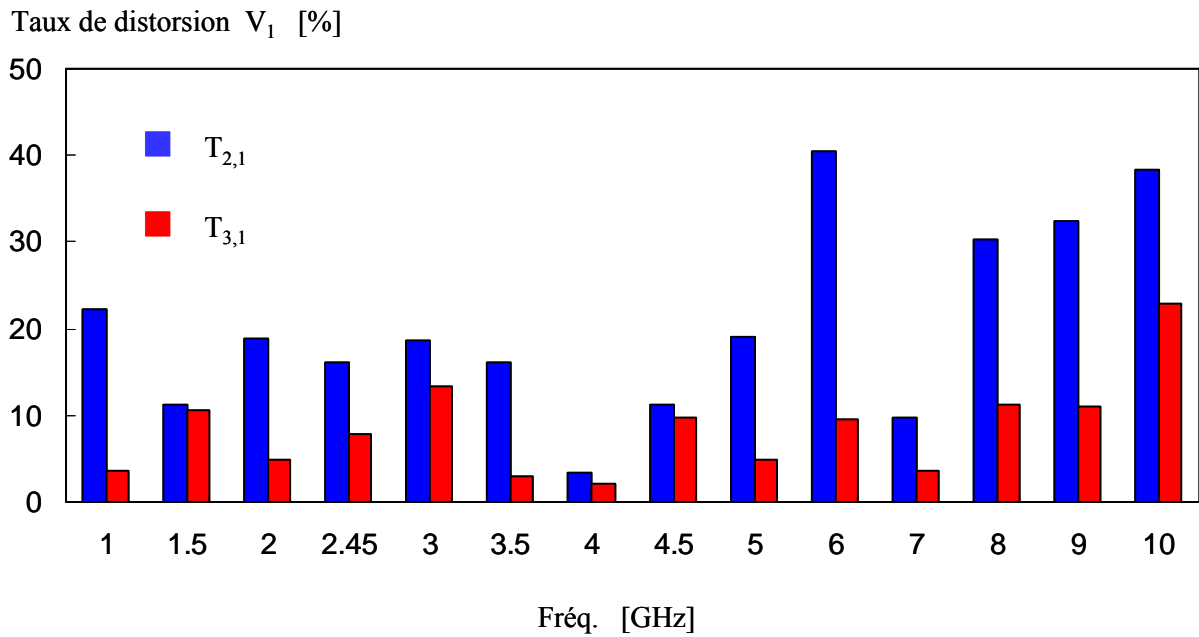
(a) Modélisation V_1 (b) Modélisation V_2

Ce type de données montre clairement l'impact de la non-prise en compte des harmoniques d'ordres supérieurs dans la modélisation. Ainsi, une modélisation à l'ordre 2 permet de garantir une erreur inférieure à 3 %. Une modélisation à un ordre supérieure s'avère comme particulièrement intéressante en assurant une erreur plus faible sur les deux grandeurs V_1 et V_2 mais comme nous l'avons déjà fait remarqué à plusieurs reprises est plus exigeante en terme de calibrage.

Nous cherchons également à évaluer les taux de distorsions harmoniques d'ordre 2 et 3 par rapport à l'harmonique fondamental. A cet effet, nous donnons ci-dessous les formules permettant de calculer les taux de distorsion $T_{2,1}$ et $T_{3,1}$ ($i = 1,2$) respectivement d'ordre 2 et d'ordre 3 à partir des coefficients de calibrage.

$$T_{2,1} = \frac{\sqrt{\left(\frac{b_{i3} - b_{i4}}{2}\right)^2 + \left(\frac{b_{i5}}{2}\right)^2}}{\sqrt{b_{i1}^2 + b_{i2}^2}} \quad \text{et} \quad T_{3,1} = \frac{\sqrt{b_{i6}^2 + b_{i7}^2}}{\sqrt{b_{i1}^2 + b_{i2}^2}} \quad i = 1,2 \quad (3.10)$$

Nous calibrons le dispositif entre 1 et 10 GHz et nous déduisons à l'aide des équations (3.10) les taux de distorsion pour chacune des tensions V_1 et V_2 . Les résultats sont reportés dans les graphes donnés ci-après.



(a)

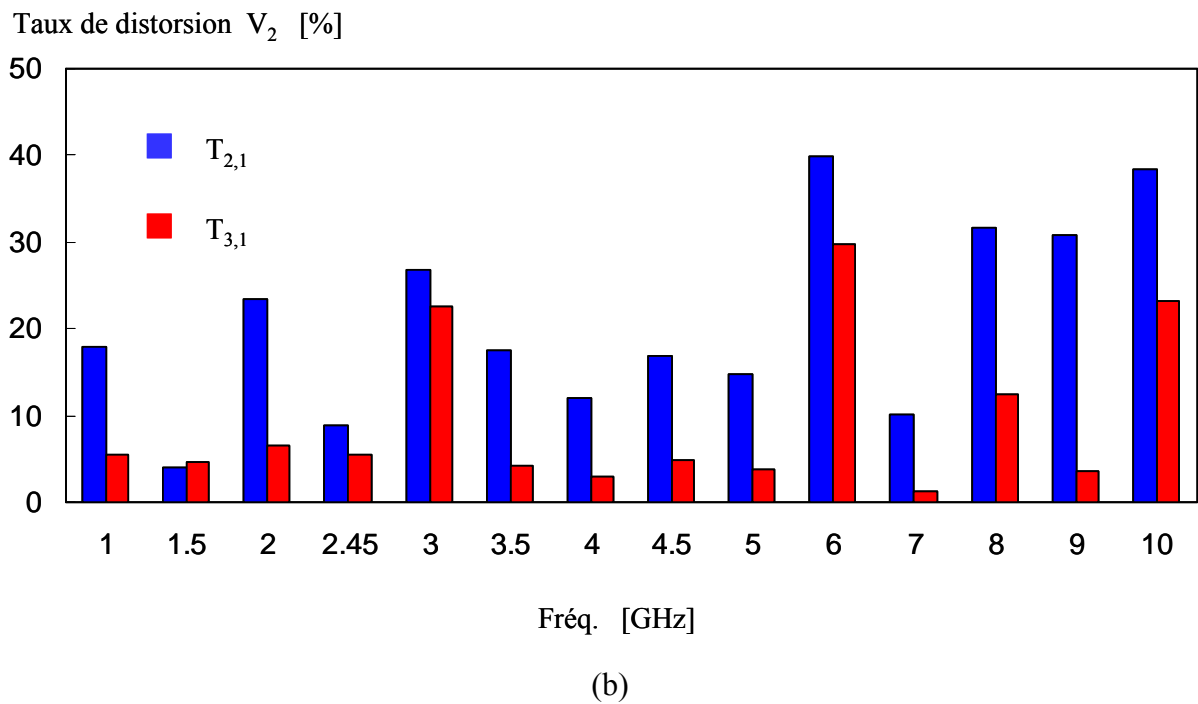
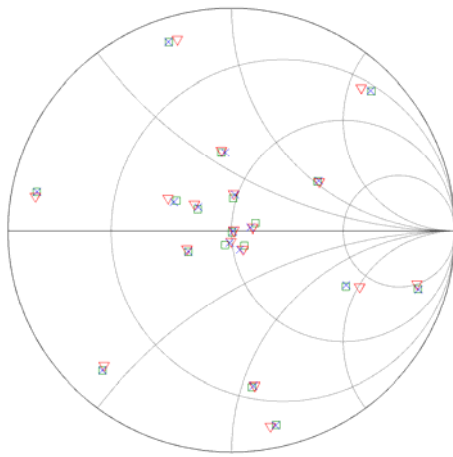


Figure III-28 : Taux de distorsion harmonique dans la bande fréquentielle [1 – 10 GHz].
 (a) Tension V_1 (b) Tension V_2

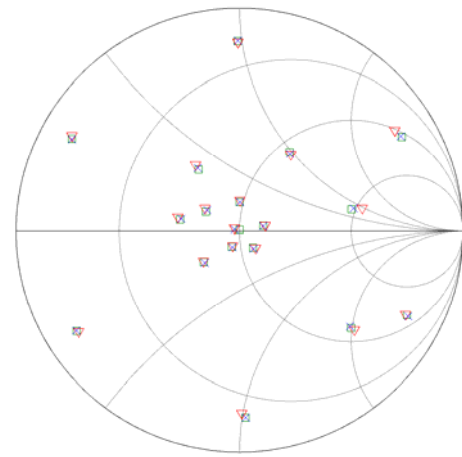
Ces relevés mettent en évidence la déformation des sinusoïdes en fonction de la fréquence d'utilisation. Ainsi, nous voyons qu'à la fréquence d'optimisation 2.45 GHz, les taux de distorsions restent globalement inférieures à 10 % et sont relativement bien appréhendés par la modélisation (cf. Fig. III.28). Dans la bande de fréquences 1 – 5 GHz, les taux de distorsions n'excèdent pas 25 % alors qu'ils atteignent 40 % au-delà de 5 GHz. Aussi, la modélisation doit être ajustée en fonction de la fréquence d'opération du dispositif. La prochaine étape consiste en la résolution du problème inverse présentée dans le paragraphe suivant.

III.4.4.3 Résolution du problème inverse pour la détermination de Γ

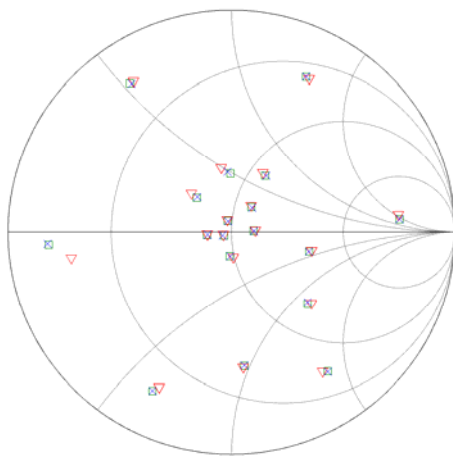
Après avoir déterminé les constantes de calibrage du FPR (à l'aide des 18 charges) entre 1 et 10 GHz suivant deux modélisations au deuxième et troisième ordre, nous procédons, en vue de sa validation, à la mesure de coefficients de réflexion passifs ($|\Gamma| < 1$), et comparons les résultats après l'inversion de la modélisation au troisième ordre à ceux issus de la caractérisation à l'analyseur de réseaux commercial HP 8720C (Fig. III-29). Sont considérés 18 charges réparties sur l'abaque de Smith et couvrant une dynamique de 45 dB. Les résultats sont confinés dans les graphes ci-dessous.



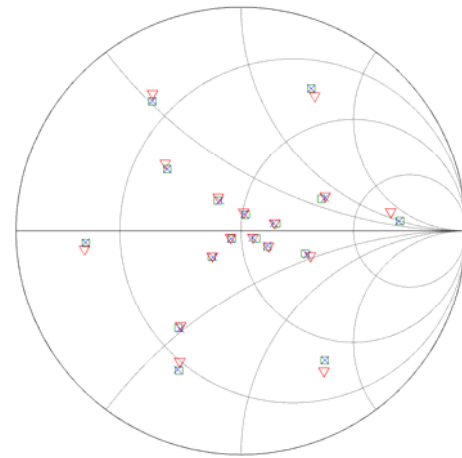
(a) $F = 1\text{GHz}$



(b) $F = 2.45\text{ GHz}$



(c) $F = 5\text{ GHz}$



(a) $F = 10\text{ GHz}$

Figure III-29 : Comparaison des coefficients de réflexion.

(□ ANA ▽ modèle 2 × modèle 3)

Au vu de ces résultats, nous notons qu’une modélisation au deuxième ordre permet de satisfaire à la plupart des configurations en terme de charge ou de fréquence. Le modèle au troisième ordre s’avère, quant à lui, comme particulièrement robuste. Signalons que les mesures ont été validées dans la bande de fréquences 1 – 10 GHz avec un pas de 500 MHz. L’association du FPR à ce type de modélisation permet donc la mesure de coefficients de réflexion de charges passives sur la bande de fréquences 1 – 10 GHz.

En pratique, le dispositif de mesure est calibré à l’aide de six charges pour une modélisation au second ordre et huit charges pour une modélisation au troisième ordre.

A titre d'illustration, nous donnons en figure III-30 les résultats obtenus à 1 et 10 GHz pour une modélisation au troisième ordre dont les constantes de calibrage sont déterminées par huit charges précaractérisées à l'analyseur de réseaux.

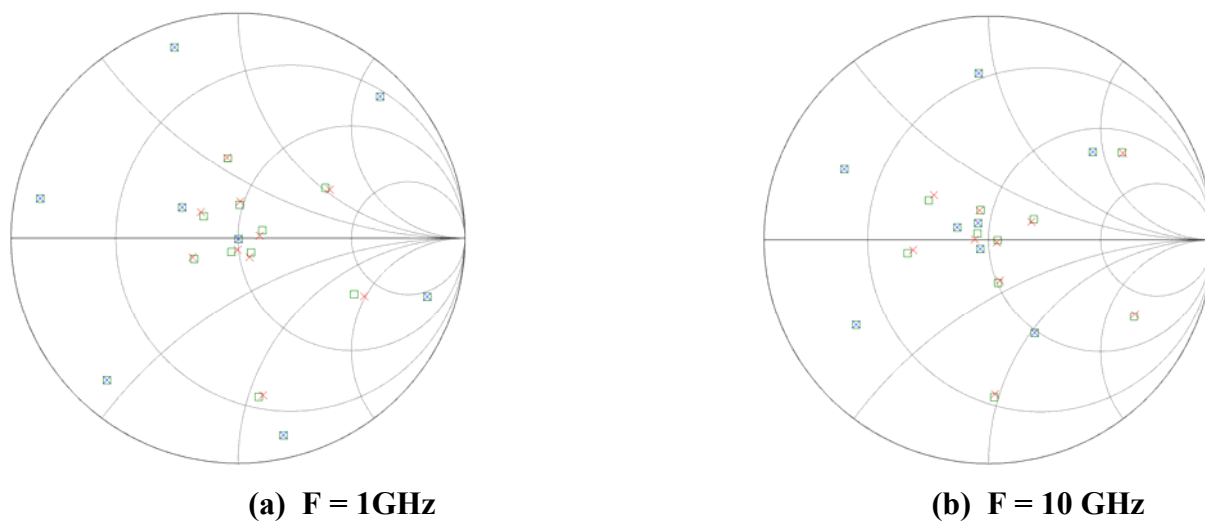


Figure III-30 : Comparaison des coefficients de réflexion.

(\square ANA \times modèle 3 \times charges de calibrage)

Nous retrouvons des résultats conformes aux données issues de l'analyseur de réseaux commercial.

A titre d'information, nous représentons également en figure III-31 l'évolution de l'EVM en fonction de la fréquence pour les deux types de modélisation. Rappelons que 18 charges sont considérées.

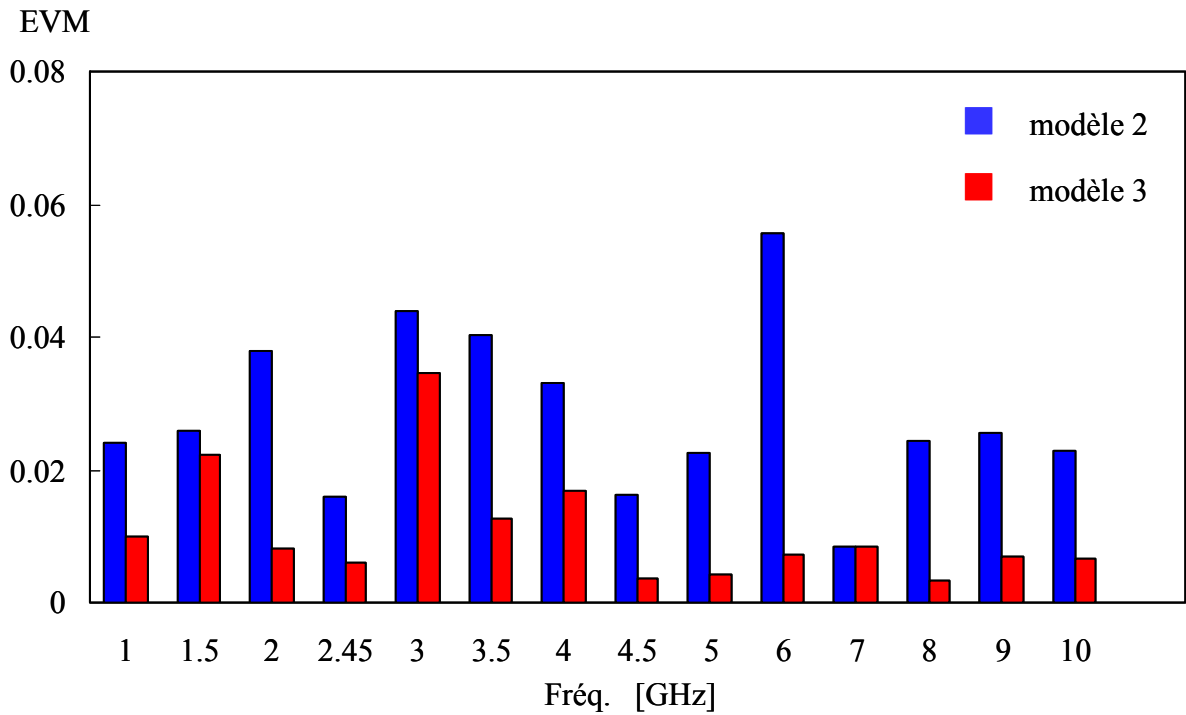


Figure III-31 : EVM en fonction de la fréquence.

Dans la bande de fréquences considérée, une modélisation au deuxième ordre garantit un EVM inférieur à 0.06 tandis que la modélisation au troisième ordre permet d'aboutir à un EVM moyen inférieur à 0.04. Ainsi, en fonction de la précision escomptée sur les mesures, le modèle est ajusté en conséquence.

III.4.4.4 Conclusion

Compte tenu des résultats pratiques obtenus dans le cadre de cette étude, le fonctionnement du FPR est donc validé par comparaison à l'analyseur de réseaux commercial.

III.4.5 Réalisation et caractérisation du D-FPR

III.4.5.1 Introduction

Nous présentons ici le dispositif micro-onde associant deux corrélateurs quatre-port pour la mesure simultanée des coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} d'un quadripôle symétrique ($S_{11} = S_{22}$ et $S_{12} = S_{21}$) et passif ($|S_{11}| < 1$ et $|S_{21}| < 1$). Ce dispositif est dénommé D-FPR pour Dual Four-Port Reflectometer (Double reflectomètre quatre-port en français). Après avoir caractérisé le circuit hyperfréquence, nous donnons les premières validations du dispositif.

III.4.5.2 Réalisation du D-FPR

Après les étapes de conception et de simulation du dispositif de mesure simultanée des paramètres de réflexion et de transmission, nous abordons ici la phase de réalisation en donnant principalement les résultats obtenus sur le dispositif final. Le circuit, donné en figure III-32, est réalisé en technologie micro-ruban sur un substrat d'époxy.

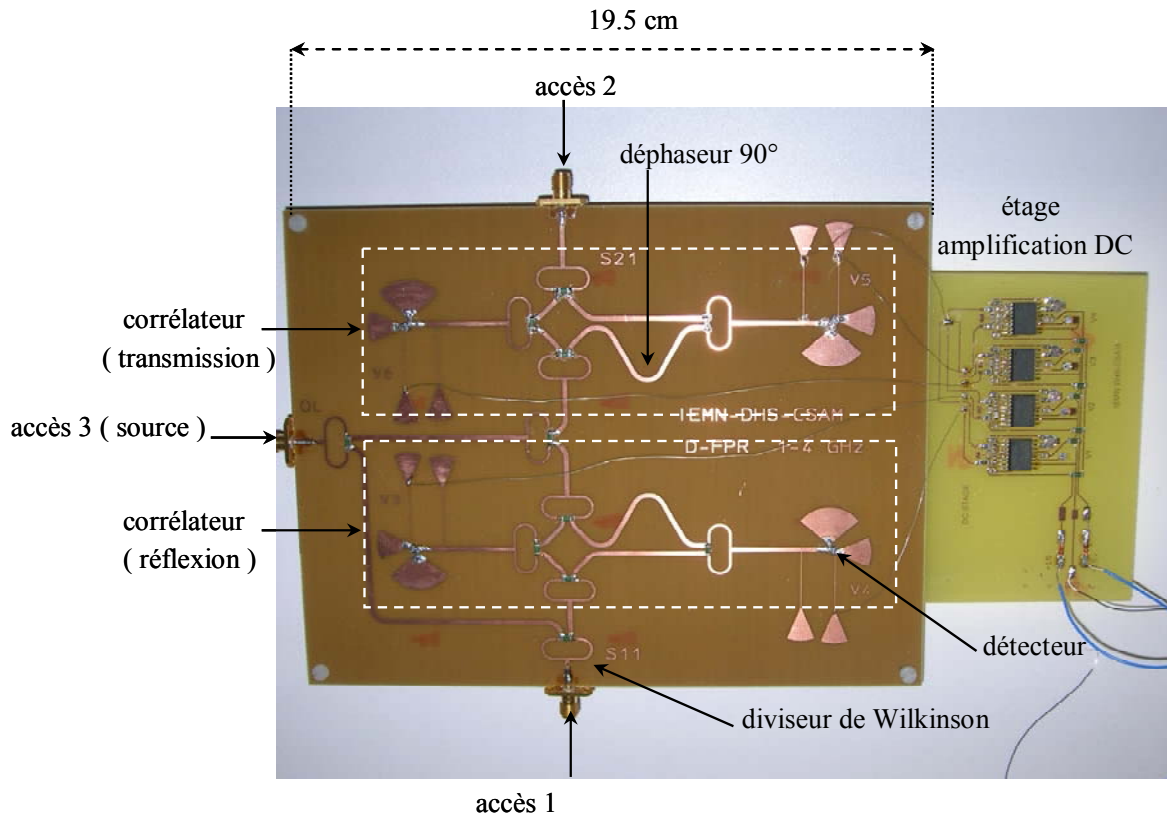


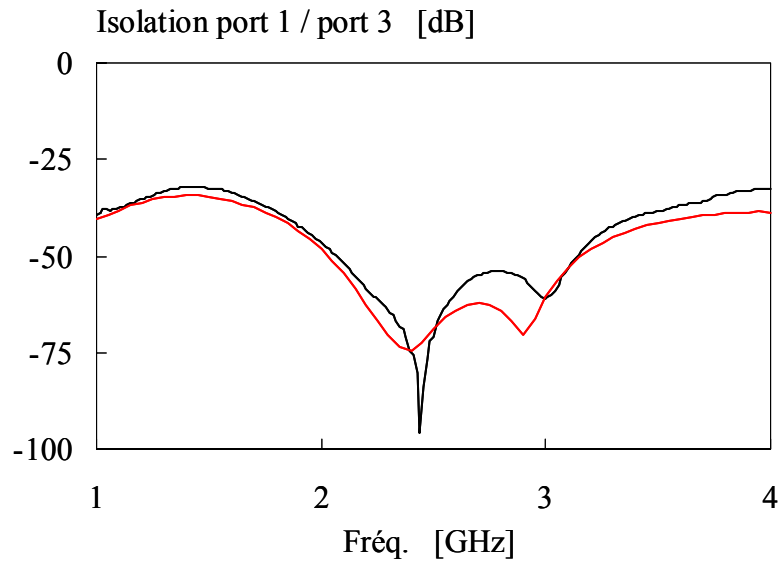
Figure III-32 : Photographie du D-FPR fonctionnant dans la bande 1 – 4 GHz.

Cette photographie montre clairement les deux corrélateurs associés à deux diviseurs de Wilkinson. Notons à ce propos, que contrairement aux dispositifs DSPNA existants, le D-FPR n'utilise pas d'isolateur ou de circulateur dans le circuit afin d'isoler les deux corrélateurs. Ainsi, le système proposé s'avère comme particulièrement adapté à une intégration monolithique.

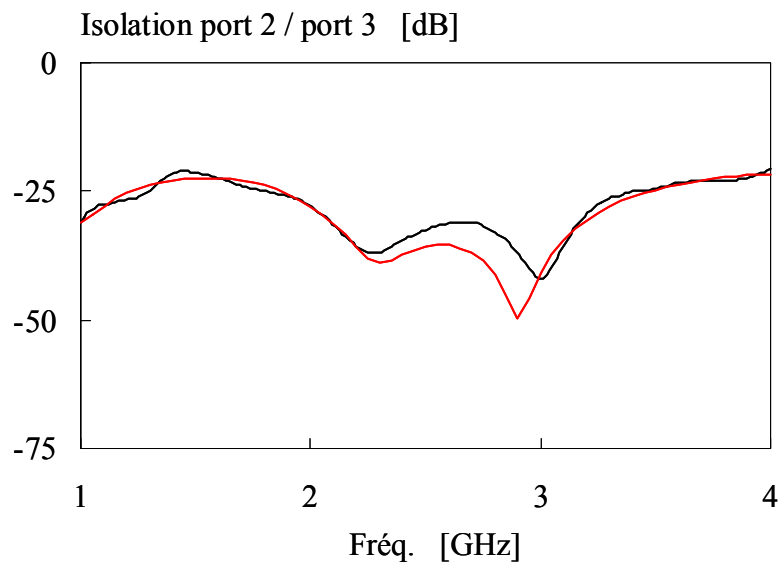
III.4.5.3 Caractérisation du D-FPR

Le circuit hyperfréquence de la figure III-32 est caractérisé à l'aide de l'analyseur de réseaux HP8720C dans les plans de références des connecteurs coaxiaux. Ainsi, les adaptations des ports de mesure sont inférieures à -15 dB entre 1 et 4 GHz, et permettent

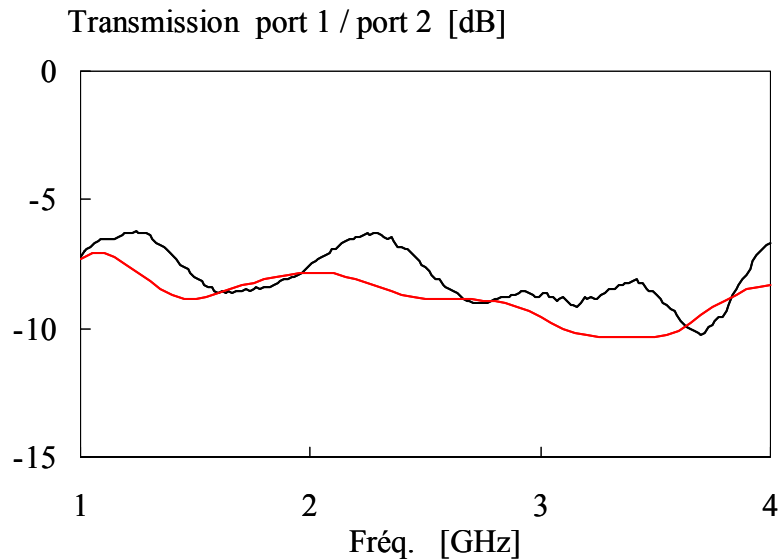
d'envisager un fonctionnement large bande. Les caractéristiques prépondérantes pour un fonctionnement optimum du dispositif concerne les isolations respectives entre les accès 1 et 3 et entre les accès 2 et 3. Les résultats correspondants ainsi que les pertes entre les accès 1 et 2 sont exposés en figure III-33.



(a) Isolation entre les ports 1 et 3



(b) Isolation entre les ports 2 et 3



(c) Transmission entre les ports 1 et 2

Figure III-33 : Caractérisation du D-FPR.

(— Simulations ADS — Mesures ANA)

Les performances mesurées sont conformes à celles prévues lors des simulations ADS. Les isolations sont inférieures à -25 dB dans la bande de fréquences d'utilisation du système. Concernant les pertes entre l'accès de source et l'accès 1, nous observons une ondulation de l'ordre de 4 dB. Le niveau de ces pertes n'est néanmoins pas préjudiciable au bon fonctionnement du dispositif car cet effet est compensé par le calibrage du D-FPR.

Le second test concerne la vérification du comportement électrique des quatre détecteurs sur la gamme de fréquences d'utilisation. Deux charges adaptées sont connectées aux ports de mesure (accès 1 et 2) tandis que le synthétiseur de fréquences, connecté au port de source, permet d'ajuster la fréquence d'utilisation et la puissance. Nous relevons pour chaque fréquence (1 à 4 GHz avec un pas de 500 MHz) les quatre tensions détectées, après amplification, V_i ($i=1,\dots,4$) en fonction de la puissance injectée. Le gain DC des amplificateurs est ajusté afin d'équilibrer les deux voies des détecteurs à la fréquence d'optimisation de 2.45 GHz. Signalons à cet effet que les amplificateurs utilisés diffèrent de ceux utilisés pour le FPR et présentent des tensions de saturation d'environ 4 V. Nous donnons en figure III-34 l'évolution des tensions détectées en fonction de la puissance injectée à 2.45 GHz.

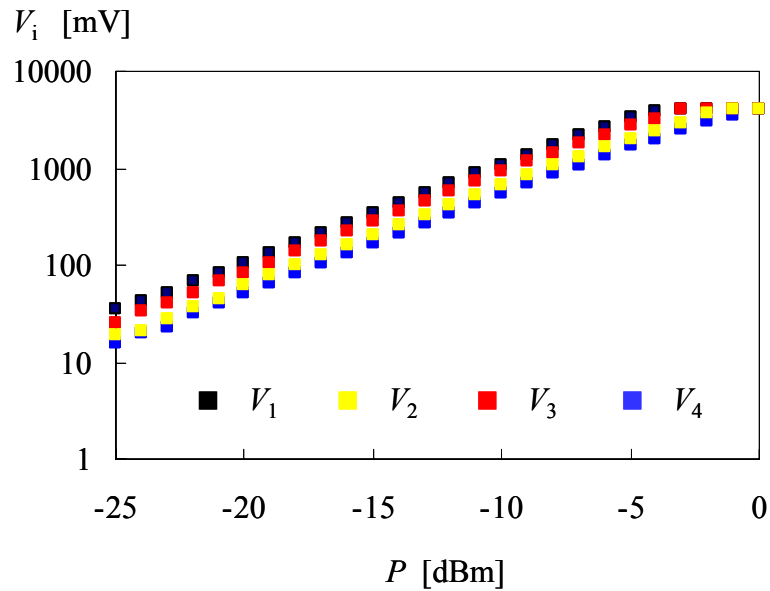


Figure III-34 : Tensions détectées en fonction de la puissance injectée à F = 2.45 GHz.

Sur la plage de puissances considérées, les détecteurs présentent un fonctionnement quadratique. Au-delà d'environ 4 Volts, les amplificateurs DC sont en régime de saturation. Comme pour le FPR, nous fixons la puissance du signal de référence au milieu de la zone quadratique. Puis, dans le but d'évaluer les limites du dispositif en terme de détection, les tests sont effectués pour chaque fréquence entre 1 et 10 GHz. Nous donnons en tableau III-10 les zones quadratiques mesurées ainsi que les puissances des signaux de référence retenues pour quelques unes de ces fréquences.

Fréquence (GHz)	Zone quadratique (dB)				Puissance de référence (dBm)
	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	
1	15	25	25	25	-7.5
2.45	20	20	20	20	-15
4	18	25	18	18	-16
6	24	25	24	25	-12.5
8	15	15	15	15	-7.5
10	20	15	20	20	-2

Tableau III-10 : Relevés expérimentaux in-situ (diodes montées) des caractéristiques des détecteurs.

Ce tableau met en avant un bon comportement des détecteurs sur la plage de fréquences d'utilisation (1 – 4 GHz). En augmentant la puissance de la source, nous voyons

qu'il est tout à fait envisageable d'entrevoir un fonctionnement jusque 10 GHz, tout en gardant une largeur de zone quadratique supérieure à 15 dB.

III.4.5.4 Conclusion

Après avoir réalisé et caractérisé le D-FPR, nous nous intéressons dans la suite de ce travail à la mise en œuvre du dispositif pour la mesure des paramètres S.

III.4.6 Mise en œuvre de l'ensemble du D-FPR

III.4.6.1 Introduction

Rappelons que le dispositif réalisé est dédié à la mesure de quadripôles passifs et symétriques. Le principe de fonctionnement du D-FPR est identique à celui du D-SPR, à savoir que chaque corrélateur inclut dans la structure du système de mesure un coefficient, le coefficient de réflexion (S_{11}) ou le coefficient de transmission (S_{21}) du quadripôle sous test. La mesure de coefficients de réflexion par un dispositif quatre-ports a fait l'objet du paragraphe précédent, aussi nous nous focalisons dans la suite de ce travail sur la mesure de coefficients de transmission. ($|S_{21}| < 1$).

III.4.6.2 Calibrage et mesure

Nous redonnons ci-dessous les modélisations retenues respectivement aux premier, deuxième et troisième ordre exprimant les tensions détectées V_3 et V_4 en fonction du coefficient de réflexion $S_{21} = I_2 + jQ_2$ du quadripôle sous test :

$$V_i = b_{i0} + b_{i1}I_2 + b_{i2}Q_2 + b_{i3}(I_2^2 + Q_2^2)$$

$$V_i = b_{i0} + b_{i1}I_2 + b_{i2}Q_2 + b_{i3}I_2^2 + b_{i4}Q_2^2 + b_{i5}I_2Q_2 \quad \text{pour } i = 3, 4 \quad (3.10)$$

$$V_i = b_{i0} + b_{i1}I_2 + b_{i2}Q_2 + b_{i3}I_2^2 + b_{i4}Q_2^2 + b_{i5}I_2Q_2 + b_{i6}(I_2^3 - 3I_2Q_2^2) + b_{i7}(Q_2^3 - 3I_2^2Q_2)$$

La première étape de calibrage consiste à mesurer les tensions détectées lorsque les deux ports de mesure sont connectés à des charges adaptées afin de déterminer les termes b_{i0} ($i = 1, 2$). La deuxième étape nécessite un kit de calibrage constitué de n charges réparties

sur l'abaque de Smith pour la détermination des n constantes (avec $n = 4, 6$ ou 8 suivant le modèle considéré). Rappelons que dans notre étude, nous nous focalisons sur la validité du modèle considéré et les performances du dispositif. Aussi, plutôt que sur les aspects de développement d'un kit de calibrage dédié, nous optons pour un déphaseur variable en transmission du commerce couplé à un atténuateur pour la validation du dispositif. Le kit de calibrage ainsi constitué permet de présenter des quadripôles adaptés de coefficients de transmission S_{21} variables en module et en phase.

Nous proposons une étude comparative des modélisations au premier, deuxième et troisième ordre en considérant environ 30 charges caractérisées au préalable à l'analyseur de réseaux HP-8720C et couvrant une dynamique de 45 dB. Après avoir déterminé les constantes de calibrage (à partir des 30 charges du dispositif suivant les trois modélisations, nous présentons dans le tableau III-11 les valeurs des constantes de calibrage obtenues pour les différents modèles ainsi que les coefficients de détermination r^2 relatifs aux 30 charges considérées.

Coefficient	variable	modèle ordre 1	modèle ordre 2	modèle ordre 3
b_{30}	1	288.2	288.2	288.2
b_{31}	I_2	-183.5	-183.4	-183.6
b_{32}	Q_2	476.1	476.1	476.1
b_{33}	I_2^2	228.1	229.5	228.6
b_{34}	Q_2^2		226.9	227.1
b_{35}	$I_2 Q_2$		2.5	2.61
b_{36}	$I_2^3 - 3 I_2 Q_2^2$			1.14
b_{37}	$Q_2^3 - 3 I_2^2 Q_2$			7.9
r^2		99.9 %	99.9 %	99.9 %
$\overline{\Sigma \frac{\Delta V_3}{V_3}}$		1.28 %	1.01 %	0.38 %

(a)

coefficient	variable	modèle ordre 1	modèle ordre 2	modèle ordre 3
b ₄₀	1	209	209	209
b ₄₁	I ₂	334.1	333.9	333.9
b ₄₂	Q ₂	152.3	152.3	152.3
b ₄₃	I ₂ ²	161.5	156.9	156.8
b ₄₄	Q ₂ ²		166.1	166.2
b ₄₅	I ₂ Q ₂		-0.47	-0.7
b ₄₆	I ₂ ³ -3 I ₂ Q ₂ ²		-2.4	
b ₄₇	Q ₂ ³ -3 I ₂ ² Q ₂		0.3	
r^2		99.9 %	99.9 %	99.9 %
$\frac{\overline{\Delta V_4}}{\overline{V_4}}$		0.57 %	0.54%	0.43 %

(b)

Tableau III-11 : Comparaison des modèles à 2.45 GHz.

(a) Modélisation V₃

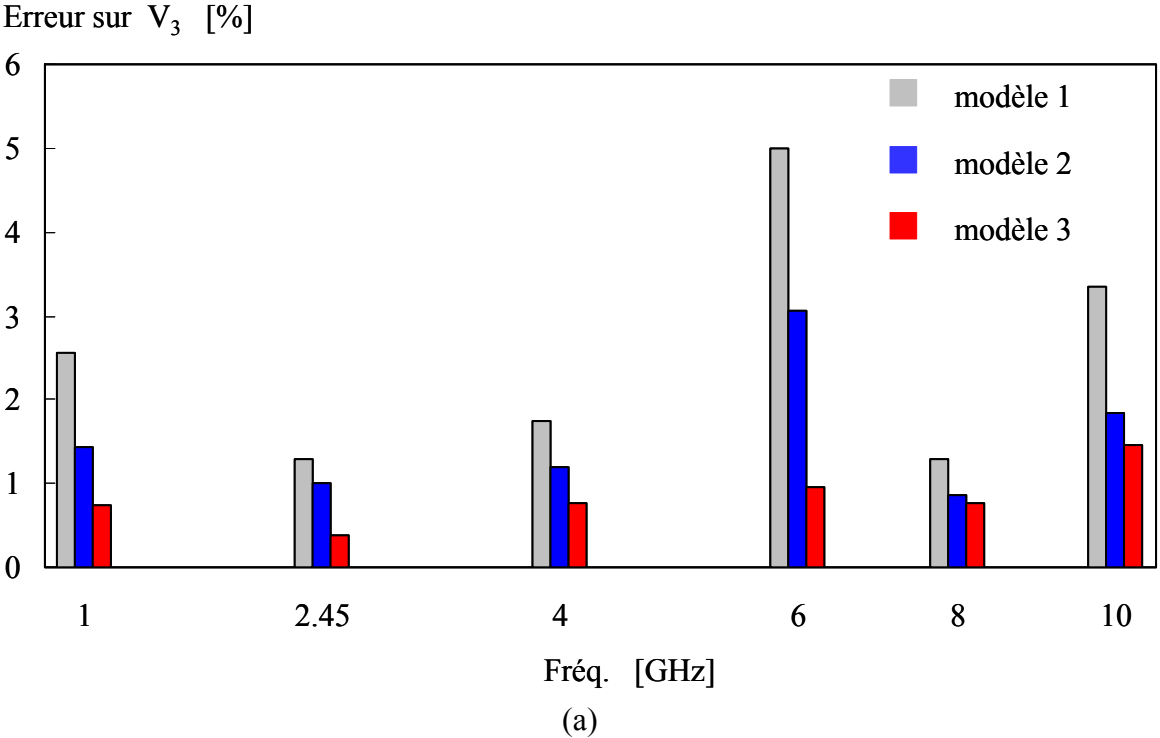
(b) Modélisation V₄

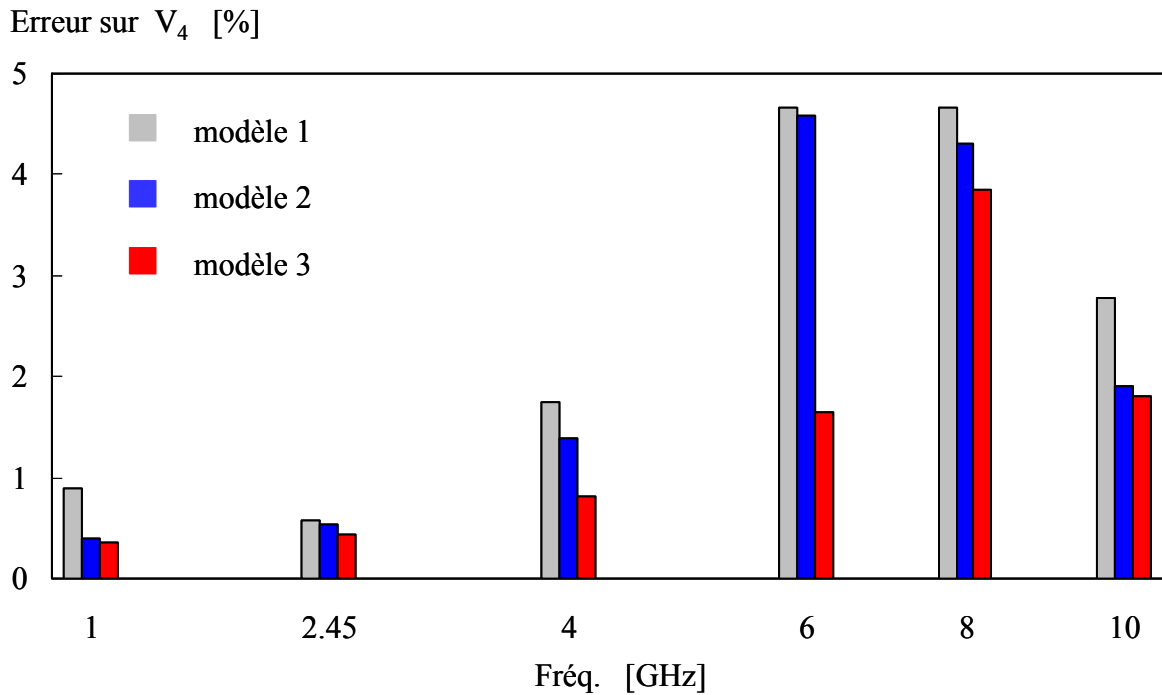
Contrairement au D-SPR et au FPR précédemment étudiés, ces tableaux montrent qu'une modélisation au premier ordre s'avère amplement suffisante pour traduire le comportement des détecteurs D_3 et D_4 les erreurs sur les tensions V_3 et V_4 n'excèdent pas 1.3 %. Ainsi, quatre charges de calibrage sont amplement suffisantes pour caractériser le dispositif à 2.45 GHz dans une configuration de mesure en transmission.

Au même titre que le FPR, la conception du D-FPR a été orientée vers une utilisation relativement large bande. Les résultats de caractérisation petit signal du dispositif (cf. Fig. III-23) montre en effet qu'une application dans la bande de fréquences 1 – 4 GHz est envisageable. Une autre spécificité du travail proposé est de corriger par un traitement de signal approprié (software) les limitations intrinsèques à la technologie (hardware). Autrement dit, la modélisation proposée doit permettre d'atteindre une bande de fréquences d'utilisation beaucoup plus importante que celle correspondant à la caractérisation du dispositif (1 – 4 GHz).

Ainsi, après avoir mis en avant les performances matérielles du dispositif à 2.45 GHz et montrer qu'une modélisation classique (au premier ordre) permet de rendre compte de la nature des tensions détectées, nous déterminons à partir des mesures d'environ 30 charges,

caractérisées au préalable à l'analyseur de réseaux entre 1 et 10 GHz, les erreurs commises sur les tensions V_3 et V_4 pour trois modélisations au premier, deuxième et troisième ordre. La figure III-35 résume les résultats obtenus.





(b)

Figure III-35 : Erreurs commises sur les tensions détectées [1 – 10 GHz].

(a) Modélisation V_3

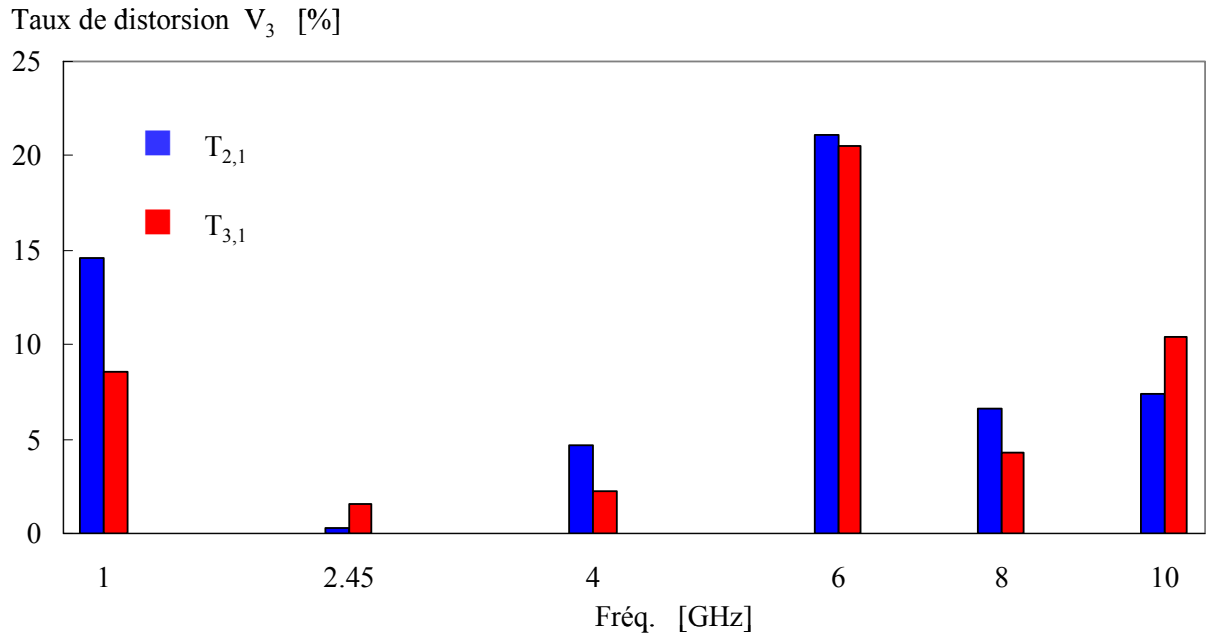
(b) Modélisation V_4

Ce type de données montre que dans la bande de fonctionnement du D-FPR (1 – 4 GHz), une modélisation au premier au premier ordre permet de garantir des erreurs sur les tensions inférieures à 3%. Cette erreur est diminuée dans un rapport trois si l'on considère une formalisation au troisième ordre. Au-delà de 4 GHz, les erreurs sur les tensions V_3 et V_4 peuvent atteindre environ 5% pour les modélisations aux premier et deuxième ordre. Le troisième ordre s'avère, quant à lui, particulièrement performant en plaçant les erreurs sur les deux tensions à moins de 2%. En contrepartie, l'utilisation de huit charges étalons est nécessaire pour la mise en place du problème direct au troisième ordre.

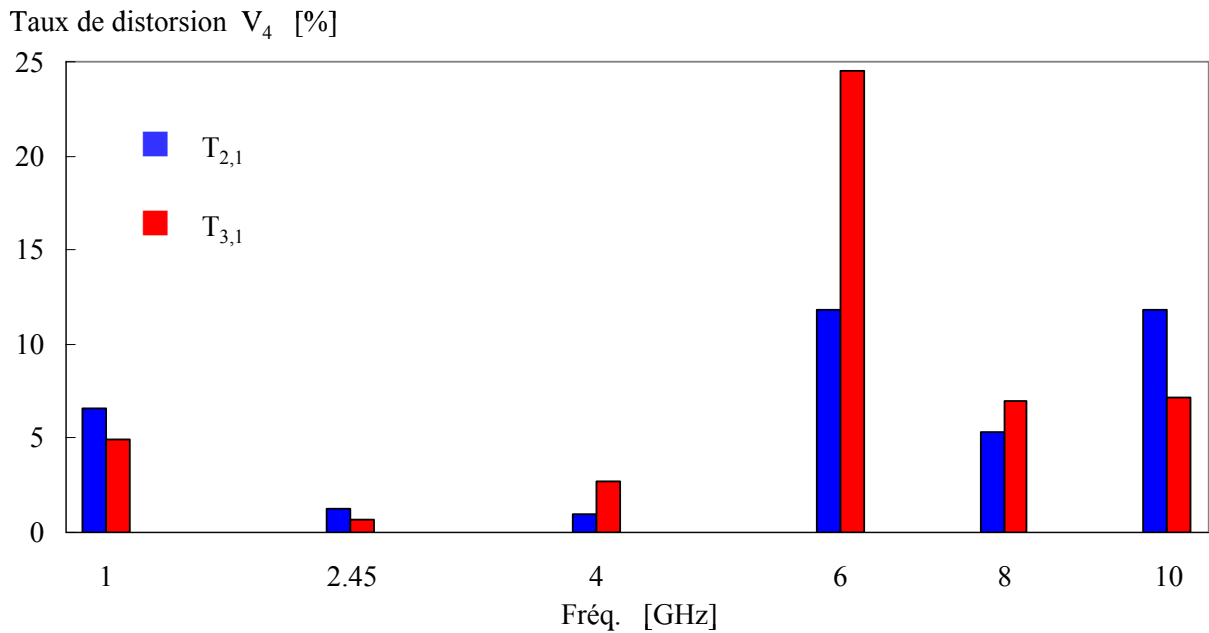
Nous cherchons également à évaluer les taux de distorsions harmoniques d'ordre 2 et 3 par rapport à l'harmonique fondamental. A cet effet, nous donnons ci-dessous les formules permettant de calculer les taux de distorsion $T_{2,1}$ et $T_{3,1}$, respectivement d'ordre 2 et d'ordre 3 à partir des coefficients de calibrage.

$$T_{2,1} = \frac{\sqrt{\left(\frac{b_{j3} - b_{j4}}{2}\right)^2 + \left(\frac{b_{j5}}{2}\right)^2}}{\sqrt{b_{j1}^2 + b_{j2}^2}} \quad \text{et} \quad T_{3,1} = \frac{\sqrt{b_{j6}^2 + b_{j7}^2}}{\sqrt{b_{j1}^2 + b_{j2}^2}} \quad j = 3, 4 \quad (3.11)$$

Nous calibrons le dispositif entre 1 et 10 GHz et nous déduisons à l'aide des relations précédentes (3.11) les taux de distorsion pour chacune des tensions V_3 et V_4 . Les résultats sont reportés dans le tableau donné ci-après.



(a)



(b)

Figure III-36 : Taux de distorsion harmonique dans la bande fréquentielle [1 – 10 GHz].
(a) Tension V_3 **(b) Tension V_4**

Ces relevés permettent d'évaluer le caractère non-linéaire du système en fonction de la fréquence. Comme nous l'avons déjà remarqué, à la fréquence de 2.45 GHz, les taux de distorsion harmoniques restent négligeables. Dans la bande fréquentielle 1 – 4 GHz, les relevés montrent des distorsions relativement faibles. Au-delà, les taux d'harmoniques peuvent dépasser 20%. Aussi, nous voyons la nécessité de prendre ces effets en compte dans la modélisation. Dans la prochaine étape, nous nous intéressons à la résolution du problème inverse en considérant les modélisations au deuxième et au troisième ordre.

III.4.6.3 Résolution du problème inverse

Après avoir déterminé les constantes de calibrage du D-FPR entre 1 et 10 GHz suivant les deux modélisations retenues, nous procédons, en vue de sa validation, à la mesure de coefficients de transmission et comparons les résultats obtenus après inversion des modèles à ceux issus de la caractérisation à l'analyseur de réseaux HP8720C (Figure III-37). Sont considérés environ 30 quadripôles réparties sur l'abaque de Smith et couvrant une dynamique de 60 dB. Les résultats sont donnés dans les graphes ci-après.

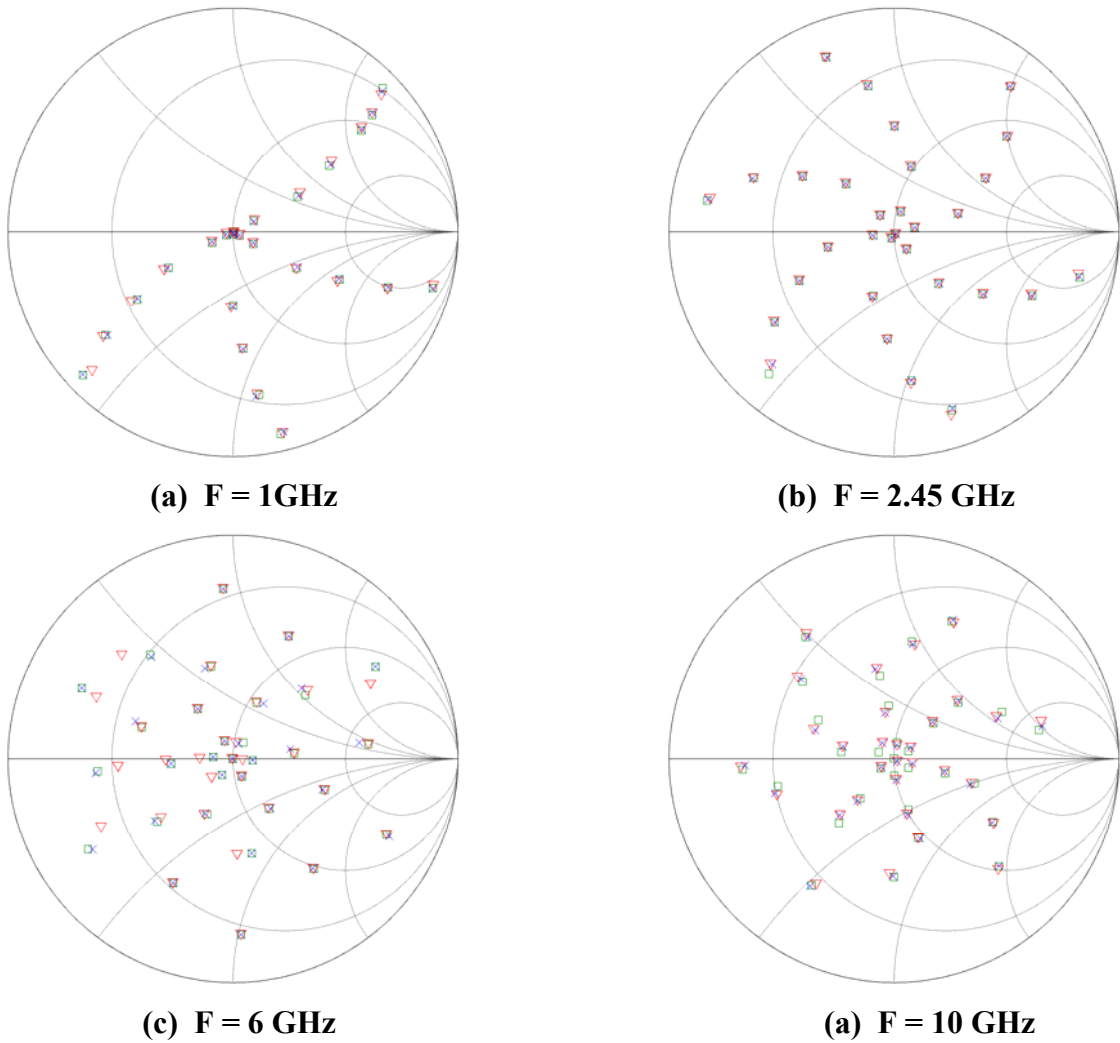


Figure III-37 : Comparaison des coefficients de transmission.

(□ ANA ▽ modèle 2 × modèle 3)

L'analyse de ces graphes montre qu'une modélisation au deuxième ordre permet de répondre à la plupart des configurations pour les fréquences 1 et 2.45 GHz. Au-delà, ce modèle s'accompagne d'erreurs non négligeables. Le modèle au troisième ordre se montre, quant à lui, comme particulièrement robuste.

A titre d'information, la figure III-38 présente l'évolution de l'EVM en fonction de la fréquence pour les deux types de modélisation. Rappelons qu'environ 30 charges sont considérées.

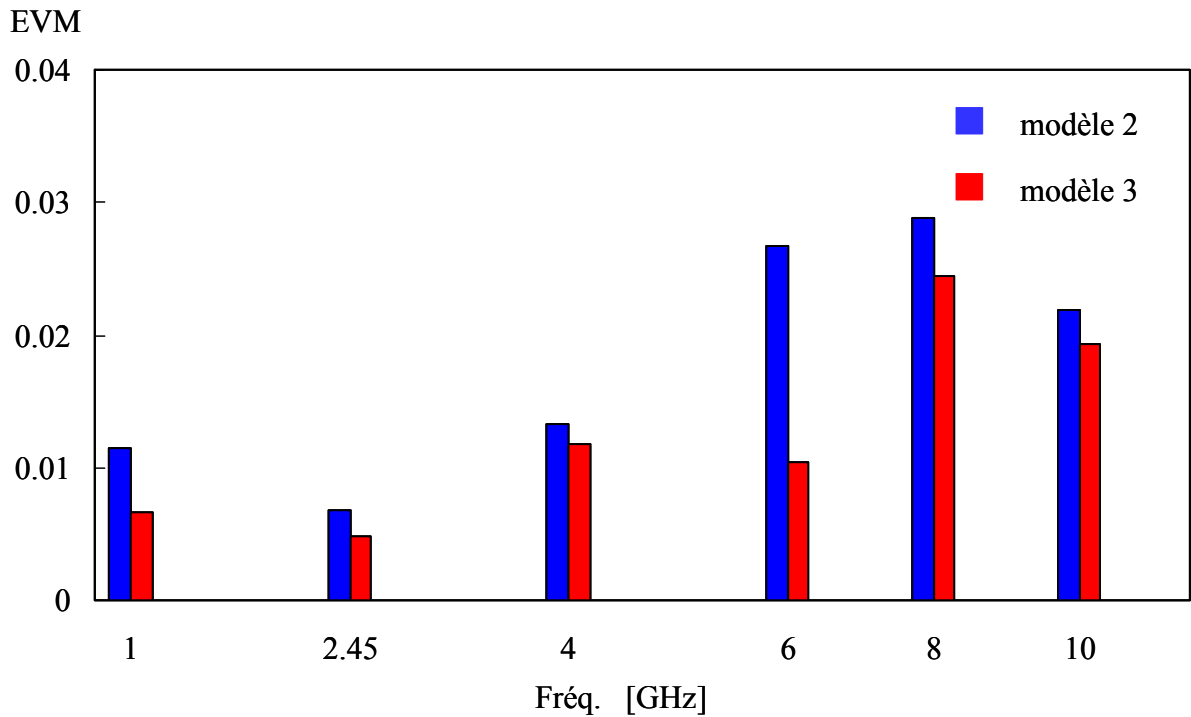


Figure III-38 : EVM en fonction de la fréquence.

Dans la bande de fréquences considérée, une modélisation au deuxième ordre garantit un EVM inférieur à 0.03 tandis que la modélisation au troisième ordre permet d'aboutir à un EVM moyen inférieur à 0.02. Ainsi, en fonction de la précision escomptée sur les mesures, le modèle est ajusté en conséquence.

III.4.6.4 Conclusion

Compte tenu des résultats pratiques obtenus dans le cadre de cette étude, le fonctionnement du D-FPR est donc validé par comparaison à l'analyseur de réseaux commercial dans une configuration de mesure en transmission. Signalons que les résultats obtenus sur la mesure de coefficients de réflexion se sont avérés équivalents.

Les dispositifs présentés jusqu'à présent utilisent des synthétiseurs de fréquences commerciaux comme sources externes. Cette solution n'étant pas vraiment compatible avec un contexte industriel, nous nous intéressons dans la suite de ce travail à l'intégration de la source dans le dispositif. En particulier, nous proposons un SPR fonctionnant à 60 GHz.

III.5 Reflectomètre six-port en technologie MMIC

III.5.1 Introduction

Depuis des années, au sein du groupe CSAM, nous concevons et réalisons des SPRs en gammes micro-onde et millimétrique dans le but de réduire le coût et d'accroître les potentialités de ces systèmes dans divers champs d'applications [LAS 92] – [LAS 95] – [LAS 96] – [LAS 00_a]– [LAS 00_b] – [LAS 00_c]– [GLA 99_a] – [GLA 99_b] – [GLA 99_c] – [GLA 00_a] – [GLA 00_b] – [MAA 03] – [MAA 04] – [MAA 05]. Dans ces dispositifs, l'existence de synthétiseurs de fréquences commerciaux, utilisés comme sources externes, n'est pas vraiment compatibles avec un contexte industriel. L'intégration monolithique de toutes les fonctions (source, corrélation, détection) sur une seule puce offrirait la possibilité d'une production faible coût, une petite taille, un encombrement restreint et une plus grande fiabilité. Ainsi, l'intégration de la source au SPR devrait grandement faciliter la pénétration de ce type de systèmes dans l'industrie [HAD 06].

Nous pouvons mentionner que des SPRs en technologie MMIC ont déjà été développés [WIE 97] - [TAT 03] et que des essais pour réaliser un SPR incluant la source sur la puce ont été menés [SOL 92]. Néanmoins, il faut signaler que ces essais se sont révélés infructueux car la source a oscillé en dehors de la bande de fréquences d'utilisation du SPR. Les bons résultats obtenus avec un SPR en technologie MMIC [MAA 05] nous ont donc amené à considérer un module six-port intégré avec les détecteurs et la source ' on-chip ' opérant à 60 GHz. Le dispositif dénommé MIMWR (Monolithic Integrated Millimeter Wave Reflectometer) est conçu en technologie InP. En effet, En plus de l'avantage d'une grande fréquence de coupure supérieure à 200 GHz, le process D-HBT (Dual-Heterojunction Bipolar Transistor) de OMMIC offre la possibilité de développer des oscillateurs à faible bruit de phase. Bien que des intégrations d'oscillateurs contrôlés en tensions opérant aux fréquences millimétriques et utilisant une technologie HEMT (High Electron Mobility Transistor) [KUD 98] ont été reportés, il apparaît que leurs bruits de phase sont limités par le bruit intrinsèque en $1/f$ présent dans les HEMTs. Ce bruit en $1/f$ plus petit dans les DHBTs fait de cette technologie une candidate appropriée pour la réalisation de VCOs avec un bruit de phase réduit [KWO 91] – [WAN 95] – [XIA 95].

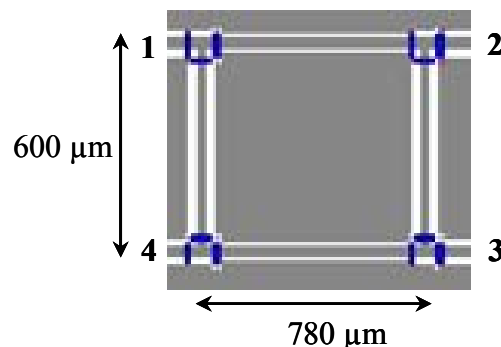
III.5.2 Description des éléments du MIMWR

III.5.2.1 Introduction

La solution proposée pour le design du MIMWR est basée sur l'architecture du SPR (Figure II-6). Ainsi, le MIMWR comprend un réseau six-port, deux coupleurs directifs de type 'branchline', quatre détecteurs quadratiques et une source. Rappelons que le réseau six-port se compose de quatre coupleurs 'branchline', une ligne à retard 90° et quatre résistances 50Ω . Compte tenu de la fréquence de travail élevée et du fait que la fonderie n'était pas encore stabilisée au moment de l'étude, nous avons opté pour une conception et une optimisation de la partie passive du circuit (coupleurs, ligne à retard) sur HFSS en considérant les différentes couches du substrat. La source et le détecteur quadratique utilisant tous deux des transistors D-HBT, une caractérisation petit signal de ce dernier a permis de disposer d'un modèle que nous intégrons dans l'environnement ADS. Enfin, une co-simulation entre les données de simulation des parties passives et actives permet de prévoir le comportement du circuit final.

III.5.2.2 Coupleurs en technologie coplanaire

Nous dénombrons six coupleurs branchline pour le dispositif final. Rappelons encore une fois que les performances du circuit final sont étroitement liées à l'adaptation et la directivité des coupleurs. Ces derniers sont conçus en technologie coplanaire et nécessitent donc l'utilisation de ponts à air afin d'assurer le mode de propagation principal et éviter l'apparition de modes supérieurs (figure III-39).



III-39: Layout du coupleur en technologie coplanaire à 60 GHz.

Les résultats de simulation sont consignés dans le tableau suivant :

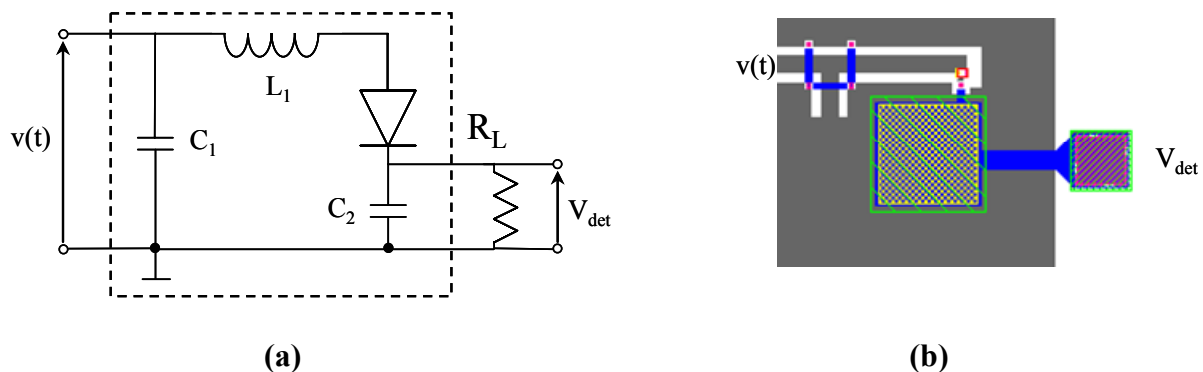
Adaptation	-39 dB
Directivité	-3.3 dB
Couplage	-3.7 dB
Isolation	-26 dB
Déphasage	-93 °

**Tableau III-12 : Caractéristiques du coupleur ‘branchline’ à 60 GHz.
(Simulations HFSS)**

Le choix a été fait d’optimiser les paramètres d’isolation et d’adaptation (inférieures à -25 dB) au détriment des termes de directivité, de couplage et du déphasage entre les voies directe et couplée. La motivation d’un tel choix est portée par le fait que le calibrage du dispositif final permet, comme nous l’avons déjà signalé, de rééquilibrer les deux voies.

III.5.2.3 Détecteurs à base de D-HBT

Chacun des quatre détecteurs est conçu à l’aide d’un transistor D-HBT dont la base et le collecteur sont court-circuités. Dans le but d’obtenir une bonne adaptation et d’accroître la sensibilité du détecteur, nous optons pour un réseau d’adaptation sélectif constitué d’une capacité C_1 et d’une inductance L_1 connectées à l’entrée du transistor. Le schéma électrique du détecteur et son layout sont donnés en figure III-40. La capacité C_2 associée à la résistance de charge R_L forme un filtre passe-bas en sortie du détecteur.



III-40 : Conception du détecteur quadratique à 60 GHz.

(a) : Schéma électrique (b) : Layout associé

La sensibilité du détecteur est directement corrélée à la résistance de charge R_L en sortie du détecteur qui doit être la plus grande possible. A cet effet, comme c’était le cas pour

les systèmes précédents, un amplificateur d'instrumentation à très haute impédance d'entrée est connecté à la sortie de chaque détecteur. Nous donnons ci-dessous les résultats de simulation de la tension détectée V_{det} en fonction de la puissance hyperfréquence P injectée à l'entrée, pour différentes résistances de charge R_L .

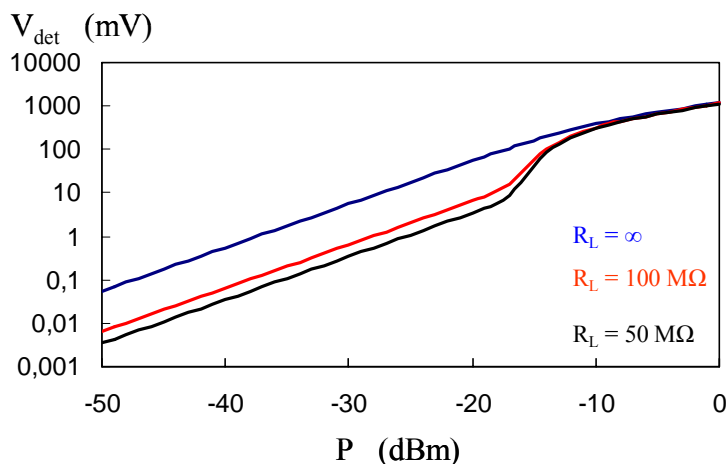


Figure III-41 : Tension détectée en fonction de la puissance hyperfréquence injectée, sur le détecteur D-HBT à 60 GHz.

Les données simulées montrent un bon comportement du détecteur avec une zone quadratique qui s'étend de -50 dBm à environ -17 dBm. Nous donnons dans le tableau suivant les sensibilités pour les trois résistances de charge considérées.

R_L ($M\Omega$)	Sensibilité ($mV / \mu W$)
∞	5.53
100	0.65
50	0.35

Tableau III-13 : Sensibilité en fonction de la résistance de charge R_L à 60 GHz. (Simulations ADS)

La sensibilité du détecteur atteint $5 \text{ mV} / \mu W$ pour une résistance de charge infinie et reste supérieure à $300 \mu V / \mu W$ pour des résistances de charge supérieures à $50 \text{ M}\Omega$.

III.5.2.4 Oscillateur à base de D-HBT

La source est un oscillateur à résistance négative opérant à la fréquence de 60 GHz. La figure III-42 montre le schéma électrique et le layout de l'oscillateur utilisant un transistor D-HBT.

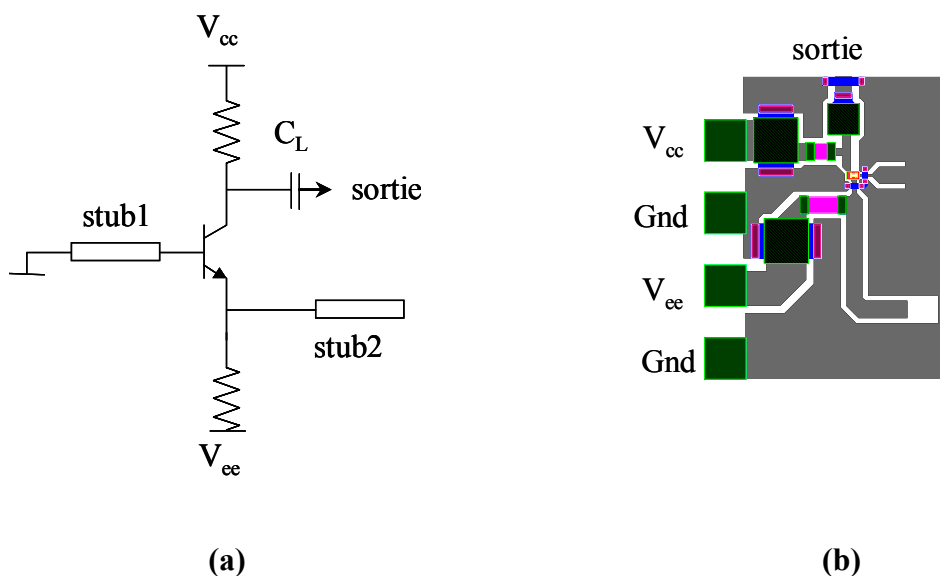
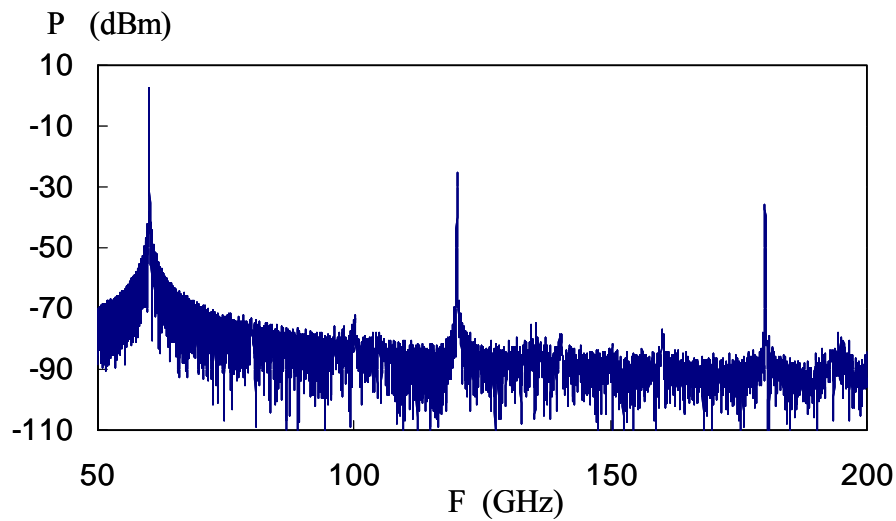


Figure III-42 : Conception de l'oscillateur 60 GHz.

(a) : Schéma électrique (b) : Layout associé

Le stub en court-circuit 'stub 1' permet d'amener le composant dans une région instable. La fréquence d'oscillation, 60 GHz, est ajustée par l'émetteur à l'aide d'un deuxième stub en circuit ouvert ('stub2'). La tension de sortie continue est filtrée à l'aide d'une capacité C_L .

Nous donnons ci-après le spectre de sortie de l'oscillateur obtenu par simulation sous ADS.



**Figure III-43 : Spectre de l'oscillateur D-HBT.
(Simulations ADS)**

Une puissance de sortie de 2.4 dBm est obtenue à 60 GHz. Nous donnons dans le tableau ci-dessous un récapitulatif des puissances simulées en sortie de l'oscillateur pour les harmoniques d'ordre 2 et 3.

F (GHz)	P (dBm)
60	2.4
120	-25.8
180	-36.1

**Tableau III-14 : Densité spectrale de puissance sur les harmoniques à 60 GHz.
(Simulations ADS)**

Le tableau met en avant des taux de réjection supérieurs à 25 dB pour les harmoniques d'ordres 2 et 3, validant la conception de l'oscillateur.

III.5.2.5 Conclusion

Les divers éléments constitutifs du MIMWR sont simulés et optimisés sous ADS et HFSS. La conception du dispositif final qui correspond à l'association des fonctions source,

corrélation et détection requiert des considérations particulières que nous abordons dans le paragraphe suivant.

III.5.3 Conception du MIMWR

III.5.3.1 Introduction

Nous exposons dans cette partie la conception en technologie InP du dispositif final destiné à la mesure à 60 GHz du coefficient de réflexion d'un DST. Rappelons que les parties passives (coupleurs, lignes à retard, résistances 50Ω , circuits d'adaptation des détecteurs) ont été simulées sous HFSS alors que les parties actives (source, détecteurs) ont été simulées sous ADS. La co-simulation permet de traiter l'ensemble des données sous la forme d'une unique simulation sous ADS. La conception du MIMWR, que nous exposons dans un premier temps, demande une attention particulière pour garantir la stabilité de la source. Dans un deuxième temps, nous simulons le dispositif final dans sa configuration de mesure afin d'entrevoir les caractéristiques de fonctionnement du MIMWR.

III.5.3.2 Optimisation du MIMWR

Le point critique de cette étude concerne l'influence du DST sur la stabilité de la source. En effet, nous comprenons aisément que la réponse de la source est affectée par les propriétés d'adaptation du DST et par conséquent, le fonctionnement global du MIMWR s'en trouve influencé.

Concernant les SPRs usuels, un isolateur est généralement inséré entre la source et le réseau six-port. Comme nous souhaitons proposer une solution entièrement intégrée, il n'est pas possible de retenir cette option. Une alternative pour maintenir la stabilité de la source est d'utiliser un 'buffer' conçu à l'aide d'un transistor. Le principal désavantage de cette solution, excepté l'augmentation du degré de complexité du circuit, est l'augmentation de la consommation d'environ 100 mW.

Donc, pour soulever cette difficulté, nous proposons d'inclure un atténuateur dans le 'design' du circuit. Cette option présente l'avantage de pouvoir sélectionner la plage d'opération des détecteurs en plus de réduire l'influence du DST sur la stabilité de la source. Ces considérations nous amènent à l'adjonction d'un atténuateur conçu à l'aide de trois

résistances dans une structure en T . L'atténuation qui a été choisie pour garantir la stabilité de la source et un fonctionnement en zone quadratique est de 17 dB.

Nous donnons en figure III-44 le layout du MIMWR.

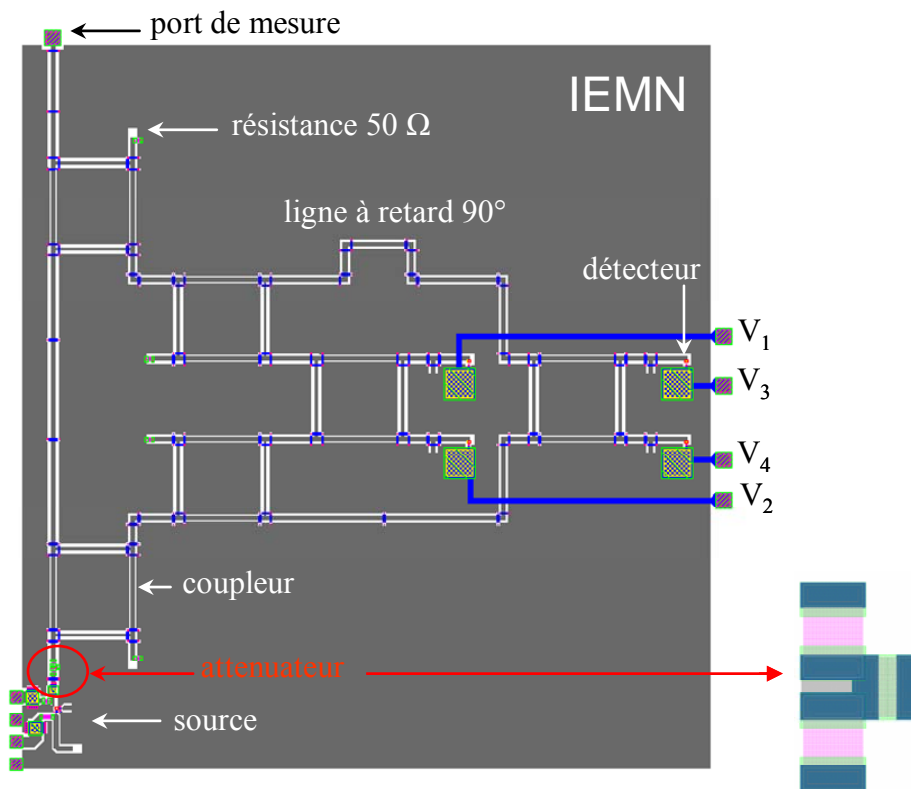


Figure III-44 : Layout du MIMWR ($4.3 \times 4.4 \text{ mm}^2$).

La taille du circuit final est de $4.3 \times 4.4 \text{ mm}^2$. La majeure partie de la superficie est occupée par les six coupleurs 'branchline'. V_1 à V_4 représentent les tensions de sortie des quatre détecteurs quadratiques.

Comme l'influence sur la stabilité de la source devient importante dans le cas de la mesure de charges présentant des coefficients de réflexion importants, nous effectuons des simulations pour un DST constitué d'un court-circuit glissant. Nous représentons alors en figure III-45 le module du coefficient de réflexion $|\Gamma|$ simulé en sortie de l'oscillateur lorsque la phase du DST varie de 0 à 360° .

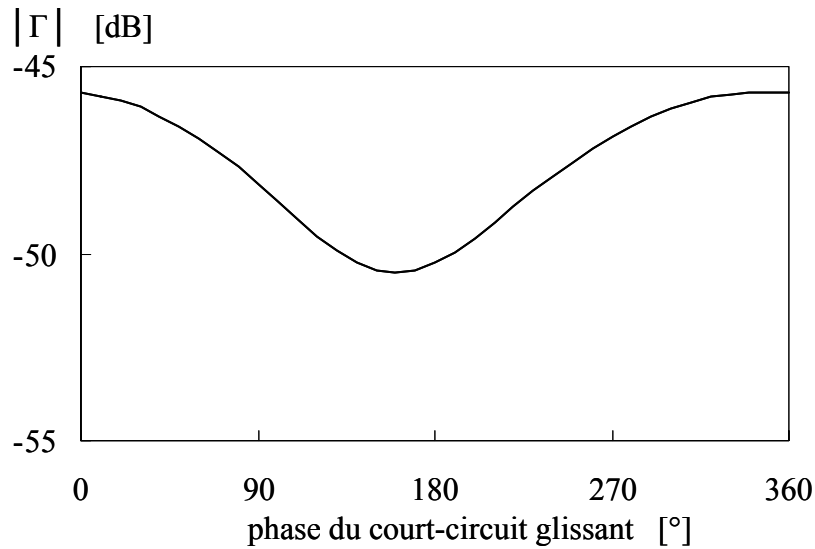


Figure III-45 : Adaptation du port source en fonction du coefficient de réflexion du DST ($F = 60$ GHz DST = court-circuit glissant).

La conclusion dressée après l'examen de la figure III-45 est que, compte tenu des choix de conception opérés, la stabilité de la source ne sera pratiquement pas affectée par les propriétés d'adaptation du DST. La topologie incluant un atténuateur en T est donc adoptée.

III.5.3.3 Modélisation du problème direct

Afin de prédire les performances du circuit final, nous simulons sous ADS les tensions détectées lorsqu'un court-circuit glissant est connecté sur le port de mesure. Nous venons alors interpoler les données de simulation au modèle au deuxième ordre permettant d'exprimer les tensions détectées en fonction du coefficient de réflexion $S_{11} = |S_{11}|e^{j\Phi_{S11}}$ que nous redonnons ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 V_i = & a_{i0} + a_{i1}|S_{11}|^2 + a_{i2}|S_{11}|\sin(\Phi_{S11}) + a_{i3}|S_{11}|\cos(\Phi_{S11}) \\
 & + a_{i4}|S_{11}|^2 \sin(2\Phi_{S11}) + a_{i5}|S_{11}|^2 \cos(2\Phi_{S11})
 \end{aligned} \quad i = 1, \dots, 4 \quad (3.12)$$

En figure III-46 sont reportés les résultats issus des simulations ADS et ceux issus de l'interpolation par le modèle précédent des données simulées.

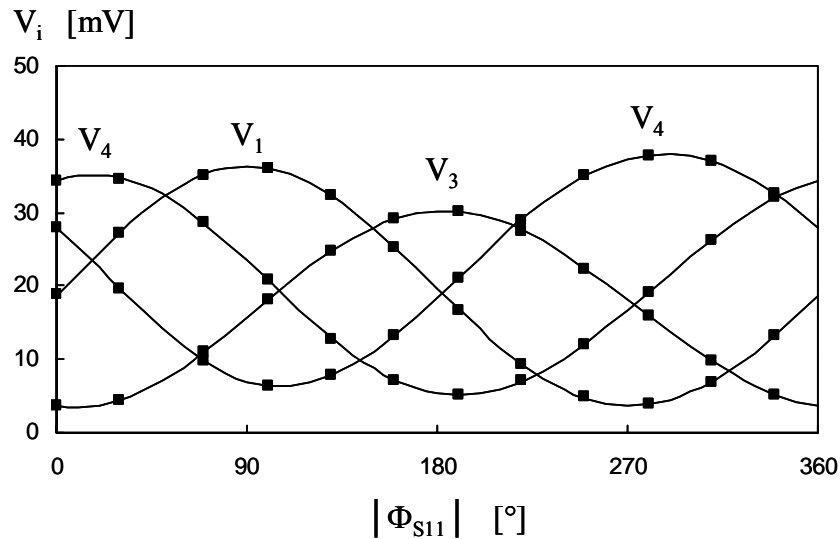


Figure III-46 : Comparaison des tensions V_i à 60 GHz.
 (■ simulations ADS — modèle (3.12))

Les résultats de simulation montrent un bon comportement du modèle. Pour les quatre tensions considérées, nous avons quantifié l'erreur apportée par le modèle à moins de 1.5 %. Afin de prévoir la répercussion de cette erreur sur la mesure du coefficient de réflexion d'un DST, nous avons simulé des charges couvrant tout l'abaque de Smith. Après calibrage et inversion de la modélisation au deuxième ordre, nous avons apprécié les erreurs sur le module du coefficient de réflexion à 0.5 % tandis que l'erreur sur la phase ne dépasse pas 0.3°. Ces résultats, conformes à nos attentes, permettent de valider le système et la modélisation associée.

III.5.3.4 Conclusion

Un réflectomètre entièrement intégré opérant à 60 GHz a été conçu dans une technologie InP. Ce système est bien adapté à des applications millimétriques. En particulier, ce dispositif devrait jouer un rôle important dans le développement de capteurs pour des applications où une haute résolution est demandée.

III.5.4 Conclusion

Nous avons montré la faisabilité d'un réflectomètre six-port MMIC opérant en gamme millimétrique et dont la particularité est d'inclure l'ensemble des fonctions (source, corrélation, détection) sur la même puce. Des raisons de facilité de réalisation nous ont porté sur l'utilisation d'un atténuateur résistif pour garantir la stabilité de la source et l'utilisation de transistors DHBT non polarisés pour la détection de puissance. Néanmoins, La technologie non encore stabilisée nous a amené à différer le ru'.

Signalons également qu'un autre avantage de la fonderie DHBT sur InP de chez OMMIC est la possibilité de combiner sur la même puce les circuits analogiques millimétriques avec des unités de traitement numérique.

Enfin, remarquons que le circuit peut également être utilisé dans le domaine des télécommunications. Une topologie dérivée du MIMWR prenant en compte la largeur de bande requise pour des applications en télécommunications est à l'étude au sein du groupe.

III.6 CONCLUSION

Les étapes de conception et de réalisation décrites dans ce chapitre ont donné lieu à la réalisation de dispositifs opérant dans les gammes des longueurs d'ondes micro-ondes et millimétriques. Ces dispositifs, le D-SPR, le FPR et le D-FPR sont à la base du développement de techniques micro-ondes et millimétriques pour le contrôle non destructif mené au laboratoire.

Ces systèmes devraient donc participer à lever une des contraintes fortes qui s'opposent à l'application de telles techniques dans le domaine industriel, à savoir la disponibilité d'appareils de coût abordables et compatibles avec la demande industrielle.

Les cœurs de ces dispositifs que sont les corrélateurs six-port et quatre-port trouvent également des applications dans les domaines des télécommunications ou des radars. En particulier, le corrélateur quatre-port de par son faible encombrement et sa large gamme de fréquences se présente comme particulièrement adapté pour des applications de réception de signaux numériques.

III.7 BIBLIOGRAPHIE

- [GLA 00_a] D. GLAY, T. LASRI, A. MAMOUNI and Y. LEROY
“A 35 GHz Vector system for Nondestructive applications”
Review of progress in quantitative non-destructive evaluation, edited by D. O. Thompson and D. E. Chimenti, vol. 19, pp 579-585, 2000
- [GLA 00_b] D. GLAY, T. LASRI, A. MAMOUNI and Y. LEROY
“Non destructive detection of defects in materials using microwaves”
Conference on Subsurface sensing technologies and applications, San Diego (USA), August 2000
- [LAS 00_c] T. LASRI, D. GLAY, A. MAMOUNI and Y. LEROY
"Development of microwave moisture measurement systems around microstrip complex correlators"
Sensors Update, Wiley-VCH Verlag GmbH, vol. 7, Chapter 9, pp 233-248, Germany, 2000
- [AGI 07] AGILENT TECHNOLOGIES
“HSCH-9161 GaAs detector diode”
Data Sheet, July 2007
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-6228EN.pdf>
- [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 99_a] 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 99_b] AGILENT TECHNOLOGIES
“The zero bias Schottky diode detector at temperature extremes – problems and solutions”
Application Note, AN 1090, November 1999
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5966-0784E.pdf>
- [AGI 99_c] AGILENT TECHNOLOGIES
“Designing detectors for RF/ID tags”
Application Note, AN 1089, November 1999
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5966-0786E.pdf>
- [ANG 72] A. ANGOT
“Compléments de mathématiques à l'usage des ingénieurs de l'électrotechnique et des télécommunications”
Masson & Cie, 1972, Paris

- [ANR 06]** ANRITSU
 "Precision RF & Microwave Components Catalog"
 Catalog, November 2006
<http://www.us.anritsu.com/downloads/files/00986-00202.pdf>
- [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 03]** K. HADDADI
 "Conception et réalisation d'un mesureur de paramètres S à 35 GHz"
 Mémoire de DEA, Lille, Juillet 2003
- [HAD 06]** K. HADDADI, H. EL AABBAOUI, B. GORISSE, D. GLAY, N. ROLLAND and T. LASRI
 "A fully InP monolithic integrated millimeter-wave reflectometer"
 36th European Microwave Conference 2006 (EUMC 2006), September 2006, Manchester, United Kingdom.
- [KUD 98]** S. KUDSZUS; W. H. HAYDL, A. BANGERT, R. OSORIO; M. NEUMANN, L. VEWEYEN, A. HULSMANN and M. SCHLECHTWEG
 "HEMT Oscillators for millimeter wave systems in coplanar waveguide technology"
 28th European Microwave Conference, vol. 2, pp 759-765, October 1998
- [KWO 91]** Y. KWON and AL.
 "Large signal analysis and experimental characteristics of monolithic InP-based W-band HEMT oscillators"
 21th European Microwave Conference Technology Digest, Stuttgart, Germany, September 1991.
- [LAS 00_a]** T. LASRI
 "Contrôle et évaluation non destructifs par des techniques microondes"
 Habilitation à Diriger des Recherches en Sciences Physiques, Université de Lille, Janvier 2000
- [LAS 00_b]** T. LASRI, D. GLAY, L. ACHRAÏT, A. MAMOUNI and Y. LEROY
 "Microwave methods and systems for nondestructive control"
 Subsurface Sensing Technologies and Applications - An International Journal, vol. 1, n°1, pp 141-160, January 2000.
- [LAS 92]** T. LASRI
 "Conception et expérimentation d'un capteur micro-onde destiné à la mesure d'humidité"
 Thèse de Docteur de l'Université, Février 1992, Lille.
- [LAS 95]** T. LASRI, A. MAMOUNI and Y. LEROY
 "Sensor For In-Situ Dielectric Characterization Of Materials"
 OHD Biennial Colloquium Digest, vol. 13, Zaragoza, Spain 1995

- [LAS 96]** T. LASRI, D. GLAY, A. MAMOUNI and Y. LEROY
 "A Microwave Sensor For Materials Characterization"
 Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM'96),
 Montreal-Quebec, August 1996
- [MAA 03]** M. MAAZI, D. GLAY et T. LASRI
 "Détection de défauts dans un matériau diélectrique par des techniques microondes"
 Treizièmes journées nationales microondes, Lille, mai 2003
- [MAA 04]** M. MAAZI, D. GLAY et T. LASRI,
 "Imagerie à 35 GHz de défauts au sein de matériaux diélectriques"
 8^{èmes} journées de caractérisation microondes et matériaux, La Rochelle, avril 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
- [SOL 92]** M. N. SOLOMON, P. S. WEITZMAN, C. P. MCCLAY and H. M. CRONSON
 "A monolithic six-port module",
 IEEE Microwave Guided Wave Letters, vol. 2, pp 334–336, August 1992.
- [TAT 03]** S. O. TATU, E. MOLDOVAN, B. GAILON, W. KE and R. G. BOSISIO
 "New results on MMIC six-port's used in Ka band direct conversion receivers",
 Microwave Symposium Digest, 2003 MTT-S International, vol. 1, pp A9–A12,
 June 2003.
- [WAN 95]** H WANG, K. CHANG, D. LO, L. TRAN, J. COWLES, T. BLOCK, S. DOW, A. OKI, D. STREIT and B. ALLEN
 "A 62 GHz monolithic InP-based HBT VCO"
 IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 5, n° 11, pp 388-390,
 November 1995.
- [WIE 97]** F. WIEDMANN, B. HUYART, E. BERGEAULT and L. JALLET
 "New structure for a six-port reflectometer in monolithic microwave integrated-circuit technology"
 IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 46, n° 2, pp 527–530,
 April 1997.
- [XIA 95]** XIANGDONG ZHANG; D. STURZEBECKER and A. S. DARYOUSH
 "Comparison of the phase noise performance of HEMT and HBT based oscillators"
 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, vol. 2, pp 697-700, May 1995.

CHAPITRE IV
APPLICATION AU CONTROLE NON DESTRUCTIF
ET AUX TELECOMMUNICATIONS

IV.1 INTRODUCTION

La réalisation des différents dispositifs (D-SPR, FPR et D-FPR), présentés dans les précédents chapitres, nous permet d'envisager de manière plus réaliste l'utilisation des techniques micro-ondes et millimétriques pour des applications hors laboratoire.

Les champs d'applications de ces techniques sont très nombreux. Aussi, nous nous limitons volontairement à la mise en œuvre de ces dispositifs dans deux domaines d'applications que sont le Contrôle Non Destructif (CND) et les télécommunications.

Dans le premier cas, nous associons le FPR réalisé au laboratoire à une antenne cornet de manière à aboutir à une technique de mesure en espace libre sans contact. Nous voyons, au travers d'un exemple lié à l'industrie du bâtiment, comment cette technique peut apporter des réponses à un problème concret posé dans ce secteur.

Dans le second cas, nous proposons une nouvelle architecture de récepteur de télécommunications, basée sur un corrélateur quatre-port, qui présente des avantages conséquents en regard des systèmes de réception conventionnels et des récepteurs six-port et cinq-port. Nous validons expérimentalement ce concept dans la bande de fréquences 1- 4 GHz sur une modulation numérique QPSK.

IV.2 APPLICATION LIEES AU CONTROLE NON DESTRUCTIF

IV.2.1 Introduction

L'utilisation des micro-ondes pour le contrôle non destructif (CND) n'est pas une idée nouvelle [FEL 73] – [BOT 93] – [LAS 96] – [GLA 99] – [ANU 05] – [MAL 05] – [PED 01]. En effet, de nombreuses techniques hyperfréquences, basées en général sur les propriétés de transmission et/ou de réflexion d'un matériau, ont été mises au point dans le domaine de la caractérisation électromagnétique. Ces méthodes très performantes ont cependant beaucoup de mal à s'imposer du point de vue industriel en grande partie du fait des équipements qu'elles nécessitent.

Ainsi, la réalisation des différents dispositifs (SPR, D-SPR, FPR et D-FPR), présentés dans les précédents chapitres, nous permet d'envisager de manière plus optimiste l'utilisation des techniques micro-ondes et millimétriques pour des contrôles hors laboratoire. Le dispositif hyperfréquence se compose de l'un des systèmes de mesure des paramètres S et d'une cellule de mesure dont le choix dépend du matériau à tester [WAN 07] – [HAD 07].

Les champs d'applications de ces techniques sont très nombreux. Aussi, plutôt que d'aborder de manière générale les possibilités de mise en œuvre dans des domaines extrêmement variés, nous avons choisi un exemple particulier qui peut servir d'élément de base pour une démonstration des possibilités offertes par ce type de procédés.

Ainsi, l'exemple traité ici est lié principalement à l'industrie du bâtiment. Nous allons voir comment une technique de mesure en espace libre peut apporter des réponses à un problème concret posé dans ce secteur industriel. Le choix de cette technique est principalement motivé par des avantages tels que le caractère sans contact du procédé et la non nécessité, à priori, d'une cellule de mesure pour le conditionnement du matériau sous test.

IV.2.2 Principe de mesure

Le principe de mesure retenu dans cette étude est représenté par le synoptique donné en figure IV-1. Dans cette configuration, le dispositif de mesure est associé à une antenne cornet pour réaliser la mesure du coefficient de réflexion d'un matériau déposé sur une plaque métallique située à une distance L de l'antenne. Nous avons opté pour une configuration de

mesure en réflexion, dite monostatique. En effet, puisque beaucoup d'applications ne permettent l'accès que d'un seul côté du matériau sous test, c'est le cas par exemple pour les applications où les matériaux sont convoyés sur des treillis métalliques [MAT 01]. La présence de la plaque métallique permet de n'utiliser qu'une seule antenne fonctionnant à la fois en émission et en réception.

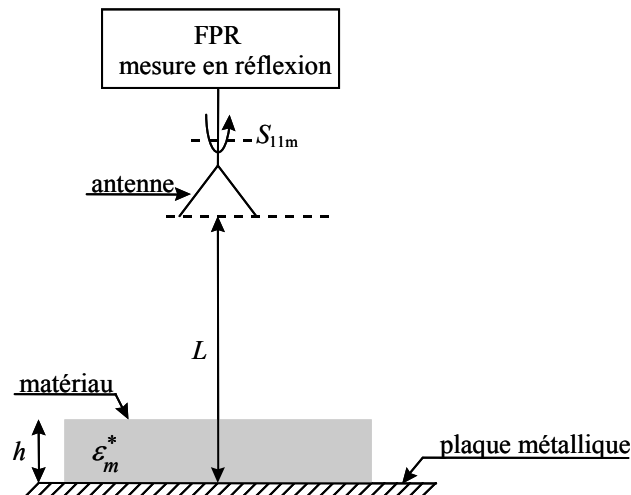


Figure IV-1: Synoptique du dispositif de mesure en espace libre

IV.2.3 Etalonnage de la structure de mesure

Dans ce type de caractérisation, les protocoles de mesure sont relativement bien établis [VAR 91]. La configuration de mesure usuelle, dite bistatique, consiste en la mesure du coefficient de transmission du matériau sous test à l'aide de deux antennes respectivement d'émission et de réception. En particulier, des précautions d'usage sont nécessaires afin de s'affranchir des imprécisions causées par les effets de diffraction sur les arêtes de l'échantillon et par les réflexions multiples entre les antennes et la surface de l'échantillon. En pratique, des antennes cornets utilisant des lentilles sont généralement employées afin de minimiser ces effets de diffraction mais surtout pour rendre le faisceau paraxial dans le matériau sous test [MUH 02]. De plus, une technique de calibrage vectoriel, usuellement TRL (Thru-Reflect-Line), utilisant un filtrage temporel permet ensuite d'éliminer les erreurs dues aux dites réflexions multiples. Cette technique s'est montrée très efficace dans un contexte de laboratoire [GHO 90]. Néanmoins, sa transposition dans un environnement industriel s'avère difficile compte tenu des équipements mis en jeu.

Comme nous l'avons signalé, la configuration retenue dans le cadre de cette étude repose sur la mise en œuvre d'un banc de mesure monostatique, l'antenne d'émission servant également pour la réception du signal. De plus, l'utilisation de lentilles pour focaliser le

faisceau étant peu compatible avec des mesures hors laboratoire, nous optons alors pour l'utilisation d'antennes non directives.

Afin de réduire les effets de diffraction, nous décidons de réduire la distance L . Les systèmes de mesure réalisés au laboratoire ne permettant pas de réaliser la fonction de filtrage temporel, un étalonnage au préalable de la structure de mesure est donc nécessaire [GLAY 99]. Celui-ci est réalisé en retirant le matériau sous test comme indiqué en figure IV-2.

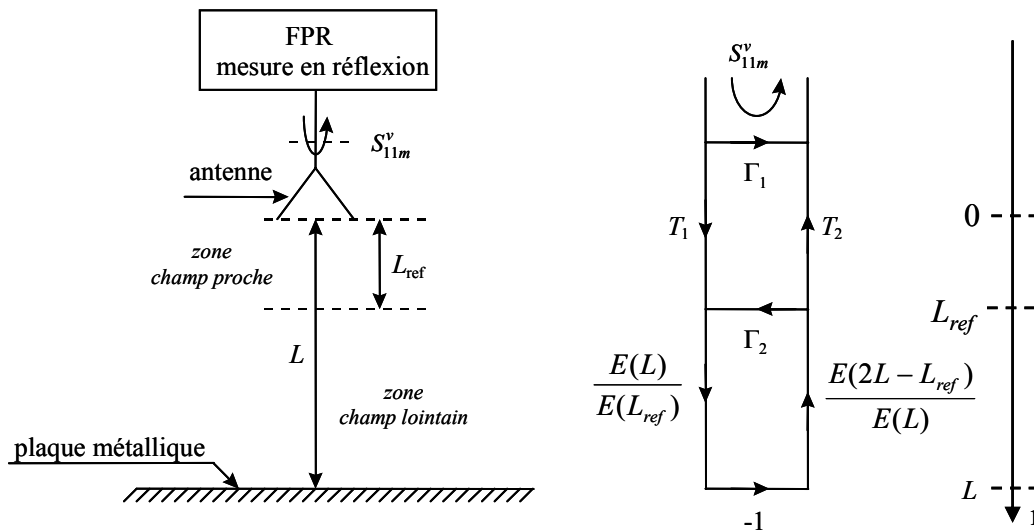


Figure IV-2: Synoptique et graphe de fluence associé de l'étalonnage du dispositif de mesure

Nous faisons également apparaître, sur cette figure, le graphe de fluence représentant la propagation des ondes électromagnétiques. Remarquons toutefois que la distance L doit être choisie afin de respecter les conditions de champ lointain de façon à considérer une propagation plane de l'onde arrivant sur le matériau. Ainsi, au-delà d'une certaine distance notée L_{ref} et calculée de sorte à se placer dans des conditions de champ lointain, nous considérons le cas d'une onde se propageant suivant le mode 'rayon'. Ce concept de rayon permet de formaliser le problème selon une approche similaire à celle utilisée en optique (lois de Snell-Descartes).

En deçà de cette distance, il nous est difficile de mettre en équation la propagation de l'onde puisque nous sommes en zone de champ proche. Aussi, nous modélisons celle-ci par un quadripôle 'phénoménologique' $[\Gamma_1, T_1, \Gamma_2, T_2]$ caractéristique d'une part de l'antenne dans son environnement et d'autre part de l'établissement progressif d'une onde guidée vers une onde plane.

Les champs sont régis dans le vide par l'équation d'Helmholtz. Pour le champ électrique, elle s'écrit :

$$\nabla^2 E(r) + \gamma_0^2 E(r) = 0 \quad (4.1)$$

où $\gamma_0 = j \frac{2\pi}{\lambda_0}$ représente la constante de propagation dans l'air.

La solution de l'optique géométrique est une solution approchée de l'équation de Helmholtz pour laquelle l'amplitude du champ est constante lors de la propagation. Elle est obtenue en insérant dans l'équation d'onde l'approche asymptotique du champ établie par Kline et Luneberg [KLI 51], et qui a pour expression :

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = e^{-j\gamma_0 \Psi(\vec{r})} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\vec{E}_n(\vec{r})}{(j\gamma_0)^n} e^{-j\omega t} \quad (4.2)$$

où $\Psi(\vec{r})$ représente le front d'onde au point d'observation. Une approximation au premier ordre (hautes fréquences) permet de négliger les termes en $j\gamma_0$ d'ordre supérieur ou égal à 1.

Dan ce cas, la solution se résume à :

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_0(\vec{r}) e^{-j\gamma_0 \Psi(\vec{r})} e^{-j\omega t} \quad (4.3)$$

La variation temporelle étant implicite, l'expression du champ électrique de l'optique géométrique est généralement mise sous la forme :

$$\vec{E}(P) = \vec{E}(0) \sqrt{\frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + r)(\rho_2 + r)}} e^{-j\gamma_0 r} \quad (4.4)$$

où :

- $\vec{E}(0)$ est le champ au point de référence 0,
- ρ_1 et ρ_2 sont les rayons de courbure de la surface d'onde au point 0 (figure IV-3),
- P est le point d'observation situé à une distance r du point 0,
- le terme $\sqrt{\frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + r)(\rho_2 + r)}}$, appelé facteur de divergence, traduit la conservation de l'énergie durant la propagation électromagnétique [VAN 96].

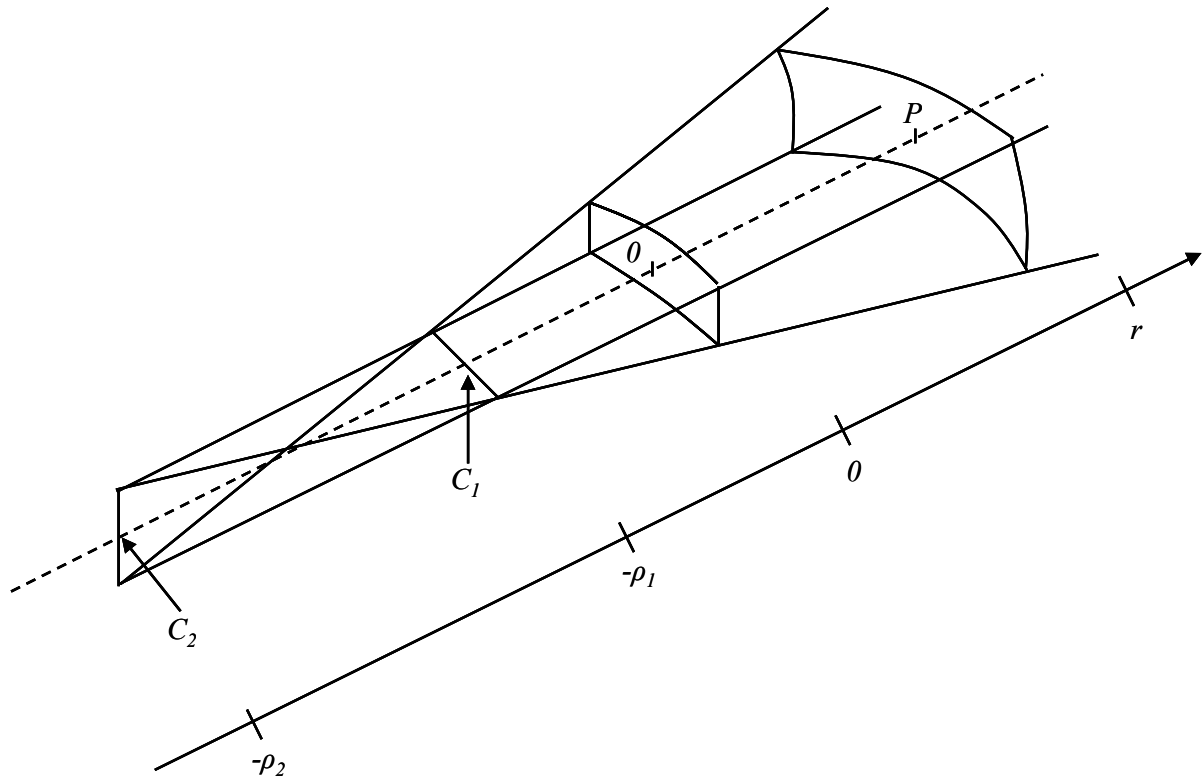


Figure IV-3 : Fronts d'onde pour l'optique géométrique.

L'expression du champ de l'optique géométrique laisse apparaître une déficience : le champ devient infini lorsque $r = -\rho_1$ ou $r = -\rho_2$. Cet ensemble de points où se traduit une telle divergence est appelé caustique (notée C_1 et C_2 sur la figure IV.3) et correspond au cas où nous ne sommes plus en présence d'un champ de rayons. On remarque que l'expression (4.4) restitue l'expression d'une onde sphérique si $\rho_1 = \rho_2 = \rho_0$ et celle de l'onde plane si ρ_1 et ρ_2 tendent vers l'infini.

Signalons que dans le cas usuel, la distance entre l'antenne et le matériau est choisie suffisamment grande afin de négliger le facteur de divergence. Dans notre cas, nous choisissons volontairement d'opérer à une distance antenne-matériau relativement proche pour minimiser les effets de diffraction sur les bords de l'échantillon et prenons en compte, de ce fait, le facteur de divergence dans la modélisation. On se situe en fait à une distance r séparant l'antenne du point d'observation P où nous pouvons considérer une onde sphérique de telle manière que la relation (4.4) s'écrit :

$$\bar{E}(P) = \bar{E}(0) \frac{\rho_0}{\rho_0 + r} e^{-j\gamma_0 r} \quad (4.5)$$

La mise en équation du coefficient de réflexion, obtenu dans de telles conditions, est alors donnée selon le graphe de fluence associé à cette configuration (Figure IV.2). Dans notre cas, nous ne sommes pas en présence d'ondes planes et par conséquent, le facteur de divergence $\frac{\rho_0}{\rho_0 + r}$ qui traduit l'atténuation dans le milieu permet de prendre en compte la nature des ondes. Nous proposons en conséquence un formalisme basé sur les règles de Mason, mais où nous ajoutons des éléments nouveaux pour tenir compte de ces effets de pertes de propagation.

Nous analysons plus particulièrement la propagation entre les points d'abscisses $r = L$ et $r = L_{ref}$ en considérant les différentes réflexions et trajets multiples. La situation est illustrée en Figure IV-4.

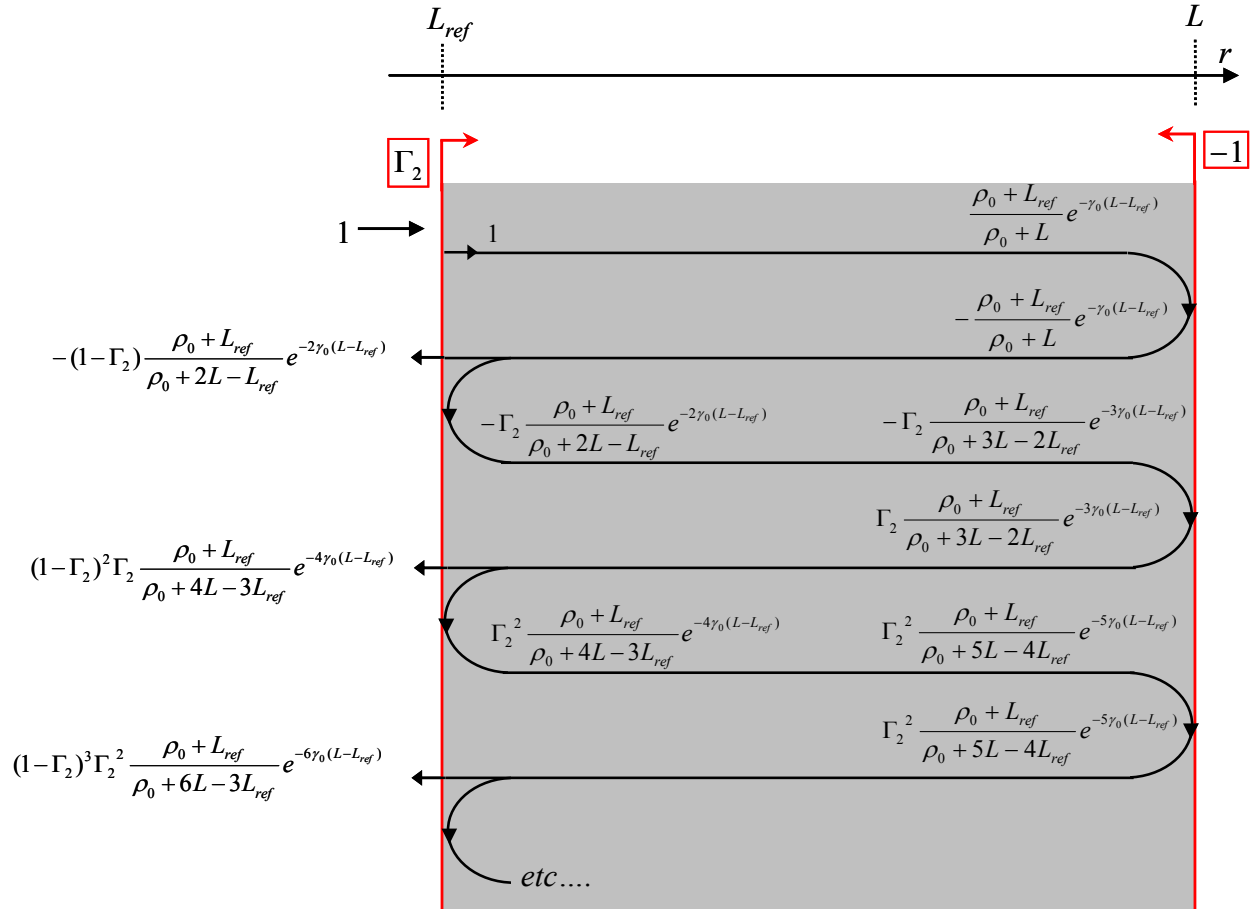


Figure IV-4 : Réflexions multiples dans une boucle.

Cette figure donne une représentation des différentes contributions obtenues à partir d'une onde de référence incidente en $r = L_{ref}$ sujette à de multiples réflexions et de multiples trajets entre la plaque métallique et l'antenne. Nous remarquons que la valeur du facteur de divergence diminue au fur et à mesure que le signal se propage.

Nous appelons R_{II} le coefficient de réflexion calculé dans le plan $r = L_{ref}$, ce dernier correspondant à la contribution de toutes les ondes émergentes de ce plan. Le coefficient de réflexion R_{II} s'écrit alors :

$$R_{II} = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n (\Gamma_2)^{n-1} \frac{\rho_0 + L_{ref}}{\rho_0 + 2nL - (2n-1)L_{ref}} e^{-2n\gamma_0(L-L_{ref})} \quad (4.6)$$

Signalons que dans le cas d'une onde plane ($\rho_0 \rightarrow \infty$), on retrouve une expression du coefficient de réflexion R_{II} qui prend la forme d'une série géométrique de la forme :

$$R_{II} = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n (\Gamma_2)^{n-1} e^{-2n\gamma_0(L-L_{ref})} = \frac{1}{e^{2\gamma_0(L-L_{ref})} + \Gamma_2} \quad (4.7)$$

La mise en équation du coefficient de réflexion S_{II}^v (l'exposant 'v' indiquant une mesure à vide) collecté par le dispositif de mesure, est alors donnée selon le graphe de fluence associé à cette configuration (figure IV-2) par la relation suivante :

$$S_{II}^v = \Gamma_1 - T_1 T_2 R_{II} \quad (4.8)$$

Compte tenu de la nature transcendante de l'équation (4.7), nous limitons volontairement le développement de R_{II} à un ordre $n = 3$. Nous verrons dans le cadre des applications abordées que cet ordre est généralement suffisant pour rendre compte de manière satisfaisante de la grandeur mesurée. Le modèle (4.8) s'écrit alors :

$$S_{II}^v = \Gamma_1 - T_1 T_2 \sum_{n=1}^3 (-1)^n (\Gamma_2)^{n-1} \frac{\rho_0 + L_{ref}}{\rho_0 + 2nL - (2n-1)L_{ref}} e^{-2n\gamma_0(L-L_{ref})} \quad (4.9)$$

Signalons également que la mise en équation du coefficient de réflexion, obtenu dans des conditions de champ lointain ($\rho_0 \rightarrow \infty$), permet d'aboutir à un modèle compatible avec ceux des études antérieures portant sur la mesure de gain d'une antenne [COQ 92] où les paramètres Γ_1 , Γ_2 et T_1T_2 sont respectivement relatifs à l'adaptation, le re-rayonnement et le gain de l'antenne. Ce modèle est alors donné par la relation suivante :

$$S_{11m}^v = \Gamma_1 - \frac{T_1T_2}{e^{2\gamma_0(L-L_{ref})} + \Gamma_2} \quad (4.10)$$

L'étalonnage de la structure consiste alors en la détermination des paramètres Γ_1 , Γ_2 et T_1T_2 ainsi que du terme réel ρ_0 . Un moyen d'opérer est de considérer la mesure du coefficient de réflexion à vide pour quatre positions distinctes L_i ($i = 1, \dots, 4$) de la plaque métallique de façon à procéder au calcul des quatre inconnues Γ_1 , Γ_2 , T_1T_2 et ρ_0 . Cependant, la nature transcendante du modèle (4.7) ne permettant pas une résolution analytique du système d'équations obtenu pour les quatre mesures, nous mettons en œuvre une méthode de résolution numérique.

Afin d'augmenter la précision de mesure sur la détermination des termes d'erreurs sur la plage de coordonnées $[L_{ref}, L_0]$, nous considérons n (et non quatre) mesures du coefficient de réflexion correspondant à n positions de la plaque métallique et résolvons le système d'équations ainsi obtenu par la méthode des moindres carrés.

Nous vérifions la validité de ce modèle au travers d'un exemple traité à la fréquence de 2.45 GHz. La distance L séparant l'antenne de la plaque métallique varie de 15 cm à 23 cm. La distance L_{ref} pour laquelle nous estimons être dans les conditions de champ lointain (zone de Fraunhofer) est calculée en fonction de la plus grande dimensions de l'ouverture de l'antenne (notée D_{max}) par la relation suivante :

$$L_{ref} = \frac{D_{max}^2}{\lambda_0} \quad (4.11)$$

Afin de mettre en évidence l'intérêt du modèle, nous choisissons une antenne relativement bien adaptée à la fréquence de travail ($F=2.45$ GHz). Notre choix s'est porté sur une antenne cornet large bande (2 GHz – 18 GHz) dont la plus grande dimension de

l'ouverture D_{\max} est de 12 cm. La distance limite (L_{ref}) pour se situer dans des conditions de champ lointain est donc de l'ordre de 12 cm (éq. (4.11)).

Afin d'éviter les effets de diffraction sur les arêtes de la plaque métallique, nous déterminons la relation existant entre la distance L séparant l'antenne de la plaque métallique et la surface de la plaque métallique. La situation est illustrée sur la figure suivante :

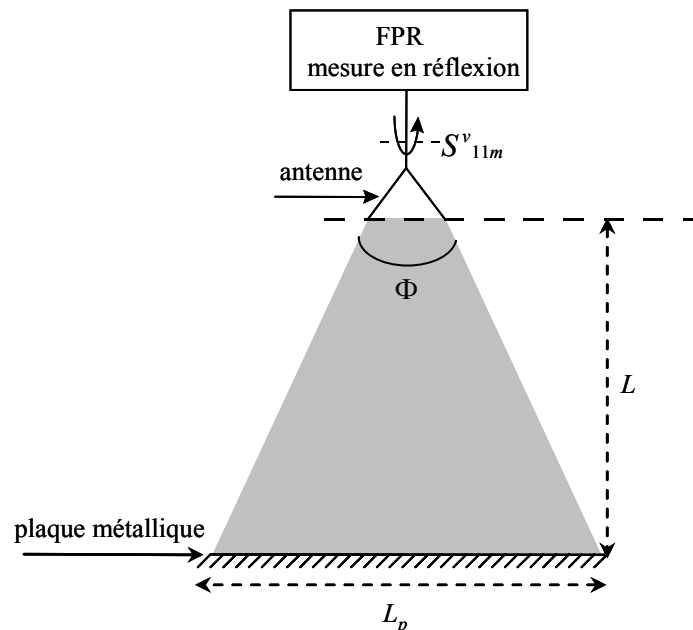


Figure IV-5 : Dimensionnement du banc de mesure.

Nous faisons apparaître dans ce graphe l'angle Φ qui représente l'ouverture à -3 dB de l'antenne. L_p représente la dimension latérale de la plaque métallique. Nous pouvons écrire la relation suivante :

$$\operatorname{tg}\left(\frac{\Phi}{2}\right) = \frac{L_p}{2L} \quad (4.12)$$

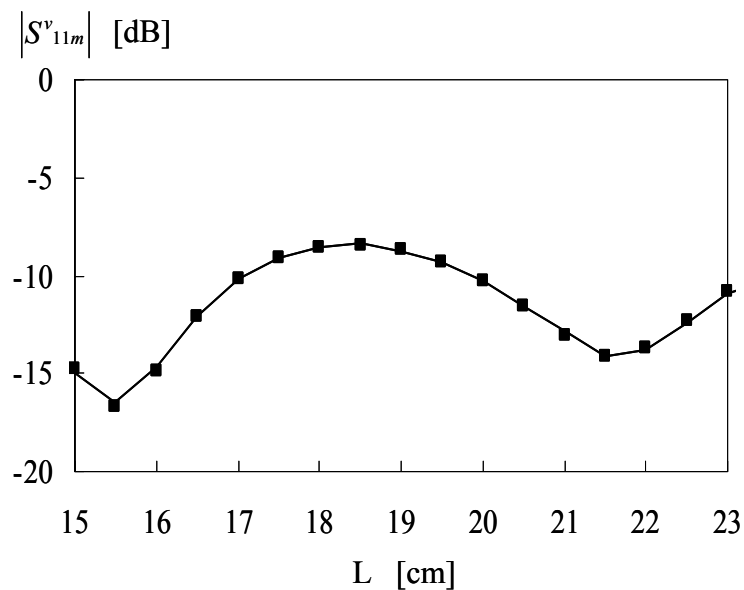
En considérant un angle d'ouverture à -3 dB de l'antenne cornet égale à 90° , le diamètre minimale de la plaque métallique doit être au minimum supérieure à deux fois la distance entre l'antenne et la plaque métallique. Pour des facilités de mise en œuvre, nous considérons une plaque métallique carrée de surface $50 \times 50 \text{ cm}^2$. Ainsi, la distance maximale antenne-plaque métallique est de 25 cm.

Afin de confronter notre modèle à des données expérimentales, il nous faut maintenant déterminer les paramètres du modèle (Γ_1 , Γ_2 , T_1T_2 et ρ_0). Les résultats obtenus à la fréquence d'intérêt ($F = 2.45$ GHz) et dans les conditions décrites préalablement sont consignés dans le tableau suivant :

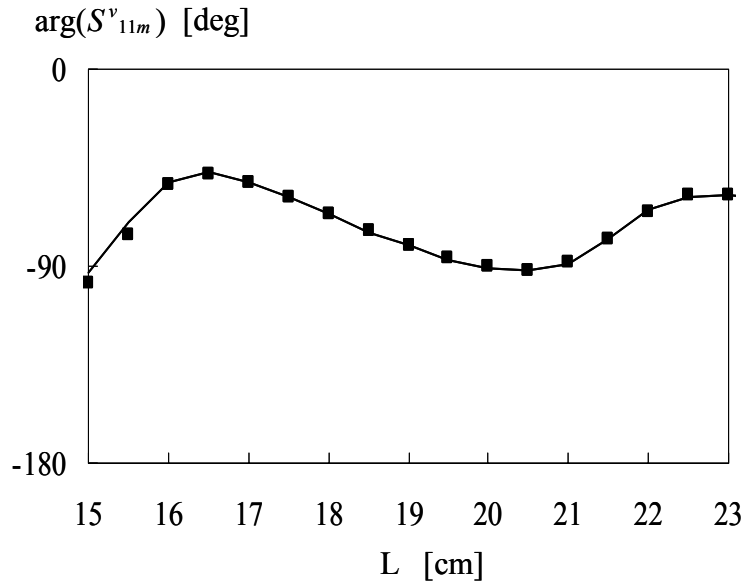
F = 2.45 GHz	Modèle Eq. (4.9)	
	dB	degrés
Γ_1	-11	-73.7
Γ_2	-20.2	-178.7
T_1T_2	-11.5	-109.9
ρ_0	4 mm	

Tableau IV-1 : Paramètres caractéristiques de la structure à 2.45 GHz.

En figure IV- 6 est présentée la confrontation entre les données du modèle et celles obtenues par la mesure.



(a) Module du coefficient de réflexion S^v_{11m}



(b) Phase du coefficient de réflexion S^v_{11m}

Figure IV-6 : Comparaison entre la mesure et la modélisation de S^v_{11m} (2.45 GHz).
 (■ mesures FPR — modèle Eq. (4.9))

Nous pouvons noter l'efficacité du modèle sur toute la dynamique de mesure (8cm). Nous voyons également apparaître une décroissance du module et de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la distance qui traduit des pertes de propagation en espace libre, appréhendées par le modèle. Néanmoins, avec ce type d'antenne relativement bien adaptée à la fréquence de travail de 2.45 GHz, le phénomène de pertes en espace libre ne se constate réellement qu'après un grand nombre de longueur d'onde.

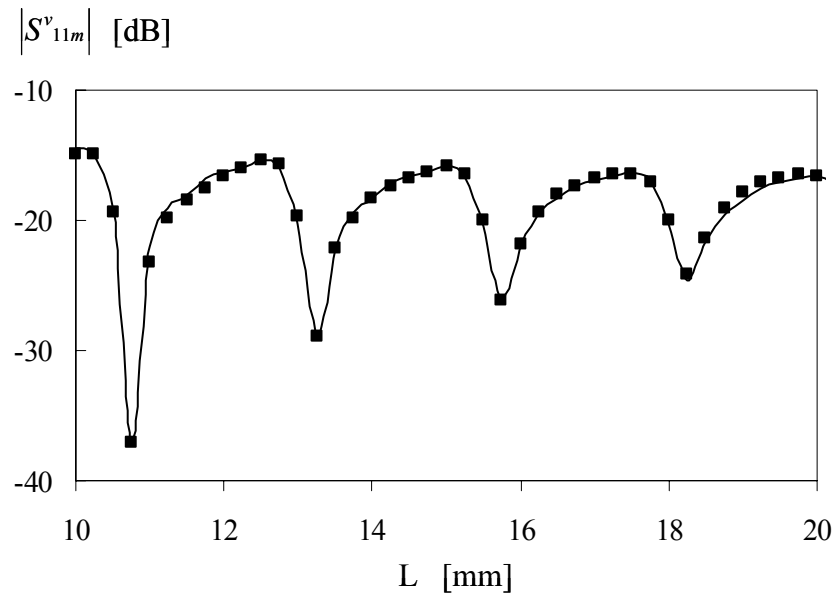
Notons également qu'un moyen rapide de vérifier la valeur de Γ_1 est de remplacer la plaque métallique par un absorbant micro-onde. Nous obtenons une mesure 'directe' de $\Gamma_1 = S^v_{11m} = -11.2dB \angle -73.9^\circ$ conforme à la valeur obtenue par le modèle (Tableau IV-1).

De façon à mieux apprécier ce phénomène de pertes en espace libre, nous proposons d'opérer à 60 GHz en utilisant comme antenne un tronçon de guide WR15. Le système mis en œuvre pour la mesure du coefficient de réflexion est le D-SPR. La distance limite pour se situer dans des conditions de champ lointain est calculée par l'équation (4.11) et donne $L_{ref} = 2.5$ mm. Afin de mieux apprécier l'effet du facteur de divergence, nous fixons L_{ref} à 10 mm. La détermination des paramètres Γ_1 , Γ_2 , T_1T_2 et ρ_0 , effectuée à partir du modèle (4.9), est donnée ci-après.

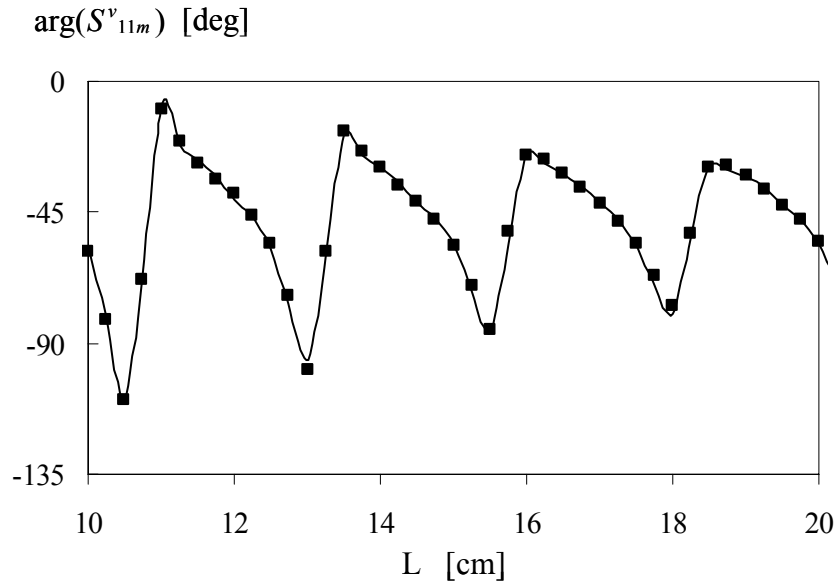
F = 60 GHz	Modèle Eq. (4.9)	
	dB	degrés
Γ_1	-18.9	-47.7
Γ_2	-6.3	-70.4
$T_1 T_2$	-22.8	116.1
ρ_0	11.5 mm	

Tableau IV-2 : Paramètres caractéristiques de la structure à 60 GHz

Dans ces nouvelles conditions expérimentales, nous traçons en figure IV-7 la comparaison entre les évolutions, en fonction de la distance L , du coefficient de réflexion à vide mesuré et calculé par l'équation (4.9).



(a) Module du coefficient de réflexion S^v_{11m}



(b) Phase du coefficient de réflexion S^v_{11m}

**Figure IV-7 : Comparaison entre la mesure de S^v_{11m} et la modélisation (60 GHz).
 (■ mesures D-SPR — modèle Eq. (4.9))**

Ces relevés montrent clairement l'impact du facteur de divergence sur les mesures traduisant ainsi l'effet des pertes en espace libre. Nous constatons effectivement un affaiblissement du coefficient de réflexion en module et en phase au fur et à mesure que la distance L augmente qui est correctement pris en compte par le modèle développé.

IV.2.4 Caractérisation d'un matériau sous test

Après avoir modélisé et étalonné (équation (4.9)) la structure à vide pour différentes distances, nous plaçons à présent le matériau à tester sur la plaque métallique située à une distance L_0 de l'antenne. Ainsi, la mesure du coefficient de réflexion en charge S_{11m} permet par exemple de déterminer la permittivité relative ϵ_m^* de l'échantillon à condition d'en connaître son épaisseur h et inversement la connaissance de ϵ_m^* permet le calcul de h . L'établissement du graphe de fluence de la structure chargée par le matériau est donné en figure IV-8.

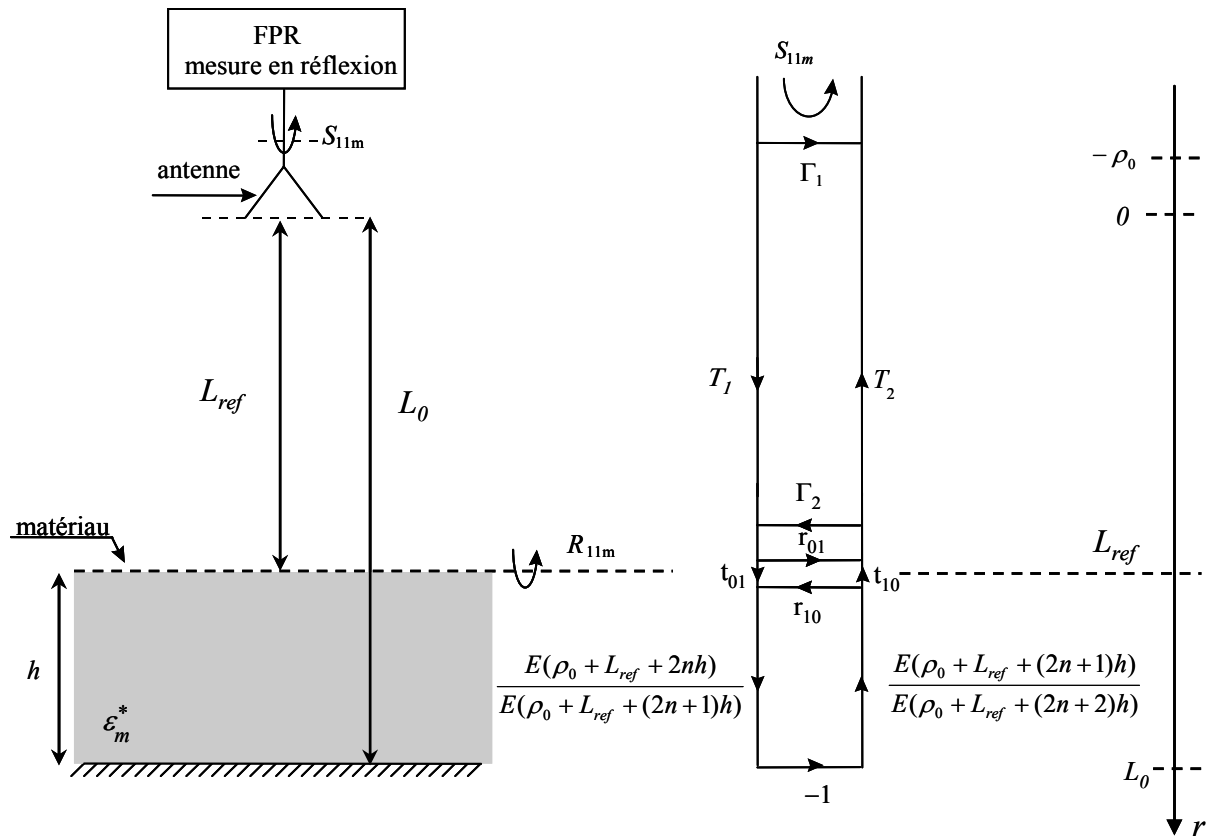


Figure IV-8 : Synoptique de l'étalonnage de la structure chargée par le matériau testé.

Comme nous l'avons rappelé au début de ce chapitre, dans le cadre de la caractérisation de matériaux classiquement un analyseur de réseaux commercial associé à deux antennes focalisantes (configuration bistatique) est mis en œuvre. Un filtrage temporel dans le but d'obtenir un calibrage dans les plans de référence de l'échantillon est alors utilisé [UMA 91]. Après cette étape de calibrage, le coefficient de transmission de l'échantillon est mesuré. Cependant, nous comprenons que l'onde dans le matériau n'est paraxiale que sur une distance n'excédant pas une longueur d'onde. En conséquence, sont toujours considérés des matériaux relativement fins (devant la longueur d'onde) restreignant de ce fait le champ d'applications de ce type de procédé.

Nous avons montré dans le paragraphe précédent que les pertes de propagation peuvent être appréhendées par la prise en compte du facteur de divergence dans la modélisation. De ce fait, ce formalisme permet d'étendre ce type de procédé à la caractérisation de matériaux dits épais.

Afin de simplifier la modélisation, la distance L_{ref} est fixée à L_0-h (plan de référence du matériau).

Dans cette configuration, les paramètres de réflexion r_{01} (r_{10}) et de transmission t_{01} (t_{10}) des dioptries air-matériau (matériau-air) sont pris en compte [GHO 90] – [ANG 90]. Le coefficient de réflexion du dioptrie air-matériau s'écrit :

$$r_{01} = \frac{1 - \sqrt{\varepsilon_m^*}}{1 + \sqrt{\varepsilon_m^*}}$$

Le graphe de fluence de la structure chargée par le matériau (figure IV-8) fait apparaître trois boucles où naissent des réflexions multiples. Au fur et à mesure de la propagation de l'onde au sein d'une boucle, nous pouvons modéliser un trajet entre deux interfaces comme étant le rapport des champs électriques calculés entre ces interfaces. En appelant n le nombre de trajets (ou tours) au sein d'une boucle, nous modélisons respectivement les trajets aller et retour entre les deux interfaces par les expressions suivantes :

$$\frac{E(\rho_0 + L_{ref} + 2nh)}{E(\rho_0 + L_{ref} + (2n+1)h)} = \frac{\rho_0 + L_{ref} + 2nh}{\rho_0 + L_{ref} + (2n+1)h} e^{-\gamma h} \quad (4.13)$$

$$\frac{E(\rho_0 + L_{ref} + (2n+1)h)}{E(\rho_0 + L_{ref} + (2n+2)h)} = \frac{\rho_0 + L_{ref} + (2n+1)h}{\rho_0 + L_{ref} + (2n+2)h} e^{-\gamma h} \quad (4.14)$$

où $\gamma = \alpha + j\beta$ représente la constante de propagation dans le matériau avec :

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\frac{1}{2}(|\varepsilon_m^*| - \varepsilon'_m)} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\frac{1}{2}(|\varepsilon_m^*| + \varepsilon'_m)}$$

L'analyse des équations (4.13) et (4.14) montre que les ondes s'atténuent au fur et à mesure qu'elles se propagent. En ce sens, l'analyse de la structure chargée par le matériau au moyen des règles de Mason, qui considère des trajets constants, est à reconsidérer. Nous donnons en annexe C une analyse rigoureuse des différents trajets des ondes qui permet de calculer le coefficient de réflexion mesuré R_{11m} mesuré dans le plan de l'appareil de mesure :

$$S_{11m} = \Gamma_1 - T_1 T_2 R_{11m} \quad (4.15)$$

Ainsi, à partir de ces relations et par inversion de l'équation (4.15), nous sommes capables, connaissant l'épaisseur h du matériau, d'en déterminer sa permittivité relative ε_m^* . Réciproquement, la connaissance de la permittivité du matériau suffit à la détermination de son épaisseur. Remarquons que l'inversion de cette équation ne peut se faire de façon analytique puisque la grandeur R_{11m} est une fonction non linéaire aussi bien de la permittivité que de l'épaisseur du matériau. Nous utilisons donc une technique numérique à base d'un algorithme basé sur la méthode de Newton-Raphson [ANG 72] pour la détermination de la permittivité relative complexe en fonction de la mesure du coefficient de réflexion.

Pour illustration, nous donnons un exemple d'application de cette méthode de caractérisation. Ainsi, nous nous intéressons à la détermination du taux d'humidité dans des matériaux du bâtiment.

IV.2.5 Exemple d'application : mesure d'humidité

IV.2.5.1 Introduction

Cette partie, consacrée principalement à un exemple de caractérisation de matériaux en espace libre met en œuvre le FPR connecté à une antenne cornet. L'application proposée concerne des mesures d'humidité dans des matériaux de construction [HAU 98] – [GLAY 98] – [GAU 97]. En effet, la connaissance du taux d'humidité dans l'industrie du bâtiment est un paramètre important en terme de contrôle non destructif et de qualité des différents matériaux utilisés.

IV.2.5.2 Modélisation du taux d'humidité

L'équation (4.15) précédemment définie ne concerne que la mesure de matériaux homogènes. Un matériau hétérogène, composé d'un milieu hôte contenant des inclusions de très faibles dimensions par rapport à celles de l'échantillon sous test et à la longueur d'onde, peut être quant à lui considéré comme 'homogénéisable' et représenté par des caractéristiques effectives [LEF 96]. Nous définissons alors la permittivité effective de ce matériau à partir de chacune des permittivités des éléments constituant le mélange. En particulier, nous traitons dans la suite de ce travail le cas d'un matériau poreux tel que le béton cellulaire.

Cette relation fait appel à des lois des mélanges établies de façon empirique qui diffèrent suivant la nature, la géométrie et le nombre des composants constituant ce mélange [NEL 92] – [KRA 77].

Dans le cas particulier de la mesure d'humidité dans des matériaux poreux, nous choisissons, selon des études antérieures de A. W. Kraszewski [KRA 77] – [KRA 98], une loi en indice de réfraction où sont négligées les réflexions internes entre les différents constituants. Ainsi, l'équation utilisée pour un mélange de trois constituants (repérés par les indices 1, 2 et 3) s'écrit sous la forme suivante :

$$\sqrt{\varepsilon_m^*} = \nu_1 \sqrt{\varepsilon_1^*} + \nu_2 \sqrt{\varepsilon_2^*} + \nu_3 \sqrt{\varepsilon_3^*} \quad (4.16)$$

où les ν_i sont les fractions volumiques de chaque constituant de permittivité relative ε_i^* .

Ainsi, à partir de cette loi empirique à trois phases, nous établissons un modèle en considérant que le matériau humide peut se décomposer en trois éléments différents définis par les permittivités relatives suivantes :

- $\varepsilon_{matrice}^*$ représentant la matrice du matériau sec en l'absence de bulles d'air (matériau comprimé),
- $\varepsilon_{air}^* = 1$ représentant l'air présent dans le matériau non comprimé,
- ε_{eau}^* représentant l'eau remplissant les bulles d'air du matériau (permittivité connue en fonction des fréquences et des températures [HIP 95]).

Les permittivités de l'eau et de l'air étant bien connues, seule la permittivité de la matrice (matériau sec comprimé) est à déterminer. Etant donné qu'une mesure directe de celle-ci n'est expérimentalement pas possible, nous envisageons plutôt le cas de la mesure du matériau sec (non comprimé) de permittivité relative ε_{sec}^* en le considérant comme un mélange à deux phases (matrice + bulles d'air) comme présenté en figure IV-9 [GLA 99].

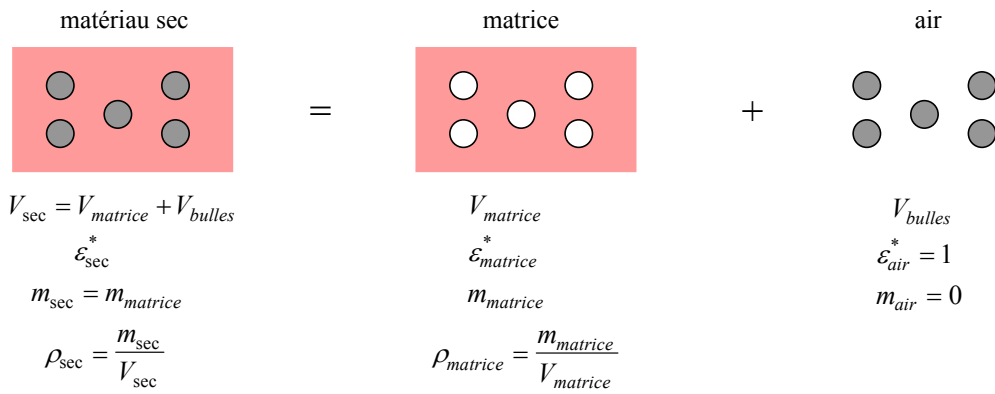


Figure IV-9 : Schématisation du mélange à deux phases
(cas d'un matériau sec)

Cette figure fait notamment apparaître les différents volumes, permittivités, masses et masses volumiques du matériau sec ainsi que de ses constituants.

En utilisant la loi en indice de réfraction pour un mélange à deux phases, nous écrivons la relation suivante :

$$\sqrt{\varepsilon^*_{\text{sec}}} = \frac{\rho_{\text{sec}}}{\rho_{\text{matrice}}} \sqrt{\varepsilon^*_{\text{matrice}}} + \frac{\rho_{\text{matrice}} - \rho_{\text{sec}}}{\rho_{\text{matrice}}} \quad (4.17)$$

où ρ_{sec} et ρ_{matrice} sont les masses volumiques respectives du matériau sec et de la matrice.

Lorsque ce matériau est humidifié, nous envisageons la théorie selon laquelle l'eau remplit, suivant le taux d'humidité, une fraction du volume des bulles d'air sans aucune variation du volume géométrique total. Cette remarque indique que la somme des volumes d'air et d'eau reste constante et que nous négligeons les éventuels effets de gonflements du matériau. Dans le cas pratique de la plupart des matériaux, cette remarque se justifie à condition toutefois de se placer un peu avant la saturation en eau du matériau (volume des bulles entièrement rempli d'eau). La schématisation de ce mélange à trois phases est donnée en figure IV-10.

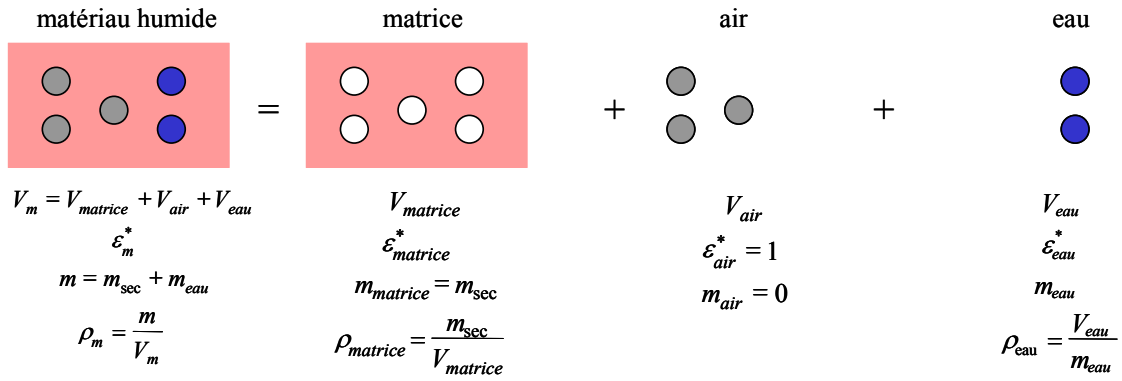


Figure IV-10 : Schématisation du mélange à trois phases
(cas d'un matériau humide)

Cette figure nous permet d'écrire, d'après les équations (4.16) et (4.17), l'expression de la permittivité relative effective du matériau humide :

$$\sqrt{\epsilon_m^*} = \sqrt{\epsilon_{sec}^*} + \frac{V_{eau}}{V_m} (\sqrt{\epsilon_{eau}^*} - 1) \quad (4.18)$$

où V_{eau} et V_m sont les volumes respectifs de l'eau et du matériau humide. Etant donné la définition du taux d'humidité absolu qui représente le rapport entre les masses d'eau et du matériau sec ($H_a = \frac{m_{eau}}{m_{sec}}$), l'équation (4.18) peut s'écrire également sous la forme :

$$\sqrt{\epsilon_m^*} = \sqrt{\epsilon_{sec}^*} + H_a d_{sec} (\sqrt{\epsilon_{eau}^*} - 1) \quad (4.19)$$

où d_{sec} est la densité du matériau sec ($d_{sec} = \frac{\rho_{sec}}{\rho_{eau}}$). Cette grandeur est déterminée de façon expérimentale comme étant égale au rapport entre la masse et le volume du matériau sec, la masse volumique de l'eau étant connue et égale à 1g/cm^3 . Remarquons qu'il est possible de s'affranchir de la densité à condition de disposer d'un balayage en fréquences [MEN 96]. Une autre méthode pour s'affranchir de cette densité consiste à faire le rapport des modules et phases de la quantité mesurée (coefficient de transmission ou de réflexion) [KUP 93].

Enfin, par inversion de l'équation (4.19), nous déterminons le taux d'humidité absolu dans le volume du matériau sous investigation par la relation suivante :

$$H_a = \frac{\sqrt{\varepsilon_m^*} - \sqrt{\varepsilon_{\text{sec}}^*}}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eau}}^*} - 1} \frac{1}{d_{\text{sec}}} \quad (4.20)$$

Rappelons que cette méthode de mesure utilisant les propriétés diélectriques des matériaux nécessite tout de même la mesure au préalable des paramètres caractérisant le matériau sec (permittivité et densité). Par contre, l'avantage de cette technique réside dans le fait qu'il n'est pas nécessaire d'établir une courbe d'étalonnage en humidité contrairement aux pratiques usuelles [ANI 98].

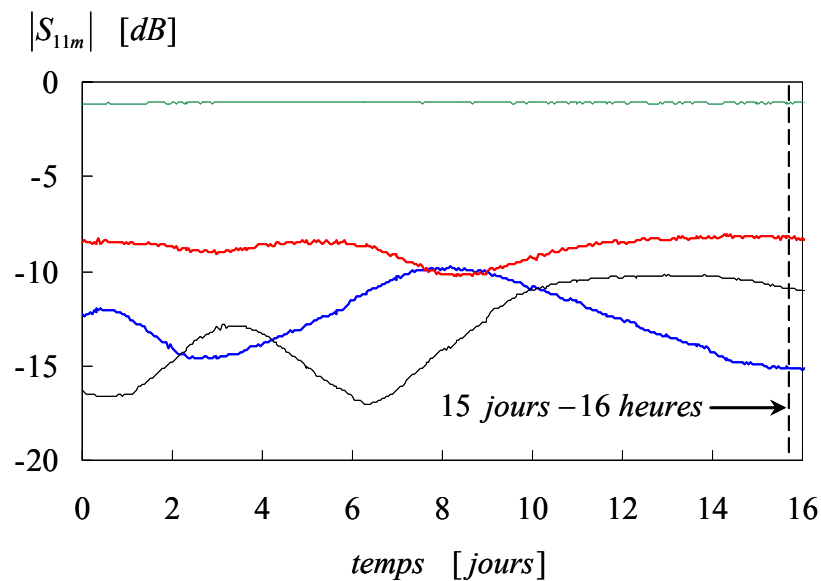
IV.2.5.3 Mesures d'humidité de matériaux du bâtiment

Le matériau retenu pour l'expérimentation est le béton cellulaire. Ce matériau hétérogène peut être considéré comme homogénéisable et présente donc une permittivité effective. La détermination de cette permittivité effective (ε_m^*), via la mesure du coefficient de réflexion S_{11m} de la structure chargée selon le synoptique de la figure IV-8 aboutit au calcul du taux d'humidité absolu (H_a) selon l'équation (4.20) du modèle établi au paragraphe précédent. Remarquons que cette loi des mélanges suivant les indices de réfraction reste encore applicable puisque nous sommes dans le cas d'un matériau poreux, donc homogénéisable.

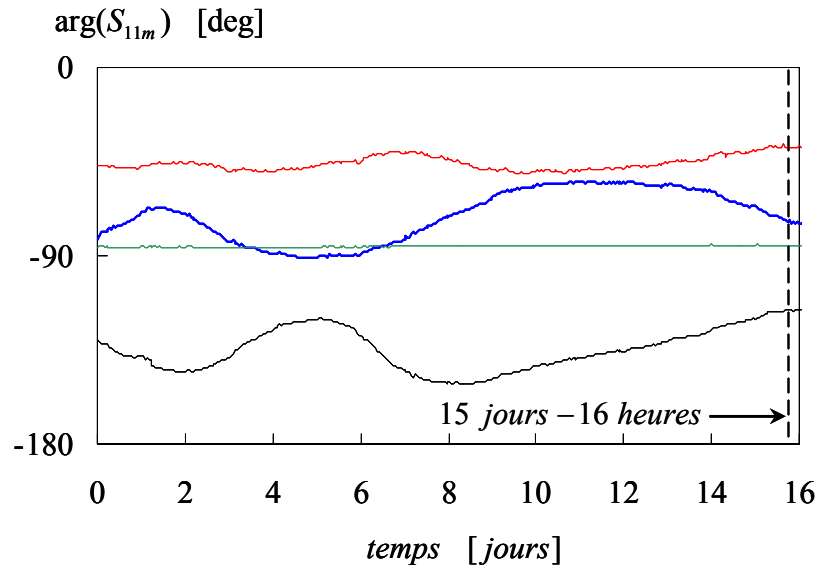
Le protocole expérimental consiste dans un premier temps à humidifier l'échantillon sous test jusqu'à saturation, afin de répartir au mieux l'eau dans la matrice et ainsi homogénéiser le mélange. Puis, nous suivons au cours du temps (pas de mesure = 1 heure) le séchage du matériau déposé sur une plaque métallique en mesurant, à tour de rôle, son taux d'humidité absolu par gravimétrie et son coefficient de réflexion dans la bande de fréquence 1 – 4 GHz par notre système FPR associé à une antenne cornet. Le choix de cette bande de fréquence est lié d'une part aux dimensions du matériau testé (4.8 cm d'épaisseur) et d'autre part au contraste particulièrement important existant entre la permittivité de l'eau et celle du matériau sec. La distance de référence L_0 entre l'antenne et la plaque métallique est fixée à 20 cm.

Nous avons pris soin de vérifier que les variations de température de la salle d'expérimentation, non thermostatée, n'étaient pas trop importantes. Un capteur de température associé au dispositif a montré que la variation était de l'ordre de 1°C autour d'une température moyenne de 25°C. Nous avons donc retenu une permittivité relative pour l'eau de 77-12j (valeur à 25°C) à 2.45 GHz. L'évolution de la permittivité relative de l'eau dans la bande de fréquences 1 – 4 GHz est également prise en compte [HIP 95].

Les caractéristiques de la plaque de béton cellulaire sont une faible densité à sec ($d = 0.62$) et une épaisseur $h = 4.8$ cm. Une mesure préalable du matériau sec par la méthode précédemment citée indique la permittivité relative suivante : $\epsilon^*_{\text{sec}} \approx 1.88-0.01j$ à 2.45 GHz. Nous traçons en figure IV-11 l'évolution des coefficients de réflexion mesurés par le FPR, pour les fréquences 1, 2.45, 3 et 4 GHz, en fonction du temps jusqu'à ce que ce dernier retrouve un état d'équilibre (matériau quasiment sec).



(a) Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction du temps.



(b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction du temps.

Figure IV-11 : Evolution du coefficient de réflexion S_{11m} en fonction du temps

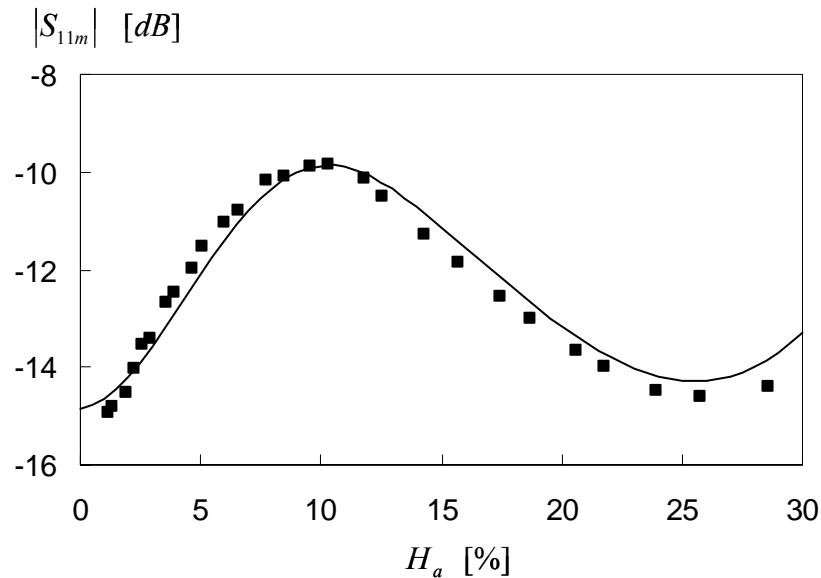
béton cellulaire : $\varepsilon_{\text{sec}}^* \approx 1.88 - 0.01j$ - $h=48$ mm - $d_{\text{sec}}=0.62$

(— 1 GHz — 2.45 GHz — 3 GHz — 4 GHz)

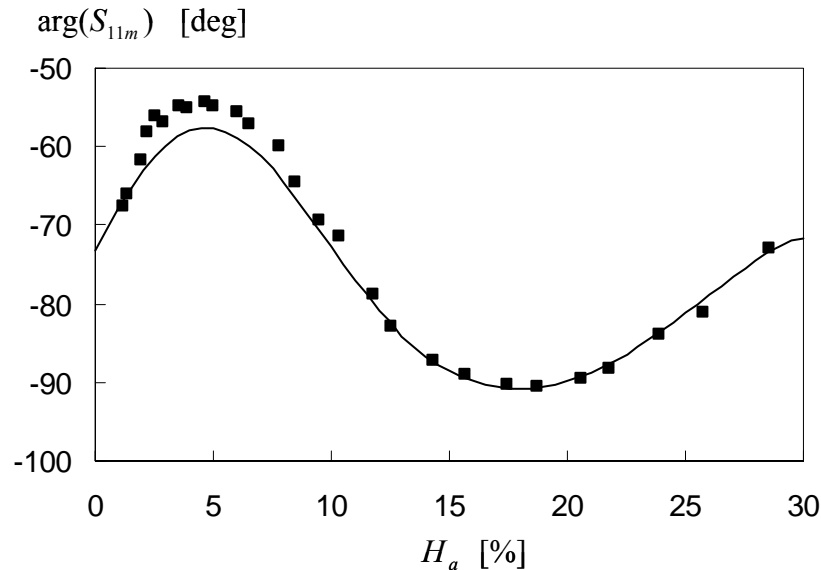
L'analyse de ces graphes montre effectivement que l'évolution du coefficient de réflexion mesuré S_{11m} permet de déterminer l'instant où le matériau est quasiment sec. L'antenne utilisée dans le protocole expérimental, opérant dans la bande de fréquences 2 – 18 GHz, reste insensible aux fluctuations de permittivité dans le matériau à 1 GHz. Dans sa bande de fonctionnement, nous observons une bonne sensibilité aux changements de permittivité engendrés par l'évolution du taux d'humidité dans le matériau. Signalons également qu'il est difficile d'identifier une mesure du coefficient de réflexion correspondant au matériau sec, nous pouvons juste dire que nous sommes arrivés à un état d'équilibre proche de la mesure considérant le matériau parfaitement sec.

En résumé, sans traitement de signal subsidiaire, ces mesures brutes constituent, au sens premier, un procédé de CND. Néanmoins, notre objectif se veut plus ambitieux car en plus de ces possibilités qualitatives offertes par ce type de caractérisation, nous visons de quantifier le taux d'humidité en fonction du temps, dans le but d'aboutir à une Evaluation Non Destructive de matériaux (END).

En recoupant les données précédentes (figure IV-11) à la mesure du taux d'humidité absolu obtenu par gravimétrie au cours du temps, nous représentons à la fréquence de 2.45 GHz l'évolution des coefficients de réflexion mesurée par le FPR et calculée par le modèle donné par l'équation (4.15), en fonction du taux d'humidité absolu.



(a) Evolution du module du coefficient de réflexion S_{11m} en fonction du taux d'humidité.



(b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion S_{11m} en fonction du taux d'humidité.

Figure IV-12 : Evolution du coefficient de réflexion en fonction du taux d'humidité absolu.

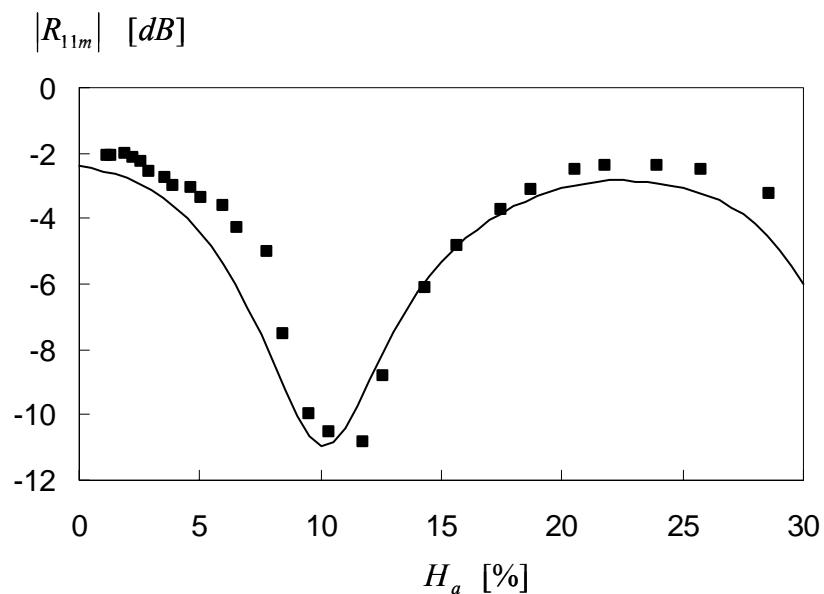
béton cellulaire : $\epsilon_{\text{sec}}^* \approx 1.88 - 0.01j$ - $h=48$ mm - $d_{\text{sec}}=0.62$

eau : $\epsilon_{\text{eau}}^* = 77 - 12j$ (T=25 °C)

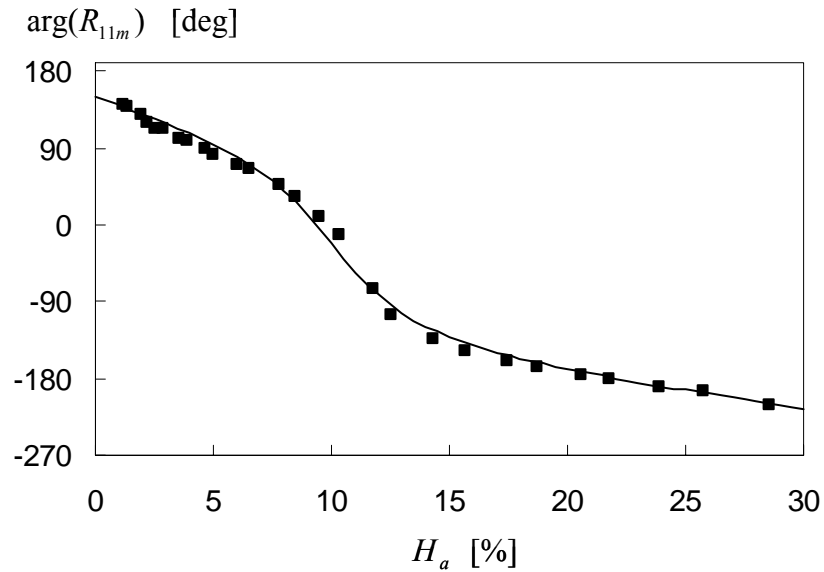
(F = 2.45 GHz ■ : mesures FPR — : modèle Eq. (4.15))

Ces courbes mettent en évidence un bon comportement du modèle. Les légères disparités entre les données mesurées et modélisées sont inhérentes au taux d'humidité utilisé dans la modélisation. En effet, la modélisation considère une mesure gravimétrique du taux d'humidité correspondant au rapport de la masse du béton humide par rapport à celle du matériau sec. Néanmoins, nous ne pouvons garantir la répartition d'eau dans le matériau et donc une parfaite homogénéité du matériau. Les données expérimentales sont relatives quant à elles à la mesure du coefficient de réflexion du matériau convolué avec le diagramme de rayonnement de l'antenne. Autrement dit, les données expérimentales correspondent à des mesures d'humidité vues dans l'ouverture de l'antenne.

Rappelons que le but de notre étude concerne la détermination du taux d'humidité du matériau. Les informations sur les caractéristiques physiques de l'échantillon étant naturellement portées par le coefficient de réflexion R_{11m} vu dans le plan du matériau, nous déterminons par inversion analytique de l'équation (4.15) l'évolution du coefficient de réflexion R_{11m} en fonction du taux d'humidité gravimétrique (figure IV-13).



(a) Evolution du module du coefficient de réflexion R_{11m} en fonction du taux d'humidité.



(b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion R_{11m} en fonction du taux d'humidité.

Figure IV-13 : Evolution du coefficient de réflexion R11m en fonction du taux d'humidité absolu.

béton cellulaire : $\varepsilon_{\text{sec}}^* \approx 1.88 - 0.01j$ - $h=48$ mm - $d_{\text{sec}}=0.62$

eau : $\varepsilon_{\text{eau}}^* = 77 - 12j$ (T=25 °C)

(F = 2.45 GHz ■ : mesures FPR — : modèle Eq. (4.15))

L'analyse des modules et phases des coefficients de réflexion mesurés par le FPR et ceux calculés par le modèle donné par l'inversion de l'équation (4.15) montre une bonne concordance entre ces deux types de grandeurs. Les mêmes remarques peuvent être formulées pour le coefficient de réflexion S_{11m} , à savoir que les différences observées sont étroitement liées au taux d'humidité considéré selon que l'on retienne le taux d'humidité gravimétrique ou celui effectivement vu par l'antenne.

Afin de mettre en évidence l'intérêt du modèle précédent, nous considérons à présent un modèle classique avec la distance L_{ref} toujours située dans le plan du matériau et où le facteur de divergence qui traduit la conservation de l'énergie n'est plus en pris en compte dans le matériau. Les développements mathématiques pour la détermination des paramètres Γ_1 , Γ_2 et T_1T_2 dans ce cas de figure sont donnés pour information en annexe D.

L'expression du coefficient de réflexion à vide est donnée par l'expression suivante :

$$S_{11m}^v = \Gamma_1 - \frac{T_1 T_2}{\frac{L}{L_0} e^{2\gamma_0(L-L_{\text{ref}})} + \Gamma_2} \quad (4-21)$$

La détermination des paramètres Γ_1 , Γ_2 et T_1T_2 est effectuée pour les deux modèles (4.9) et (4.20) (tableau IV.3) en considérant une distance de référence $L_{ref} = 15$ cm.

F=2.45 GHz	modèle Eq. (4.9)		modèle Eq. (4.20)	
	dB	degrés	dB	degrés
Γ_1	-11	-73.7	-11.2	-73.5
Γ_2	-22.7	-117.9	-20.8	-135.4
T_1T_2	-17.4	-44.4	-19	-46.4

Tableau IV-3 : Paramètres caractéristiques de la structure en fonction des modélisations avec et sans facteur de divergence.

D'après ces résultats, il apparaît que seule la grandeur Γ_2 , propre au re-rayonnement de l'onde, varie fortement suivant le modèle choisi.

L'équation du coefficient de réflexion R_{11m} , obtenue dans le plan du matériau en considérant le modèle (4.21) qui ne prend pas en compte le facteur de divergence, est alors donnée selon le graphe de fluence associé à cette configuration (annexe D) par la relation suivante :

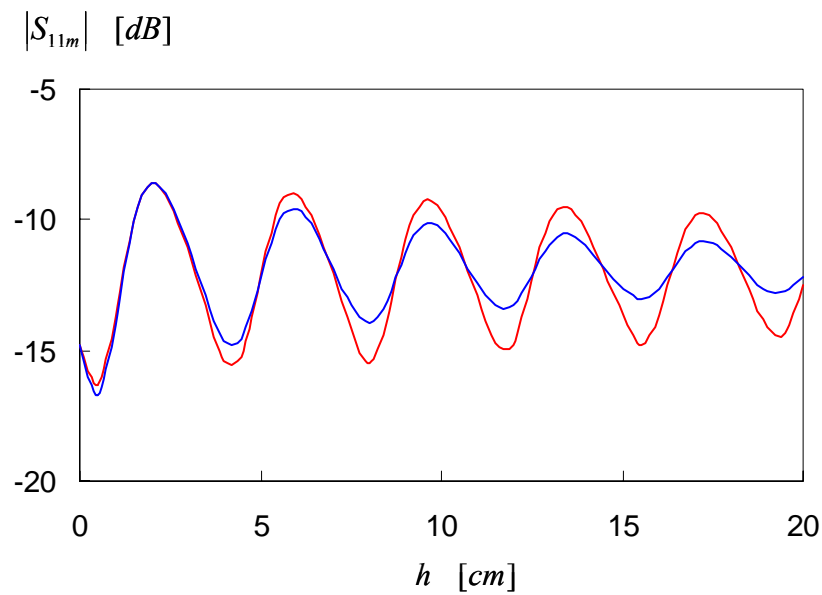
$$R_{11m} = \frac{S'_{11}}{e^{2\gamma_0(L_0-h-L_{ref})} - \Gamma_2 S'_{11}} \quad (4.22)$$

avec $S'_{11} = S_{11} - \frac{S_{21}^2}{1 + S_{11}}$. Les termes S_{11} et S_{21} sont caractéristiques du matériau sous test (permittivité et épaisseur) puisqu'ils représentent respectivement les coefficients de réflexion et de transmission dans les plans de référence du matériau (annexe D).

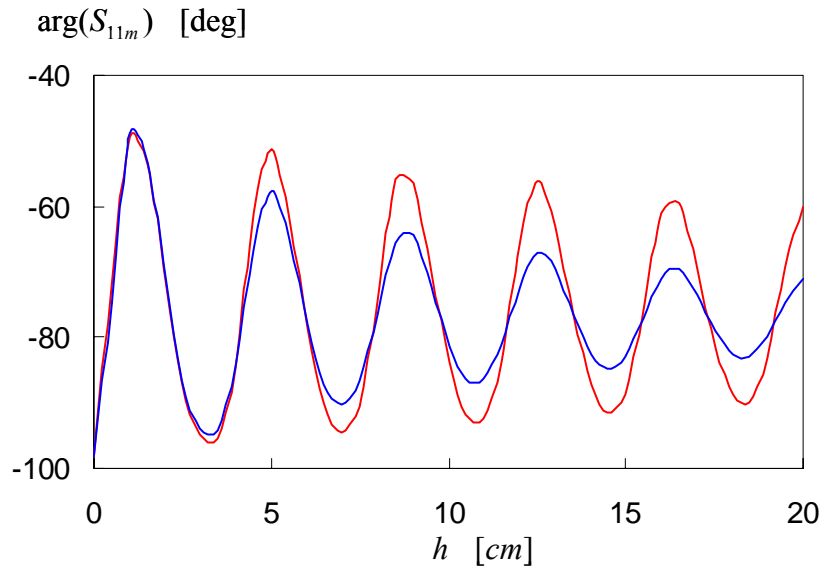
Le coefficient de réflexion S_{11m} , mesuré dans le plan du dispositif de mesure, est alors donné par l'expression suivante :

$$S_{11m} = \Gamma_1 + \frac{T_1 T_2 S'_{11}}{e^{2\gamma_0(L_0-h-L_{ref})} - \Gamma_2 S'_{11}} \quad (4.23)$$

Après avoir étalonné la structure à vide, nous voyons dans quelles proportions le modèle donné par l'équation (4.23) reste valide lorsque la structure est chargée par le matériau. Nous proposons une étude mathématique sur les évolutions des coefficients de réflexion S_{11m} données par les deux modèles (4.15) et (4.23). Le matériau étudié est un béton cellulaire avec un taux d'humidité de 10%, de permittivité effective $\varepsilon_m^* = 3.47 - 0.17j$ et dont l'épaisseur h est considérée variable entre 0 et 20 cm. Les évolutions des coefficients de réflexion S_{11m} relatives à ces configurations sont données en figure IV-14.



(a) Evolution du module du coefficient de réflexion S_{11m} en fonction de l'épaisseur h .



(b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion S_{11m} en fonction de l'épaisseur h .

Figure IV-14 : Comparaison des évolutions du coefficient de réflexion S_{11m} en fonction de l'épaisseur h du matériau.

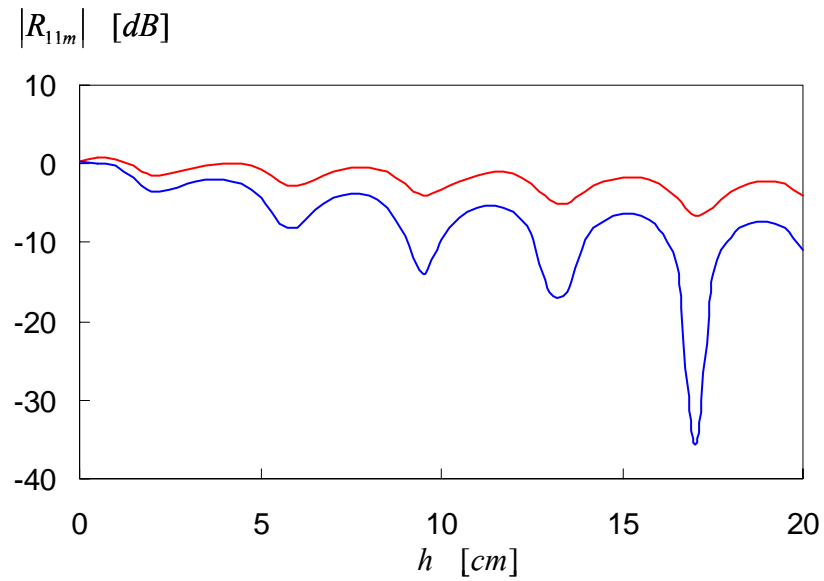
béton cellulaire : $\varepsilon_{\text{sec}}^* \approx 1.88 - 0.01j$ - $d_{\text{sec}}=0.62$

eau : $\varepsilon_{\text{eau}}^* = 77 - 12j$ (T=25 °C) - $H_a = 10\%$

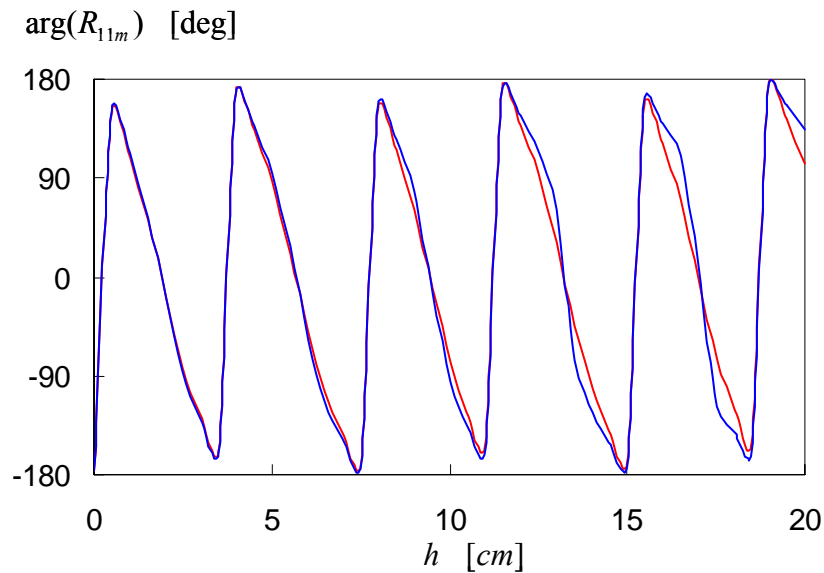
(F = 2.45 GHz — — : modèle (4.15) — — : modèle. (4.23))

Nous remarquons que dès lors que le matériau est 'fin', les deux modèles coïncident car la propagation dans le matériau est négligeable mais dès lors que l'épaisseur h augmente, le deuxième modèle (équation (4.23)) s'éloigne du premier modèle aussi bien pour le module que pour la phase.

Nous déterminons également les coefficients de réflexion R_{11m} dans le plan du matériau à partir du modèle donné par l'équation prenant en compte le facteur de divergence (Annexe C – eq. (C.25)) et du modèle classique (Annexe D – eq. (D.2)). Les résultats sont donnés en figure IV-15.



(a) Evolution du module du coefficient de réflexion R_{11m} en fonction de l'épaisseur h .



(b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion R_{11m} en fonction de l'épaisseur h .

Figure IV-15 : Comparaison des évolutions du coefficient de réflexion R_{11m} en fonction de l'épaisseur h du matériau.

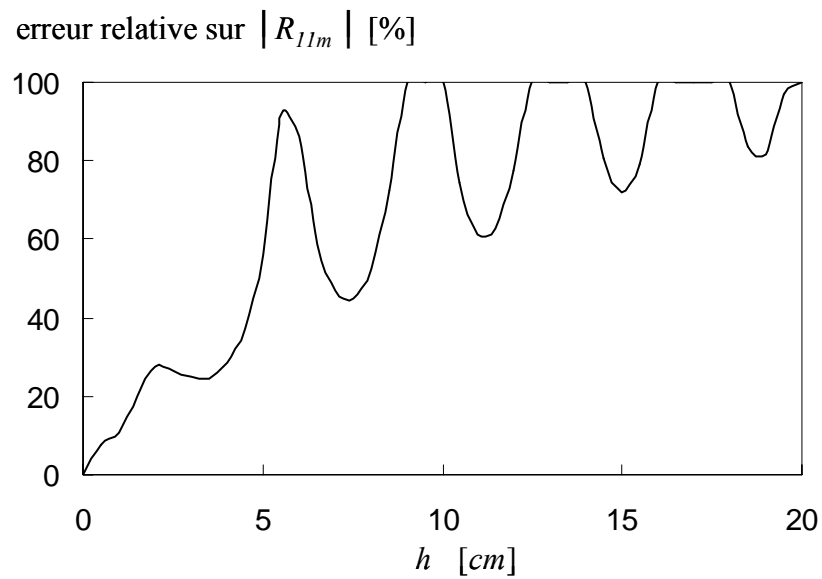
béton cellulaire : $\varepsilon_{\text{sec}}^* \approx 1.88 - 0.01j$ - $d_{\text{sec}}=0.62$

eau : $\varepsilon_{\text{eau}}^* = 77 - 12j$ (T=25 °C) - $H_a = 10\%$

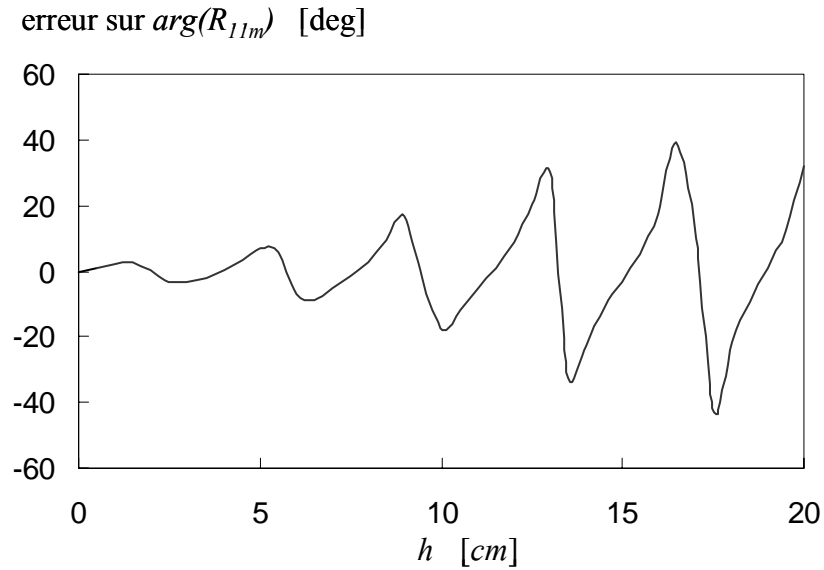
(F = 2.45 GHz — : modèle (C.25) — : modèle. (D.2))

Afin de mieux rendre compte des différences observées, nous évaluons les erreurs engendrées sur le module et la phase du coefficient de réflexion R_{11m} en fonction de l'épaisseur h du matériau (figure IV-16). L'erreur relative sur le module du coefficient de réflexion R_{11m} est calculée d'après la relation suivante.

$$\text{erreur relative (\%)} = 100 \times \frac{\left| |R_{11m}|(\text{modèle (4.14)}) - |R_{11m}|(\text{modèle (4.21)}) \right|}{|R_{11m}|(\text{modèle (4.14)})} \quad (4.24)$$



(a) Erreur sur le module du coefficient de réflexion R_{11m} en fonction de l'épaisseur h .



(b) Erreur sur la phase du coefficient de réflexion R_{11m} en fonction de l'épaisseur h .

Figure IV-16 : Erreurs sur les coefficient de réflexion R_{11m} en fonction de l'épaisseur h du matériau ($F = 2.45$ GHz).

béton cellulaire : $\varepsilon_{\text{sec}}^* \approx 1.88 - 0.01j$ - $d_{\text{sec}}=0.62$

eau : $\varepsilon_{\text{eau}}^* = 77 - 12j$ ($T=25$ °C) - $H_a = 10\%$

L'analyse de ces graphes montre clairement l'impact de la non prise en compte du facteur de divergence dans le matériau. Ainsi, les erreurs augmentent au fur et à mesure que le matériau est épais. Les erreurs relatives sur le module du coefficient de réflexion atteignent 500% dans certains cas. Aussi nous ne représentons que les erreurs inférieures à 100% afin d'apprécier les évolutions globales.

Comme nous l'avons déjà signalé, des antennes à faisceaux focalisant sont généralement utilisées de telle manière à considérer la propagation d'un faisceau gaussien. Dans ce cas particulier, l'échantillon à caractériser doit être placé à l'endroit où l'onde peut être considérée comme étant plane (onde T.E.M.), limitant de ce fait l'épaisseur du matériau.

Dans notre cas, nous montrons, à travers cet exemple, qu'il est tout à fait envisageable de mesurer les caractéristiques d'un matériau épais à condition de prendre en compte le facteur de divergence dans le matériau.

Après avoir validé d'une part le modèle (4.9) décrivant la relation entre les coefficients de réflexion mesurés dans le plan du matériau et les paramètres physiques et géométriques du matériau, et d'autre part montrer la pertinence de ce modèle sur des matériaux épais, nous nous intéressons maintenant à la détermination de la permittivité complexe du matériau ε_m^* , connaissant l'épaisseur h du matériau par inversion de l'équation (Annexe C – eq. B.25). Les résultats sur la détermination des permittivités complexes ε_m^* en fonction du taux d'humidité gravimétrique sont donnés en figure IV-17.

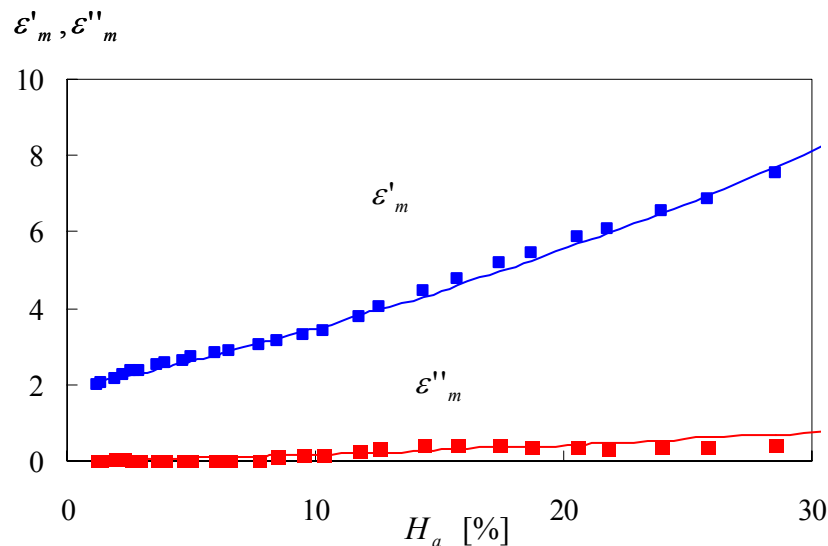


Figure IV-17 : Détermination de la permittivité complexe du matériau en fonction du taux d'humidité gravimétrique (F = 2.45 GHz).

béton cellulaire : $\varepsilon_{\text{sec}}^* \approx 1.88 - 0.01j$ - $h=48$ mm - $d_{\text{sec}}=0.62$

eau : $\varepsilon_{\text{eau}}^* = 77 - 12j$ (T=25 °C)

(■ : mesures FPR — : modèle Eq. (C.25))

Nous notons d'abord un assez bon accord général entre ces valeurs. Comme nous l'avons déjà souligné, ces écarts sont largement imputables au fait que le modèle utilise une mesure gravimétrique qui prend en compte tout le volume du matériau tandis que la mesure concerne l'ouverture de l'antenne. Nous remarquons également que le matériau présente des pertes diélectriques relativement faibles.

Le taux d'humidité absolu (eq. (4.20)) calculé en fonction de la permittivité effective ε_m^* du matériau est représenté en fonction de celui de référence obtenu par gravimétrie.

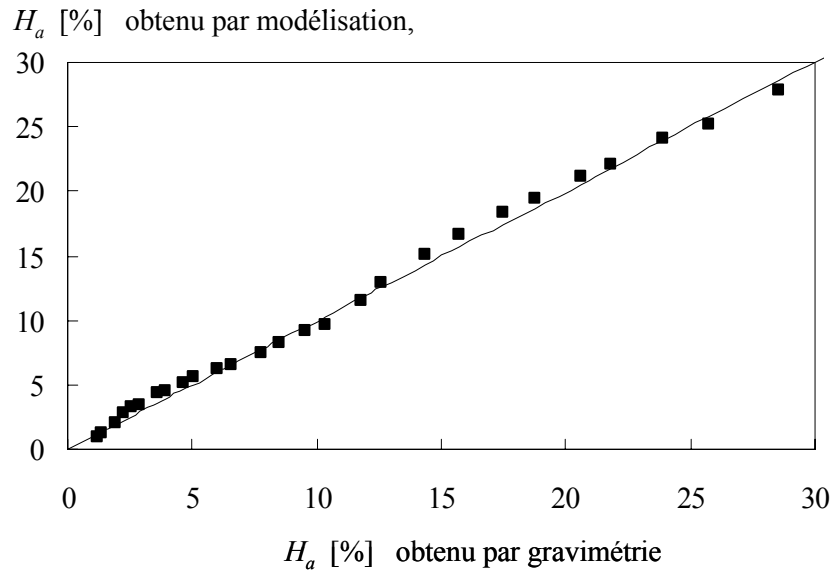


Figure IV-18 : Comparaison entre les taux d'humidité du béton cellulaire obtenus par mesures micro-onde et gravimétrie à F = 2.45 GHz

béton cellulaire : $\varepsilon_{\text{sec}}^* \approx 1.88 - 0.01j$ - $h=48$ mm - $d_{\text{sec}}=0.62$

eau : $\varepsilon_{\text{eau}}^* = 77 - 12j$ (T=25 °C)

(■ : modèle Eq. (C.25) — : gravimétrie)

Afin de mieux observer l'écart entre ces deux types de données, l'erreur absolue est représentée en figure IV-19.

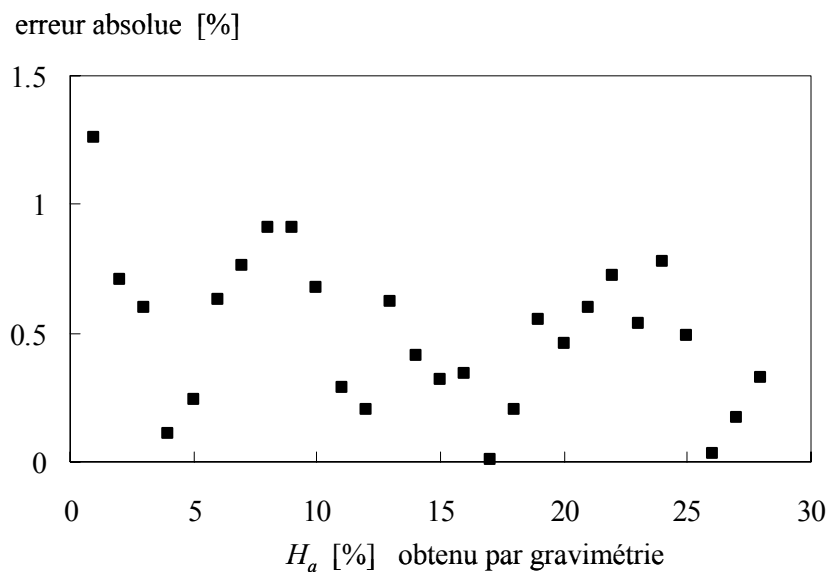


Figure IV-19 : Erreur absolue sur la détermination du taux d'humidité (F=2.45 GHz).

L'erreur absolue permet de conclure à l'efficacité de la méthode de mesure. En effet, nous notons des erreurs absolues inférieures à 1.5% pour les taux considérés. Nous avons supposé que la répartition d'eau dans l'échantillon conservait son caractère homogène au cours du temps. Néanmoins, lors de nos campagnes de mesure, nous avons pu remarquer que cela n'était forcément pas le cas.

Dans ces mêmes conditions expérimentales, nous avons validé ce procédé d'END dédié à la mesure d'humidité dans des matériaux du bâtiment dans la bande de fréquences 2 – 4 GHz. Notons qu'une mesure large bande permet de répondre à la demande de mesure de matériaux épais afin de s'affranchir d'une part des solutions multiples et d'autre part d'investiguer un matériau en profondeur afin d'aboutir à une mesure de gradient d'humidité [GLA 07].

A titre d'illustration, nous donnons les résultats obtenus dans le cas de la fréquence 4 GHz. Après avoir étalonné la structure à vide, déterminer la permittivité de l'eau ($\epsilon_{eau}^* = 73 - 17j$) à 4 GHz, la permittivité du matériau sec étant égale à celle calculée à 2.45 GHz ($\epsilon_{sec}^* \approx 1.88 - 0.01j$), nous déterminons l'évolution du taux d'humidité obtenue par modélisation en fonction de la mesure gravimétrique (figure IV-20).

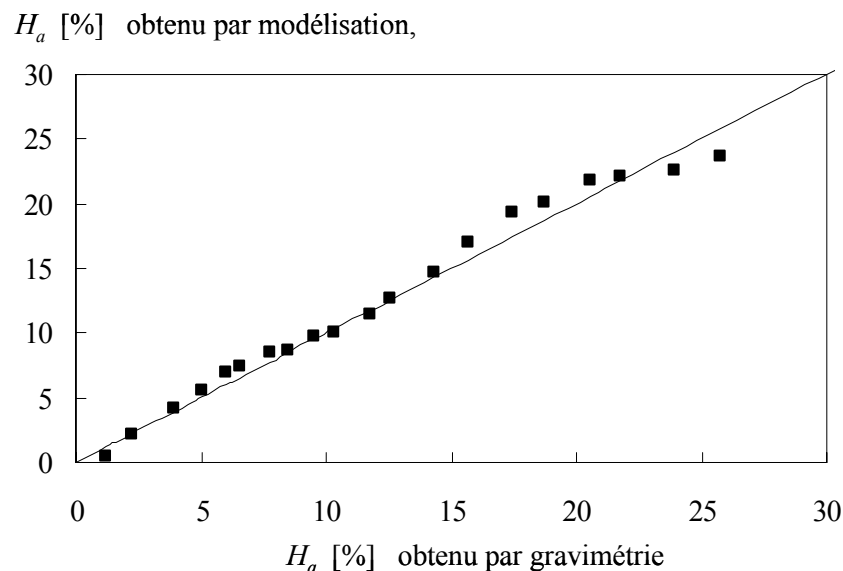


Figure IV-20 : Comparaison entre les taux d'humidité du béton cellulaire obtenus par mesures micro-onde et gravimétrique à F = 4 GHz

béton cellulaire : $\epsilon_{sec}^* \approx 1.88 - 0.01j$ - $h=48$ mm - $d_{sec}=0.62$

eau : $\epsilon_{eau}^* = 73 - 17j$ (T=25 °C)

(■ : modèle Eq. (C.25) — : gravimétrie)

Nous notons également un bon accord entre les deux types de données. Nous présentons également les différences observées entre la mesure gravimétrique et celle issue de la modélisation (figure IV-21).

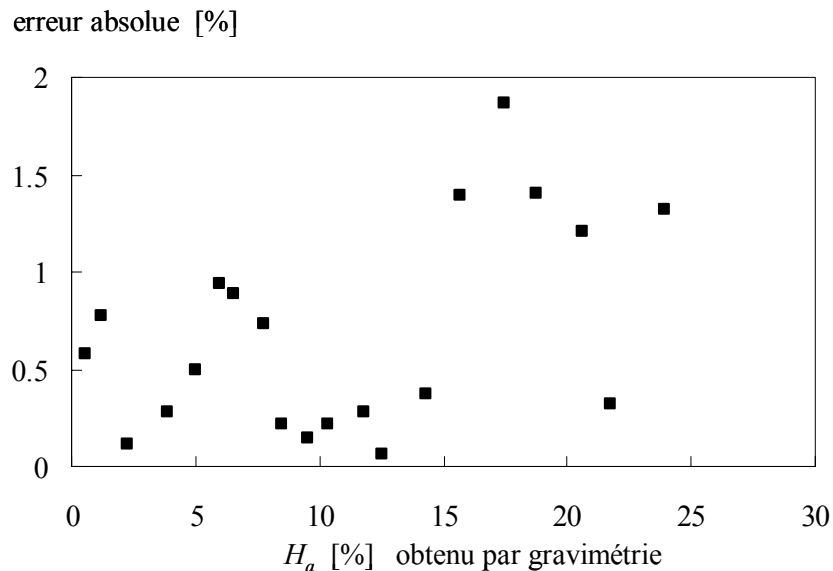


Figure IV-21 : Erreur absolue sur la détermination du taux d'humidité (F=4 GHz).

Une erreur absolue inférieure à 2% est observée sur la gamme de taux d'humidité considérée, validant ainsi également la méthode à 4 GHz.

IV.2.5.4 Conclusion

Après avoir mis en place un formalisme permettant d'estimer la permittivité effective du matériau sous test, nous avons montré qu'il est possible de remonter, à partir de cette permittivité, au taux d'humidité absolu du matériau. Nous avons présenté une application sur un matériau tel que le béton cellulaire et avons illustré le bon fonctionnement tant des systèmes que des modèles établis.

IV.2.6 Conclusion

Dans ce paragraphe, nous nous sommes attachés à montrer que les systèmes développés dans ce travail pouvaient trouver des applications en particulier dans le domaine du CND.

L'exemple sélectionné pour la démonstration se situe dans le domaine de la caractérisation de matériaux. La configuration de choix dans ce type d'exercice est une

mesure en espace libre. Nous avons donc proposé une technique de mesure du coefficient de réflexion, en mode monostatique et sans contact.

Nous avons montré que le procédé de mesure associé à la technique de calibrage que nous avons développée autorise la prédiction des coefficients de réflexion avec une précision compatible avec les applications visées. Nous avons également présenté un modèle permettant d'estimer la permittivité effective du matériau sous test, basé sur des lois des mélanges, qui s'est avéré efficace pour l'exemple retenu, le béton cellulaire.

Enfin, pour illustrer le bon fonctionnement tant des systèmes réalisés que des modèles établis, nous nous sommes intéressés en particulier à la mesure d'humidité d'un échantillon de béton cellulaire. Cet exemple a juste valeur d'illustration des possibilités offertes par les systèmes, le champ d'application est en fait très vaste. Aussi avons-nous choisi de montrer les potentialités de valorisation des solutions proposées dans d'autres types de secteurs de recherche. En particulier, dans la suite de ce chapitre, nous nous intéressons au secteur des télécommunications et montrons les possibilités de mise en œuvre des systèmes développés.

IV.3 APPLICATION AUX TELECOMMUNICATIONS

IV.3.1 Introduction

Dans le premier chapitre de ce manuscrit, nous avons mis en avant les principaux objectifs concernant les systèmes d'émission-réception en télécommunications. Ces derniers sont de deux types. D'un côté, les récepteurs doivent présenter des tailles de plus en plus réduites tout en présentant des coûts faibles et d'un autre côté, ils doivent fonctionner sur des largeurs de bandes fréquentielles de plus en plus importantes afin de répondre aux besoins grandissant de hauts débits. Devant ces contraintes, la radio logicielle se présente alors comme l'une des méthodes potentielles pour répondre aux besoins des systèmes de communications flexibles. Mais, les architectures classiques homodyne et hétérodyne ne permettent pas encore de répondre à la problématique imposée par les besoins en matière de radio logicielle.

L'utilisation de la technique six-port dans les architectures de récepteurs numériques se présente comme une méthode alternative aux possibilités listées précédemment. En effet, les performances d'un récepteur six-port dépendent plus des moyens de traitement numérique (software) que de la qualité des circuits (hardware). Cette association entre radio logicielle et récepteurs six-port présente des perspectives prometteuses pour des applications de réseaux locaux sans fil, audio, télévision et interopérabilité entre différents services radio.

C'est dans ce contexte que nous proposons une nouvelle architecture de récepteur, basée sur un corrélateur quatre-port, qui présente des avantages conséquents en regard des récepteurs cinq-port et six-port existants [HAD 06]. En effet, l'utilisation d'un corrélateur quatre-port, basé sur l'utilisation de diviseurs de Wilkinson, permet d'entrevoir des applications sur des gammes de fréquences beaucoup plus grandes que les systèmes usuels. De plus, ce dernier n'utilise que deux détecteurs au même titre que les démodulateurs conventionnels et permet donc de s'affranchir des filtres et des CAN coûteux en sortie des détecteurs tout en diminuant les consommations. De ce fait, le dispositif proposé s'avère comme une alternative viable aux systèmes de réception existant.

Pour une meilleure compréhension de l'analyse quatre-port appliqué au domaine des télécommunications, nous faisons dans un premier temps un bref récapitulatif sur l'architecture des systèmes d'émission-réception numériques. Ensuite, nous donnons les principes fondamentaux de traitements en bande de base pour décrire la nature des signaux traités. Après avoir posé ces fondements, nous proposons une théorie synthétique du corrélateur quatre-port dans une utilisation en télécommunications. Nous discutons également de la nécessité de mise en œuvre d'une technique de calibrage dédié à ce domaine précis. Enfin, nous validons expérimentalement le concept quatre-port dans la bande de fréquences 1 – 4 GHz pour une modulation numérique de type QPSK.

IV.3.2 Principaux éléments d'un émetteur/récepteur de radiocommunications numériques

Ce paragraphe présente les principaux éléments constitutifs d'un émetteur/récepteur de communications numériques en détaillant la partie bande de base. Le synoptique associé à une telle architecture est donné en figure IV-22.

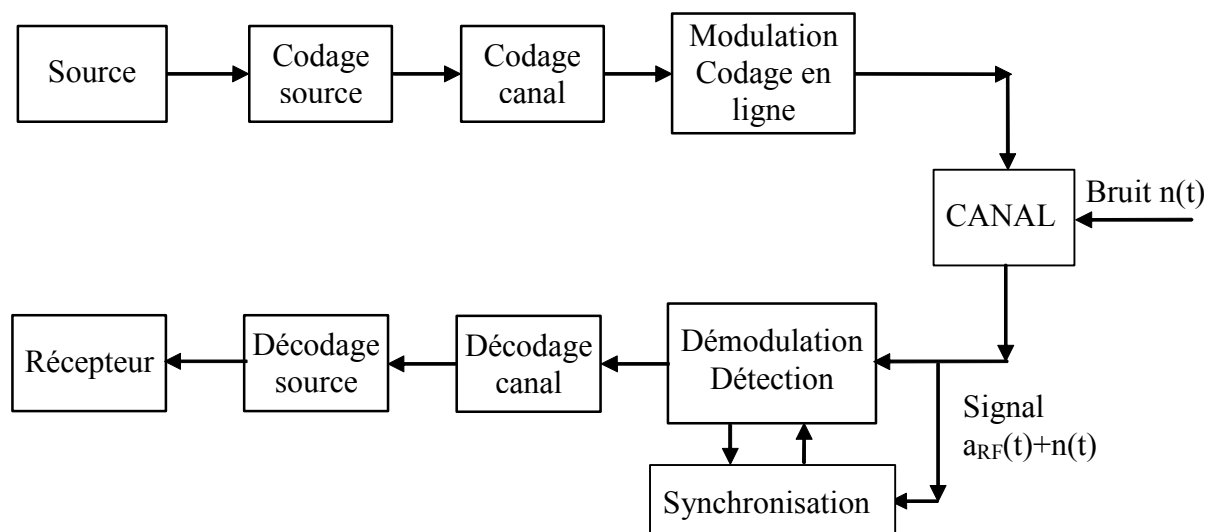


Figure IV-22 : Synoptique d'un émetteur/récepteur de communications numériques

On distingue du côté de l'émetteur :

- un bloc codage de source, dont le but est de réduire la redondance de la source pour diminuer le débit binaire à transmettre,

- un bloc codage de canal, dont le but est de rajouter la redondance structurée aux symboles transmis pour protéger l'émission contre les erreurs. Au contraire du codage de source, le codage de canal augmente le débit,
- le bloc codage en ligne, ou modulation, qui a pour but d'associer aux symboles logiques un signal physique que l'on pourra transmettre sur le canal. Selon qu'une porteuse est utilisée ou non, on parlera de modulation ou codage en ligne. Ce bloc inclut généralement un filtre d'émission qui limite le spectre du signal émis.

On distingue du côté du récepteur des blocs symétriques de ceux de l'émetteur, plus un bloc de synchronisation qui pourra être inclus dans le bloc détection :

- le bloc démodulation/détection démodule le signal et décide quel est le symbole (ou la chaîne de symboles) reçu en optimisant un critère tel que la minimisation de la probabilité d'erreurs,
- le bloc synchronisation récupère la fréquence et parfois la phase de la porteuse, ainsi que l'horloge des symboles, et dans certains cas une synchronisation trames,
- le bloc décodage de canal détecte la présence d'erreurs et peut demander la retransmission des données erronées, ou corriger les erreurs si la capacité du code n'est pas dépassée,
- le bloc décodage de source décomprime les données pour régénérer les symboles originaux.

IV.3.3 Principes de traitements en bande de base

IV.3.3.1 Introduction

Pour transmettre des données (bits, symboles) sur un canal physique, il faut leur associer un signal physique qui porte l'information relative à ces données et qui est bien adapté au canal. On distingue d'une part les transmissions dites en bande de base, qui s'effectuent dans une plage de fréquence incluant la fréquence nulle et ne mettent pas explicitement en oeuvre de porteuse, et d'autre part les transmissions sur fréquence porteuse,

qui effectuent une transmission dans la bande de fréquence centrée autour de la fréquence porteuse.

Dans le cas des télécommunications, la séquence de symboles à émettre module une porteuse de fréquence f_{LO} en modifiant l'un ou plusieurs paramètres d'amplitude, de phase ou de fréquence. Nous développons dans la suite de ce manuscrit les principaux aspects mathématiques relatifs aux modulations numériques.

IV.3.3.2 *Modulations numériques*

Dans le cas des modulations numériques, il faut explicitement mettre en œuvre une porteuse. Cette porteuse est défini par sa fréquence f_{RF} et son amplitude A_{RF} . La modulation génère un signal physique $a_{RF}(t)$ dont le spectre est centré autour de la porteuse. On parle de transmission sur fréquence porteuse, par opposition aux transmissions en bande de base. En appelant $m(t)$ le signal complexe en bande de base défini par ses composantes réelle $I(t)$ et imaginaire $Q(t)$, le signal modulé $a_{RF}(t)$ défini par son enveloppe complexe $z(t)$ s'écrit sous la forme :

$$a_{RF}(t) = R\{z(t)e^{j2\pi f_{RF}t}\} = z_I(t)\cos(2\pi f_{RF}t) - z_Q(t)\sin(2\pi f_{RF}t) \quad (4.25)$$

$$\text{avec } \begin{cases} z_I(t) = A_{RF}I(t) \\ z_Q(t) = A_{RF}Q(t) \end{cases} \quad (4.26)$$

Les deux signaux réels $z_I(t)$ et $z_Q(t)$ sont respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de $m(t)$, et sont appelés composantes bandes de base en quadrature.

On parle de modulations binaires ou M-aires, selon que le nombre de symboles différents est égal à 2 ou M. Dans le cas général d'une source binaire, les bits sont souvent groupés par paquets de k bits, formant ainsi des symboles pouvant prendre $M=2^k$ valeurs différentes. L'enveloppe complexe $m(t)$ des modulations linéaires usuelles peut s'écrire comme une somme d'impulsions élémentaires $s(t)$ de durée T_S , pondérées par des amplitudes a_k fonction des symboles à émettre :

$$m(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k s(t - kT_s) \quad (4.27)$$

Les amplitudes a_k peuvent être complexes. Les signaux de la forme de $m(t)$ sont appelés signaux PAM (Pulse Amplitude Modulation).

Parmi, les trois grandes familles de modulations numériques que sont les modulations à phase continue, les modulations multi-porteuses et les modulations d'amplitude en quadrature, nous nous intéressons plus précisément à ce dernier type de famille. Ces modulations d'amplitudes en quadrature, usuellement notées MAQ ou QAM (Quadrature Amplitude Modulation), sont des modulations par sauts d'amplitude ou de phase ou d'amplitude et de phase combinées. Quand seule l'amplitude de la porteuse porte l'information du symbole émis, il s'agit d'une modulation ASK (Amplitude Shift Keying). On utilise le terme PSK (Phase Shift Keying) quand l'information n'est transmise que par des sauts de phase. Dans la suite de ce travail, nous ne traitons que le cas des modulations PSK.

Dans une modulation PSK ou encore M-PSK, à chaque symbole s_i est associée une phase Φ_i . Pour le symbole s_i transmis dans l'intervalle $[kT_s, (k+1)T_s]$, le signal modulé M-PSK s'écrit :

$$a_{RF}(t) = A_{RF} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \cos(2\pi f_{RF} t + \phi_k) s(t - kT_s) \quad (4.28)$$

où ϕ_k représente la phase Φ_i émise dans l'intervalle k . Cette expression peut se réécrire sous la forme :

$$a_{RF}(t) = A_{RF} \cos(2\pi f_{RF} t) \sum_0^{\infty} \cos(\phi_k) s(t - kT_s) - A_{RF} \sin(2\pi f_{RF} t) \sum_0^{\infty} \sin(\phi_k) s(t - kT_s) \quad (4.29)$$

ou encore :

$$a_{FR}(t) = A_{RF} I(t) \cos(2\pi f_{RF} t) - A_{RF} Q(t) \sin(2\pi f_{RF} t) \quad (4.30)$$

$$\text{avec } I(t) = \sum_0^{\infty} \cos(\phi_k) s(t - kT_s) \text{ et } Q(t) = \sum_0^{\infty} \sin(\phi_k) s(t - kT_s)$$

On remarque que les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ sont des signaux PAM M-NRZ, dont les amplitudes valent respectivement $\cos(\Phi_i)$ et $\sin(\Phi_i)$, avec $i \in [0, M-1]$.

Le signal $a_{RF}(t)$ modulé M-PSK est obtenu en combinant linéairement 2 modulations d'amplitude en quadrature, le signal $I(t)$ modulant la porteuse $\cos(2\pi f_{RF}t)$, et le signal $Q(t)$ modulant la porteuse en quadrature $\sin(2\pi f_{RF}t)$.

Le diagramme de constellation représente, en coordonnées polaires, les différents états de phase de la modulation. La figure IV-23 représente les deux constellations classiques pour une modulation 4-PSK (modulation appelée aussi QPSK). Les symboles (dibits) sont associés aux phases selon un code de Gray.

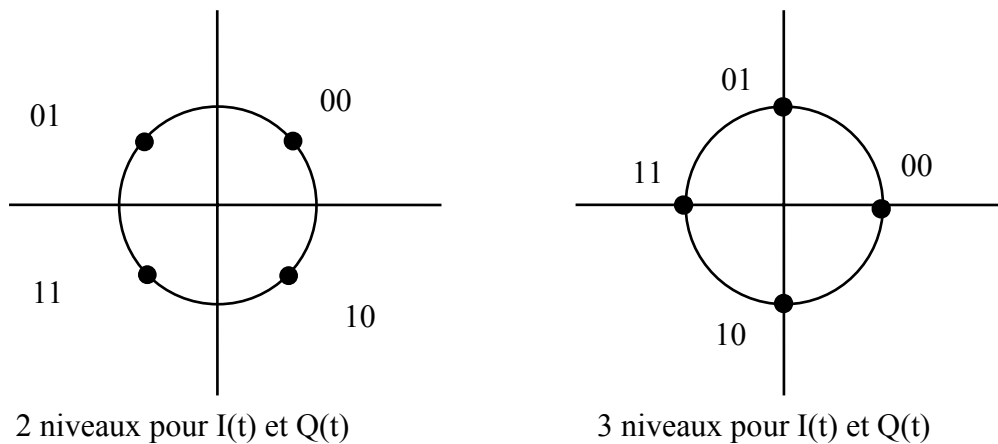


Figure IV-23 : Deux constellations possibles pour une modulation QPSK.

Les figures IV-24 et IV-25 représentent les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ pour les deux constellations précédentes, et cela pour la même suite binaire.

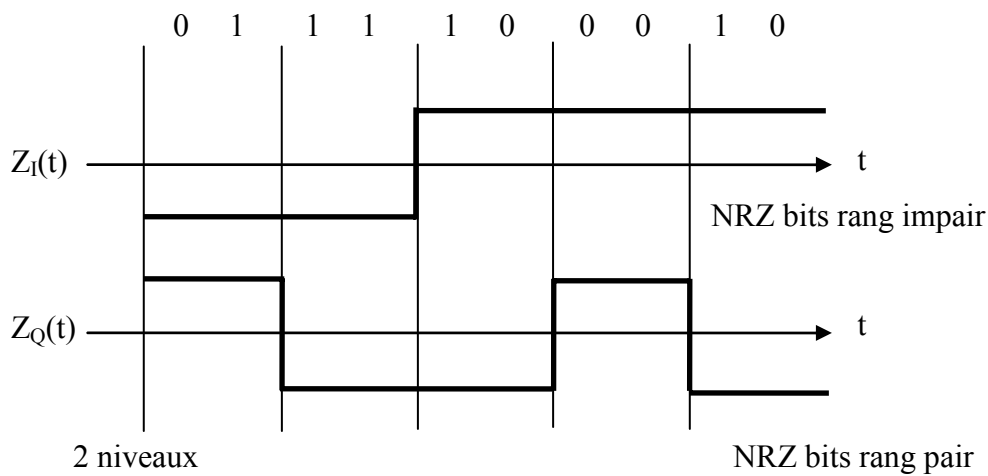


Figure IV-24 : Signaux $I(t)$ et $Q(t)$ pour la constellation en $k\pi/4$.

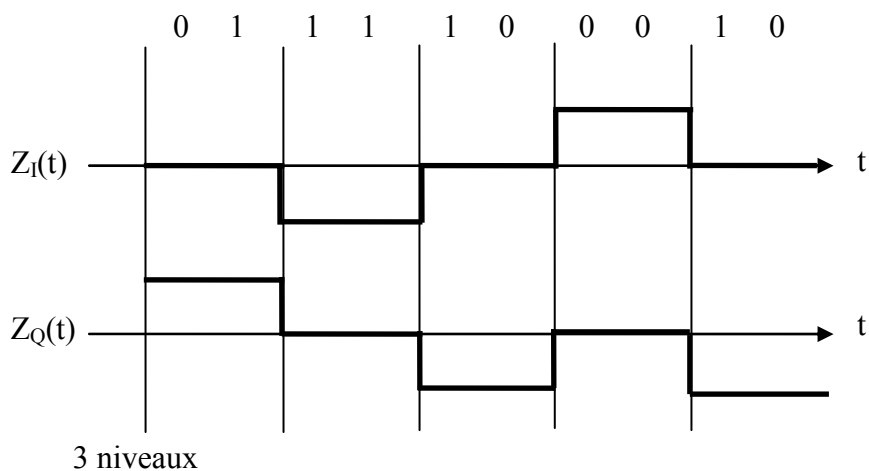


Figure IV-25 : Signaux $I(t)$ et $Q(t)$ pour la constellation en $k\pi/2$.

On constate, que pour la constellation utilisant les $k\pi/4$, les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ sont des signaux NRZ à deux niveaux, correspondant aux deux valeurs possibles $\pm \frac{\sqrt{2}}{2}$ de $\cos(\Phi_i)$ et $\sin(\Phi_i)$. Pour la constellation utilisant les phases $k\pi/2$, les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ sont des signaux NRZ à trois niveaux, correspondant aux trois valeurs possibles $(0, \pm 1)$ de $\cos(\Phi_i)$ et $\sin(\Phi_i)$.

Dans la suite de ce travail, nous allons nous intéresser au problème de la limitation de la bande passante du canal.

IV.3.3.3 Interférences entre symboles et égalisation

Nous considérons dans ce chapitre le problème de conception des filtres d'émission et de réception pour transmettre un signal de type QAM au mieux sur un canal de bande limitée B . Sous cette condition, le canal de propagation peut être modélisé par un filtre ayant une réponse fréquentielle équivalente en bande de base $C(f)$ nulle pour $|f| > B$. Le spectre des signaux QAM obtenus avec un filtre de mise en forme rectangulaire est généralement trop large. Il ne décroît pas assez vite avec la fréquence.

Pour diminuer l'occupation spectrale des signaux modulés QAM, on utilise alors des filtres de mise en forme $s(t)$ passe-bas, plus efficaces qu'un filtre à réponse impulsionnelle rectangulaire. Mais la réponse impulsionnelle de ces filtres dure plus d'un temps de symbole. On introduit ainsi de l'interférence entre les symboles (IES).

D'autre part, en réception, dans le cas classique, après démodulation, les deux composantes en quadrature sont filtrées par un filtre $r(t)$ adapté au filtre $s(t)$ de façon à minimiser la probabilité d'erreur. Les signaux en sortie du filtre $r(t)$ sont échantillonnés au rythme $1/T_s$. Le récepteur décide du symbole reçu en observant la sortie des filtres $r(t)$ aux instants $T_0 + nT_s$.

En supposant que le canal est non dispersif, il n'y a pas d'IES à l'instant de décision, si le filtre formé par la cascade $s(t)$ et $r(t)$ a une réponse impulsionnelle s'annulant aux instants multiples non nuls de T_s . Le filtre en cosinus surélevé vérifie cette propriété. On note $RC(f)$ sa fonction de transfert et $RC(t)$ sa réponse impulsionnelle. Ce dernier est caractérisé par un paramètre appelé excès de bande, ou coefficient d'arrondi, ou *roll-off* α , compris entre 0 et 1. Si f_{\max} représente la fréquence à partir de laquelle $RC(f)$ est nul, le *roll-off* est défini par :

$$\alpha = \frac{f_{\max} - \frac{1}{2T_s}}{\frac{1}{2T_s}} \quad (4.31)$$

La fonction de transfert du filtre en cosinus surélevé $RC(f)$ est définie par :

$$\left\{ \begin{array}{ll} RC(f) = T_s & \text{pour } |f| < \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \\ RC(f) = \frac{T_s}{2} \left(1 + \cos\left(\pi \frac{T_s}{\alpha} \left(f - \frac{1-\alpha}{2T_s}\right)\right)\right) & \text{pour } \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \leq |f| \leq f_{\max} \\ RC(f) = 0 & \text{pour } |f| > f_{\max} \end{array} \right. \quad (4.32)$$

Si l'on note $S(f)$ et $R(f)$ les fonctions de transfert des filtres d'émission et de réception, pour qu'il n'y ait pas d'interférences entre symboles il suffit que :

$$S(f)R(f) = RC(f) \quad (4.33)$$

Par ailleurs, si le filtre de réception est adapté au filtre d'émission, on a :

$$r(t) = s(T_s - t) \quad \text{et} \quad |S(f)| = |R(f)| \quad (4.34)$$

On en déduit :

$$|S(f)|^2 = RC(f) \quad (4.35)$$

D'où la relation suivante :

$$|S(f)| = |R(f)| = \sqrt{RC(f)} \quad (4.36)$$

Un filtre de fonction de transfert $\sqrt{RC(f)}$ est appelé filtre en racine de cosinus surélevé. La réponse en cosinus surélevé, qui assure l'annulation de l'IES, est répartie entre les filtres d'émission et de réception. Cette répartition est judicieuse à tous points de vue puisque :

- le couple filtre d'émission-filtre de réception est équivalent à un filtre de Nyquist (qui n'introduit pas d'IES),
- le filtre de réception est adaptée au filtre d'émission,

- le filtre d'émission limite la bande passante du signal émis (pour ne pas empiéter sur les canaux adjacents) et celui de réception limite la bande passante du signal reçu (et supprime ainsi une partie des interférences dues aux autres canaux).

IV.3.3.4 Conclusion

Après avoir rapporté ces fondements relatifs aux systèmes d'émission-réception, nous nous intéressons au dimensionnement d'un récepteur de télécommunications basé sur la technique quatre-port.

IV.3.4 Récepteur de télécommunications basé sur un corrélateur quatre-port

IV.3.4.1 Introduction

Nous proposons dans cette partie une étude dédiée à une nouvelle architecture de télécommunications. Ce dispositif dénommé FPDCR (Four-Port Direct Conversion Receiver) est ainsi présenté comme une alternative aux récepteurs cinq-port et six-port. Les avantages et les inconvénients du dispositif proposé sont développés dans le paragraphe suivant.

IV.3.4.2 Contexte de l'étude

La brique de base du FPDCR est le corrélateur quatre-port (cf. § II.3.2.1). Nous précisons ci-dessous le contexte de cette précédente étude dans le domaine des télécommunications.

Nous avons vu que durant la période de développement de la technique six-port, la possibilité d'utiliser une jonction cinq-port pour la mesure de coefficients de réflexion a été discutée [ENG 77] – [LI 83]. Ces recherches se sont concrétisées par des réalisations de réflectomètres cinq-port [RIB 77] – [MUN 94] – [MAR 82]. Toutes ses recherches ont abouti à une même conclusion, à savoir que l'application d'un réseau cinq-port est limitée, en particulier, par une ambiguïté qui provient du signe d'une racine carrée dans la résolution de l'équation liant le coefficient de réflexion Γ aux puissances détectées. Néanmoins, il a été démontré la possibilité de mesurer des charges passives ($|\Gamma| < 1$) au travers de la conception d'un réflectomètre cinq-port approprié [MAR 82].

Conceptuellement, le réflectomètre cinq-port est un circuit qui permet la mesure d'un coefficient de réflexion d'un DST, utilisant trois mesures de puissance suivies d'un traitement mathématique de ces données. La solution pour le coefficient de réflexion est alors donnée par l'intersection de deux cercles (Fig. IV-26) ayant des origines fixes O_1 et O_2 [RIB 77] ou pas [LI 83] – [MAR 82], dans le plan Γ .

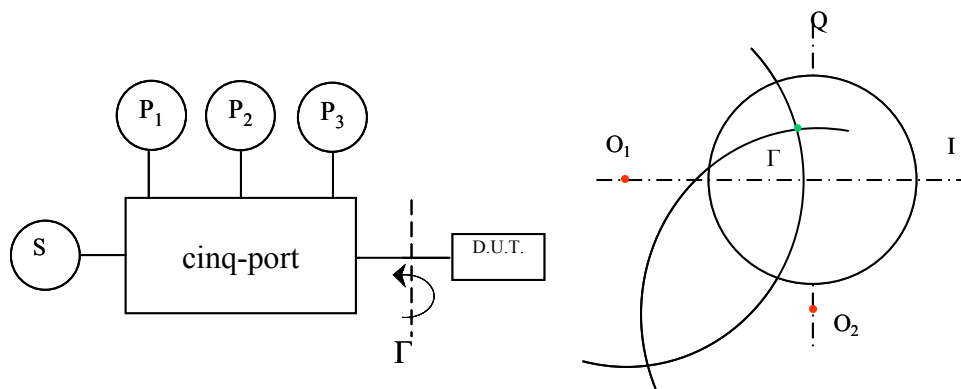
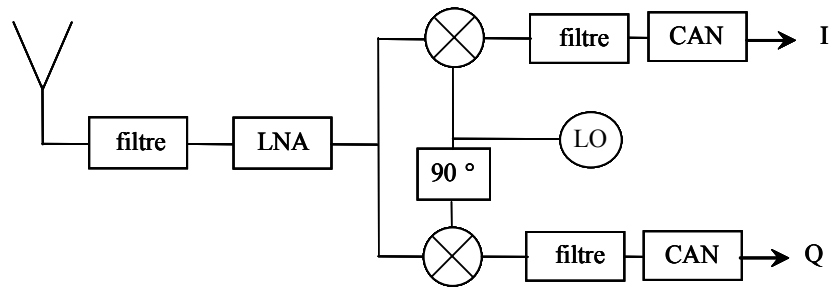


Figure IV-26 : Réflectomètre cinq-port et principe de mesure.

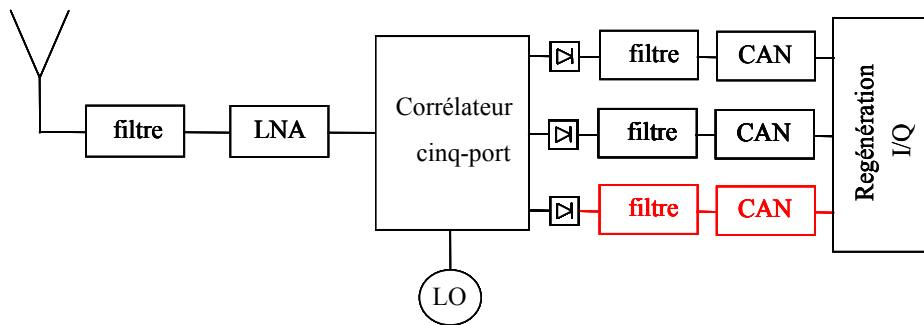
Durant les dix dernières années, plusieurs applications utilisant la technologie cinq-port ont été proposées, comme les récepteurs de communication à conversion directe [NEV 03] – [NEV 04] ou les discriminateurs de fréquence ou de phase dans les systèmes radars [MOL 03]. La particularité de ces dispositifs est d'employer un oscillateur local de puissance constante. En conséquence, le détecteur de référence requis dans les systèmes six-port n'est plus requis à condition de disposer d'une source de puissance stable.

Les deux considérations précédentes nous indiquent qu'il est donc possible de s'affranchir de l'utilisation de deux détecteurs parmi les quatre présents dans un corrélateur six-port. Ainsi, si le signal de référence est stable et sa puissance supérieure à celle du signal à mesurer, il est donc possible de réduire le nombre de détecteurs de puissance à deux pour déterminer le rapport complexe entre deux ondes cohérentes.

Dans le secteur des télécommunications où la taille des dispositifs et la consommation se monnayent, cette simplification s'avère comme particulièrement intéressante. De plus, un autre avantage majeur de cette simplification est qu'elle permet d'aboutir à une architecture similaire à celle des récepteurs conventionnels. Nous illustrons cette situation en figure IV-27 en comparant un récepteur homodyne à un récepteur cinq-port.



(a) Topologie de récepteur homodyne



(b) Topologie de récepteur cinq-port

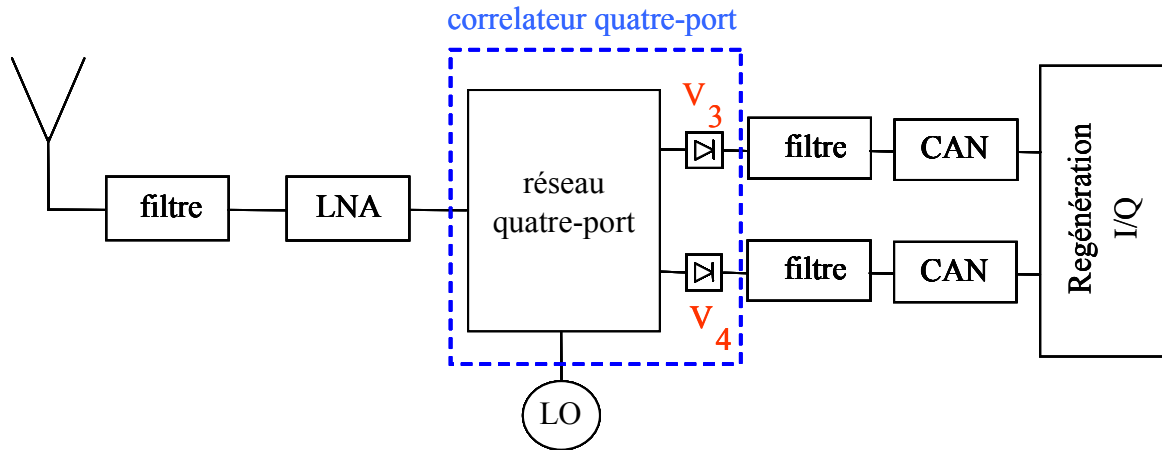
Figure IV-27 : Comparaison entre un récepteur homodyne et un récepteur cinq-port.

Ces figures montrent que chacun des détecteurs présents dans le récepteur cinq-port est suivi d'un filtre et d'un CAN. Ainsi, le récepteur cinq-port comporte un filtre et un CAN de plus qu'un récepteur homodyne. Le corrélateur quatre-port, n'utilisant que deux détecteurs, permet donc de conserver des blocs de traitements analogique et numérique classiques.

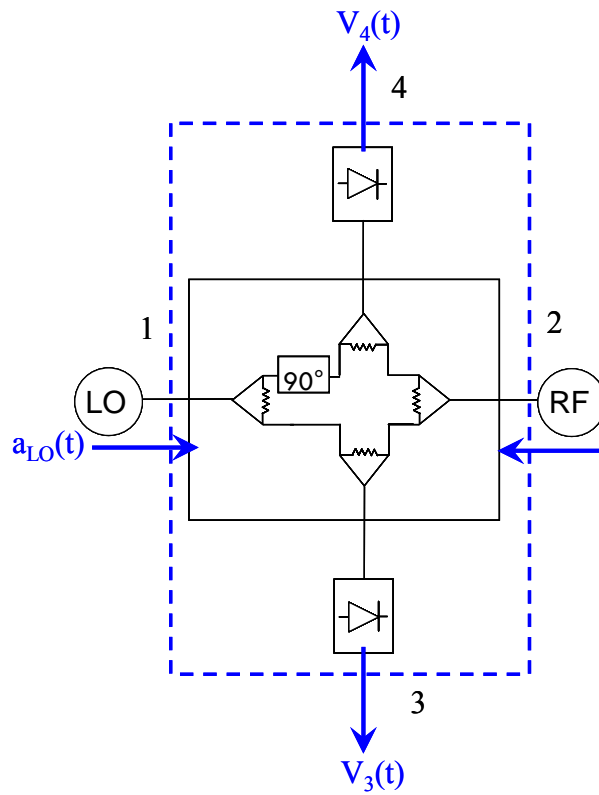
Le dernier avantage de la technique quatre-port réside dans la nature même de la topologie adoptée pour la structure. En effet, nous reprenons la topologie de corrélateur quatre-port présentée dans la deuxième partie de ce mémoire. Cette structure utilise des diviseurs de Wilkinson qui permettent d'atteindre des bandes fréquentielles de fonctionnement beaucoup plus grande que celles utilisant des coupleurs directifs.

IV.3.4.3 Principe

Le FPDCR proposé est basé sur l'utilisation d'un réseau quatre-port et peut être représenté par la figure IV-28. Rappelons que le réseau quatre-port associé à deux détecteurs de puissance constitue un corrélateur quatre-port.



(a) Récepteur quatre-port à conversion directe (FPDCR)



(b) Synoptique du corrélateur quatre-port

Figure IV-28 : Architecture du récepteur quatre-port à conversion direct

Le réseau six-port possède deux entrées où sont connectées l'oscillateur local (LO) et l'amplificateur de réception RF ainsi que deux sorties pour alimenter les deux détecteurs quadratiques.

Les équations idéales du FPDCR sont basées sur une description analytique du comportement du dispositif. Le signal entrant $a_{RF}(t)$ d'amplitude A_{RF} est combiné avec le

signal $a_{LO}(t)$ généré par l'oscillateur local d'amplitude A_{LO} et de fréquence f_{LO} ($f_{LO} = f_{RF}$).

Les signaux hyperfréquences complexes $\underline{a}_{LO}(t)$ et $\underline{a}_{RF}(t)$ aux entrées 1 et 2 du système (cf. Fig. IV-26) sont exprimés par les relations suivantes :

$$\underline{a}_{LO}(t) = A_{LO} e^{j2\pi f_{LO} t} \quad (4.37)$$

$$\underline{a}_{RF}(t) = A_{RF} m(t) e^{j2\pi f_{RF} t} \quad (4.38)$$

En considérant le module $|m(t)|$ et la phase $\arg(m(t))$ de $m(t)$, nous pouvons écrire :

$$\underline{a}_{RF}(t) = A_{RF} |m(t)| e^{j(2\pi f_{RF} t + \arg(m(t)))} \quad (4.39)$$

Le réseau quatre-port réalise une addition vectorielle des deux signaux $\underline{a}_{LO}(t)$ et $\underline{a}_{RF}(t)$. Nous en déduisons les signaux de sortie $\underline{s}_3(t)$ et $\underline{s}_4(t)$. Les signaux en sorties 3 et 4 du réseau quatre-port prennent les formes suivantes :

$$\underline{s}_3(t) = \frac{1}{2} (A_{LO} e^{j2\pi f_{LO} t} + A_{RF} |m(t)| e^{j(2\pi f_{RF} t + \arg(m(t)))}) \quad (4.40)$$

$$\underline{s}_4(t) = \frac{1}{2} (A_{LO} e^{j2\pi f_{LO} t} + A_{RF} |m(t)| e^{j(2\pi f_{RF} t + \arg(m(t)) - \frac{\pi}{2})}) \quad (4.41)$$

Les tensions mesurées $V_3(t)$ et $V_4(t)$ mesurées par les détecteurs quadratiques après filtrage des composantes hautes fréquences sont données par :

$$V_3(t) = \underline{s}_3(t) \underline{s}_3^*(t) = \frac{1}{4} (A_{LO}^2 + A_{RF}^2 |m(t)|^2 + 2A_{LO} A_{RF} |m(t)| \cos(\arg(m(t)))) \quad (4.42)$$

$$V_4(t) = \underline{s}_4(t)\underline{s}_4^*(t) = \frac{1}{4} \left(A_{LO}^2 + A_{RF}^2 |m(t)|^2 + 2A_{LO}A_{RF} |m(t)| \sin(\arg(m(t))) \right) \quad (4.43)$$

En considérant les canaux $I(t)$ et $Q(t)$, les tensions de sorties des détecteurs peuvent être mises sous la forme suivante :

$$V_3(t) = \frac{1}{4} \left(A_{LO}^2 + A_{RF}^2 (I(t)^2 + Q(t)^2) + 2A_{LO}A_{RF} I(t) \right) \quad (4.44)$$

$$V_4(t) = \frac{1}{4} \left(A_{LO}^2 + A_{RF}^2 (I(t)^2 + Q(t)^2) + 2A_{LO}A_{RF} Q(t) \right) \quad (4.45)$$

Une autre description des relations précédentes est donnée ci-dessous :

$$\frac{4V_3(t)}{A_{RF}^2} = \left(I(t) + \frac{A_{LO}}{A_{RF}} \right)^2 + Q(t)^2 \quad (4.46)$$

$$\frac{4V_4(t)}{A_{RF}^2} = \left(Q(t) + \frac{A_{LO}}{A_{RF}} \right)^2 + I(t)^2 \quad (4.47)$$

Bien évidemment, la solution de $m(t)$ est l'intersection de deux cercles qui ont des origines fixes dans le plan Γ (cf. Fig. IV-26). Si l'amplitude de l'oscillateur local A_{LO} est supérieure à celle du signal RF A_{RF} alors le lieu des solutions $m(t)$ est limité aux applications pour lesquelles $|m(t)| < 1$ car le système est conçu de manière à ce qu'une solution soit localisée à l'intérieur du cercle unité et une autre solution à l'extérieur. En pratique, cette condition est toujours vérifiée.

Les équations (4.44) et (4.45) expriment les grandeurs d'intérêt que sont les canaux $I(t)$ et $Q(t)$ en fonction des données mesurées $V_3(t)$ et $V_4(t)$. Cependant, ces équations ne sont valables que pour un corrélateur quatre-port idéal. Dans le but de prendre en compte les imperfections apportées par la réalisation, nous considérons le modèle suivant :

$$V_i(t) = a_{i0} + a_{i1}I(t) + a_{i2}Q(t) + a_{i3}I(t)^2 + a_{i4}Q(t)^2 + a_{i5}I(t)Q(t) \quad i = 3, 4 \quad (4.48)$$

Ce modèle est équivalent au modèle adopté pour les dispositifs de mesure de paramètres S. En effet, nous considérons ici une modélisation au deuxième ordre pour prendre en compte les non-linéarités apportées par les divers éléments du circuit. Graphiquement, la solution $m(t)$ ne correspond pas exactement à l'intersection de deux cercles mais à l'intersection de deux ellipses dont les équations sont données par la relation (4.48). Les termes a_{ij} sont des coefficients réels déterminés par une procédure de calibrage. Nous comprenons qu'une procédure de calibrage basée sur l'utilisation de standards connus n'est pas adaptée au domaine des télécommunications. Il a été démontré par G. Neveux [NEV 03] que l'utilisation d'une séquence d'apprentissage connue par l'émetteur et le récepteur et transmise avec les données utiles, permet de calibrer périodiquement un dispositif cinq-port. Cette technique permet en outre de compenser d'une manière adaptative les variations en amplitude et phase du signal reçu et la distorsion des signaux reçus par les canaux adjacents. Cette méthode de calibrage nécessite en outre une synchronisation entre les deux signaux $a_{RF}(t)$ et $a_{LO}(t)$.

Dans la suite de ce travail, nous proposons une méthode basée sur l'utilisation d'une séquence d'apprentissage. Les tensions de sortie $V_3(t)$ et $V_4(t)$ en bande de base sont d'abord numérisées par des CNA et traitées numériquement. Ce traitement numérique consiste en un filtrage suivi de procédures de synchronisation, de correction et de décision pour aboutir à des tensions $V_3(t)$ et $V_4(t)$ qui prennent des valeurs discrètes pendant la durée T_s d'un symbole. Ces valeurs dépendent évidemment de la forme des signaux en bande de base transmis.

La comparaison entre les tensions de sorties et les signaux des trames d'émission de données est donnée en figure IV-29. Nous considérons que les trames sont transmises par intervalle de temps régulier.

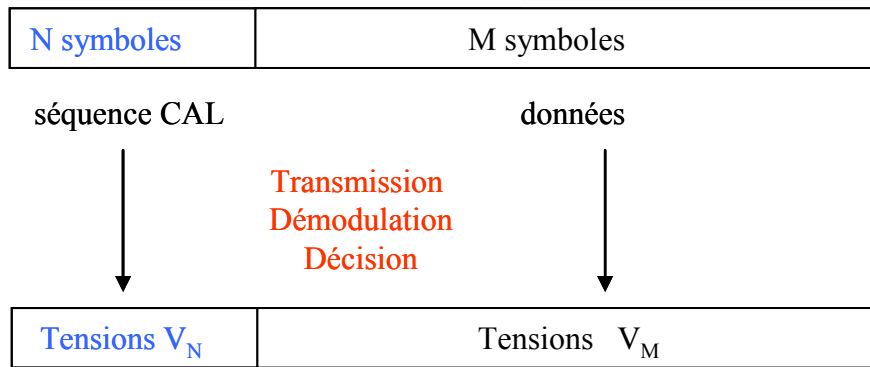


Figure IV-29 : Formats des données d'entrée et de sortie

Cette figure montre qu'une trame d'émission se compose d'une séquence de N symboles appelée CAL associée à une séquence de données. La taille de la séquence CAL dépend évidemment de la modélisation adoptée pour le calibrage. En considérant un modèle au deuxième ordre, cinq symboles sont nécessaires pour calibrer le dispositif. A chacun de ces symboles émis, correspond une grandeur V_N dont la valeur est donnée par l'équation du modèle (4.48). La mesure des tensions V_N associée à la connaissance de la trame CAL permet de calibrer le dispositif. La procédure de calibrage se compose de deux étapes que nous détaillons ici :

- Compensation DC-Offset : les données a_{i0} ($i=3, 4$) correspondent aux tensions V_3 et V_4 lorsque la voie RF ne reçoit pas de signal.
- Calcul des coefficients a_{ij} : les constantes a_{ij} sont déterminées par inversion du modèle (4.48) en considérant la mesure des N symboles de la séquence CAL.

Après avoir calibré le dispositif, les tensions V_M sont traduites en symboles par inversion numérique du modèle (4.48). Afin de s'affranchir de l'inversion numérique, un modèle au premier ordre consistant à exprimer directement les canaux I/Q en fonction des grandeurs V_3 et V_4 peut s'avérer satisfaisant [ABO 04].

Dans ce cas précis, le modèle de calibrage retenu pour les canaux I/Q est le suivant :

$$I(t) = \alpha_{10} + \alpha_{11}V_3(t) + \alpha_{12}V_4(t) \quad (4.49)$$

$$Q(t) = \alpha_{20} + \alpha_{21}V_3(t) + \alpha_{22}V_4(t) \quad (4.50)$$

Les termes α_{ij} représentent les coefficients de calibrage relatifs aux deux modèles précédents.

Dans le but de valider le concept quatre-port dans le domaine des télécommunications, nous réalisons et caractérisons un corrélateur quatre-port opérant dans la bande de fréquences 1 – 4 GHz.

IV.3.4.4 Réalisation, validation et performances du FPDCR

Dans le but de valider le concept, nous réalisons un corrélateur quatre-port en technologie MHICT (Microwave Hybrid Integrated Circuit Technology). Le circuit, conçu dans la bande de fréquences 1 – 4 GHz, utilise les mêmes éléments que le FPR. A ce titre, le lecteur est invité à se référer au chapitre III.4.2 décrivant la conception des divers éléments. Une photographie du dispositif est donnée ci-dessous.

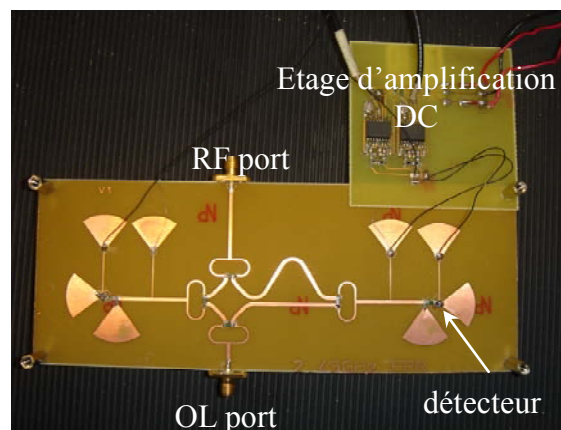


Figure IV-30 : Photographie du FPDCR en technologie MHICT

Cette figure illustre la simplicité du dispositif qui ne se compose que de quatre diviseurs de Wilkinson, une ligne à retard 90° et deux détecteurs quadratiques. Les amplificateurs de tension en sortie des détecteurs permettent de garantir un niveau de signal suffisant à l'entrée des CNA.

Signalons à cet effet qu'en présence d'un signal RF modulé, donc à enveloppe variable, la puissance RF varie au rythme du carré de cette enveloppe. Donc une fréquence de coupure du détecteur proche du DC (comme c'est le cas pour les dispositifs de mesure de paramètres S) entraînera une réponse lente dans la détection de puissance, d'où l'impossibilité de mesurer les puissances instantanées. Nous pouvons montrer, à partir du schéma équivalent petit signal de la diode, que la bande passante dépend du circuit de charge et de la résistance vidéo de la diode [BEN 05]. Ces paramètres influent également sur la sensibilité du détecteur,

il se pose alors la question du compromis entre la sensibilité et la bande passante du détecteur. Dans l'étude présentée dans ce travail, nous nous limitons à valider le concept de réception quatre-port sans chercher à optimiser le circuit.

Nous caractérisons le circuit en mesurant sa matrice de répartition [S] (en module) à l'aide de l'analyseur de réseaux HP8720C dans les deux plans de référence des ports LO et RF. La première caractérisation consiste en la mesure des propriétés d'adaptation des ports LO et RF (figure IV-31).

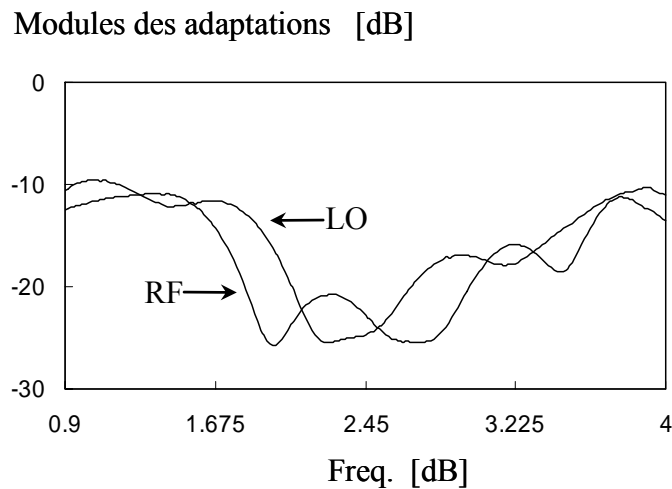


Figure IV-31 : Adaptations des ports LO et RF.

Nous pouvons remarquer que les performances du système sont très bonnes autour de 2.45 GHz et acceptables dans la bande de fréquences d'intérêt.

Nous mesurons également l'isolation entre les deux ports LO et RF (figure IV-32).

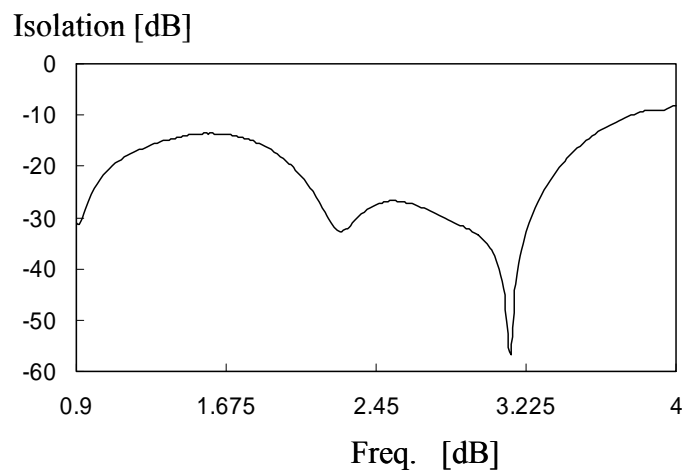


Figure IV-32 : Isolation entre les ports LO et RF.

L'isolation entre les deux ports est inférieure à -10 dB entre 1 et 4 GHz. Rappelons également que l'isolation est prise en compte par la procédure de calibrage contrairement aux récepteurs conventionnels utilisant des mélangeurs.

Le second test concerne la vérification du comportement électrique des détecteurs sur la gamme de fréquences d'utilisation. Nous adoptons le même mode opératoire que celui utilisé pour le FPR. Ainsi, une charge adaptée est connectée sur l'entrée RF tandis qu'un synthétiseur de fréquences, connecté à l'entrée LO, permet d'ajuster la fréquence d'utilisation et la puissance. Nous relevons à 2.45 GHz les tensions détectées, après amplification, V_3 et V_4 en fonction de la puissance injectée. Signalons que le gain DC des amplificateurs est ajusté afin d'équilibrer les deux voies des détecteurs à la fréquence d'optimisation de 2.45 GHz. Nous donnons en figure IV-33 l'évolution des tensions détectées en fonction de la puissance injectée à 2.45 GHz.

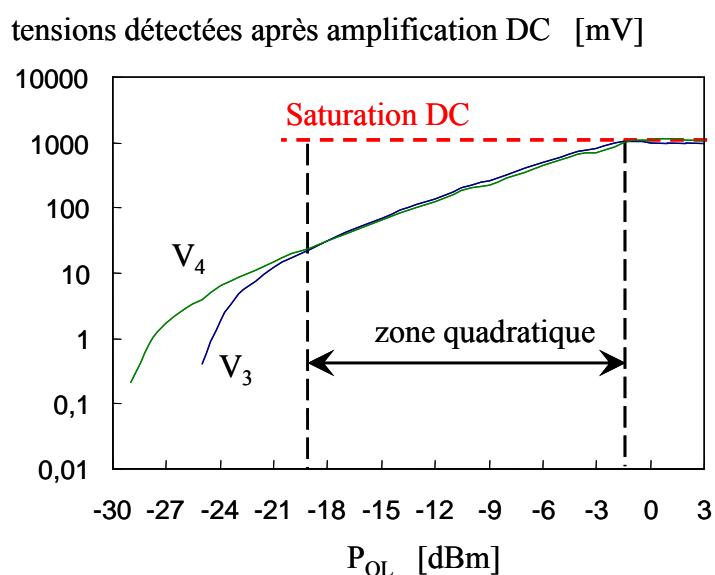


Figure IV-33 : Tensions détectées en fonction de la puissance injectée à $F = 2.45$ GHz.

Sur la plage de puissances [-19, -2 dBm], les détecteurs présentent un fonctionnement quadratique. Au-delà, les amplificateurs DC sont en régime de saturation. A partir de ces relevés, nous fixons la puissance du signal de référence dans la zone quadratique. Signalons que le comportement électrique des détecteurs a également été validé dans la bande de fréquences d'utilisation [1 - 4 GHz].

Après avoir réalisé et caractérisé le FPDCR, nous nous intéressons dans la suite de ce travail à la mise en œuvre du dispositif pour la démodulation numérique de signaux.

IV.3.4.5 Applications à la démodulation de signaux QPSK

Dans le but de valider le procédé de démodulation de signaux numériques par le FPDCR, nous considérons le banc de mesure donné en figure IV-34. La fréquence porteuse f_{RF} est fixée dans un premier temps à 2.45 GHz. Nous considérons une modulation QPSK avec un débit symboles de 50 Ksps correspondant donc à un débit binaire de 100Kbps.

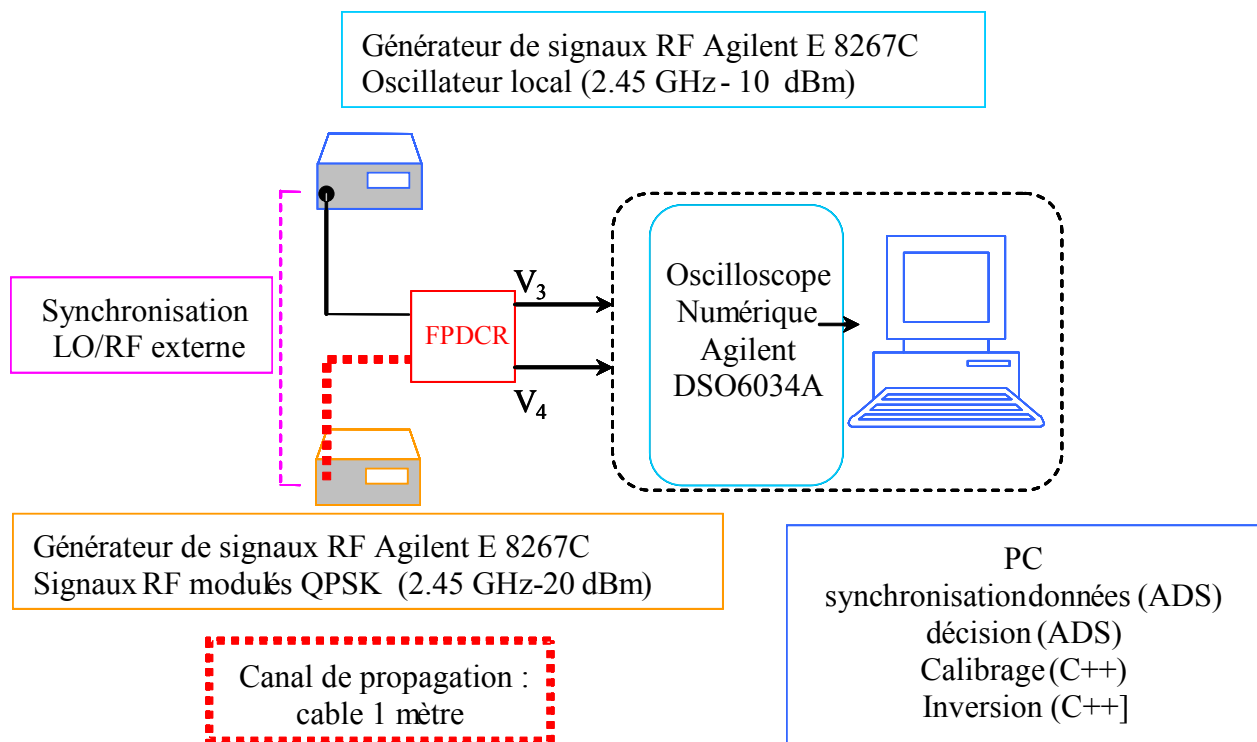


Figure IV-34 : Banc de mesure pour la démodulation de signaux numériques.
 $(f_{LO} = f_{RF} = 2.45 \text{ GHz}$ **Modulation QPSK – 50Ksps)**

Deux générateurs de signaux vectoriels Agilent E8267C fournissent le signal d'oscillateur local ($a_{LO}(t)$) et le signal RF ($a_{RF}(t)$) aux entrées du FPDCR. Ces signaux sont synchronisés à l'aide d'un signal de référence 100 MHz disponible sur l'appareillage. La puissance de l'oscillateur local est fixée à -10 dBm. Le signal modulé à 2.45 GHz est délivré avec une puissance de -20dBm. Rappelons à cet effet que la puissance du signal RF doit être inférieure à celle de l'oscillateur local. A l'émission, le signal modulant est filtré à l'aide d'un filtre de mise en forme en racine de cosinus surélevé de *roll-off* $\alpha=0.35$ à l'aide du générateur Agilent E8267C.

A la réception, un oscilloscope numérique Agilent DSO6034A quatre voies permet de visualiser les canaux I/Q d'entrés ainsi que les tensions analogiques $V_3(t)$ et $V_4(t)$.

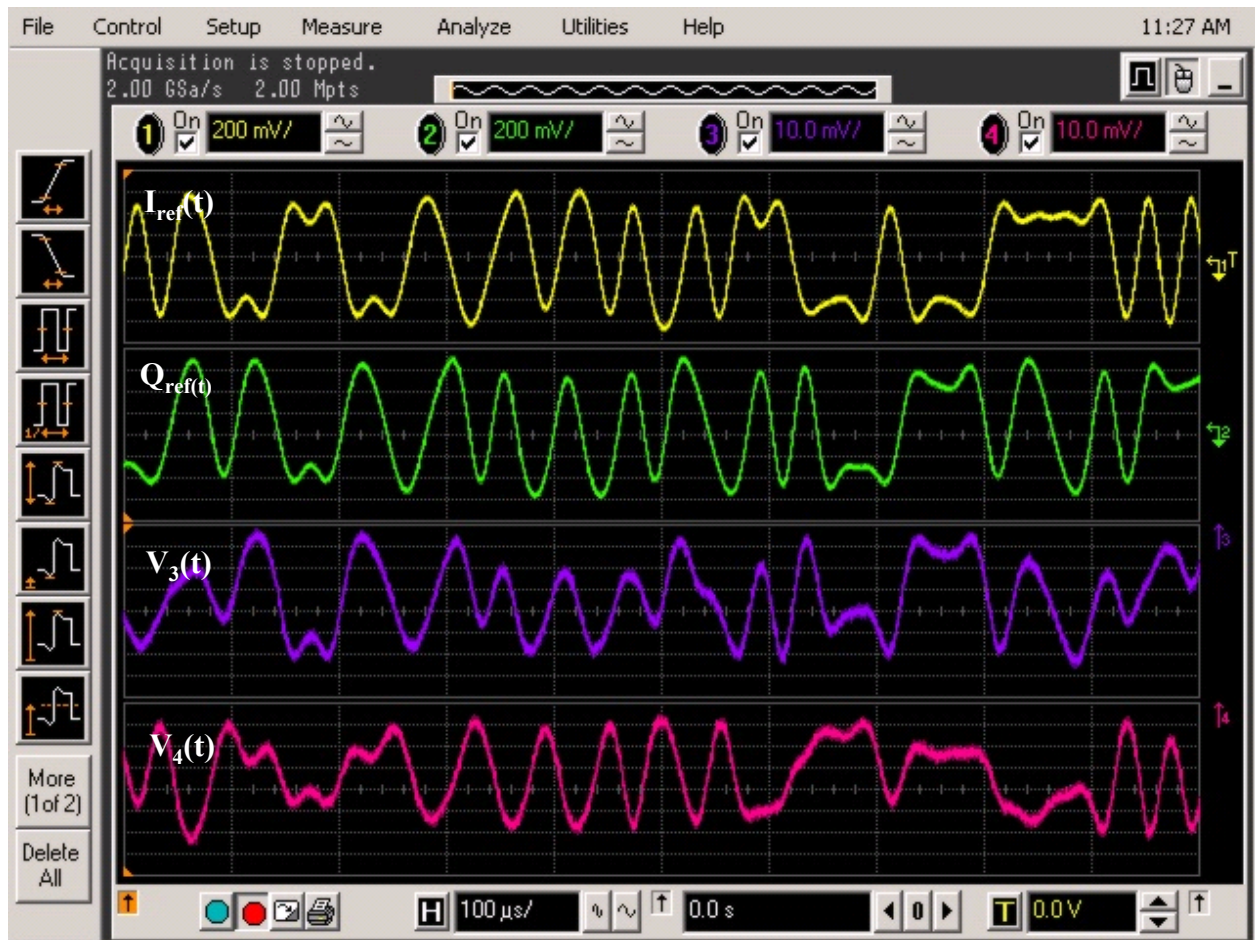
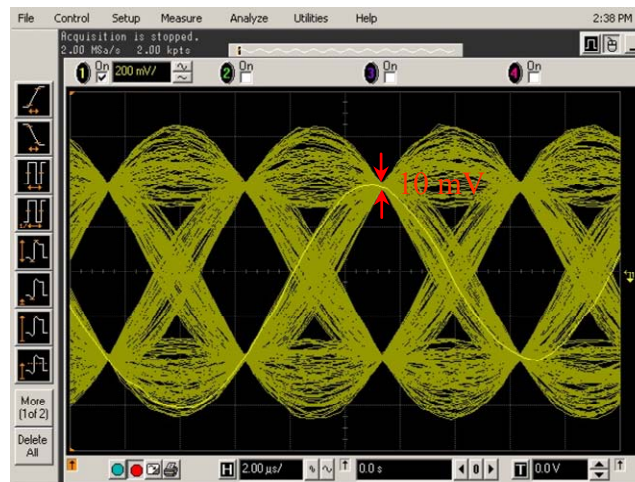


Figure IV-35 : Visualisations des signaux de références et démodulés.
 $(f_{LO} = f_{RF} = 2.45 \text{ GHz}$ **Modulation QPSK – 50Ksps)**

Cette figure montre que les signaux $V_3(t)$ et $V_4(t)$ en sortie des détecteurs sont bien démodulés. La fenêtre temporelle d'observation fixée à 1 ms permet de visualiser 50 symboles de durée $T_s = 20 \mu s$. Nous remarquons également que les impulsions sont déformées par le filtre de mise en forme. Globalement les tensions $V_3(t)$ et $V_4(t)$ suivent les évolutions des signaux de référence $I(t)$ et $Q(t)$.

La synchronisation externe étant assurée par le signal de référence 100 MHz des générateurs vectoriels, nous quantifions également les défauts de synchronisation à l'aide des diagrammes de l'œil relatifs aux signaux de référence I et Q . Nous considérons ici un débit symboles de 200 Ksps au lieu de 50 Ksps afin de vérifier également la qualité de trigger de

l'oscilloscope sur les voies I et Q. Nous donnons ci-dessous, à titre d'illustration, le diagramme de l'œil obtenu pour le canal I.



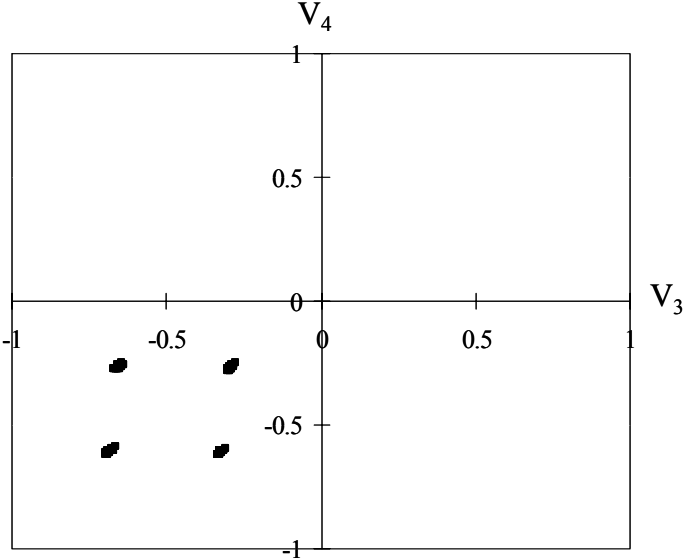
**Figure IV-36 : Diagramme de l'œil du signal de référence $I(t)$.
(Modulation QPSK – 200Ksps)**

D'après ce relevé, l'erreur de synchronisation est d'environ 10 mV. Nous quantifions ainsi l'erreur relative commise sur le signal $I(t)$ à 2.5 %. Le même ordre de grandeur est observé pour le signal $Q(t)$.

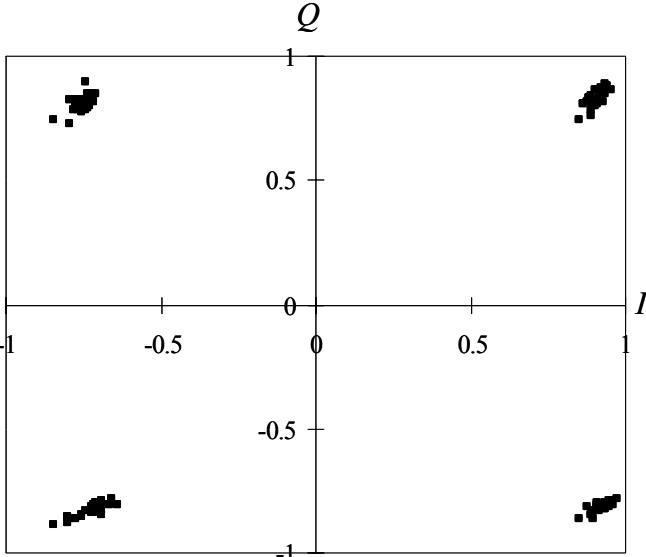
La prochaine étape consiste à numériser les signaux avant le traitement numérique. Cette conversion analogique-numérique est réalisée directement sur l'oscilloscope numérique avec une fréquence d'échantillonnage de 2GSaps (Saps pour contraction de Sample/s en anglais). Les données ainsi récupérées sont envoyées vers un bloc de traitement numérique sous ADS. Rappelons que ce traitement consiste en un filtrage adapté suivi de procédures de synchronisation, de correction et de décision. A l'issue de ces étapes, nous pouvons associer 50 couples de tensions ($V_3(t-T_s)$, $V_4(t-T_s)$) et donc un couple ($I(t-T_s)$, $Q(t-T_s)$) à 50 symboles émis.

Ces deux types de données sont liés par la relation (4.48) pour une modélisation au deuxième ordre, ou encore par les relations (4.49) et (4.50) si l'on considère un modèle au premier ordre exprimant directement les grandeurs d'intérêt I et Q en fonction des tensions mesurées V_3 et V_4 .

Nous considérons dans un premier temps un calibrage au deuxième ordre. Afin d'ajouter à la redondance des mesures et s'assurer que chacun des symboles QPSK apparaît dans la trame CAL de calibrage, nous considérons $N = 10$ symboles parmi les 50. Aussi, après avoir déterminé les coefficients de calibrage par résolution de l'équation (4.48), nous nous intéressons à l'inversion du modèle afin de régénérer les signaux I et Q. Nous représentons ci-dessous le diagramme de constellation exprimant les tensions V_4 en fonction de V_3 et le diagramme de constellation après calibrage.



(a) Diagramme de constellation avant calibrage



(b) Diagramme de constellation après calibrage

Figure IV-37 : Visualisations des signaux démodulés avant et après calibrage.
($f_{LO} = f_{RF} = 2.45$ GHz Modulation QPSK – 50Ksps Modèle (4.48))

La figure IV-37 (a) représentant les tensions V_4 en fonction de V_3 fait apparaître clairement les quatre états de phase de la modulation QPSK. Ce diagramme représente des combinaisons linéaires des canaux I et Q (cf. Eq. (4.48)). Suite à la procédure de calibrage, les signaux I et Q sont régénérés et sont représentés par des constellations carrés, centrées et normalisées en amplitude et en phase (figure IV-37 (b)).

Nous considérons maintenant le modèle au premier ordre liant les grandeurs d'intérêt I et Q aux tensions mesurées V_3 et V_4 . Nous calibrons le dispositif en considérant toujours $N = 10$ symboles. Nous représentons en figure IV-38 le diagramme de constellation obtenu après calibrage.

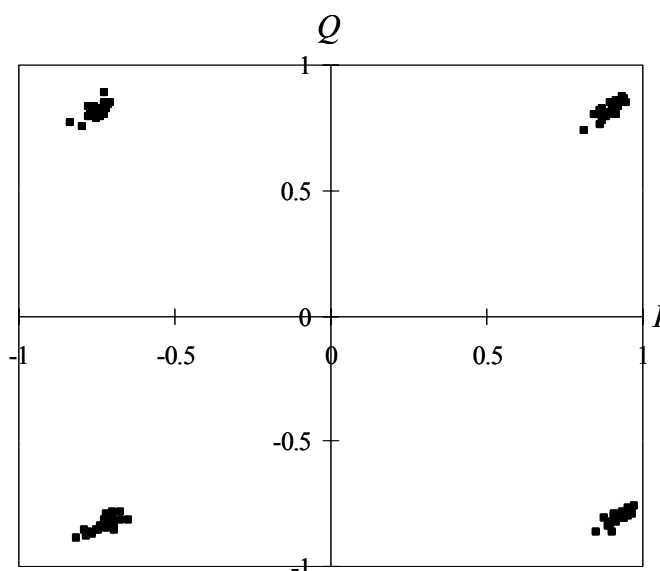
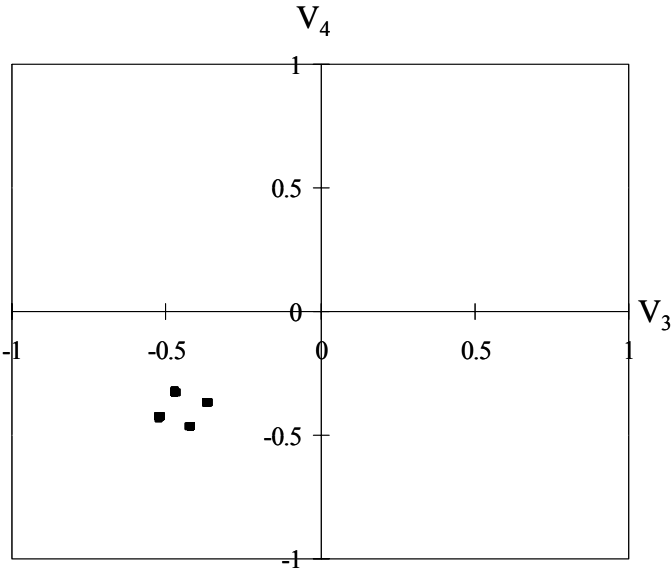


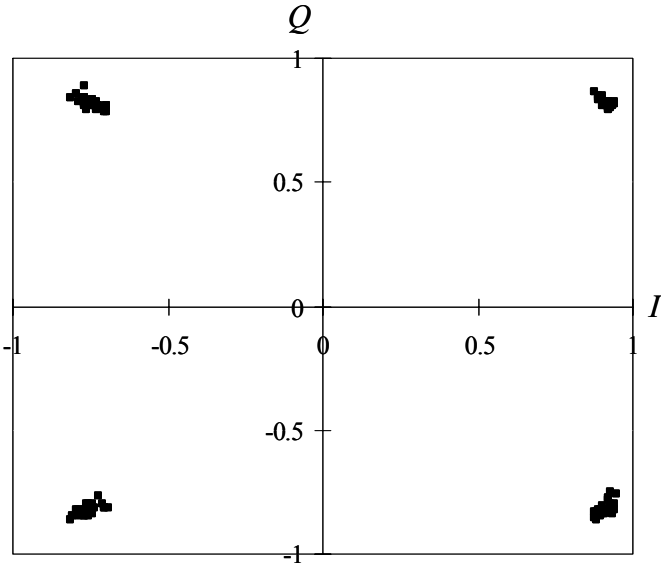
Figure IV-38 : Visualisations des signaux démodulés avant et après calibrage.
 $(f_{LO} = f_{RF} = 2.45 \text{ GHz}$ **Modulation QPSK – 50Ksps** **Modèles (4.49) et (4.50))**

D'après ce relevé, nous montrons l'efficacité d'une modélisation au premier ordre exprimant directement I et Q en fonction des données V_3 et V_4 . En effet, il faut signaler que dans le cas d'une modulation QPSK, seuls quatre symboles sont considérés aboutissant à deux valeurs possibles pour I et pour Q . En l'occurrence, ici une modélisation au premier ordre pour chacune des composantes I (cf. Eq. (4.49)) et Q (cf. Eq. (4.50)) s'avère amplement suffisante.

Dans le but de tester la sensibilité du récepteur, nous diminuons le niveau de puissance de réception et réitérons la procédure. Nous considérerons dans la suite de ce travail un modèle de calibrage au deuxième ordre qui prend mieux compte de la réalité physique des phénomènes observés en regard d'une modélisation directe au premier ordre. A cet effet, nous présentons en figures IV-39 et IV-40 les diagrammes de constellations pour des puissances RF de -30 dBm et de -40 dBm.



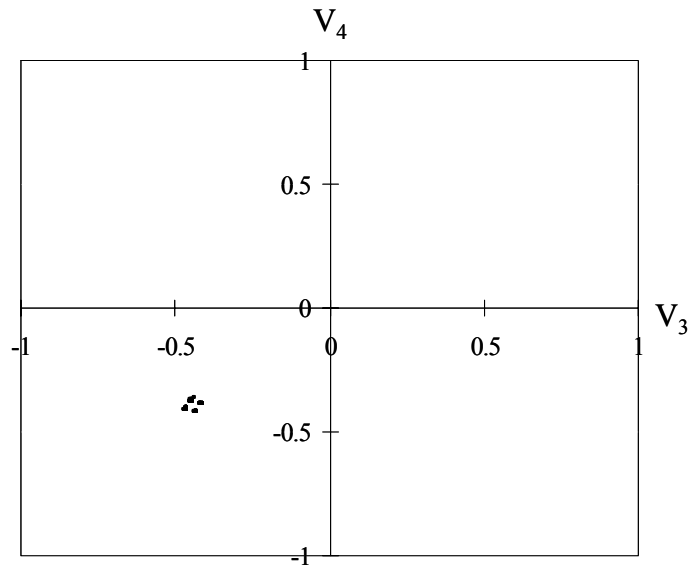
(a) Diagramme de constellation avant calibrage



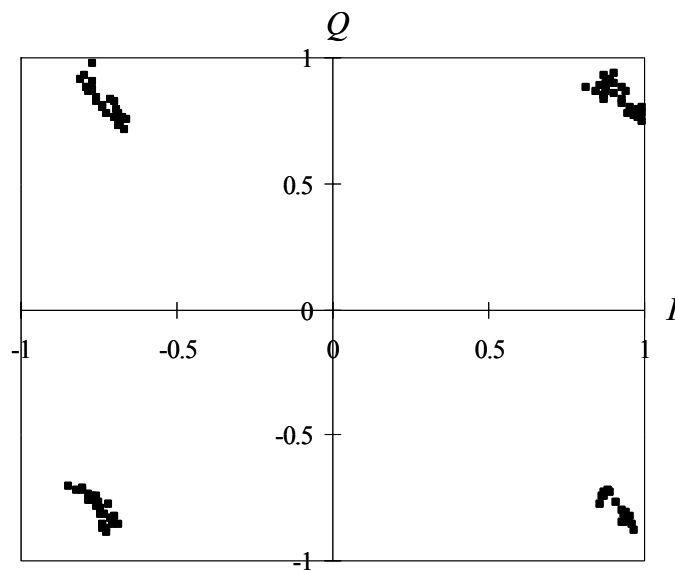
(b) Diagramme de constellation après calibrage

Figure IV-39 : Visualisations des signaux démodulés avant et après calibrage.
 ($f_{LO} = f_{RF} = 2.45$ GHz $P_{rf} = -30$ dBm Modulation QPSK – 50Ksps Modèle (4.48))

Pour une puissance RF de -30dBm, les données I et Q sont bien appréhendées par le dispositif.



(a) Diagramme de constellation avant calibrage



(b) Diagramme de constellation après calibrage

Figure IV-40 : Visualisations des signaux démodulés avant et après calibrage.
($f_{LO} = f_{RF} = 2.45$ GHz $P_{RF} = -40$ dBm Modulation QPSK – 50Ksps Modèle (4.48))

Pour une puissance de -40dBm, de légères distorsions apparaissent dans le diagramme de constellation, mais globalement, les signaux I/Q sont bien régénérés.

Rappelons que notre système est dédié à une utilisation multi-mode et multi-standards. Dans ce but, nous déterminons la bande passante vidéo du détecteur en fonction de la fréquence porteuse. La procédure consiste à fixer la fréquence F_{LO} et considérer un signal RF de fréquence variable autour de F_{LO} $F_{RF} = F_{LO} \pm \Delta f$. Nous obtenons en sortie des détecteurs un signal sinusoïdal de fréquence Δf à partir duquel nous estimons la bande passante à -3 dB. Nous donnons en figure IV-41 le relevé de la bande passante vidéo en fonction de la fréquence du canal.

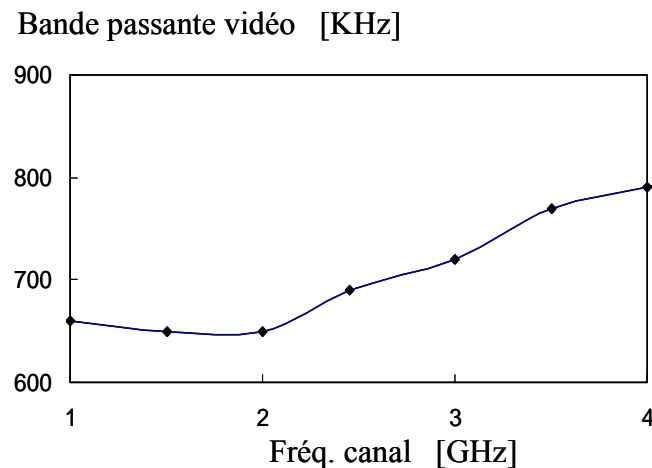


Figure IV-41 : Bande passante vidéo en fonction de la fréquence du canal.

Nous remarquons que la bande passante offerte par le dispositif est supérieure à 600 KHz dans la gamme de fréquences 1 – 4 GHz. Signalons à cet effet que la bande passante des détecteurs peut être étendue au détriment de la sensibilité de ces derniers. Rappelons que dans le cadre de ce travail, nous nous sommes limités à valider le concept et nous n'avons donc pas cherché à optimiser la bande passante vidéo.

IV.3.4.6 Conclusion

Au vu des résultats expérimentaux, le dispositif retenu (FPDCR) pour la démodulation de signaux numériques QPSK associé au traitement numérique est validé.

IV.3.5 Conclusion

Nous avons présenté le principe de fonctionnement d'un récepteur à conversion directe basée sur un corrélateur quatre-port. Les deux sorties du dispositif (V_3 et V_4) sont utilisées pour régénérer les canaux I et Q. Les expériences menées ont permis de valider le concept sur une modulation QPSK. Le FPDCR se présente comme une alternative viable aux récepteurs

six-port et cinq-port. Cette simplification est souhaitable car elle permet de réduire les coûts tout en garantissant des unités de traitements numériques semblables aux récepteurs homodynes.

IV.4 CONCLUSION

Dans cette dernière partie, nous avons proposé des solutions matérielles et logicielles adaptées pour deux types d'applications dans les domaines du CND et des télécommunications.

Nous avons montré d'une part que le FPR associé à une antenne cornet, dans une configuration monostatique, permet la caractérisation sans contact d'un matériau plan. Nous avons également, en particulier, mis en place un modèle permettant d'estimer la permittivité effective du matériau sous test, basé sur des lois des mélanges, qui s'est avéré efficace dans le cas d'un matériau tel que le béton cellulaire.

D'autre part, nous avons proposé une nouvelle architecture, utilisant un corrélateur quatre-port, pour la démodulation de signaux numériques. Ce dernier n'utilisant que deux détecteurs permet donc de s'affranchir des filtres et des CAN coûteux en sortie des détecteurs tout en diminuant les consommations. De ce fait, le dispositif proposé s'avère comme une alternative viable aux systèmes de réception existant.

Bien évidemment, nous nous sommes volontairement limités à deux types d'applications possibles car les demandes sont très importantes. En effet, beaucoup de secteurs d'activités sont concernés comme par exemple (de façon non exhaustive) la détection de défauts [MAA 06] – [BEN 07-c], le stockage de données [BEN 07_a] – [BEN 07_d] ou la microscopie [BEN 07_b].

IV.5 BIBLIOGRAPHIE

- [ABO 04]** S. ABOU CHAKRA
"La Boucle Locale Radio et la Démodulation directe de signaux larges bandes à 26GHz"
Thèse de Docteur de l'Ecole National Supérieure des Télécommunications, Paris, Décembre 2004.
- [ANG 72]** A. ANGOT
"Compléments de mathématiques à l'usage des ingénieurs de l'électrotechnique et des télécommunications"
Masson & Cie, 1972, Paris
- [ANG 90]** G. ANGENIEUX
"Broadband dielectric characterization of aluminium nitride"
Microwave Journal, pp 91-98, October 1990.
- [ANI 98]** N. ANI, J. C. PEUCH, H. BAUDRAND
"Influence de la température dans les mesures du taux d'humidité en hyperfréquence"
5èmes Journées de Caractérisation Microonde et Matériaux, Mai 1998, Le Touquet
- [ANU 05]** N. K. ANUAR, WONG TIN WUI, D. K. GHODGAONKAR and M. N. TAIB
"Use of microwave nondestructive testing (NDT) technique to characterize the film for applications in the transdermal drug delivery system"
Asian Conference on Sensors and International Conference on new Techniques in Pharmaceutical and Biomedical Research, pp 31-33, September 2005.
- [BEN 05]** S. BENSMIDA
"Conception d'un système de caractérisation fonctionnelle d'amplificateur de puissance en présence de signaux modulés à l'aide de réflectomètres six-ports"
Thèse de Docteur de l'Ecole National Supérieure des Télécommunications, Paris, Janvier 2005.
- [BEN 07_a]** O. BENZAIM, M. MAAZI, K. HADDADI, D. GLAY, T. LASRI
"A vector coding technique using evanescent microwaves "
3rd IEEE International Conference on Electromagnetic Near-Field Characterization & Imaging (ICONIC 2007), June 2007, St. Louis, Missouri, USA.
- [BEN 07_b]** O. BENZAIM, K. HADDADI, M.M. WANG, M. MAAZI, D. GLAY and T. LASRI
"Scanning near-field mm-wave microscope : application to a vector coding technique"
A paraître dans IEEE Instrumentation and Measurement, 2008.
- [BEN 07_c]** O. BENZAIM, K. HADDADI, M.M. WANG, D. GLAY and T. LASRI
"Evaluation non destructive micro-onde à base de réseaux de neurones artificiels"
Colloque TELECOM 2007 & 5^{èmes} Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications (JFMMA 2007), Mars 2007, Fès, Maroc.

- [BEN 07_d]** O. BENZAIM, K. HADDADI, D. GLAY, T. LASRI
 “Technique de codage utilisant les propriétés d’ondes évanescentes en gamme millimétrique”
 10èmes Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique (JNRDM 2007), Mai 2007, Lille.
- [BOT 93]** A. M. BOTTREAU and A. MERZOUKI
 “Broadband measurement method using the admittance change between two standards: interpretations of measurements and applications”
 IEEE Transactions on Instrumentations and Measurement, vol. 42, n° 5, pp. 899-905, October 93.
- [COQ 92]** P. COQUET, K. MAHDJOUBI, C. TERRET
 “Automatic antenna gain measurement at high frequencies”
 Electronics Letters, vol. 28, n° 14, pp 1339-1340, July 1992.
- [ENG 77]** G. F. ENGEN
 “The six-port reflectometer : an alternative network analyzer”
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 25, n° 12, pp 1075-1079, December 1977
- [FEL 73]** H. FELLNER-FELDEGG
 “The measurement of dielectrics in the time domain”
 Journal of Physical Chemistry, 73, pp. 616-623.
- [GAU 97]** F. GAUDAIRE
 “Caractérisation de l'affaiblissement électromagnétique de composants du bâtiment”
 Thèse de Docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Novembre 1997, Grenoble.
- [GHO 90]** D. K. GHODGAONKAR, V. V. VARADAN, V. K. VARADAN
 “Free space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies”
 IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 39, n° 2, pp 387-393, April 1990.
- [GLA 07]** D. GLAY and T. LASRI
 “Moisture content gradient measurement in the 2-4 GHz frequency band by using artificial neural networks”
 Proceedings of the 7th International Conference on Electromagnetic Wave Interaction with Water and Moist Substances, 2007.
- [GLA 98]** D. GLAY, T. LASRI, A. MAMOUNI and Y. LEROY
 “Recent developments of microwave systems for moisture measurements”
 National Physical Laboratory (NPL) Symposium Humidity and Moisture, pp 234-235, April 1998, London.

- [GLA 99]** D. GLAY
 “Conception et réalisation de systèmes microondes destinés au contrôle non destructif de matériaux”
 Thèse de Docteur de l’université, Lille, Novembre 1999
- [HAD 06]** K. HADDADI, H. EL AABBAOUI, C. LOYEZ, D. GLAY, N. ROLLAND and T. LASRI
 “Wide-band 0.9 GHz to 4 GHz four-port receiver”
 13th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS 2006), December 2006, Nice, France.
- [HAD 07]** K. HADDADI, M.M. WANG, O. BENZAIM, D. GLAY and T. LASRI
 “Développement d’une technique de calibrage pour la mesure bistatique en espace libre sans filtrage temporel ”
 Colloque TELECOM 2007 & 5ièmes Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications, Mars 2007, Fès, Maroc.
- [HAU 98]** T. HAUSCHILD AND F. MENKE
 “Moisture measurement in masonry walls using a non-invasive reflectometer”
 Electronics Letters, vol. 34, n° 25, pp 2413-2414, December 1998.
- [HIP 95]** A. V. HIPPEL
 “Dielectric materials and applications”
 Artech House, 1995, Boston.
- [KLI 51]** M. KLINE
 “An asymptotic solution of Maxwell's equations. in Communications pure”
 Applicative Mathematics, vol. 4, pp 225-262, 1951.
- [KRA 77]** A. W. KRASZEWSKI
 “Prediction of the dielectric properties of two-phase mixtures”
 Journal of Microwave Power, vol. 12, n° 3, pp 215-222, 1977
- [KRA 98]** A. W. KRASZEWSKI
 “Microwave aquametry - Recent advances”
 National Physical Laboratory (NPL) Symposium Humidity and Moisture, pp 187-194, April 1998, London
- [KUP 93]** K. KUPFER
 “Possibilities and limitations of density-independent moisture measurement with microwaves”
 IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Workshop on Electromagnetic Wave Interaction with Water and Moist Substances, pp 77-78, June 1993, Atlanta
- [LAC 92]** D. S. Mc LACHLAN, A. PRIOU, I. CHENERIE, E. ISSAC, F. HENRY
 “Modeling the permittivity of composite materials with a general effective medium equation”
 Journal of Electromagnetic Waves and Applications, vol. 6, n° 9, pp 1099-1131, April 1992

- [LAS 96]** T. LASRI, D. GLAY, A. MAMOUNI, Y. LEROY
 “A low cost microwave system for non destructive control of textile webs”
 Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, vol. 31, n° 2, pp 249-254,
 February 1996
- [LEF 96]** S. LEFRANCOIS, D. PASQUET and G. MAZE-MERCEUR
 “A new model for microwave characterization of composite materials ion guided-
 wave medium”
 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 44, n° 9,
 pp 1557-1562, September 1996.
- [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 06]** M. MAAZI, O. BENZAIM, K. HADDADI, D. GLAY and T. LASRI
 “Non-contact subsurface defects characterization by microwave and millimeter wave
 techniques”,
 Sensing and Imaging : An International Journal, Springer New York Publisher,
 vol. 7, n° 4, pp 125-154, December 2006.
- [MAL 05]** S. A. MALIK, D. K. GHODGAONKAR, A. M. B. A. HAMBALY, W. M. B. W. A.
 MAJID and M. F. NURUDDIN
 “Measurement of wood grain angle using free-space microwave measurement system
 in 8-12 GHz frequency range”
 Asian Conference on Sensors and International Conference on new Techniques in
 Pharmaceutical and Biomedical Research, pp 213-128, September 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.
- [MAT 01]** H. M. A. AL-MATTARNEH, D. K. GHODGAONKAR and W. M. B. W. A. MAJID
 “Determination of compressive strength of concrete using free-space reflection
 measurements in the frequency range of 8-12.5 GHz”
 Asia-Pacific Microwave Conference vol. 2, pp 679-682, December 2001.
- [MEN 96]** F. MENKE, R. KNOCHERL
 “New density-independent moisture measurement methods using frequency-swept
 microwave transmission”
 IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest, pp 1415-1418, San Francisco, June
 1996.

- [MOL 03]** E. MOLDOVAN, S. O. TATU, T. GAMAN, K. WU and R. G. BOSISIO
 “A new 94 GHz collision avoidance radar sensor using six-port phase frequency discriminator”
 IEEE MTT-S International microwave symposium Digest, ,vol. 1, pp 595-598, June 2003.
- [MUH 02]** F. MUHAMAD, N. H. BABA, Z. AWANG and D.K. GHODGAONKAR
 “Microwave and non-destructive testing of semiconductor wafers in the frequency range 8-12.5 GHz
 IEEE International Conference on Semiconductor Electronics, pp 561-565, 2002.
- [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.
- [NEL 92]** S. O. NELSON
 “Correlating dielectric properties of solids and particulate samples through mixture relationships”
 Transactions of the ASAE, vol. 35, n° 2, pp 625-629, April 1992
- [NEV 03]** G. NEVEUX
 “Démodulateur direct de signaux RF multi-mode et multi-bande utilisant la technique cinq-port”
 Thèse de Docteur de l’Ecole National Supérieure des Télécommunications, Paris, Novembre 2003.
- [NEV 04]** G. NEVEUX, B. HUYART and G. J. RODRIGUEZ-GUISANTES
 “Wide-band RF receiver using the ‘five-port’ technology”
 IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 53, no. 5, pp 1441–1451, September 2004.
- [PED 01]** A. PEDEN, D. BOURREAU
 “Mesures en espace libre sans filtrage temporel : Caractérisation large bande de matériaux en bande Ka et W”
 12èmes Journées Nationales Micro-ondes, Mai 2001, Poitiers.
- [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.
- [VAN 96]** J. VANDAMME
 “Modélisation des perturbations engendrées par la présence d'obstacles sur la propagation des ondes hyperfréquences en milieu urbain”
 Thèse de doctorat, Université des sciences et technologies de Lille, Mai 1996.

- [VAR 91]** V. V. VARADAN, R. D. HOLLINGER, D.K. GHODGAONKAR and V.K. VARADAN
“Free-space, broadband measurements of high temperature, complex dielectric properties at microwave frequencies”
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 40, n° 5, pp 842-846, October 91.
- [WAN 07]** M. M. WANG, K. HADDADI, D. GLAY and T. LASRI
“Technique de mesure bistatique en espace libre s’affranchissant du filtrage temporel et des antennes à faisceaux focalisés”
15^{ièmes} Journées Nationales Micro-ondes (JNM 2007), Mai 2007, Toulouse.
- [XU 99]** Y. XU and R. G. BOSISIO
“Four-port digital millimetric receiver (FP/DMR)”
Microwave Optical Technology Letters, vol. 22, pp 350-354, September 1999.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Au travers d'un état de l'art, nous avons montré que la technique six-port a connu un engouement grandissant de la part de la communauté scientifique et que les laboratoires de recherche académiques et industriels travaillent à l'intégration des systèmes six-port dans plusieurs domaines d'applications.

Pour ce qui nous concerne, les études engagées pour la conception de dispositifs basés sur la technique six-port, ont notamment permis de définir une méthodologie de conception reposant sur un formalisme 'problème direct – problème inverse' permettant au concepteur de dispositifs de mesure de faire le lien entre la réalisation (partie hardware) et le traitement de signal approprié (partie software) en tout point de l'analyse. Aussi, nous avons proposé deux types de dispositifs que constituent les systèmes utilisant des corrélateurs six-port ou quatre-port. Enfin, nous avons présenté une méthode de calibrage explicite basée sur un formalisme matriciel qui s'avère être particulièrement flexible. Les étapes de conception et de réalisation décrites dans ce manuscrit ont alors donné lieu à la validation de dispositifs opérant dans les gammes des longueurs d'ondes micro-ondes et millimétriques. Ces dispositifs, le SPR, le D-SPR, le FPR et le D-FPR sont à la base du développement de techniques micro-ondes et millimétriques pour le contrôle non destructif et les télécommunications pour lesquels deux exemples ont été traités.

La première illustration se situe donc dans le domaine de la caractérisation de matériaux et du contrôle non destructif en particulier. Le cas de la mesure en espace libre du taux d'humidité a été présenté. Le second exemple est emprunté au domaine des télécommunications. En effet, nous avons montré qu'une nouvelle architecture de récepteur, basée sur un corrélateur quatre-port se présente comme une alternative viable aux systèmes de réception existants.

L'ensemble des activités menées sur les plans matériel et logiciel nous a donc permis de développer des instruments adaptés à un usage hors laboratoire. En effet, la pertinence des solutions proposées a été démontrée au travers d'un grand nombre d'exemples dont un échantillon non exhaustif mais représentatif a été présenté dans ce manuscrit.

Les orientations qui se dégagent, concernent principalement les aspects liés aux domaines de l'Evaluation Non Destructive (END). En effet, en plus des possibilités de mesure de matériaux planaires et homogènes offerts par ce type de procédé, notre objectif se veut plus ambitieux car il vise par exemple à offrir une caractérisation hyperfréquence de matériaux hétérogènes. Les actions futures seront soutenues par des études pluridisciplinaires qui couvrent des aspects systèmes mais également des axes orientés matériaux, modélisations électromagnétiques et traitement du signal pour la résolution du problème inverse. Des études sont également engagées pour la définition et l'optimisation des antennes connectées aux systèmes réalisés. Ainsi, dans le domaine de la caractérisation en espace libre, suivant les exigences rencontrées, les éléments rayonnants doivent être conformés en terme de directivité, d'efficacité, d'encombrement et de coût.

D'autre part, une évolution vers la détection, la localisation, le dimensionnement et la caractérisation de structures de très petite taille suppose une augmentation de la résolution spatiale et requiert, par conséquent, d'une part le développement de systèmes opérants à des fréquences élevées et d'autre part le développement d'une cellule de mesure appropriée. Les études initiées au laboratoire ont montré que l'association d'une sonde résonante à onde évanescente connectée à un dispositif millimétrique permet une caractérisation locale de matériaux conducteurs, semi-conducteurs et diélectriques. En conséquence, l'approche basée sur l'utilisation des ondes évanescentes apparaît comme une solution prometteuse pour enrichir les possibilités en microscopie champ proche. Le choix d'une bande de fréquences millimétrique offre des possibilités de caractérisation champ proche en surface et en profondeur, de manière sans contact, non-invasive et non-destructive. Le développement d'un tel système permettrait de combler le gap qui existe entre le domaine des basses fréquences et celui des fréquences optiques.

Dans le domaine des télécommunications, de nombreux standards de communication mobile co-habitent aujourd'hui. La vision des systèmes de communication du futur concerne l'universalité du service. Les systèmes de télécommunication devront être adaptables et inter-opérables tout en garantissant des coûts faibles. Les travaux menés à l'IEMN ont montré que ces concepts de re-configuration permettant de supporter de multiples standards et bandes de fréquences sont possibles à l'aide d'un seul circuit d'interface RF basé sur un corrélateur quatre-port. Nous envisageons une transposition du système en gammes de fréquences de millimétrique autour de 26 GHz (boucle locale radio) et autour de 60 GHz

(communications intra-batiments). Aussi, l'association de la radio-logicielle et d'un corrélateur quatre-port doit permettre de lever les contraintes sévères imposées par la technologie.

Enfin, une réflexion globale, abordée dans ce manuscrit, est menée pour la co-intégration de l'ensemble des fonctions de ces systèmes (source, corrélation, détection, antenne). En effet, une intégration monolithique devrait permettre d'ouvrir de nouveaux champs d'applications telles que les caractérisations in-situ dans les systèmes embarqués ou dans les matériaux pour laquelle l'encombrement des dispositifs de mesure conventionnels ne permet pas un contrôle en temps réel.

**METHODOLOGIE DE CONCEPTION
DES CORRELATEURS SIX-PORT ET QUATRE-PORT**

Sommaire

A.1 Introduction.....	286
A.2 Conception d'un corrélateur six-port.....	286
A.3 Conception d'un corrélateur quatre-port.....	293
A.4 Conclusion.....	297

A.1 Introduction

Cette annexe apporte les développements mathématiques qui accompagnent l'analyse des dispositifs six-port et quatre-port. Rappelons que cette analyse des dispositifs se décompose suivant les étapes :

- 1. choix des points q_i en fonction du cahier des charges,
- 2. choix d'une topologie de réseau six-port vérifiant les relations (2.17),
- 3. conception sur plateforme de CAO et optimisation du modèle d'équations (2.22).

A.2 Conception d'un corrélateur six-port

L'étape 1 de l'analyse relative au choix des points q_i ($i = 3, \dots, 6$) a été discuté au chapitre II.3.2.3.. Les points q_i , relatifs au cahier des charges retenu, constituent les arêtes d'un carré autour du cercle unité (figure A-1).

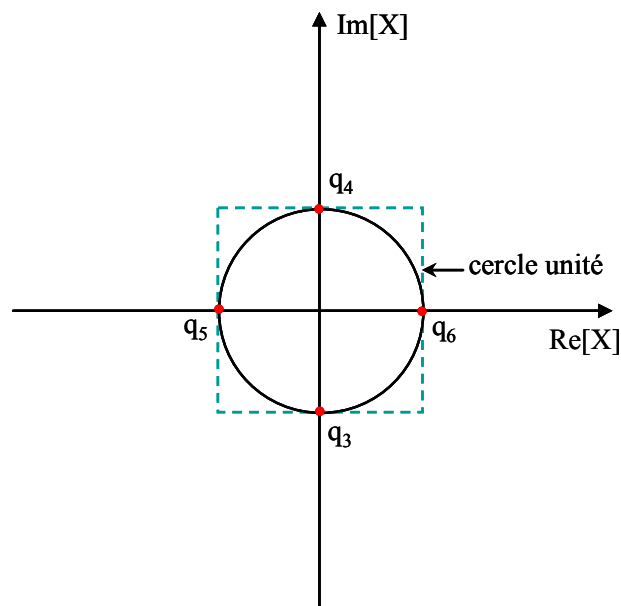


Figure A-1 : Distribution des points q_i du corrélateur complexe.

D'après l'équation (2.17), nous pouvons exprimer les points q_i ($i = 3, 4, 5, 6$) en fonction des paramètres S du réseau six-port par :

$$q_3 = -j = -\frac{S_{31}}{S_{32}} \quad q_4 = j = -\frac{S_{41}}{S_{42}} \quad q_5 = -1 = -\frac{S_{51}}{S_{52}} \quad q_6 = 1 = -\frac{S_{61}}{S_{62}} \quad (\text{A.1})$$

La deuxième étape de l'analyse consiste au choix d'une topologie de réseaux six-port vérifiant les relations (A.1). Nous donnons ici les étapes de conception du corrélateur six-port. Nous appelons $a_1(t)$ et $a_2(t)$ les deux signaux cohérents aux entrées du corrélateur complexe dont nous cherchons à déterminer le rapport complexe $X = a_2(t)/a_1(t)$.

L'élément de base est le coupleur hybride de type branchline connecté à deux détecteurs de puissance comme l'illustre la figure A-2. En injectant les deux signaux $a_1(t)$ et $a_2(t)$ aux entrées du coupleur, nous analysons le trajet des ondes afin d'établir l'expression des puissances détectées P_3 et P_4 en fonction de X .

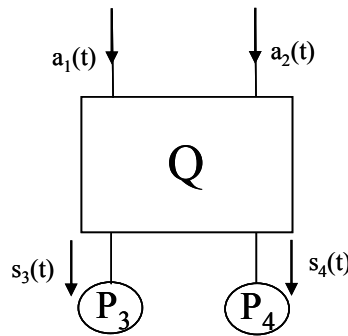


Figure A-2 : Coupleur Branchline

Brique de base pour la conception d'un corrélateur six-port.

Les deux signaux hyperfréquences $a_1(t)$ et $a_2(t)$ d'amplitudes respectives A_1 et A_2 et déphasés de Φ ont pour expressions :

$$a_1(t) = A_1 e^{j\omega t} \quad \text{et} \quad a_2(t) = A_2 e^{j(\omega t + \Phi)} \quad (\text{A.2})$$

Le coupleur réalise une addition vectorielle des deux signaux hyperfréquences. Ainsi, nous pouvons exprimer les ondes $s_3(t)$ et $s_4(t)$ arrivant sur les détecteurs par les expressions suivantes :

$$s_3(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(A_1 e^{j\omega t} + A_2 e^{j(\omega t + \Phi - \frac{\pi}{2})} \right) \quad (\text{A.3})$$

$$s_4(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(A_1 e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} + A_2 e^{j(\omega t + \Phi)} \right) \quad (\text{A.4})$$

Les puissances continues P_3 et P_4 détectées sont alors données par :

$$P_3 = \text{Re}(s_3(t)s_3^*(t)) = \frac{1}{2}(A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \sin \Phi) \quad (\text{A.5})$$

$$P_4 = \text{Re}(s_4(t)s_4^*(t)) = \frac{1}{2}(A_1^2 + A_2^2 - 2A_1A_2 \sin \Phi) \quad (\text{A.6})$$

En introduisant l'expression de $X = \frac{A_2}{A_1} e^{j\Phi}$, les puissances détectées peuvent se mettre sous

la forme suivante :

$$P_3 = \frac{A_1^2}{2} (1 + |X|^2 + 2|X| \sin \Phi) \quad (\text{A.7})$$

$$P_4 = \frac{A_1^2}{2} (1 + |X|^2 - 2|X| \sin \Phi) \quad (\text{A.8})$$

En considérant la partie réelle I et la partie imaginaire Q de X , les puissances de sorties peuvent être mises sous la forme suivante :

$$P_3 = \frac{A_1^2}{2} (1 + I^2 + Q^2 + 2Q) \quad (\text{A.9})$$

$$P_4 = \frac{A_1^2}{2} (1 + I^2 + Q^2 - 2Q) \quad (\text{A.10})$$

Une autre description des formes précédentes est donnée par :

$$\frac{2P_3}{A_1^2} = I^2 + (Q + 1)^2 \quad (\text{A.11})$$

$$\frac{2P_4}{A_1^2} = I^2 + (Q - 1)^2 \quad (\text{A.12})$$

Bien évidemment, ces expressions correspondent à des équations de cercle dans le plan X (cf. Fig. II.5) de centres respectifs $q_3 = -j$ et $q_4 = j$.

Les points q_5 et q_6 étant déphasés de 90° respectivement par rapport aux points q_3 et q_4 , nous considérons l'architecture de la figure A-2 où nous adjoignons un déphaseur de 90° pour retarder le signal $a_1(t)$ (Figure A-3).

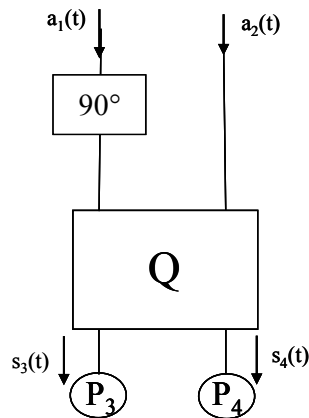


Figure A-3 : Coupleur Branchline + déphaseur 90°

Brique de base pour la conception d'un corrélateur six-port.

Ainsi, nous pouvons exprimer les ondes $s_3(t)$ et $s_4(t)$ arrivant sur les détecteurs par les expressions suivantes :

$$s_3(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(A_1 e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} + A_2 e^{j(\omega t + \Phi - \frac{\pi}{2})} \right) \quad (\text{A.13})$$

$$s_4(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(A_1 e^{j(\omega t - \pi)} + A_2 e^{j(\omega t + \Phi)} \right) \quad (\text{A.14})$$

Les puissances continues P_3 et P_4 détectées sont alors données par :

$$P_3 = \text{Re}(s_3(t)s_3^*(t)) = \frac{1}{2}(A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos \Phi) \quad (\text{A.15})$$

$$P_4 = \text{Re}(s_4(t)s_4^*(t)) = \frac{1}{2}(A_1^2 + A_2^2 - 2A_1A_2 \cos \Phi) \quad (\text{A.16})$$

En introduisant l'expression de $X = \frac{A_2}{A_1} e^{j\Phi}$, les puissances détectées peuvent se mettre sous la forme suivante :

$$P_3 = \frac{A_1^2}{2}(1 + |X|^2 + 2|X| \cos \Phi) \quad (\text{A.17})$$

$$P_4 = \frac{A_1^2}{2}(1 + |X|^2 - 2|X| \cos \Phi) \quad (\text{A.18})$$

En considérant la partie réelle I et la partie imaginaire Q de X , les puissances de sorties peuvent être mises sous la forme suivante :

$$P_3 = \frac{A_1^2}{2}(1 + I^2 + Q^2 + 2I) \quad (\text{A.19})$$

$$P_4 = \frac{A_1^2}{2}(1 + I^2 + Q^2 - 2I) \quad (\text{A.20})$$

Une autre description des formes précédentes est donné par :

$$\frac{2P_3}{A_1^2} = (I + 1)^2 + Q^2 \quad (\text{A.21})$$

$$\frac{2P_4}{A_1^2} = (I-1)^2 + Q^2 \quad (\text{A.22})$$

Bien évidemment, ces expressions correspondent à des équations de cercle dans le plan X (cf. Fig. II.5) de centres respectifs $q_3 = -1$ et $q_4 = 1$.

Nous montrons ainsi qu'il est possible de concevoir un corrélateur six-port en utilisant les deux briques de bases décrites précédemment (Fig. A-2 et Fig. A-3). La conception du dispositif est achevée en injectant simultanément les signaux $e_1(t)$ et $e_2(t)$ sur chacun des coupleurs. Nous pouvons à cet effet utiliser des diviseurs de puissance ou des coupleurs. Pour rester compatible avec une architecture réalisée à l'aide de coupleurs hybrides, nous utilisons des coupleurs branchline dont l'un des accès est fermé sur une charge adaptée. Le choix du dispositif ainsi retenu pour satisfaire les relations données ci-dessus se traduit par une structure comprenant quatre coupleurs de type 'branchline', quatre détecteurs de puissance P_3 à P_6 , deux charges adaptées et d'une ligne à retard 90° comme l'illustre la figure A-4. Signalons qu'une structure équivalente consiste à remplacer la ligne à retard 90° par un coupleur hybride associé à deux charges adaptées.

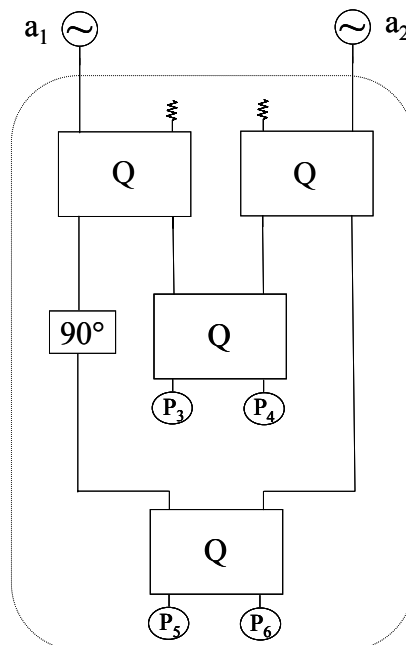


Figure A-4 : Structure du corrélateur complexe six-port.

L'ajout de coupleurs s'accompagne d'une modification des relations établies précédemment. En effet, nous montrons que le rayon des cercles est modifié par l'ajout de coupleurs mais aucunement la position des points q_i .

Les puissances continues P_3 à P_6 détectées sont alors données par :

$$P_3 = \frac{1}{4}(A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \sin \Phi) \quad (\text{A.23})$$

$$P_4 = \frac{1}{4}(A_1^2 + A_2^2 - 2A_1A_2 \sin \Phi) \quad (\text{A.24})$$

$$P_5 = \frac{1}{4}(A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos \Phi) \quad (\text{A.25})$$

$$P_6 = \frac{1}{4}(A_1^2 + A_2^2 - 2A_1A_2 \cos \Phi) \quad (\text{A.26})$$

Finalement, nous pouvons donner une description sous formes de cercles par les expressions suivantes :

$$\frac{4P_3}{A_1^2} = I^2 + (Q+1)^2 \quad (\text{A.27})$$

$$\frac{4P_4}{A_1^2} = I^2 + (Q-1)^2 \quad (\text{A.28})$$

$$\frac{4P_5}{A_1^2} = (I+1)^2 + Q^2 \quad (\text{A.29})$$

$$\frac{4P_6}{A_1^2} = (I-1)^2 + Q^2 \quad (\text{A.30})$$

Nous avons proposé un corrélateur six-port permettant de satisfaire à notre cahier des charges. Signalons néanmoins qu'il existe une multitude d'architectures possibles. La dernière étape de l'analyse consiste en l'implémentation de la topologie retenue sur plate-forme de CAO.

A.2 Conception d'un corrélateur quatre-port

L'étape 1 de l'analyse relative au choix des points q_i ($i = 3,4$) a été discutée au chapitre II.3.2.4.. D'après l'équation (2.17), nous pouvons exprimer les points q_3 et q_4 en fonction des paramètres S du réseau six-port par :

$$q_3 = j = -\frac{S_{31}}{S_{32}} \qquad q_4 = -1 = -\frac{S_{41}}{S_{42}} \qquad (\text{A.31})$$

La deuxième étape de l'analyse consiste au choix d'une topologie de réseau quatre-port vérifiant les relations (A.31). Nous donnons ici les étapes de conception du corrélateur quatre-port. Rappelons également que la topologie proposée est basée sur l'utilisation de diviseurs de Wilkinson afin de s'affranchir des contraintes en terme de bande passante imposées par l'utilisation de coupleurs hybrides.

Nous appelons $a_1(t)$ et $a_2(t)$ les deux signaux cohérents aux entrées du corrélateur complexe dont nous cherchons à déterminer le rapport complexe $X = a_2(t)/a_1(t)$.

L'élément de base est le diviseur de Wilkinson connecté à deux détecteurs de puissance comme l'illustre la figure A-5. En injectant les deux signaux $a_1(t)$ et $a_2(t)$ aux entrées du diviseur, nous analysons le trajet des ondes afin d'établir l'expression de la puissance détectée P_4 en fonction de X. Nous appelons volontairement cette puissance P_4 afin de rester en adéquation avec la figure II-7.

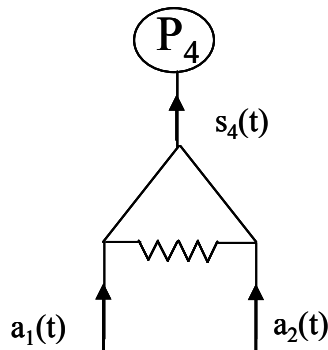


Figure A-5 : Diviseur de Wilkinson

Brique de base pour la conception d'un corrélateur quatre-port.

Les deux signaux hyperfréquences $a_1(t)$ et $a_2(t)$ d'amplitudes respectives A_1 et A_2 et déphasés de Φ ont pour expressions :

$$a_1(t) = A_1 e^{j\omega t} \quad \text{et} \quad a_2(t) = A_2 e^{j(\omega t + \Phi)} \quad (\text{A.32})$$

Le diviseur de Wilkinson réalise une addition vectorielle des deux signaux hyperfréquences. Ainsi, nous pouvons exprimer l'onde $s_4(t)$ arrivante sur le détecteur par l'expression suivante :

$$s_4(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} (A_1 e^{j\omega t} + A_2 e^{j(\omega t + \Phi)}) \quad (\text{A.33})$$

$$(\text{A.34})$$

La puissance continue P_4 détectée est alors donnée par :

$$P_4 = \text{Re}(s_4(t)s_4^*(t)) = \frac{1}{2} (A_1^2 + A_2^2 + 2A_1 A_2 \cos \Phi) \quad (\text{A.35})$$

En introduisant l'expression de $X = \frac{A_2}{A_1} e^{j\Phi}$, l'expression de P_4 devient :

$$P_4 = \frac{A_1^2}{2} (1 + |X|^2 + 2|X| \cos \Phi) \quad (\text{A.36})$$

En considérant la partie réelle I et la partie imaginaire Q de X , la puissance de sortie peut être mise sous la forme suivante :

$$P_4 = \frac{A_1^2}{2} (1 + I^2 + Q^2 + 2I) \quad (\text{A.37})$$

Une autre description de l'expression (A.37) est donnée par :

$$\frac{2P_4}{A_1^2} = (I + 1)^2 + Q^2 \quad (\text{A.38})$$

Bien évidemment, cette expression correspond à une équation de cercle dans le plan X (cf. Fig. II.5) de centre $q_4 = -1$.

Nous remarquons que le point q_3 étant déphasé de 90° par rapport au point q_4 , nous considérons l'architecture de la figure A-5 où nous adjoignons un déphaseur de 90° pour retarder le signal $a_1(t)$ (Figure A-6).

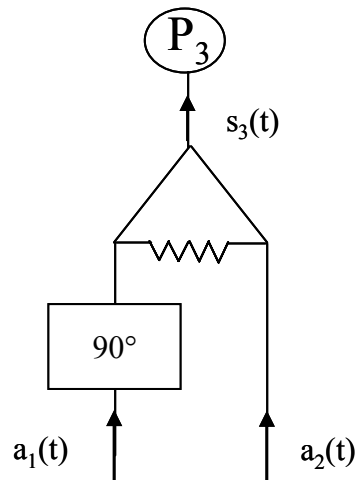


Figure A-6 : Diviseur de Wilkinson + déphaseur 90°

Brique de base pour la conception d'un corrélateur quatre-port.

La description analytique relative aux trajets des ondes $a_1(t)$ et $a_2(t)$ permet d'exprimer l'onde $s_3(t)$ arrivant sur le détecteur de puissance par la relation suivante :

$$s_3(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(A_1 e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} + A_2 e^{j(\omega t + \Phi)} \right) \quad (\text{A.39})$$

La puissance continue P_3 détectée est alors donnée par :

$$P_3 = \text{Re}(s_3(t)s_3^*(t)) = \frac{1}{2} (A_1^2 + A_2^2 - 2A_1A_2 \sin \Phi) \quad (\text{A.40})$$

En introduisant l'expression de $X = \frac{A_2}{A_1} e^{j\Phi}$, l'expression de P_3 devient :

$$P_3 = \frac{A_1^2}{2} (1 + |X|^2 - 2|X| \sin \Phi) \quad (\text{A.41})$$

En considérant la partie réelle I et la partie imaginaire Q de X , la puissance de sortie peut être mise sous la forme suivante :

$$P_3 = \frac{A_1^2}{2} (1 + I^2 + Q^2 - 2Q) \quad (\text{A.42})$$

Une autre description de l'expression (A.42) est donnée par :

$$\frac{2P_3}{A_1^2} = I^2 + (Q - 1)^2 \quad (\text{A.43})$$

Bien évidemment, cette expression correspond à une équation de cercle dans le plan X (cf. Fig. II.5) de centre $q_3 = j$.

Nous montrons ainsi qu'il est possible de concevoir un corrélateur quatre-port en utilisant les deux briques de bases décrites précédemment (Fig. A-5 et Fig. A-6). La conception du dispositif est achevée en injectant simultanément les signaux $e_1(t)$ et $e_2(t)$ sur chacun des diviseurs de Wilkinson à l'aide de deux nouveaux diviseurs. Le choix du dispositif ainsi retenu pour satisfaire les relations données ci-dessus se traduit par une structure comprenant quatre diviseurs de Wilkinson, une ligne à retard 90° et deux détecteurs de puissance comme l'illustre la figure A-7.

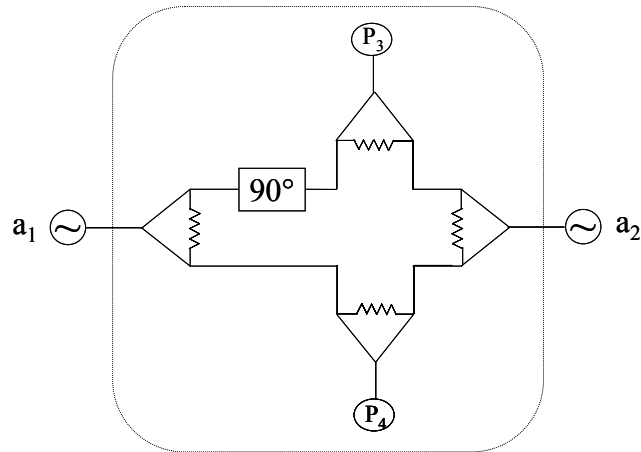


Figure A-7 : Structure du corrélateur complexe quatre-port.

L'ajout de diviseurs de puissance s'accompagne d'une modification des relations établies précédemment. Les relations décrivant la relation entre les puissances détectées et l'inconnu X sont données par :

$$\frac{4P_3}{A_1^2} = I^2 + (Q-1)^2 \quad (\text{A.44})$$

$$\frac{4P_4}{A_1^2} = (I+1)^2 + Q^2 \quad (\text{A.45})$$

Nous avons proposé un corrélateur quatre-port permettant de satisfaire à notre cahier des charges. Signalons également qu'il existe une multitude d'architectures possibles.

A.4 Conclusion

Cette annexe a pour but de donner les étapes de conception permettant d'aboutir aux topologies six-port et quatre-port.

**METHODOLOGIE DE CONCEPTION
D'UN REFLECTOMETRE SIX-PORT**

Cette annexe apporte les développements mathématiques qui accompagnent l'analyse des dispositifs à base de corrélateurs six-port. Nous nous intéressons dans un premier temps à la conception du réflectomètre six-port. Pour des raisons de lisibilité, nous ne faisons pas intervenir la variable t (temps) dans les expressions des ondes.

La brique de base du réflectomètre six-port est le corrélateur six-port donné en figure B-1. Rappelons que la mesure des puissances P_3 à P_6 permet de calculer le rapport complexe $X = a'_2/a'_1$.

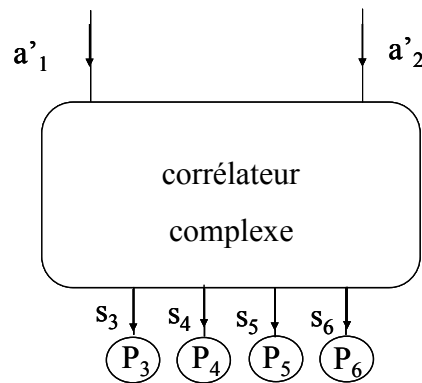


Figure B-1 : Corrélateur complexe six-port.

Les relations entre les ondes s_i ($i=4,\dots,6$) arrivant sur les détecteurs et les ondes a'_1 et a'_2 aux entrées du corrélateur six-port sont données d'après les développements fournis en ANNEXE A en considérant les trajets des ondes a'_1 et a'_2 :

$$s_3 = \frac{1}{2} \left(a'_1 + a'_2 e^{-j\frac{\pi}{2}} \right) \quad (\text{B.1})$$

$$s_4 = \frac{1}{2} \left(a'_1 e^{-j\frac{\pi}{2}} + a'_2 \right) \quad (\text{B.2})$$

$$s_5 = \frac{1}{2} \left(a'_1 e^{-j\frac{\pi}{2}} + a'_2 e^{-j\frac{\pi}{2}} \right) \quad (\text{B.3})$$

$$s_6 = \frac{1}{2} \left(a'_1 e^{-j\pi} + a'_2 \right) \quad (\text{B.4})$$

Rappelons que le réflectomètre six-port mesure le coefficient de réflexion Γ d'un dispositif sous test. Dans la suite de cette annexe, nous définissons le coefficient de réflexion par son module $|\Gamma|$ et sa phase Φ ou encore par ses composantes réelle I et imaginaire Q. Un des moyens de procéder à la mesure de ce coefficient est d'agencer des diviseurs de puissance ou/et des coupleurs hybrides pour alimenter simultanément l'entrée de référence (signal a'_1) du corrélateur six-port et le port de mesure du coefficient de réflexion. Signalons à cet effet que nous utilisons une source délivrant une onde a d'amplitude A. Le signal réfléchi par le DST (contenant l'information Γ) est dirigé alors à l'aide de coupleurs ou/et diviseurs vers la deuxième entrée (signal a'_2) du corrélateur six-port. Afin de rester compatible avec une technologie n'utilisant que des coupleurs hybrides, nous optons pour l'utilisation de deux coupleurs hybrides et deux charges adaptées dans la configuration donnée en figure B-2.

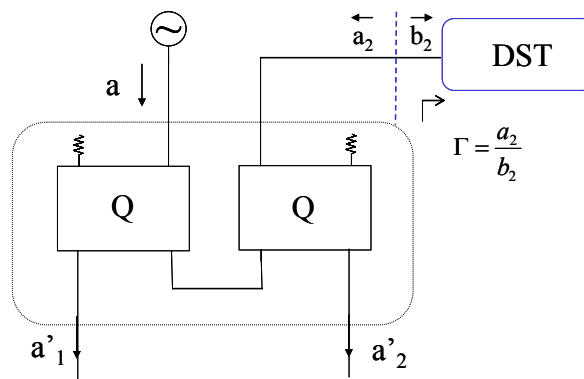


Figure B-2 : Topologie du circuit pour la mesure d'un coefficient de réflexion.

L'étape suivante consiste à exprimer les ondes a'_1 et a'_2 en fonction du signal de source a et du coefficient de réflexion Γ du DST. A partir d'une description analytique des trajets des ondes, nous déduisons les expressions suivantes :

$$a'_1 = \frac{a}{\sqrt{2}} e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad \text{et} \quad a'_2 = \frac{a\Gamma}{2\sqrt{2}} e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (\text{B.5})$$

Ces relations montrent que l'onde a'_1 ne dépend que du signal de source alors que l'onde a'_2 contient l'information sur le coefficient de réflexion. Nous remarquons également un déséquilibre sur les modules de ces deux signaux d'un rapport deux. Graphiquement, ce déséquilibre se traduit par un module des points q_i qui augmente dans le même rapport. Un des moyens de rééquilibrer les deux voies d'entrées du corrélateur est l'ajout d'un atténuateur 6 dB à l'entrée a'_1 du corrélateur six-port. Aussi, nous optons pour la topologie B-2 réalisée entièrement à l'aide de coupleurs hybrides de type branchline. Nous montrons dans la suite de cette annexe que le module des points q_i est de 2. Rappelons que les points q_i sont idéalement compris entre 1 et 2.

Finalement, nous aboutissons à la topologie de réflectomètre six-port donnée en figure B-3.

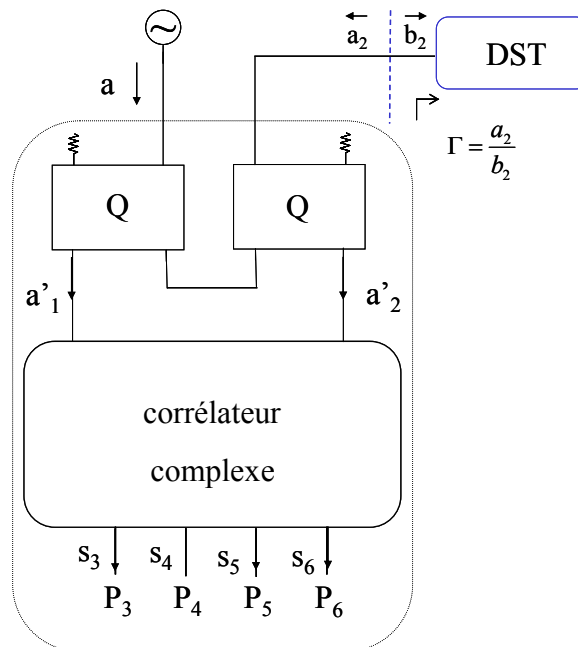


Figure B-3 : Structure du réflectomètre six-port.

L'étape suivante de l'analyse consiste à déterminer les relations entre les ondes arrivant sur les détecteurs s_i ($i=3,\dots,6$) en fonction du signal de source a et du coefficient de réflexion Γ du DST.

En combinant les relations (B.1) à (B.4) (exprimant les ondes s_i ($i=3,\dots,6$) en fonction de a'_1 et a'_2) avec les relations (B.5) (exprimant les ondes a'_1 et a'_2 en fonction de a et de Γ), nous déduisons les expressions suivantes :

$$s_3 = \frac{a}{2\sqrt{2}} \left(e^{-j\frac{\pi}{2}} + \frac{\Gamma}{2} e^{-j\pi} \right) = \frac{a}{\sqrt{2}} \left(2e^{-j\frac{\pi}{2}} + \Gamma e^{-j\pi} \right) \quad (\text{B.6})$$

$$s_4 = \frac{a}{2\sqrt{2}} \left(e^{-j\pi} + \frac{\Gamma}{2} e^{-j\frac{\pi}{2}} \right) = \frac{a}{\sqrt{2}} \left(2e^{-j\pi} + \Gamma e^{-j\frac{\pi}{2}} \right) \quad (\text{B.7})$$

$$s_5 = \frac{a}{2\sqrt{2}} \left(e^{-j\pi} + \frac{\Gamma}{2} e^{-j\pi} \right) = \frac{a}{\sqrt{2}} \left(2e^{-j\pi} + \Gamma e^{-j\pi} \right) \quad (\text{B.8})$$

$$s_6 = \frac{a}{2\sqrt{2}} \left(e^{-j\frac{3\pi}{2}} + \frac{\Gamma}{2} e^{-j\frac{\pi}{2}} \right) = \frac{a}{\sqrt{2}} \left(2e^{-j\frac{3\pi}{2}} + \Gamma e^{-j\frac{\pi}{2}} \right) \quad (\text{B.9})$$

Les puissances continues P_3 à P_6 détectées sont alors données par :

$$P_3 = \text{Re}(s_3 s_3^*) = \frac{A^2}{2} \left(4 + |\Gamma|^2 + 4|\Gamma| \sin \Phi \right) \quad (\text{B.10})$$

$$P_4 = \text{Re}(s_4 s_4^*) = \frac{A^2}{2} \left(4 + |\Gamma|^2 - 4|\Gamma| \sin \Phi \right) \quad (\text{B.11})$$

$$P_5 = \text{Re}(s_5 s_5^*) = \frac{A^2}{2} \left(4 + |\Gamma|^2 + 4|\Gamma| \cos \Phi \right) \quad (\text{B.12})$$

$$P_6 = \text{Re}(s_6 s_6^*) = \frac{A^2}{2} \left(4 + |\Gamma|^2 - 4|\Gamma| \cos \Phi \right) \quad (\text{B.12})$$

En introduisant les expressions des parties réelle I et imaginaire Q du coefficient de réflexion Γ , nous reformulons les expressions précédentes par les relations suivantes :

$$\frac{2P_3}{A^2} = I^2 + (Q + 2)^2 \quad (\text{B.13})$$

$$\frac{2P_4}{A^2} = I^2 + (Q - 2)^2 \quad (\text{B.14})$$

$$\frac{2P_5}{A^2} = (I + 2)^2 + Q^2 \quad (\text{B.15})$$

$$\frac{2P_6}{A^2} = (I - 2)^2 + Q^2 \quad (\text{B.16})$$

Finalement, nous obtenons quatre équations de cercle de centre q_i ($i=3,\dots,6$) dont les lieux sont donnés par :

$$q_3 = -2j \quad q_4 = 2j \quad q_5 = -2 \quad q_6 = 2 \quad (\text{B.17})$$

En regard du corrélateur six-port, l'ajout de deux coupleurs pour aboutir à un réflectomètre six-port s'accompagne d'une modification des points q_i dont le module est affecté d'un facteur 2. Signalons enfin qu'il existe une multitude de topologies de réflectomètres six-port. Dans une optique de facilité de conception, nous avons proposé une topologie basée sur l'utilisation de coupleurs hybrides de type branchline.

La même démarche est adoptée pour la conception du double réflectomètre six-port et des dispositifs à base de quatre-port.

**MODELISATION DU COEFFICIENT DE REFLEXION
POUR LA CARACTERISATION ELECTROMAGNETIQUE DE MATERIAUX
DANS UNE CONFIGURATION MONOSTATIQUE**

Sommaire

C.1 Introduction.....	309
C.2 Analyse de la structure chargée par le matériau.....	309
C.3 Formalisation du problème direct.....	313
C.4 Conclusion.....	316

C.1 Introduction

Cette annexe apporte les développements mathématiques nécessaires à la compréhension et la modélisation de la propagation de l'onde dans une configuration monostatique pour la caractérisation de matériaux en espace libre.

C.2 Analyse de la structure chargée par le matériau

Après avoir modélisé et étalonné (équation (4.9)) la structure à vide pour des distances variables, nous plaçons à présent le matériau à tester sur la plaque métallique située à une distance L_0 de l'antenne comme indiqué en figure C-1.

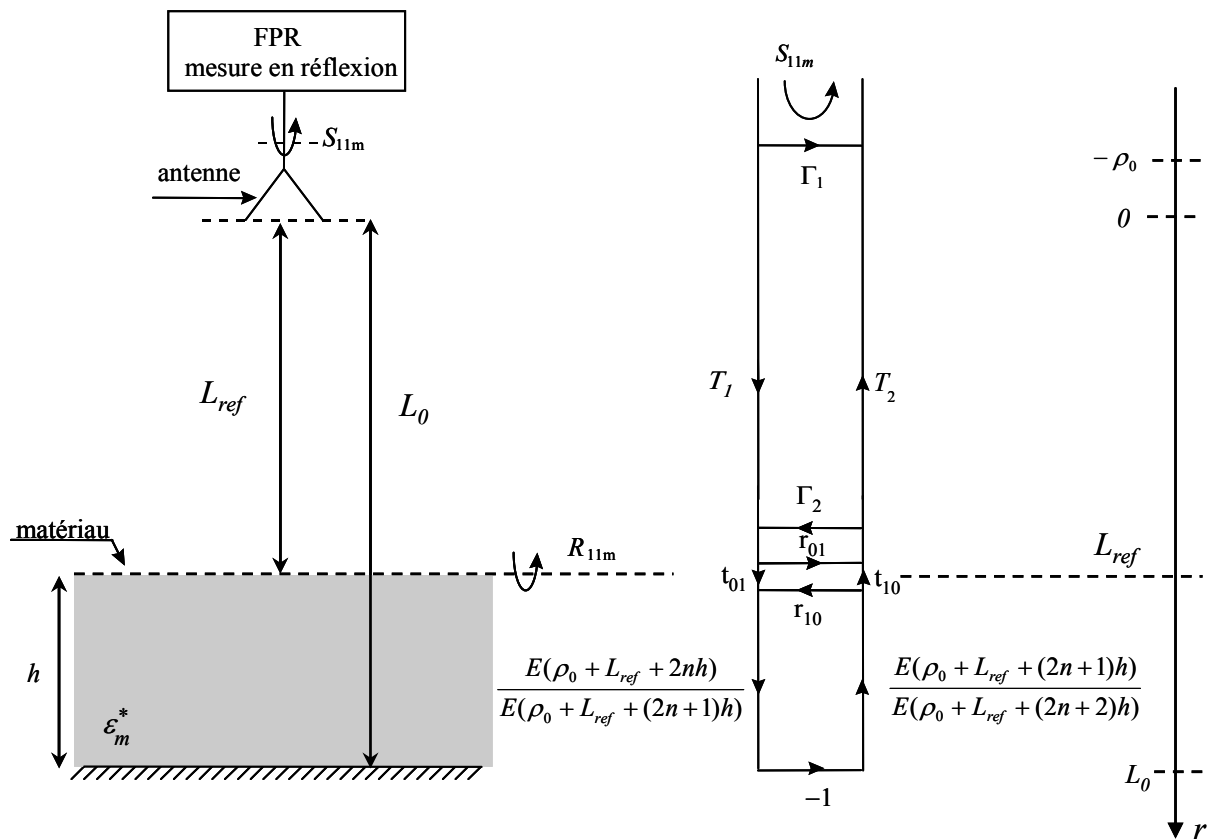


Figure C-1 : Synoptique de la structure de mesure et graphe de fluence associé.

La distance L_{ref} est fixée à L_0-h (plan de référence du matériau). Rappelons qu'en deçà de cette distance, nous modélisons celle-ci par un quadripôle $[\Gamma_1, T_1, \Gamma_2, T_2]$.

Le but de la modélisation est d'établir l'expression du coefficient de réflexion S_{11m} mesuré par le dispositif en fonction des caractéristiques physiques (permittivité complexe ε_m^*) et géométrique (épaisseur h) du matériau.

La spécificité du travail proposé est d'opérer à une distance entre l'antenne et le matériau suffisamment faible dans le but de minimiser les effets de diffraction. Dans une telle configuration, la modélisation du coefficient de réflexion S_{11m} s'avère moins aisée que dans le cas classique.

Nous redonnons l'expression décrivant la relation entre les champs électriques mesurés entre deux points d'observation P et Q, d'abscisses respectives r_1 et r_2 (avec $r_2 > r_1$), espacés d'une distance r :

$$\frac{E(P)}{E(Q)} = \frac{\rho_0 + r_1}{\rho_0 + r_2} e^{-\gamma r} \quad (\text{C.1})$$

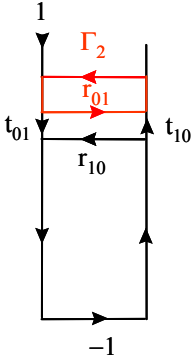
avec ρ_0 le rayon de courbure de la surface d'onde au point d'abscisse $r_0 = 0$ et γ la constante de propagation du milieu considéré.

L'analyse de cette équation montre que l'onde s'atténue au fur et à mesure qu'elle se propage. En ce sens, l'analyse de la structure chargée par le matériau en appliquant les règles de Mason, qui considère des trajets constants, est inadaptée. Aussi, nous montrons dans la suite qu'une analyse plus rigoureuse des différents trajets des ondes permet néanmoins de modéliser le coefficient de réflexion mesuré S_{11m} .

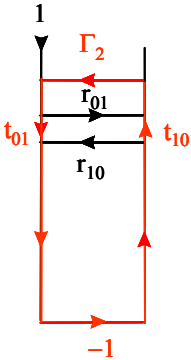
Nous analysons dans un premier temps le graphe de fluence donné en figure C-1. Dans cette configuration, les paramètres de réflexion r_{01} (r_{10}) et de transmission t_{01} (t_{10}) représentent les dioptries air-matériau (matériau-air). Les trajets multiples peuvent être formulés à l'aide de l'équation (C.1).

Nous identifions trois boucles qui décrivent respectivement des réflexions et des trajets multiples entre les différentes interfaces. Ces dernières sont matérialisées par leurs paramètres de réflexion :

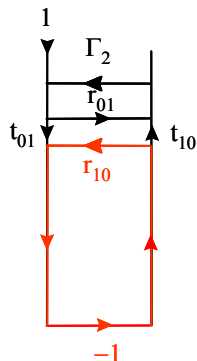
➤ 1^{ère} boucle (Γ_2 et r_{01})



➤ 2^{ème} boucle (Γ_2 et la plaque métallique (-1))



➤ 3^{ème} boucle (r_{10} et la plaque métallique (-1))



La première boucle décrit des réflexions multiples entre les interfaces de paramètres de réflexion Γ_2 et r_{0l} . La particularité de cette boucle réside dans le fait que les deux interfaces sont dans le même plan qui se situe à une abscisse $r = L_{ref}$. Par conséquent, une onde incidente et normalisée en $r = L_{ref}$ ne se propage pas mais subit des réflexions multiples entre les deux interfaces. Le coefficient de réflexion calculé dans le plan situé à $r = L_{ref}$ correspond donc à la contribution de toutes les ondes émergentes de ce plan. Ce cas très simple se traite généralement en utilisant les règles de Mason.

La deuxième boucle traduit quant à elle des réflexions et des trajets multiples entre le plan du matériau (Γ_2) et la plaque métallique (-1). L'équation (C.1) permet de formuler les expressions des différents trajets multiples. En appelant n le nombre de trajets (ou tours) parcouru par l'onde, nous modélisons respectivement les trajets aller et retour entre les deux interfaces par les expressions suivantes :

$$\frac{E(\rho_0 + L_{ref} + 2nh)}{E(\rho_0 + L_{ref} + (2n+1)h)} = \frac{\rho_0 + L_{ref} + 2nh}{\rho_0 + L_{ref} + (2n+1)h} e^{-\gamma h} \quad (C.2)$$

$$\frac{E(\rho_0 + L_{ref} + (2n+1)h)}{E(\rho_0 + L_{ref} + (2n+2)h)} = \frac{\rho_0 + L_{ref} + (2n+1)h}{\rho_0 + L_{ref} + (2n+2)h} e^{-\gamma h} \quad (C.3)$$

Bien évidemment, le coefficient de réflexion calculé dans le plan situé à $r = L_{ref}$ est obtenu en sommant également toutes les ondes émergentes de ce plan.

La formalisation de la troisième boucle, qui traduit des réflexions et des trajets multiples entre le plan du matériau (r_{10}) et la plaque métallique (-1), est équivalente au cas précédent en remplaçant Γ_2 par r_{10} .

Rappelons que nous cherchons à déterminer le coefficient de réflexion R_{llm} vu dans le plan du matériau. A cet effet, il faut également considérer les boucles 'croisées'. Autrement dit, une partie de l'onde issue d'une boucle i ($i = 1, 2$ et 3) émerge du plan L_{ref} et contribue en ce sens au coefficient de réflexion, mais une partie de l'onde subit de nouveau des réflexions et des trajets multiples dans les boucles i ($i = 1, 2$ et 3).

La complexité de ce formalisme nous incite donc à limiter le nombre des trajets à trois (un trajet direct plus deux boucles, soit un ordre $n = 2$).

Après avoir posé une analyse rigoureuse relative aux trajets des ondes, nous nous intéressons maintenant à la formalisation du problème direct, consistant à exprimer le coefficient de réflexion S_{11m} en fonction des paramètres du matériau.

C.3 Formalisation du problème direct

Afin de simplifier le problème, nous nous intéressons dans un premier temps à la détermination du coefficient de réflexion R_{11m} mesuré dans le plan du matériau (figure C-2).

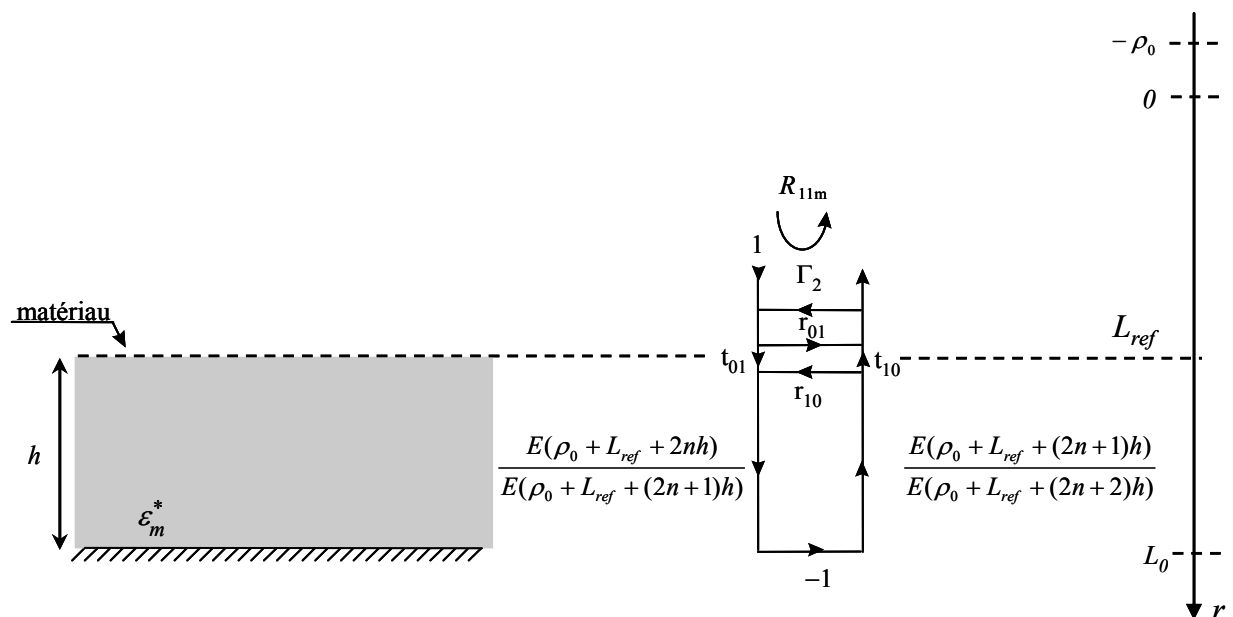


Figure C-2 : Graphe de fluence de la structure chargée par le matériau testé.

Nous considérons le graphe de fluence donné en figure C-2 et nous analysons plus particulièrement la propagation entre les points d'abscisses $r = L_{ref}$ et $r = L_0$ en considérant les différentes réflexions multiples. Cette figure montre effectivement qu'une onde de référence incidente '1' en $r = L_{ref}$ est sujette à de multiples réflexions entre la plaque métallique et l'antenne. Compte tenu de la nature transcendante du modèle, nous rappelons que nous limitons volontairement le développement de R_{11m} à un ordre $n = 2$. Ainsi, le coefficient de réflexion R_{11m} calculé dans le plan $r = L_{ref}$, correspondant à la contribution de toutes les ondes ayant parcouru au plus deux boucles et émergentes de ce plan.

Nous considérons d'abord l'ordre $n = 0$ qui nous permet d'obtenir les deux trajets 'directs' suivants :

$$A_1 = r_{01} \quad (C.4)$$

$$A_2 = -\frac{\rho_0 + L_{ref}}{\rho_0 + L_{ref} + 2h} t_{01} t_{10} e^{-2\gamma h} \quad (C.5)$$

La somme de ces deux ondes, générés à partir d'une onde de référence, équivaut donc au coefficient de réflexion calculé à l'ordre $n = 0$.

Comme nous l'avons déjà signalé, l'onde A_1 subit une réflexion à l'interface Γ_2 pour donner deux nouvelles ondes émergentes en $r = L_{ref}$. Nous dénommons ces ondes B_1 et B_2 :

$$B_1 = A_1 \Gamma_2 r_{01} \quad (C.6)$$

$$B_2 = -A_1 t_{01} t_{10} \Gamma_2 \frac{\rho_0 + L_{ref}}{\rho_0 + L_{ref} + 2h} e^{-2\gamma h} \quad (C.7)$$

De la même manière, l'onde A_2 est à l'origine de deux nouvelles ondes appelées B_3 et B_4 qui prennent les mêmes formes que B_1 et B_2 .

$$B_3 = A_2 \Gamma_2 r_{01} \quad (C.8)$$

$$B_4 = -A_2 t_{01} t_{10} \Gamma_2 \frac{\rho_0 + L_{ref} + 2h}{\rho_0 + L_{ref} + 4h} e^{-2\gamma h} \quad (C.9)$$

A ces deux ondes, vient s'ajouter une l'onde B_5 inhérente à la boucle entre les interfaces r_{10} et la plaque métallique (-1) :

$$B_5 = -A_2 r_{10} \frac{\rho_0 + L_{ref} + 2h}{\rho_0 + L_{ref} + 4h} e^{-2\gamma h} \quad (C.10)$$

La somme des ondes A_i et B_i représente le coefficient de réflexion calculé à l'ordre $n = 2$.

Nous réitérons ce processus pour les ondes B_i ($i = 1, \dots, 5$) qui vont donner naissance à 14 nouvelles ondes appelés C_i ($i = 1, \dots, 10$) :

$$C_1 = B_1 \Gamma_2 r_{01} \quad (\text{C.11})$$

$$C_2 = -B_1 t_{01} t_{10} \Gamma_2 \frac{\rho_0 + L_{ref}}{\rho_0 + L_{ref} + 2h} e^{-2\gamma h} \quad (\text{C.12})$$

$$C_3 = A_2 \Gamma_2 r_{01} \quad (\text{C.13})$$

$$C_4 = -B_2 t_{01} t_{10} \Gamma_2 \frac{\rho_0 + L_{ref} + 2h}{\rho_0 + L_{ref} + 4h} e^{-2\gamma h} \quad (\text{C.14})$$

$$C_5 = -B_2 r_{10} \frac{\rho_0 + L_{ref} + 2h}{\rho_0 + L_{ref} + 4h} e^{-2\gamma h} \quad (\text{C.15})$$

$$C_6 = B_3 \Gamma_2 r_{01} \quad (\text{C.16})$$

$$C_7 = -B_3 t_{01} t_{10} \Gamma_2 \frac{\rho_0 + L_{ref} + 2h}{\rho_0 + L_{ref} + 4h} e^{-2\gamma h} \quad (\text{C.17})$$

$$C_8 = -B_3 r_{10} \Gamma_2 \frac{\rho_0 + L_{ref} + 2h}{\rho_0 + L_{ref} + 4h} e^{-2\gamma h} \quad (\text{C.18})$$

$$C_9 = B_4 \Gamma_2 r_{01} \quad (\text{C.19})$$

$$C_{10} = -B_4 t_{01} t_{10} \Gamma_2 \frac{\rho_0 + L_{ref} + 4h}{\rho_0 + L_{ref} + 6h} e^{-2\gamma h} \quad (\text{C.20})$$

$$C_{11} = -B_4 r_{10} \Gamma_2 \frac{\rho_0 + L_{ref} + 4h}{\rho_0 + L_{ref} + 6h} e^{-2\gamma h} \quad (C.21)$$

$$C_{12} = B_5 \Gamma_2 r_{01} \quad (C.22)$$

$$C_{13} = -B_5 t_{01} t_{10} \Gamma_2 \frac{\rho_0 + L_{ref} + 4h}{\rho_0 + L_{ref} + 6h} e^{-2\gamma h} \quad (C.23)$$

$$C_{14} = -B_5 r_{10} \Gamma_2 \frac{\rho_0 + L_{ref} + 4h}{\rho_0 + L_{ref} + 6h} e^{-2\gamma h} \quad (C.24)$$

Le coefficient de réflexion vu dans le plan du matériau et calculé au deuxième ordre correspond naturellement à la sommation des ondes A_i , B_i et C_i .

Le coefficient de réflexion S_{11m} mesuré dans le plan de l'appareil de mesure est alors donné par la relation suivante :

$$S_{11m} = \Gamma_1 - T_1 T_2 R_{11m} \quad (C.25)$$

C.4 Conclusion

Cette annexe a pour vertu essentielle de donner les règles de modélisation nécessaires à l'établissement du coefficient de réflexion dans la configuration de mesure adoptée.

Le calcul considère un ordre $n = 2$ pour la construction du modèle mais il peut facilement se généraliser. L'implémentation sur machine (ordinateurs, microcontrôleurs, DSP, etc) est aisée.

**APPROCHE CLASSIQUE DE MODELISATION
DU COEFFICIENT DE REFLEXION
POUR LA CARACTERISATION ELECTROMAGNETIQUE DE MATERIAUX
DANS UNE CONFIGURATION MONOSTATIQUE**

Sommaire

D.1 Introduction.....	320
D.2 Etalonnage de la structure à vide.....	320
D.3 Analyse de la structure chargée par le matériau.....	321
D.4 Conclusion.....	323

D.1 Introduction

Cette annexe apporte les développements mathématiques nécessaires à la compréhension et la modélisation de la propagation de l'onde dans une configuration monostatique pour la caractérisation de matériaux en espace libre dans le cas où le facteur de divergence n'est pas pris en compte dans la modélisation.

Nous nous intéressons dans un premier temps à la structure à vide dans le but d'aboutir à un modèle de calibrage. Puis nous établissons une modélisation de la structure lorsque celle-ci est chargée par le matériau.

D.2 Etalonnage de la structure à vide

L'étalonnage de la structure est réalisé en retirant le matériau sous test comme indiqué en figure D-1.

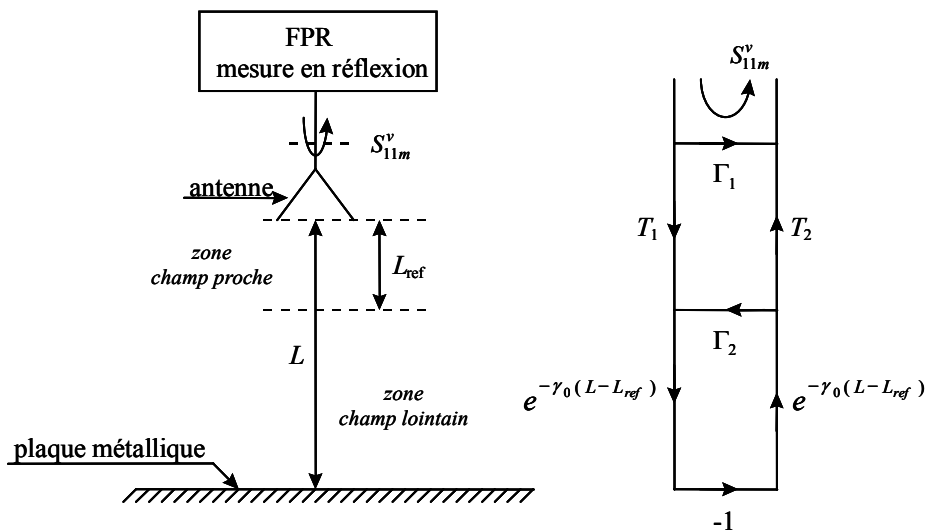


Figure D-1 : Synoptique et graphe de fluence associé de l'étalonnage du dispositif de mesure

L'équation du coefficient de réflexion, obtenu dans de telles conditions, est alors donnée selon le graphe de fluence associé à cette configuration par la relation suivante :

$$S_{11m}^v = \Gamma_1 - \frac{T_1 T_2}{e^{2\gamma_0(L-L_{ref})} + \Gamma_2} \quad (D.1)$$

où $\gamma_0 = j \frac{2\pi}{\lambda_0}$ représente la constante de propagation dans l'air. L'exposant "v" indique une mesure à vide.

L'étalonnage de la structure consiste en la mesure du coefficient de réflexion à vide pour trois positions distinctes de la plaque métallique à $L_0 - \Delta L$, L_0 et $L_0 + \Delta L$ (où $\Delta L \ll L_0$) de façon à procéder au calcul des trois inconnues Γ_1 , Γ_2 et $T_1 T_2$ (équation D-1). Ces trois mesures de S_{11m}^v sont respectivement notées A , B et C . Ainsi, en supposant que ce modèle reste valable pour des distances L variables, la résolution analytique du système d'équation obtenu pour les trois mesures notées A , B et C permet de déterminer les trois inconnues par les relations suivantes :

$$\Gamma_1 = \frac{A(C - B) + C(A - B)e^{2\gamma_0\Delta L}}{(C - B) + (A - B)e^{2\gamma_0\Delta L}} \quad (D.2)$$

$$\Gamma_2 = \frac{(B - A) + (B - C)e^{2\gamma_0\Delta L}}{(C - B) + (A - B)e^{2\gamma_0\Delta L}} e^{2\gamma_0(L_0 - L_{ref})} \quad (D.3)$$

$$T_1 T_2 = \frac{(C - B)(A - C)(B - A)(1 - e^{4\gamma_0\Delta L})}{[(C - B) + (A - B)e^{2\gamma_0\Delta L}]^2} e^{2\gamma_0(L_0 - L_{ref})} \quad (D.4)$$

D.3 Analyse de la structure chargée par le matériau

Après avoir modélisé et étalonné (équation D.1) la structure à vide pour des distances variant autour d'une référence choisie, nous plaçons à présent le matériau à tester sur la plaque métallique espacée d'une distance L_0 de l'antenne (figure D-2).

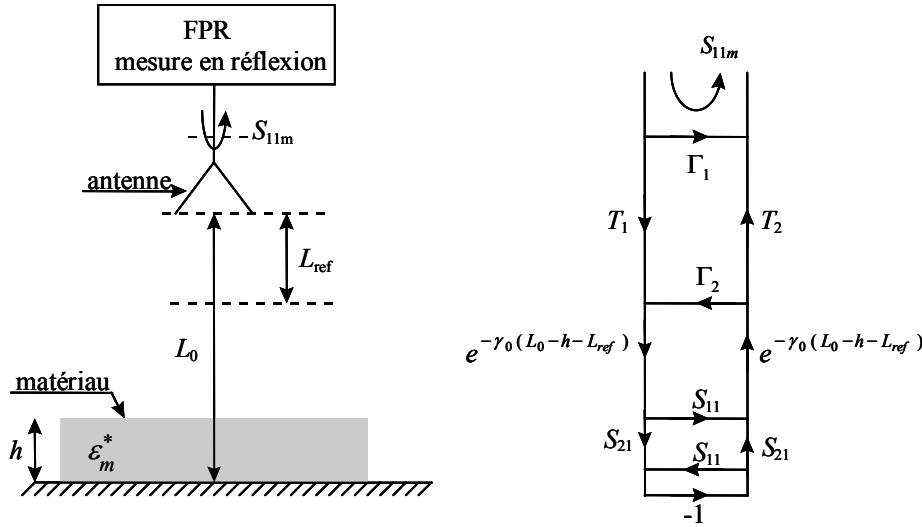


Figure D-2 : Synoptique de l'étalonnage de la structure chargée par le matériau testé

Ainsi, la mesure du coefficient de réflexion en charge S_{11m} permet par exemple de déterminer la permittivité relative ϵ_m^* de l'échantillon à condition d'en connaître son épaisseur h et inversement la connaissance de ϵ_m^* permet le calcul de h . La mise en équation du graphe de fluence de la structure chargée par le matériau, donné en figure D-2, permet d'écrire la relation suivante :

$$S_{11m} = \Gamma_1 + \frac{T_1 T_2 S'_{11}}{e^{2\gamma_0(L_0-h-L_{ref})} - \Gamma_2 S'_{11}} \quad (D.5)$$

avec $S'_{11} = S_{11} - \frac{S_{21}^2}{1 + S_{11}}$. Les termes S_{11} et S_{21} sont caractéristiques du matériau sous test

(permittivité et épaisseur) puisqu'ils représentent respectivement les coefficients de réflexion et de transmission dans les plans de référence du matériau. Rappelons que la propagation d'une onde plane en incidence normale au travers d'une tranche de matériau (plan, homogène et isotrope) dans l'air peut être représentée par le graphe de fluence de la figure D-2. Dans cette configuration, les paramètres de réflexion r_{01} (r_{01}) et de transmission t_{01} (t_{10}) des dioptries air-matériau (matériau-air) sont pris en compte. La mise en équation de ce graphe permet d'écrire les relations suivantes :

$$S_{11} = r_{01} \left(\frac{1 - e^{-2\gamma h}}{1 - r_{12}^2 e^{-2\gamma h}} \right) \quad (D.6)$$

$$S_{21} = \frac{(1 - r_{12}^2) e^{-\gamma h}}{1 - r_{12}^2 e^{-2\gamma h}} \quad (D.7)$$

avec $r_{01} = \frac{1 - \sqrt{\varepsilon_m^*}}{1 + \sqrt{\varepsilon_m^*}}$ le coefficient de réflexion du dioptré air-matériau et $\gamma = \alpha + j\beta$ la constante de propagation dans le matériau ($\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\frac{1}{2}(|\varepsilon_m^*| - \varepsilon_m')}$ et $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\frac{1}{2}(|\varepsilon_m^*| + \varepsilon_m')}$).

D.4 Conclusion

Cette annexe a pour but de donner les techniques de calibrage et de modélisation nécessaires à l'établissement du coefficient de réflexion dans une configuration de mesure monostatique.

Les modèles établis dans cette annexe fonctionnent relativement bien pour des matériaux de faible épaisseur devant la longueur d'onde.

RESUME en français :

La technique six-port, procédé permettant la mesure hyperfréquence d'impédances complexes, s'avère être une alternative, très prometteuse, aux principes homodynes et hétérodynes dans beaucoup de domaines d'applications.

Les travaux menés s'inscrivent dans la volonté de proposer des instruments intégrant les ressources matérielles et logicielles, qui permettent d'entrevoir des développements dans les domaines de la caractérisation hyperfréquence et des télécommunications.

La brique de base de ces dispositifs est le corrélateur six-port. Une modélisation du corrélateur associée à une procédure de calibrage basée sur un formalisme matriciel sont définies pour prendre en compte les erreurs systématiques apportées par la technologie et ainsi étendre sensiblement, de manière logicielle, les limites fréquentielles de fonctionnement.

Une nouvelle architecture, destinée à la mesure de charges passives, dénommée corrélateur quatre-port permet d'améliorer encore les performances fréquentielles tout en diminuant la taille des circuits. Pour chacune des architectures, deux dispositifs dédiés à l'analyse de réseaux sont conçus, réalisés et validés.

Les potentialités des systèmes proposés sont illustrées au travers de deux applications. La première concerne le domaine du Contrôle Non Destructif (CND) où nous montrons que les systèmes s'avèrent particulièrement bien adaptés à la caractérisation de matériaux. La deuxième concerne le domaine des télécommunications et en particulier celui de la radio logicielle où le corrélateur quatre-port permettrait de répondre avantageusement à la demande de systèmes de communications flexibles (standards, débits, modulations).

MOTS-CLES :

Six-port, quatre-port, réflectomètre, systèmes micro-ondes, systèmes millimétriques, Contrôle Non Destructif (CND), calibrage, démodulation, radio logicielle.

TITRE en anglais :

Microwave and mm-wave six-port based systems and associated calibration technique : Application to network analysis, telecommunications and non-destructive testing

RESUME en anglais :

The six-port technique, measurement method of complex impedances in microwaves, is proved to be a promising alternative to homodyne and heterodyne principles in many applications fields.

In this work, the investigations are driven by the will to propose instruments integrating the hardware and software resources for new developments in the fields of microwave characterization and telecommunications.

The key unit of these systems is the six-port correlator. A modelling of the correlator associated to a calibration procedure based on a matrix formulation are defined to take into account the systematic errors brought by the technology and to extend significantly, by software treatment, the frequency limitations of use.

A new architecture, dedicated to the measurement of passive devices, named four-port correlator, allows to further improve the frequency performances and to reduce the size of the circuits. For each architecture, two systems dedicated to network analysis are conceived, realized and validated.

The potentialities of the systems proposed are illustrated through two applications. The first one concerns the field of Non Destructive Testing (NDT) where we demonstrate that the systems are proved to be well suited for the characterization of materials. The second one concerns the field of telecommunications and in particular Software Define Radio (SDR) where the four-port correlator should respond advantageously to the demand of flexible systems (standard, data rate, modulations).

KEYWORDS :

Six-port, four-port, reflectometer, microwave systems, millimetre systems, Non Destructive Testing (NDT), Calibration, demodulation, Software Define Radio (SDR)

DISCIPLINE : Microondes et Microtechnologies

ADRESSE : Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie, Avenue Poincaré, BP 60069, Cité Scientifique, 59652 Villeneuve d'Ascq.