

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

**ANALYSEUR DE RÉSEAUX SIX-PORTES POUR LA
CARACTÉRISATION DES CIRCUITS MICRO-ONDES
LINÉAIRES ET NON LINÉAIRES**

**SOUHAIL KHOUAJA
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GÉNIE
INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL**

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
JUILLET 1998**

©Khouaja Souhail , 1998.



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions et
services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file *Votre référence*

Our file *Notre référence*

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-39128-0

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

**ANALYSEUR DE RÉSEAUX SIX-PORTES POUR LA CARACTÉRISATION
DES CIRCUITS MICRO-ONDES LINÉAIRES ET NON LINÉAIRES**

présenté par : KHOUAJA Souhail

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. AKYEL Cevdet, D.Sc.A., président

M. GHANNOUCHI, Fadhel. M., Ph.D., membre et directeur de recherche

M. KOUKI Ammar, Ph.D., membre

DÉDICACE

À mes parents.

REMERCIEMENTS

Je voudrais remercier Monsieur le professeur Fadhel M. Ghannouchi, mon directeur de recherche, de m'avoir accueilli dans son groupe de recherche et dont les conseils avisés et les encouragements bienveillants m'ont permis de progresser tout au long de ces travaux.

Je désire remercier Monsieur François Beauregard pour ces suggestions constructives.

Je voudrais également adresser mes remerciements à Messieurs Jules Gauthier et René Archambeault pour leurs supports techniques.

Je remercie Monsieur le professeur Cevdet Akyel pour avoir accepté la présidence du jury, Monsieur le professeur Ammar Kouki qui a accepté d'en être membre.

Finalement, je tiens à remercier Monsieur Noureddine Boulejfen et Monsieur Philippe Poiré, avec qui j'ai eu beaucoup d'échanges constructifs sur le plan théorique et pratique.

RÉSUMÉ

Les circuits micro-ondes sont de plus en plus convoités. En effet, ils accèdent à un vaste champ d'applications telles que les radiocommunications mobiles, les télécommunications par satellites, les domaines militaires et spatiaux, etc. Afin de répondre aux exigences accrues de la technologie, les circuits micro-ondes doivent être de plus en plus performants. Qu'ils soient passifs ou actifs, ces circuits sont caractérisés par les paramètres S qui permettent d'évaluer leurs performances. Les paramètres S sont mesurés à l'aide d'analyseurs de réseaux vectoriels (VANA). Ces systèmes de mesure présentent des inconvénients non les moindres au niveau de leurs complexités, leurs coûts et leurs manques de flexibilité pour certaines applications.

Dans ce mémoire, nous présentons un nouveau système de mesure automatique, des circuits micro-ondes à deux ports, développé et conçu dans les bandes de fréquences UHF, S et L. Il permet de mesurer les paramètres S, le flux de puissance et les coefficients de réflexions de la source et de la charge vus par le dispositif sous test. Ce système est basé sur la technique des six-ports; son originalité est qu'il ne comprend qu'une seule jonction six-porte. Le système est piloté par un logiciel de contrôle et d'acquisition de données à travers les interfaces de communication d'un micro-ordinateur. Ceux-ci nous ont permis de réduire le coût et la complexité en terme de circuits micro-ondes.

La précision des mesures obtenues avec ce système a été évaluée comparativement à la théorie et à des mesures effectuées par l'analyseur de réseaux vectoriel "HP 8510C".

Une fois les mesures validées, une application de la recherche de la charge optimale d'un transistor à effet de champs a été effectuée via l'utilisation de la technique Load-pull active à rétroaction. Cette application a permis de valoir les performances de ce nouveau système.

ABSTRACT

In the recent years, microwave circuits and subsystems have been gaining more and more interest in several engineering communities such as wireless and satellite communications, medical instrumentation, military, etc. To meet the stringent requirement of today's technological trends, microwave circuits have to be higher performing than ever. A key to the development of such circuits is the ability to accurately measure and characterize them. Active and passive microwave circuits are usually characterized by the measurement of their scattering parameters, which is generally done using vector network analyzers (VNA). However, today's network analyzers are very expensive, highly expensive and lack flexibility for certain applications.

To overcome some of these problems, a six-port based measurement technique is investigated. The main goal of this work is to develop, build, and test a single six-port automated network analyzer covering the UHF, L and S bands. This system includes a six-port junction, operated as a differential two-channel receiver, and a test set comprising a network of switches and directional couplers. By comparison to previous six-port based network analyzers, the new developed system uses only one six-port junction and can perform simultaneous power and S parameter measurements with possibility to adjust the test-port impedances.

The precision of the built measurement system was demonstrated by measuring several active and passive microwave components. Compared to numerical data and those obtained using a commercial network analyzer, "HP 8510C", our measurement results present a good agreement. To further demonstrate the flexibility of the purpose measurement system, a feedback active load pull was performed on a MESFET transistor to find its optimal load. This application allowed us to highlight the performance of our system and the good trade off between its cost and its efficiency.

Table des Matières

DÉDICACE	<i>iv</i>
REMERCIEMENTS	<i>v</i>
RÉSUMÉ	<i>vi</i>
ABSTRACT	<i>viii</i>
TABLE DES MATIÈRES	<i>x</i>
LISTE DES FIGURES	<i>xiv</i>
LISTE DES TABLEAUX	<i>xvi</i>
LISTE DES ANNEXES	<i>xvii</i>
Introduction	<i>1</i>
Chapitre I: Les Systèmes pour la caractérisation des circuits micro-ondes	<i>3</i>
I Introduction	<i>3</i>
II. Les Analyseurs de réseaux hétérodynes	<i>3</i>
III Système de mesure homodyne: Le six-portes	<i>4</i>
III-1 Analyseur de réseaux à six-portes	<i>6</i>
IV Techniques d'étalonnage de la jonction six-portes	<i>7</i>
IV-1 Etalonnage treize standards	<i>8</i>
VI-2 Etalonnage trois standards et demie	<i>9</i>
VI-3 Etalonnage en puissance.....	<i>10</i>
VI-4 Les point q_i du six-portes.....	<i>10</i>

V Conclusion	11
<i>Chapitre II : Analyseur de Réseaux Automatique à un Seul Six-portes.....</i>	13
I Introduction.....	13
II Six-portes comparateur d'ondes	13
III Système comparateur d'ondes	15
IV Réfléctomètre à base de six-portes récepteur	17
IV-1 Description du système :	18
V Analyseur de réseaux à six-portes récepteur	19
V-1 Technique de mesure des paramètres S	19
V-2 Description du banc de mesure	20
V-3 Analyse du système	21
V-4 Variation de l'adaptation des ports de mesure	21
VI Analyseur de réseaux à base de six-portes comparateur.....	21
VI-1 Mesure des impédances à la source et à la charge.....	23
VII Conclusion:	24
<i>Chapitre III : Etalonnage de l'analyseur réseaux à un seul six-portes</i>	26
I Introduction.....	26
III Etalonnage treize standards.....	26
IV Définition des boîtes d'erreurs du système	28
IV-1 Détermination des boîtes d'erreurs.....	30
VI Etalonnage deux ports	31
VI-1 Etalonnage sept paramètres	32
VI-2 Etalonnage douze paramètres	33
VII Conclusion.....	37

Chapitre IV : Système de contrôle d'acquisition et de traitement des données	38
I Introduction.....	38
II Architecture globale du système	39
II-1 Description du Bloc Diagramme.....	39
II-2 Bloc d'alimentation.....	40
II-3 Bloc d'échantillonnage	40
II-4 Bloc de mesure.....	41
II-5 Bloc CAT	42
III Implantation logicielle	43
V Conclusion.....	44
Chapitre V : Test et mesure de validation.....	45
I Introduction.....	45
II Vérification de la conception du six-ports	45
III Validation des mesures des coefficients de réflexions.....	47
IV Validation des mesures des paramètres S.....	50
V-1 Validation des mesures par l'intermédiaire de circuits passifs	50
V-2 Validation des mesures par l'intermédiaire de circuit actif.....	53
V Validation des mesures du flux de puissances.....	55
V-1 Validation des mesures de puissance au port d'entrée.....	55
V-2 Validation des mesures de puissance au port de sortie	57
VI Conclusion	59
Chapitre VI : Recherche de charge optimale par mesure Load-pull	60
I Introduction :	60
II Les concepts de charge active et de Load-pull actif	60
II Système Load-pull actif à rétroaction	62

IV Recherche du gain de puissance maximum	64
V Conclusion	67
<i>Conclusion et Recommandations.....</i>	68
<i>RÉFÉRENCES.....</i>	71

Liste des Figures

<i>Figure 1.1 : Schéma fonctionnelle du six-portes</i>	5
<i>Figure 1.2 : Réfléctomètre six-portes</i>	6
<i>Figure 1.3 : Analyseur de réseaux à deux six-portes</i>	7
<i>Figure 1.5 : Les charges d'étalonnage</i>	8
<i>Figure 1.6 : Boîte d'erreurs</i>	9
<i>Figure 1.7 : Détermination du coefficient de réflexion à partir de l'intersection de trois cercles</i>	11
<i>Figure 2.1 : Six-portes réfléctometre</i>	14
<i>Figure 2.2 : Six-portes Comparateur</i>	15
<i>Figure 2.3 : Système comparateur d'ondes</i>	17
<i>Figure 2.4 : Réfléctometre à base de six-portes récepteur</i>	18
<i>Figure 2.5 : Analyseur de réseaux à base de six-portes récepteur</i>	19
<i>Figure 2.6: Analyseur de réseaux à base de six-portes comparateur et charges variables</i>	22
<i>Figure 2.7 :Mesure des coefficients de réflexions Γ_r et Γ_l</i>	23
<i>Figure 2.8 :Réseau de commutateurs pour mesurer les coefficients de réflexions Γ_S et Γ_L</i>	24
<i>Figure 3.1 : Les plans de mesures du système</i>	29
<i>Figure 3.2 : Changement du plan de mesure aux ports du CST</i>	30
<i>Figure 3.3 : Boîtes d'erreurs et graphe de flux respectif</i>	31
<i>Figure 3.4 : Système de mesure à deux ports</i>	34
<i>Figure 3.5a : Graphe de flux relatif à l'excitation au port 1</i>	35
<i>Figure 3.5b : Graphe de flux relatif à l'excitation au port 2</i>	35
<i>Figure 4.1 : Bloc diagramme du système ARASS</i>	39
<i>Figure 4.2 : Bloc d'échantillonnage</i>	41
<i>Figure 4.3 : Bloc de mesure</i>	42
<i>Figure 4.4 : Bloc de contrôle, d'acquisition et de traitement (CAT)</i>	43
<i>Figure 4.5 : Analyseur de Réseaux Automatique à un Seul Six-portes (ARASS)</i>	44

<i>Figure 5.1 : Les points q_i de la jonction six-portes</i>	46
<i>Figure 5.2 : Standard 3dB ARASS vs HP 8510C (Γ)</i>	48
<i>Figure 5.3 : Standard 6 dB ARASS vs HP 8510C (Γ)</i>	48
<i>Figure 5.4 : Standard 10 dB ARASS vs HP 8510C (Γ)</i>	49
<i>Figure 5.5 : Standard 20 dB ARASS vs HP 8510C (Γ)</i>	49
<i>Figure 5.6 : Standard 3dB ARASS vs HP 8510C (S_{21})</i>	51
<i>Figure 5.7 : Standard 6dB ARASS vs HP 8510C (S_{21})</i>	51
<i>Figure 5.8 : Standard 10dB ARASS vs HP 8510C (S_{21})</i>	52
<i>Figure 5.9 : Standard 20dB ARASS vs HP 8510C (S_{21})</i>	52
<i>Figure 5.10 : S_{11} Nec76084 : ARASS vs HP 8510C.</i>	53
<i>Figure 5.11 : S_{12} Nec76084: ARASS vs HP 8510C</i>	54
<i>Figure 5.12 : S_{21} Nec76084 : ARASS vs HP 8510C</i>	54
<i>Figure 5.13 : S_{22} Nec76084 ARASS vs HP 8510C</i>	55
<i>Figure 5.14 : Mesure de la puissance d'entrée :ARASS vs Boonton</i>	56
<i>Figure 5.15 : Erreur de mesure en puissance</i>	57
<i>Figure 5.16 : Validation de la mesure de puissance au port de sortie</i>	57
<i>Figure 5.17 : Variation de la puissance de sortie relativement à la puissance d'entrée</i>	58
<i>Figure 5.18 : Mesure de l'atténuation par le système ARASS</i>	59
<i>Figure 6.1 : La charge passive</i>	61
<i>Figure 6.2 : La charge active</i>	62
<i>Figure 6.3 : Système de Load-pull actif à rétroaction</i>	63
<i>Figure 6.4 : Architecture du système ARASS utilisant la technique Load-pull</i>	65
<i>Figure 6.5 : Charges obtenues par des mesures Load-pull</i>	66
<i>Figure 6.6 : Cercles de gain de puissance</i>	66
<i>Figure 7.1 : Le système ARASS pour une caractérisation multi-harmonique</i>	70
<i>Figure A.1 : Procédure d'étalonnage TRL</i>	74
<i>Figure A.2 : graphe de flux du système lorsqu'il est excité par le port 1.</i>	75
<i>Figure B.1: Paramètres S du Nec76084 à $v_{ds}=3$ v et $i_{ds}=15$ mA</i>	81
<i>Figure C.1: Paramètres S du Nec76084 à $v_{ds}=3$ v et $i_{ds}=15$ mA (après stabilisation)</i>	83

Liste des Tableaux

<i>Tableau 2.1 : Mesure du rapport d'ondes a_2/a_1.....</i>	<i>16</i>
<i>Tableau 3.1 : Mesure des paramètres S suivant la commutation.....</i>	<i>34</i>
<i>Tableau 3.2 : les coefficients d'erreurs.....</i>	<i>36</i>
<i>Tableau A.1 : Les coefficients d'erreurs (port I excité).....</i>	<i>75</i>
<i>Tableau B.1 : Caractéristique du transistor Nec76084.....</i>	<i>82</i>
<i>Tableau C.1 : Caractéristique du transistor Nec76084(après stabilisation).....</i>	<i>84</i>

LISTE DES ANNEXES

<i>Annexes A : Détermination des douze coefficients d'erreurs à partir de l'étalonnage TRL.....</i>	<i>74</i>
<i>Annexes B : Paramètres S du transistor Nec76084</i>	<i>81</i>
<i>Annexes C : Paramètres S du transistor Nec76084 après stabilisation</i>	<i>83</i>

Introduction

De nos jours, les équipements micro-ondes font de plus en plus partie de notre vie quotidienne à travers les communications par satellites, les cellulaires, les applications médicales, les fours micro-ondes, etc. Afin de répondre à l'évolution croissante de ces applications de plus en plus complexes, plusieurs critères doivent être pris en considération à savoir la puissance, l'efficacité énergétique, la largeur de bande de fréquences, etc. L'évaluation de ces critères n'est possible que par l'intermédiaire d'instruments de mesures spécifiques et précis. Ceci veut dire que l'essor de la technologie micro-onde est fortement lié à l'évolution dans le domaine de l'instrumentation et de mesure.

L'instrument de mesure le plus utilisé dans le domaine des micro-ondes est sûrement l'analyseur de réseaux. Cet instrument permet de nous informer sur le comportement des circuits micro-ondes en fonction des fréquences d'excitation. Les analyseurs de réseaux les plus répandus souffrent de deux problèmes majeurs, à savoir la complexité et le coût.

L'objet de ce projet traite le développement d'un système de mesure des circuits à deux ports. Il est basé sur une nouvelle technique qui, comparée à celle utilisée dans les analyseurs de réseaux conventionnels, présente un meilleur compromis entre coûts et performances. L'originalité de ce système désigné par ARASS (Analyseur de Réseaux Automatisé à un Seul Six-ports) est l'utilisation d'une seule jonction six-ports pour effectuer les mesures appropriées.

Le présent rapport est composé de six chapitres:

Le premier chapitre sera consacré à la description des techniques de mesures hétérodynes et homodynes afin de faire valoir leurs avantages et leurs inconvénients

Le second chapitre aura pour but de présenter le système de mesure développé ainsi que les phases de sa conception. Essentiellement, nous décrirons la partie théorique ainsi que l'implémentation matérielle.

Dans le troisième chapitre nous décrirons brièvement les techniques d'étalonnages des systèmes de mesure. Par suite nous détaillerons l'application de ces techniques au système ARASS.

Au quatrième chapitre nous présenterons le système de contrôle et d'acquisition de données, permettant de piloter le processus de mesure.

Nous aborderons au cinquième chapitre l'étape de test et de mesure afin d'évaluer les performances du système ARASS.

Nous proposerons au sixième chapitre une application qui consistera à rechercher la charge optimale d'un transistor à effet de champ pour un gain de puissance maximale. Pour ceci nous utiliserons la technique load-pull actif à rétroaction.

Chapitre I:

Les Systèmes pour la caractérisation des circuits micro-ondes

I Introduction

Tout circuit micro-onde linéaire, qu'il soit passif ou actif, est caractérisé par ses paramètres S [9]. Ces derniers dépendent des conditions particulières telles que la fréquence du signal, la polarisation, la température, etc.

Les paramètres S sont obtenus par des mesures brutes prélevées du circuit sous test (CST) à l'aide d'analyseurs de réseaux vectoriels (VNA), hétérodynes ou homodynes.

Les systèmes hétérodynes [17,18,19,20] se basent sur la technique de transposition de fréquences par contre les systèmes homodynes [2,3,13] effectuent des mesures directes à la même fréquence d'excitation. Nous étudions dans ce qui suit ces deux techniques en évoquant leurs avantages et inconvénients.

II. Les Analyseurs de réseaux hétérodynes

Les analyseurs de réseaux vectoriels hétérodynes [17,18,19] sont apparus à partir de la fin des années soixante. Ils utilisent la technique de transposition des fréquences très élevées de l'ordre de GHz à des fréquences plus basses de l'ordre de MHz. Ceci permet de simplifier les mesures de phase du signal puisque la période devient plus grande, ainsi on peut utiliser des techniques plus simples comme celle de l'échantillonnage.

L'étalonnage de l'analyseur de réseaux est simple à réaliser car il est basé sur la mesure d'une série de standards connus (un circuit ouvert, un court-circuit, et une charge

adaptée) et précis à chacun de ses ports. On effectue aussi l'étalonnage *deux ports* permettant la correction des coefficients de transmission.

Ce genre de système présente quelques inconvénients. Tout d'abord, c'est un système assez complexe par les équipements micro-ondes qui le constituent (multiplicateurs de fréquences, des oscillateurs locaux, détecteurs de phases, etc.). Ceci affecte considérablement son coût. De plus, sa conception devient difficilement réalisable quand on s'approche de plus en plus aux ondes millimétriques. Généralement, ces analyseurs présentent des ports de mesure adaptés à 50 Ohms, or ceci pose des problèmes de mesure lorsqu'il est confronté à des circuits oscillants. Entre autre, il n'offre pas la possibilité de mesurer le flux de puissance entrant et sortant du circuit sous test.

Actuellement, les systèmes commercialisés permettent des mesures très précises couvrant des bandes de fréquences assez importantes grâce à l'utilisation de mélangeurs à harmoniques. Nous pouvons citer comme exemple le système développé par la compagnie Hewlett Packard le HP 8510C qui couvre la bande de fréquences de 45 MHz à 50 GHz. Il en existe d'autres qui peuvent atteindre la fréquence de 100 GHz.

III Système de mesure homodyne: Le six-ports

Contrairement aux analyseurs cités précédemment, les systèmes homodynes effectuent des mesures directes des paramètres S sans transposition de fréquences. Le réflectomètre six-ports est parmi les systèmes homodynes les plus populaires.

La jonction six-ports [2, 3, 11, 12, 13] doit son nom à ses six ports d'accès. C'est un outil de mesure assez récent lorsqu'on le compare aux systèmes précédents. Il est conçu à partir d'éléments passifs (voir figure 1.1).

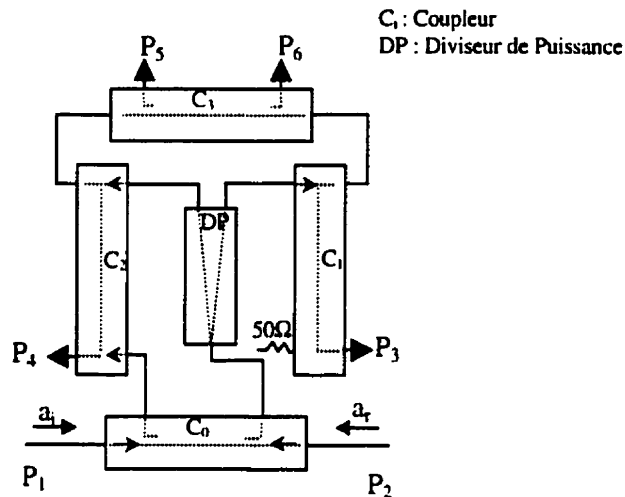


Figure 1.1 : Schéma fonctionnelle du six-ports

Le six-ports possède un accès d'entrée P1, un accès de sortie P2 ainsi que quatre accès de mesure P3, P4, P5 et P6. L'accès P3 représente un accès de référence pour les mesures et fournit un signal proportionnel à celui incident (a_1). Des détecteurs de puissance/détecteurs à diodes sont connectés aux accès P3, P4, P5, P6 permettent de mesurer les valeurs de puissances présentes. La figure 1.2 montre le signal b_2 qui sera réfléchi par la charge après avoir traversé le six-ports. Ce dernier permet de mesurer le coefficient de réflexion Γ ainsi que la puissance absorbée par la charge P_l .

$$\Gamma = \frac{a_2}{b_2} \quad (1.1)$$

$$P_l = |b_2|^2 (1 - |\Gamma|^2) \quad (1.2)$$

Les deux signaux a_1 et a_2 seront combinés linéairement et présenteront quatre signaux de puissances P_3 , P_4 , P_5 et P_6 respectivement aux accès P3, P4, P5 et P6. En se basant sur les rapports de puissances P_4/P_3 , P_5/P_3 , P_6/P_3 et en utilisant les paramètres d'étalonnage du six-ports [6] on détermine le vecteur complexe du coefficient de réflexion Γ . La puissance absorbée par la charge P_l , est obtenue par la mesure de la puissance au niveau de l'accès P3, par le paramètre d'étalonnage K_c [8] et par la mesure du coefficient de réflexion Γ .

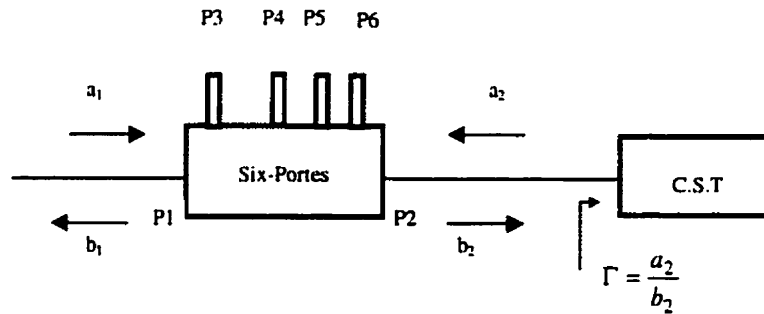


Figure 1.2 : Réfléctomètre six-portes

Les inconvénients majeurs de la jonction six-portes résident dans la lenteur des mesures, la sensibilité de ces derniers à la variation de fréquences et dans la complication de l'étalonnage.

III-1 Analyseur de réseaux à six-portes

A partir des potentialités de mesures qu'offre la jonction six-portes, il a été possible de développer un système de mesure pour les circuits micro-ondes à deux ports [1, 2, 16]. En effet, l'analyseur de réseaux homodyne comporte deux six-portes comme la montre l'architecture présentée à la figure 1.3. Le générateur RF alimente le système via un diviseur de puissance DP. Chacune des sorties du D.P est connectée aux entrées des six-portes. Le circuit sous test à mesurer est inséré entre les deux six-portes. Les phases et les amplitudes des signaux incidents aux entrées des six-portes sont ajustées par des déphaseurs φ_1 et φ_2 et un atténuateur. Γ_1 et Γ_2 représentent les coefficients de réflexion observés aux ports de mesure du CST par les six-portes A et B. En faisant varier le déphasage et l'atténuation à l'entrée des six-portes, on mesure à chaque fois l'ensemble des coefficients de réflexion. A l'aide de ces mesures nous pourrions extraire les Paramètres S du CST.

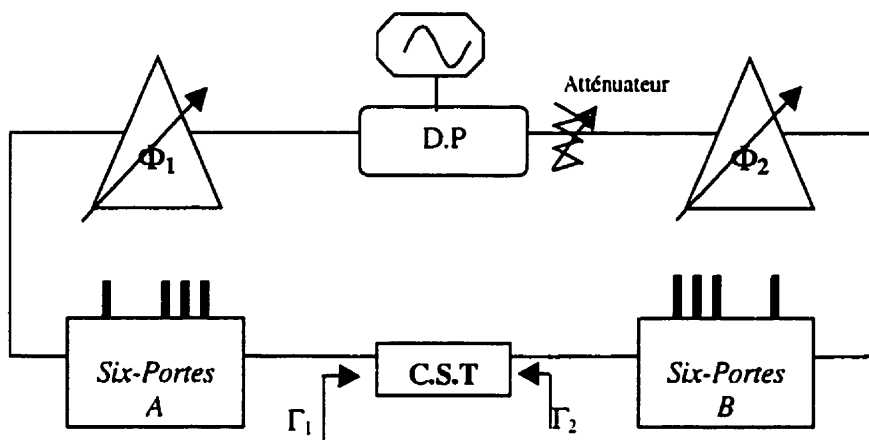


Figure 1.3 : Analyser de réseaux à deux six-ports

IV Techniques d'étalonnage de la jonction six-ports

Pour obtenir des mesures de coefficient de réflexion et de flux de puissance précis, une procédure d'étalonnage (voir figure 1.4) de la jonction six-ports est indispensable [8, 10, 15]. En premier lieu, un étalonnage *un port* permet d'identifier les paramètres A^2 , B^2 , p , q et r . En second lieu, on détermine les paramètres c , d et e de la boîte d'erreur à l'aide des résultats fournis par l'étalonnage précédent. Finalement, on déduit le paramètre K_c à partir de l'étalonnage en puissance.

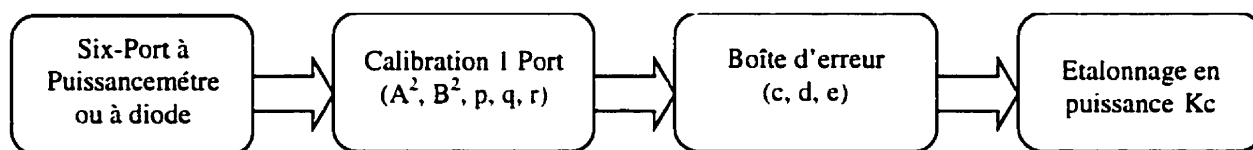


Figure 1.4 : Procédure d'étalonnage de la jonction six-ports

IV-1 Etalonnage treize standards

L'extraction des paramètres d'étalonnage nécessite l'utilisation de treize charges bien réparties sur l'abaque de *Smith* (voir figure 1.5) ceci permet de définir les différentes zones de l'abaque.

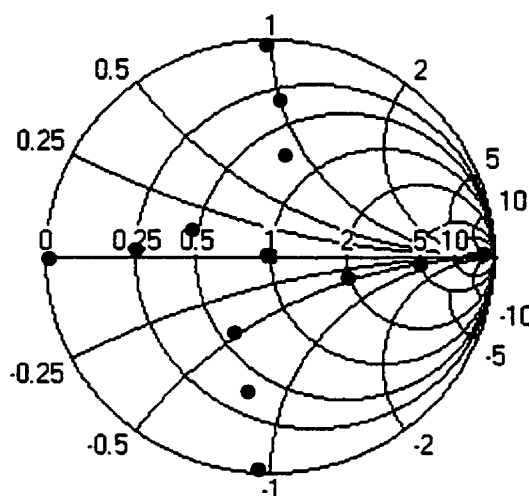


Figure 1.5 : Les charges d'étalonnage

L'étalonnage consiste à présenter au port P2 du six-ports, un certain nombre de charges, mais pas nécessairement connues. Généralement, on utilise un circuit mobile et des atténuateurs pour obtenir treize charges bien réparties sur l'abaque de *Smith*. Pour chacune des charges, on lie les puissances aux ports de mesure du six-ports (P3 à P6). Les puissances mesurées permettent de déterminer cinq constantes d'étalonnage A^2 , B^2 , p , q , r .

On définit par la suite une fonction W qui représente le coefficient de réflexion au niveau du port P2 de la jonction. Cette fonction (1.3) dépend des constantes d'étalonnage ainsi que des puissances mesurées aux quatre ports de mesure P3 à P6 :

$$W = f(P_3, P_4, P_5, P_6, A^2, B^2, p, q, r) \quad (1.3)$$

VI-2 Etalonnage trois standards et demie

Généralement, on a besoin de déterminer le coefficient de réflexion au niveau du circuit sous test (CST). Le déplacement du plan de mesure se fait par l'intermédiaire de la boîte d'erreurs (voir figure 1.6). Celle-ci représente les pertes et les déphasages entre le plan P2 et le plan du CST. La boîte d'erreurs peut être représentée par un circuit à deux ports et elle est caractérisée par une matrice de paramètres S.

$$S = \begin{bmatrix} e_{00} & e_{01} \\ e_{10} & e_{11} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Soit Γ le coefficient de réflexion de la charge.

La transformation de W à Γ se déduit à partir de l'équation

$$W = e_{00} + \frac{e_{10}e_{01}\Gamma}{1 - e_{11}\Gamma} \quad (1.5)$$

Il suffit alors de déterminer les paramètres e_{00} , e_{11} et $e_{10}e_{01}$ qu'on note aussi c , d et e . Cette étape de calibration nécessite l'utilisation de trois charges précises et connues, ainsi qu'une quatrième charge afin de supprimer l'ambiguïté de signe [22]. Cette technique est connue sous le nom de trois standards et demi.

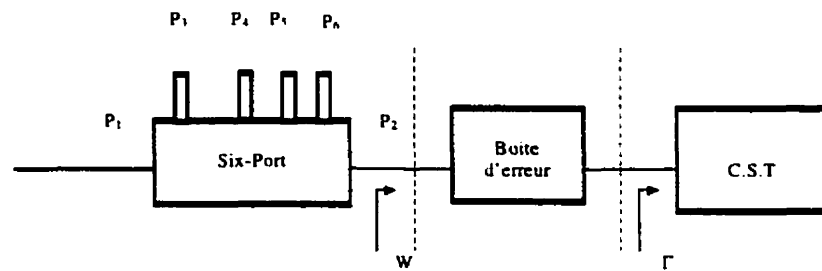


Figure 1.6 : Boîte d'erreurs

VI-3 Etalonnage en puissance

Un des avantages du six-portes est la possibilité de mesurer la puissance à partir du port de mesure P3. Ce dernier mesure la puissance qui est directement proportionnelle au signal incident. En plus, le port P3 est peu influencé par la variation du coefficient de réflexion. Une fois le coefficient de réflexion déterminé et en connaissant les paramètres d'étalonnage, la puissance absorbée par la charge est définie à partir de cette équation :

$$P_{cst} = Kc \frac{(1 - |\Gamma|^2)}{|1 + c\Gamma|^2} P_3 \quad (1.6)$$

Avec P_{cst} : Puissance absorbée par le circuit sous test.

Γ : Coefficient de réflexion du circuit sous test

P_3 : Puissance lue au port P3

C : Paramètre d'étalonnage de la boîte d'erreur

Kc : Constante d'étalonnage en puissance

Kc est déterminée en mesurant la puissance absolue au niveau du plan CST par l'intermédiaire d'un puissance-mètre. Par la suite, on mesure le coefficient de réflexion du détecteur de puissance ainsi que la puissance lue au port P3 de la jonction.

VI-4 Les point q_i du six-portes

La validation des mesures ne peut s'effectuer qu'une fois la jonction six-portes a été vérifiée. Les performances de ce dernier dépendent essentiellement de sa conception matérielle et de la justesse de l'étalonnage.

La technique d'évaluation, repose sur l'utilisation des paramètres d'étalonnage (A^2 , B^2 , p , q , r , c , d et e). En se basant sur ces constantes, on peut déterminer trois paramètres q_1 , q_2 et q_3 [8]. Ces points représentent les centres de cercles qui se croisent en un point. Le point d'intersection représente le coefficient de réflexion Γ de la charge (voir figure 1.7).

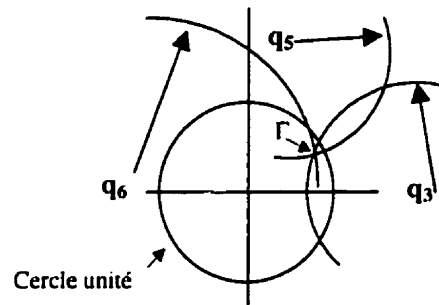


Figure 1.7 : Détermination du coefficient de réflexion à partir de l'intersection de trois cercles

La position des points q_i est très importante, elle permet d'évaluer la précision des paramètres d'étalonnage. Pour une jonction six-ports idéale, les points q_i se situent aux sommets d'un triangle équilatéral, leur barycentre est l'origine du plan Γ . Ceci signifie que $|q_1| = |q_2| = |q_3|$ avec une différence de phase de 120° entre eux. Les valeurs optimums des modules de q_i doivent être comprises entre 0.5-1.5. La simulation par ordinateur [13] a démontré que l'étalonnage est moins fiable pour des $|q_i| \approx 1$ ou $|q_i| \approx \Gamma$, par contre des $|q_i| \approx 1.5$ sont des valeurs recommandables. Une autre contrainte doit être respectée, c'est la quasi-stabilité des points q_i relativement à la variation de fréquences.

V Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté deux types d'analyseurs de réseaux pour la caractérisation des circuits micro-ondes à deux ports. Le premier est un système hétérodyne basé sur la transposition de fréquences. Le second est un système homodyne, à base de jonction six-ports, qui permet des mesures directes à la même fréquence d'excitation. Le tableau 1.1 ci-dessous récapitule les avantages et les inconvénients de chacun des systèmes de mesure.

Tableau 1.1 : Système hétérodyne vs système homodyne

	<i>Avantages</i>	<i>Inconvénients</i>
Systeme hétérodyne	<ul style="list-style-type: none"> • Possibilité de balayer une largeur de bande de fréquences importante. • Des mesures rapides. • Simple à étalonner. 	<ul style="list-style-type: none"> • Complexe. • Des ports de mesure adaptés uniquement à 50 Ohms. • Difficile à réaliser dans la région des ondes millimétriques. • Il ne permet pas la mesure du flux de puissance.
Systeme homodyne	<ul style="list-style-type: none"> • Simple à concevoir. • Moins coûteux en termes de circuit micro-ondes. • Permet la mesure du flux de puissance. 	<ul style="list-style-type: none"> • Plus sensible à la variation des fréquences. • Procédure d'étalonnage et de mesure plus fastidieuse.

Chapitre II :

Analyseur de Réseaux Automatique à un Seul Six- portes

I Introduction

Au cours du chapitre précédent, nous avons établi les potentialités et les limites de l'analyseur de réseaux homodyne à deux six-ports relativement au système hétérodyne. Dans le cadre de ce projet, nous avons à développer un système de mesure homodyne pour la caractérisation des circuits micro-ondes à deux ports. Ce banc de mesure doit répondre à certaines exigences comparativement au système à deux six-ports.

utilisation de la jonction six-ports

- performances de mesure (paramètres S, flux de puissance)
- moins coûteux en termes de circuits micro-ondes
- procédure de mesure moins complexe
- précision des mesures comparativement à l'analyseur de réseaux HP 8510C
- automatisation et contrôle par un micro-ordinateur

II Six-ports comparateur d'ondes

Dans sa fonction de base, le six-ports est utilisé comme étant un réflectomètre permettant la mesure des coefficients de réflexions vu à son port P2. Une charge X placée à la sortie d'un six-ports (voire Figure 2.1) présente un coefficient de réflexion Γ . Ce dernier exprime le rapport entre l'onde réfléchie a_2 et l'onde incidente b_2 à la charge. Les ports de mesure (P3 à P6) de la jonction six-ports sont raccordés à des

détecteurs de puissance/détecteurs à diodes adaptés à 50 Ohm. Le six-portes peut être considéré comme un circuit à deux ports, caractérisé par ses paramètres S. Ces derniers sont des quantités mesurées et indépendantes du coefficient de réflexion de la charge.

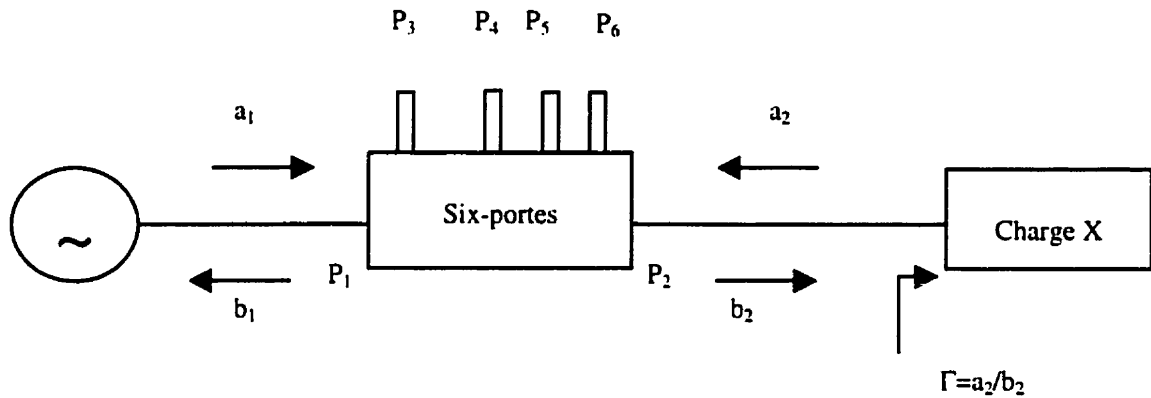


Figure 2.1 : Six-ports réflectometre

Les équations reliant les ondes incidentes (a_1 et a_2) aux ondes réfléchies (b_1 et b_2) de la jonction six-ports sont définies comme suit:

$$b_1 = a_1 S_{11}^{sp} + a_2 S_{12}^{sp} \quad (2.1)$$

$$b_2 = a_1 S_{21}^{sp} + a_2 S_{22}^{sp} \quad (2.2)$$

$S_{i,j}^{sp}$: représentent les paramètres S de la jonction six-ports

A partir de l'équation (2.2) on pourra exprimer le rapport d'onde A en fonction du coefficient de réflexion de la charge Γ et des paramètres S du six-ports :

$$A = \frac{\Gamma S_{21}^{sp}}{1 - \Gamma S_{22}^{sp}} \quad (2.3)$$

avec :

$$\Gamma = \frac{a_2}{b_2} \quad (2.4)$$

$$A = \frac{a_2}{a_1} \quad (2.5)$$

L'équation (2.4) est très intéressante. En effet, en injectant deux ondes (a_1 et a_2), totalement indépendantes l'une de l'autre aux deux ports d'entrée du six-ports (P_1 et P_2), on arrive à déterminer leur rapport (voir figure 2.2). La jonction six-ports pourra alors être utilisée non plus comme réflectomètre mais plutôt comme comparateur d'ondes.

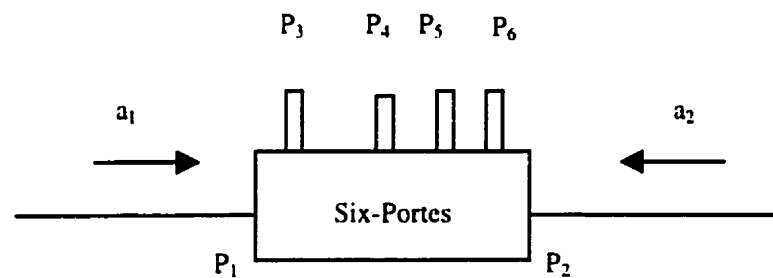


Figure 2.2 : Six-ports Comparateur

III Système comparateur d'ondes

Afin de s'assurer des hypothèses théoriques énoncées précédemment, une vérification par la pratique doit être effectuée. Pour cela, on a développé un système de mesure permettant de mesurer des rapports d'ondes $\frac{a_2}{a_1}$ connus (voir figure 2.3).

Tout d'abord, on a effectué l'étalonnage et les mesures des paramètres S de la jonction six-ports à la fréquence 1.65 GHz. Un générateur de signal RF alimente à partir d'un diviseur de puissance chacune des entrées de la jonction six-ports (P_1 et P_2). Le signal a_1 est acheminé directement au port P_1 tandis que l'onde a_2 traverse un atténuateur et un déphaseur variable avant de rejoindre le port P_2 .

Le principe de fonctionnement de ce montage consiste à varier l'amplitude et la phase du

signal a_2 en utilisant l'atténuateur et le déphaseur variables et de déterminer à chaque fois le rapport d'onde $\frac{a_2}{a_1}$. Les résultats des mesures sont présentés dans le tableau 2.1.

Tableau 2.1 : Mesure du rapport d'ondes a_2/a_1

Déphasage (deg °)	Rapport : a_2/a_1	Rapport a_2/a_1 (dB)
0	0.95∠-122.5	-0.44
0	0.66∠-124.8	-3.6
0	0.48∠-123.2	-6.37
0	0.27∠-125.4	-11.37
45	0.65∠-172.2	-3.75
90	0.46∠145.2	-6.74
180	0.26∠54.2	-11.7
270	0.93∠-36.2	-0.63

Les résultats obtenus prouvent que la technique de mesure par comparaison d'ondes est fiable. Les mesures obtenues permettent d'avoir une bonne approximation des atténuations et des déphasages effectués. L'erreur de précision obtenue est due à l'étalonnage. Les pertes et les déphasages provoqués par les composants ajoutés sur la deuxième branche n'ont pas été considérés.

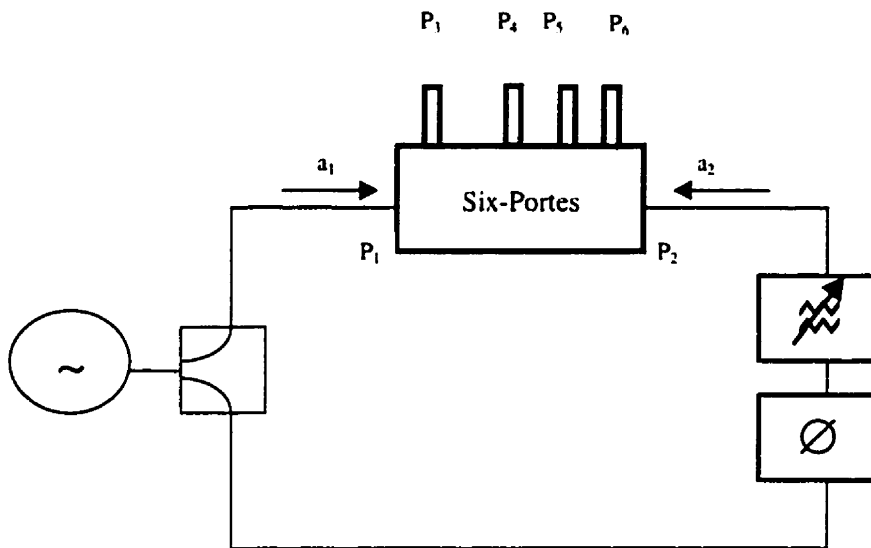


Figure 2.3 : Système comparateur d'ondes

IV Réfléctomètre à base de six-ports récepteur

Nous avons pu établir une nouvelle technique, à savoir la possibilité de mesurer le rapport d'ondes. Nous allons présenter un système pour mesurer le coefficient de réflexion d'une charge (voir figure 2.4). Celui-ci est à base de jonction six-ports opérante comme récepteur.

Une partie du signal (a_r), fournie par le générateur RF et prélevée par le coupleur C1, est acheminée vers le port P1 de la jonction six-ports. Le coupleur bidirectionnel C2 extrait les échantillons des ondes incidentes (a_1) et réfléchies (a_2), et les présente par intermittence au port P1 via le commutateur SW1.

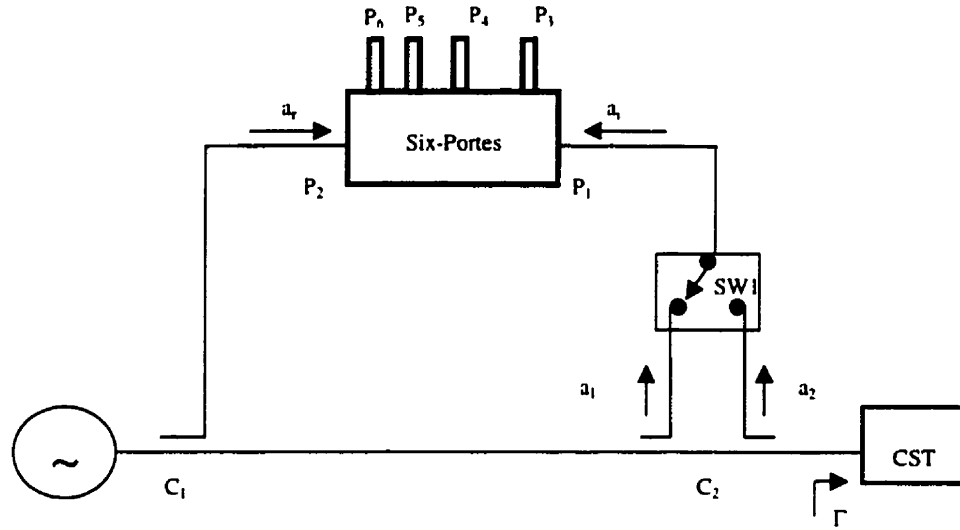


Figure 2.4 : Réflectometre à base de six-portes récepteur

IV-1 Description du système :

Pour chacune des ondes émises par le commutateur SW1, on détermine le rapport d'ondes a_i/a_r (avec $i=1,2$). Par la suite on calcule le coefficient de réflexion du CST qui représente le rapport a_2/a_1 .

$$\frac{a_1}{a_r} = \frac{\Gamma_1 S_{21}^{sp}}{1 - \Gamma_1 S_{22}^{sp}} \quad (2.6)$$

$$\frac{a_2}{a_r} = \frac{\Gamma_2 S_{21}^{sp}}{1 - \Gamma_2 S_{22}^{sp}} \quad (2.7)$$

$$\Gamma = \frac{a_2}{a_1} = \frac{1 - \Gamma_1 S_{22}^{sp}}{1 - \Gamma_2 S_{22}^{sp}} \frac{\Gamma_2}{\Gamma_1} \quad (2.8)$$

a_1 : échantillon du signal incident au CST

a_2 : échantillon du signal réfléchi par le CST

a_r : représente le signal de référence à l'entrée du port P2 du six-portes

$S_{i,j}^{sp}$ ($i=2, j=1,2$): représentent les paramètres S de la jonction six-portes

Γ_i ($i=1,2$): représente le coefficient de réflexion vu par le six-portes à son port P2

lorsqu'il est alimenté par l'onde a_i

Pour avoir des mesures précises du coefficient de réflexion au niveau du CST, on procède à une correction utilisant la boîte d'erreurs obtenue à partir de la procédure d'étalonnage.

V Analyseur de réseaux à six-ports récepteur

En s'inspirant du réflectomètre précédent, on a développé un nouveau système pour la caractérisation des circuits micro-ondes à deux ports (voir figure 2.5). Il permet de mesurer les paramètres S ainsi que le flux de puissances aux ports du CST.

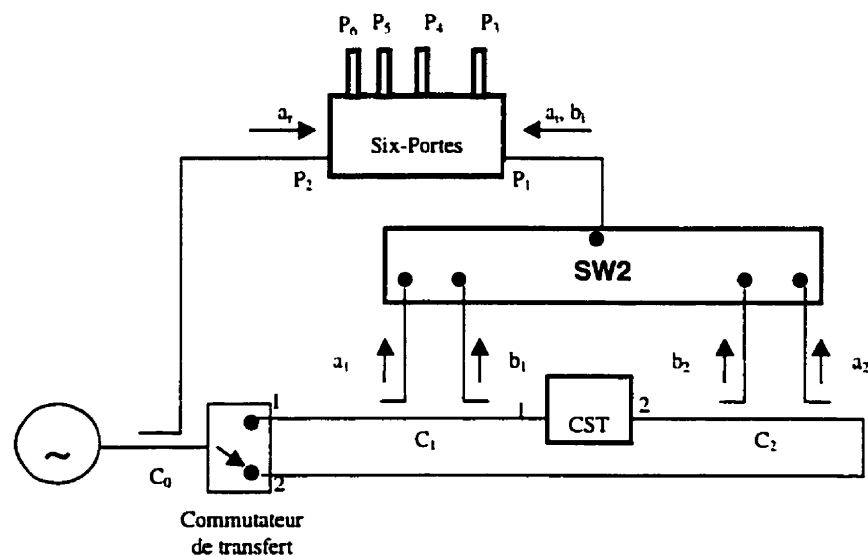


Figure 2.5 : Analyseur de réseaux à base de six-ports récepteur

V-1 Technique de mesure des paramètres S

Les paramètres S d'un circuit à deux ports sont déterminés suivant les équations ci-dessous :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0}, \quad S_{12} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0}, \quad S_{21} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0}, \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (2.9, 2.10, 2.11, 2.12)$$

- a_1 : représente le signal incident au port 1 du CST
- b_1 : représente le signal réfléchi (émergent) par le port 1 (port 2) du CST
- a_2 : représente le signal incident au port 2 du CST
- b_2 : représente le signal réfléchi (émergent) par le port 2 (port 1) du CST

Les paramètres S_{21} et S_{11} (S_{12} et S_{22}) sont mesurés en excitant le port 1 (2) du CST par le signal incident a_1 (a_2) et en adaptant son second port (premier port). Ensuite, on prélève des échantillons du signal réfléchi b_1 (b_2) et émergent b_2 (b_1). Les échantillons obtenus serviront à la détermination des paramètres S.

V-2 Description du banc de mesure

Le système de mesure est composé d'un commutateur de transfert inséré à la sortie du générateur RF et dont les ports sont raccordés aux deux ports du CST. Lorsque le commutateur est fermé sur le port 1, le port 2 présente une adaptation 50 Ohm. Le port P1 du six-ports est excité par le signal a_r fourni par le coupleur C_0 à partir du signal délivré par le générateur RF. On prélève les échantillons a_1 , b_1 et b_2 via les coupleurs C_1 et C_2 . Les échantillons seront acheminés par intermittence au port P2 du six-ports à travers le commutateur SW2. A partir des signaux présents aux ports P1 et P2 du six-ports, on détermine les rapports d'ondes adéquats. Ce qui permet par la suite de calculer les paramètres S_{11} et S_{21} .

De la même façon, on détermine les paramètres S_{12} et S_{22} , en excitant le port 2 et en prélevant les ondes a_2 , b_2 et b_1 .

La mesure de la puissance entrante au CST s'effectue en même temps avec la mesure du coefficient de réflexion (S_{11} ou S_{22}). En effet, le port P3 du six-ports permet de mesurer la puissance proportionnelle au signal incident au CST.

V-3 Analyse du système

Le système proposé est simple car il permet de mesurer les paramètres S ainsi que les puissances incidentes aux ports d'entrée du CST en utilisant un seul six-ports. Néanmoins, ce système présente deux inconvénients majeurs. Le principal désavantage est sans doute la lenteur des mesures dues au fait qu'on est obligé de mesurer six ondes afin de pouvoir déterminer les paramètres S. On remarque aussi, que ce système ne permet pas de varier les impédances aux ports du CST sans effectuer un nouvel étalonnage.

V-4 Variation de l'adaptation des ports de mesure

Pour pouvoir varier les impédances à la source et à la charge du CST, on insère des *Tuner* (impédances variables) entre chacun des coupleurs (C_1 et C_2) et le commutateur de transfert. En faisant varier les impédances et en mesurant les ondes une à une, on a remarqué que les rapports d'ondes ne sont plus les mêmes. Ceci montre la sensibilité du système aux changements d'adaptation.

La raison de cette variation du rapport d'ondes est due au fait qu'on utilise un signal de référence a_r constant (amplitude et phase). Celui-ci ne permet pas la compensation en phase que subissent les signaux déphasés par le *Tuner*. Pour remédier à ce problème, on doit prélever le signal de référence entre les impédances et les ports du CST. Cette solution permet d'avoir un signal de référence variable qui compense le déphasage produit par le *Tuner*.

VI Analyseur de réseaux à base de six-ports comparateur

Une nouvelle architecture est proposée afin de remédier aux inconvénients du système précédent. Le nouveau système implanté (voir figure 2.6), permet de varier le signal de référence en fonction du port excité. Cette technique est réalisée en prenant un échantillon du signal incident au CST (a_1 ou a_2) comme signal de référence. Le signal a_i

(avec $i=1,2$) est acheminé au port P1 du six-ports tandis que le signal b_j (avec $j=1,2$) est présenté au port P2. Ces signaux sont routés aux ports de la jonction six-ports via un réseau de commutateurs.

Cette technique de mesure permet d'obtenir des mesures directes des paramètres S. Ce qui diminue le nombre de mesures à quatre.

La détermination des paramètres S est obtenue par l'équation suivante :

$$S_{ij} = \frac{b_j}{a_i} = \frac{\Gamma_i S_{21}^{sp}}{1 - \Gamma_i S_{22}^{sp}} \quad \text{avec } i,j=1,2 \quad (2.13)$$

$\Gamma_{i(i=1,2)}$: représente le coefficient de réflexion vu au port P2 du six-ports lorsqu'il est excité par le signal $b_{i(i=1,2)}$.

$S_{i,j}^{sp}$ ($i=2, j=1,2$): représentent les paramètres S de la jonction six-ports.

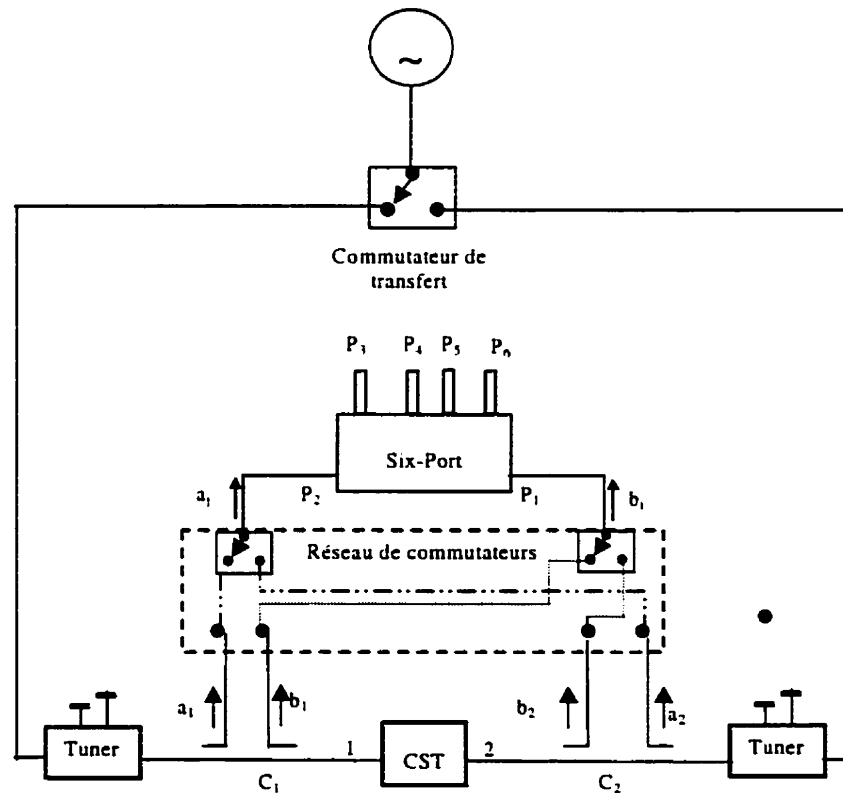


Figure 2.6: Analyseur de réseaux à base de six-ports comparateur et charges variables

VI-1 Mesure des impédances à la source et à la charge

Dans son architecture actuelle, ce système permet la variation des impédances aux ports du CST mais ne permet pas d'évaluer leurs coefficients de réflexion. Or, pour certaines applications on a besoin de les mesurer. Il faut donc les déterminer, sans pour autant perturber l'architecture du système. Ceci est possible en excitant les impédances par un signal incident du côté du CST (voir figure 2.7). Pour cela, il faut isoler ce dernier, envoyer un signal incident aux impédances et mesurer le coefficient de réflexion correspondant.

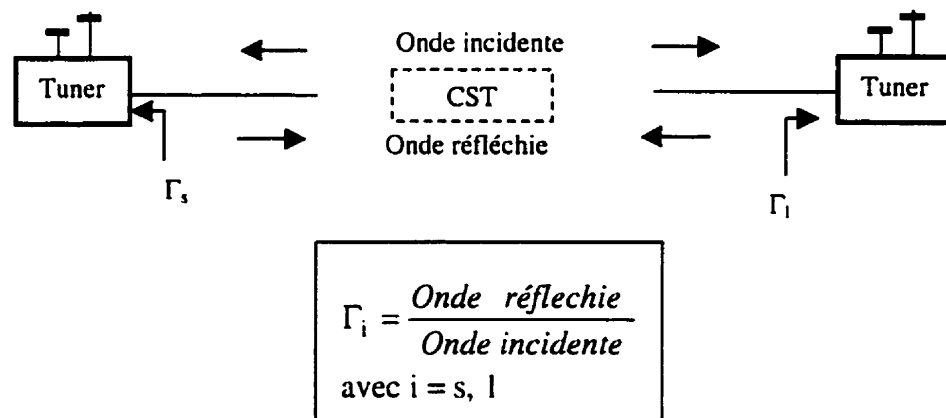


Figure 2.7 : Mesure des coefficients de réflexions Γ_s et Γ_l

La technique utilisée consiste à introduire un réseau de commutateurs comportant deux boucles (voir figure 2.8). La boucle 1 contient le CST et la boucle 2 permet de le court-circuiter.

Pour mesurer les paramètres S, il suffit que le réseau de commutateurs soit fermé sur la boucle 2 ainsi on retrouve l'architecture de base (voir figure 2.5). Par conséquent, la procédure de mesure sera la même.

Lorsque le réseau de commutateurs bascule sur la boucle 1, la boucle 2 sera ouverte. Ceci permet d'isoler le CST et d'établir une liaison directe entre les impédances.

Pour la mesure des coefficients de réflexion, il suffit d'injecter un signal incident à une des impédances via le commutateur de transfert et d'extraire les échantillons des signaux

incidents et réfléchis. La technique de mesures du coefficient de réflexion à la charge Γ_L (à la source Γ_S) est effectuée de la même manière que pour le paramètre S_{11} (S_{22}). En effet, on extrait les échantillons à partir du coupleur C1 (C2) et on mesure le rapport b_1/a_1 (b_2/a_2) en utilisant la technique du six-portes comparateur.

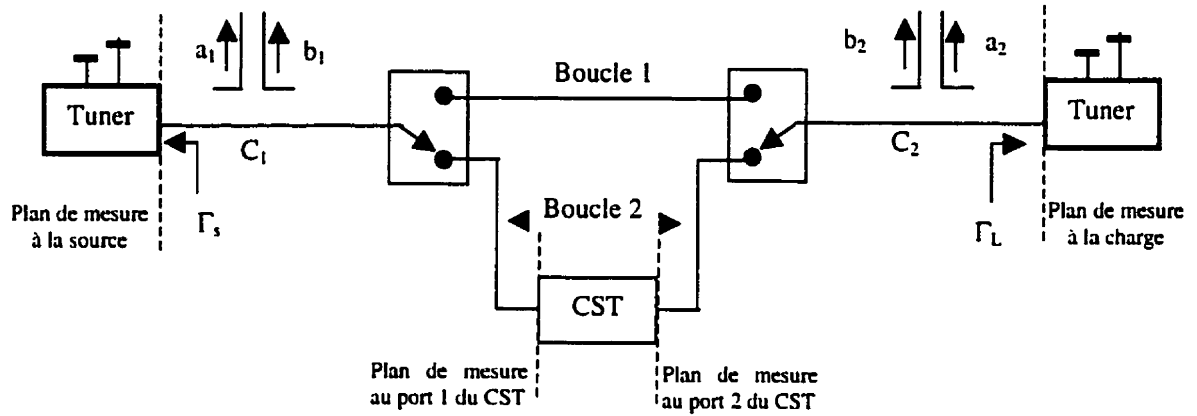


Figure 2.8 : Réseau de commutateurs pour mesurer les coefficients de réflexions Γ_S et Γ_L

Pour pouvoir mesurer les paramètres S ainsi que les coefficients de réflexion, il faut effectuer les étalonnages adéquats. Ceci permet de déplacer les plans de mesure aux ports du CST.

VII Conclusion:

Au cours de ce chapitre, une étude théorique sur la jonction six-ports a permis de développer une nouvelle technique de mesure. La jonction six-ports a été utilisée comme un comparateur d'ondes et non plus comme réflectomètre. Nous avons pu implanter différents systèmes de mesures des circuits micro-ondes à un ou deux ports. Ces systèmes utilisent un seul et unique six-ports. Deux types de systèmes ont été présentés

- Le premier est un système à six-ports récepteur. Il permet la mesure des ondes indépendamment les unes des autres et relativement à une onde de référence fixe, afin de déterminer le coefficient de réflexion ou les paramètres S du circuit sous test. Le fait que ce système mesure les ondes une à une nous oblige à prolonger le temps de mesures. Entre autres, il ne permet pas de varier les impédances aux ports de mesures du CST
- Le second système proposé utilise un six-ports comparateur d'ondes. Dans cette architecture, le signal de référence est prélevé du signal incident au CST. Ceci permet de mesurer directement les rapports d'ondes, que ce soit coefficients de réflexions ou paramètres S. Par conséquent, nous avons pu améliorer le temps de mesure et nous avons pu varier les impédances aux ports de mesures du CST sans avoir à effectuer un nouvel étalonnage. Ce système permettra une caractérisation des CST en utilisant les techniques *Load-pull*.

Chapitre III :

Etalonnage de l'analyseur réseaux à un seul six-ports

I Introduction

La précision des mesures dépend essentiellement de la justesse de l'étalonnage. Une attention particulière doit être portée à ce dernier. En effet, la précision de l'étalonnage dépend de plusieurs facteurs comme la technique de calibration, les étalons utilisés, la bande de fréquences, l'architecture du système, etc. La procédure d'étalonnage comprend plusieurs étapes à savoir les étalonnages de la jonction six-ports, des boîtes d'erreurs, en puissances, *deux ports*.

Le système ARASS possède plusieurs plans de mesure aux niveaux de la jonction six-ports, de la charge, de la source et des ports de mesures du CST. L'étalonnage permet de corriger les mesures et de les translater aux ports du CST.

III Etalonnage treize standards

Dans notre cas, on ne possède pas un circuit mobile couvrant la bande de fréquences $0.9-2.7\text{ GHz}$. Pour contourner ce problème, on a choisi d'utiliser une autre technique. Elle repose sur l'utilisation de standards connus: un court-circuit, un circuit ouvert et une charge adaptée. En plus des standards déjà cités, on doit atteindre différents points de l'abaque afin de produire dix nouvelles impédances bien réparties. Pour cela il faut varier deux facteurs à savoir le module et la phase.

On varie l'amplitude grâce à des atténuateurs 3dB et 6dB. Par l'intermédiaire d'une ligne de transmission, on change la phase.

Une autre contrainte doit être respectée concernant la longueur électrique de la ligne. Il faut que le déphasage produit par la ligne reste le même pour toutes les fréquences.

Pour résoudre ce problème, une étude théorique est proposée comme suit :

Soit ϕ le déphasage que produit une section de ligne coaxiale l à la fréquence f .

$$\phi = 2\beta l = \frac{4\pi}{\lambda} l \quad (3.1)$$

$$\phi = \frac{4\pi}{v} fl \quad (3.2)$$

$$\text{avec } v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

β : constante de propagation

λ : longueur d'onde de la ligne

v : vitesse de propagation de l'onde

l : longueur de la ligne en mètre

f : fréquence d'excitation en Hz

Dans notre cas, on veut déphaser la charge de 90° .

$$\phi = \frac{\pi}{2} + k\pi \text{ avec } k \in \mathbb{N} \quad (3.3)$$

$$\text{à partir de l'équation (3.4) on obtient: } l = \frac{v}{8f_1}(1 + 2k) \quad (3.4)$$

Une fois la bande de fréquences connue [f_0 à f_n], on choisit un pas de fréquence Δf .

Soit $\Delta\phi$ le déphasage produit par la ligne entre deux fréquences distinctes f_i et f_{i+1} .

$$\text{Or } \Delta\phi = \frac{4\pi}{v} l \Delta f \quad (3.5)$$

$$\text{Pour un } \Delta\phi = \pi \text{ on a } l = \frac{v}{4\Delta f} \quad (3.6)$$

On aboutit à deux relations permettant de déterminer la longueur de ligne adéquate.

$$l = \frac{v}{4\Delta f} \quad (3.7)$$

et

$$l = \frac{c}{8f}(1 + 2k) \text{ avec } k \in \mathbb{N} \quad (3.8)$$

À partir de ces équations, un compromis entre le pas de fréquences Δf et la fréquence f est à considérer .

IV Définition des boîtes d'erreurs du système

Pour un six-ports réflectomètre, la boîte d'erreurs définit les pertes et le déphasage du chemin reliant le port 2 du six-ports et le plan de mesure de la charge . Dans le cas d'un six-ports comparateur d'ondes, l'onde a_1 et l'onde a_2 sont totalement indépendantes. Le port P2 ne représente plus un port de référence pour mesurer le coefficient de réflexion de la charge. Dans ce cas, la boîte d'erreurs représente les pertes ainsi que les déphasage produit par les chemins qui relient les ports P1 et P2 de la jonction aux ports de mesure (CST , impédance à la source, impédance à la charge).

Il faut donc identifier chacune de ces boîtes d'erreurs.

- Deux boîtes d'erreurs pour mesurer les coefficients de réflexions à l'entrée et à la sortie du CST: B_{s11} et B_{s22} . Ils caractérisent les chemins qu'empruntent les ondes pour arriver de chacun des ports du CST jusqu'au niveau du six-ports, lorsque la boucle 2 est fermée.
- Une boîte d'erreurs pour l'impédance à la source: B_s . Elle caractérise le chemin entre l'impédance et la jonction six-ports via le coupleur C_2 et lorsque la boucle 1 est fermée.

- Une boîte d'erreurs pour l'impédance à la charge: B_L . Elle caractérise le chemin entre l'impédance et la jonction du six- portes via le coupleur $C1$ et lorsque la boucle 1 est fermée.

Généralement, on a besoin de déterminer les coefficients de réflexions de la source et de la charge aux niveaux des ports du CST. Il faut donc effectuer un changement de plan de mesure en déplaçant le plan de référence des impédances relatives, aux niveaux des ports au CST. Pour cela, on définit deux nouvelles boîtes d'erreurs:

- $B_{S_{CST}}$: Boîte d'erreurs entre le port 1 du CST et l'impédance à la source.
- $B_{L_{CST}}$: Boîte d'erreurs entre le port 2 du CST et l'impédance à la charge

La figure 3.1 présente les différents plans de mesure du système.

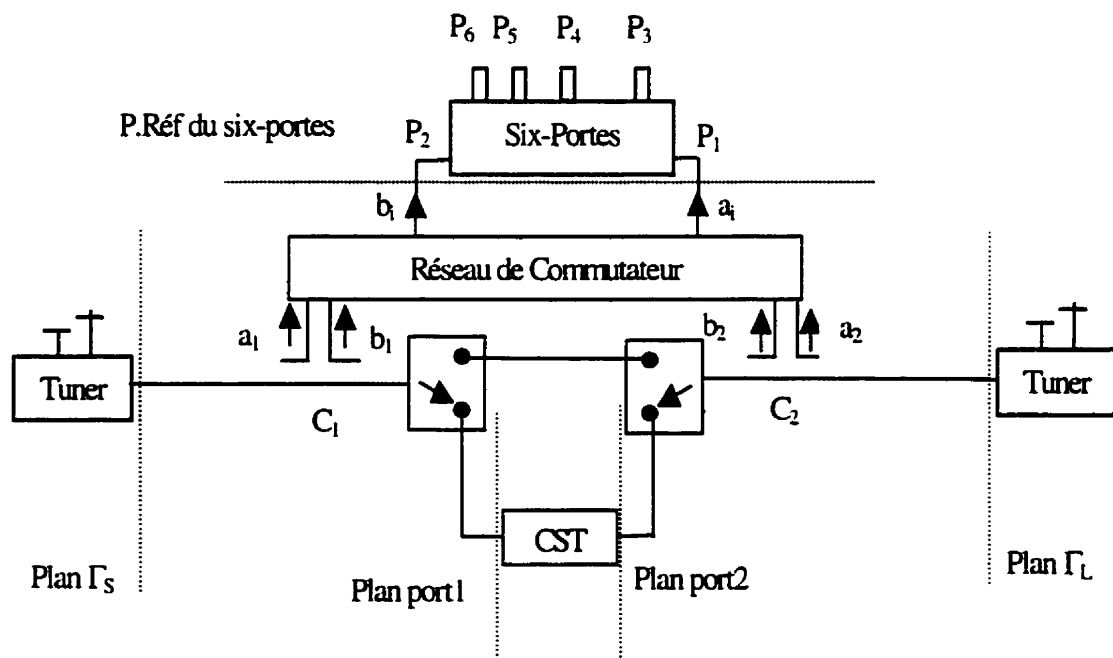


Figure 3.1 : Les plans de mesures du système

IV-1 Détermination des boîtes d'erreurs

La détermination des boîtes d'erreurs (B_{s11} , B_{s22} , B_S et B_L), s'effectue par l'intermédiaire d'un étalonnage à trois standards : un court-circuit, un circuit ouvert et une charge adaptée.

Les boîtes d'erreurs B_{Scst} et B_{Lcst} sont déterminées via les boîtes d'erreurs B_{s22} et B_{s11} respectivement (voir figure 3.2).

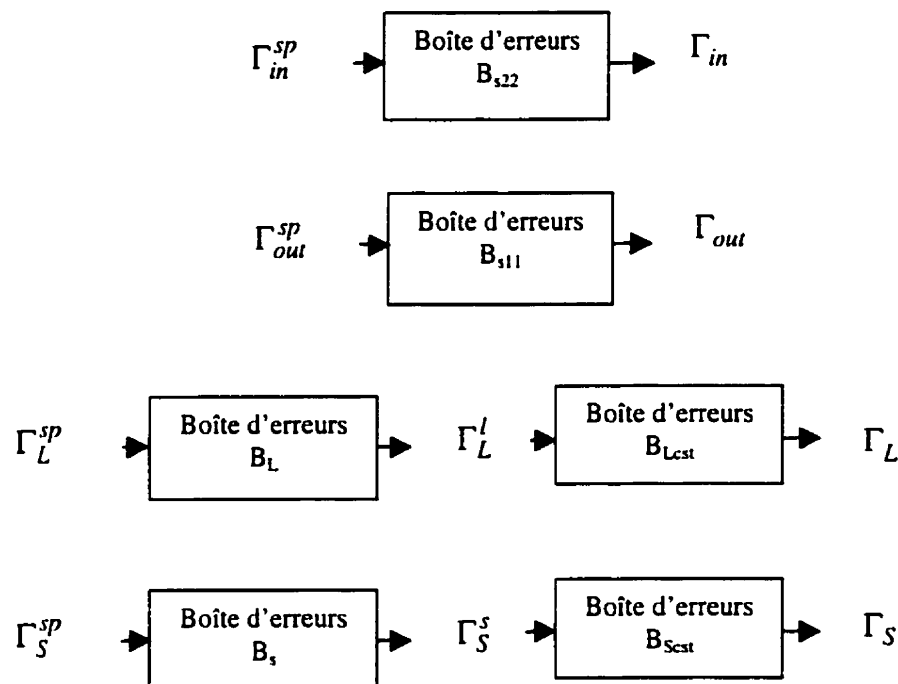


Figure 3.2 : Changement du plan de mesure aux ports du CST

Γ_i^{sp} ($i = in, out, L, S$) : représente le coefficient de réflexion i mesuré par le six-port

Γ_j ($j = in, out, L, S$) : représente le coefficient de réflexion j réelle au niveau des ports du CS.T

Γ_L^l : représente le coefficient de la charge au niveau du plan de mesure de la charge

Γ_S^s : représente le coefficient de réflexion de la source au niveau du plan de mesure de la source

Les mesures exactes du coefficient de réflexion à l'entrée (la sortie) Γ_{in} (Γ_{out}) au port 1 (2) du CST est obtenue par translation des mesures du niveau du six-ports via la boîte d'erreurs B_{s11} (B_{s22}).

En ce qui concerne les coefficients de réflexion de la source (la charge) Γ_s (Γ_L), il faut effectuer deux changements du plan de mesure. En premier lieu, il faut pouvoir déterminer les mesures au niveau de l'impédance à la source (charge) grâce à la boîte d'erreurs B_S (B_L). En second lieu, on effectue un nouveau changement du plan de mesure jusqu'au port 1 (2) du CST par l'intermédiaire de la boîte d'erreurs B_{Scst} (B_{Lcst}).

VI Etalonnage deux ports

Afin de pouvoir mesurer les paramètres S, un étalonnage au système à deux ports doit être effectué. Ceci permet de déterminer les paramètres des boîtes d'erreurs relatives à chacun des ports de mesures (voir figure 3.3).

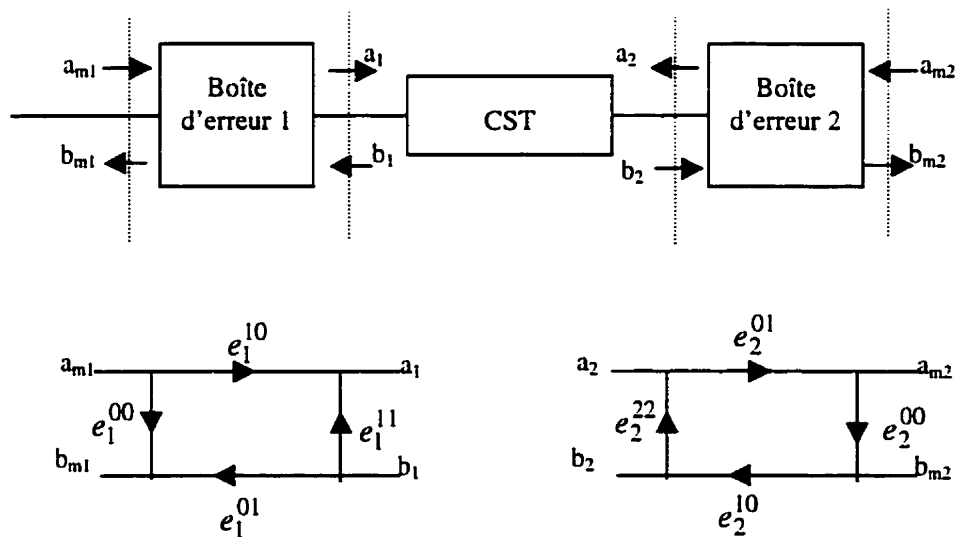


Figure 3.3 : Boîtes d'erreurs et graphe de flux respectif

$e_k^{i,j}$ (avec $k=1,2$ et $i, j = 0,1$) : paramètres d'étalonnage du port k

a_{mi} (avec $i = 0,1$): ondes incidentes du port i (mesuré).

b_{mi} (avec $i = 0,1$): ondes réfléchies/émergentes du port i (mesuré).

a_i (avec $i = 0,1$): ondes incidentes du port i (réelle).

b_i (avec $i = 0,1$): ondes réfléchies/émergentes du port i (réelle).

Si on effectue des mesures brutes sur le CST sans effectuer d'étalonnages deux ports, les mesures qu'on obtiendra seront erronées puisqu'on mesurera les ondes a_{mi} et b_{mi} (avec $i=0,1$) et non pas les mesures des ondes réelles a_i et b_i (avec $i=0,1$). Ce n'est pas le circuit sous test qui cause les erreurs mais plutôt le système de mesure.

VI-1 Etalonnage sept paramètres

L'étalonnage deux ports, permet de déterminer les paramètres d'erreurs. Ces derniers modélisent les erreurs causées par le système de mesure. Afin d'étalonner le système on a besoin de déterminer sept coefficients :

- Les erreurs dues aux adaptations des ports 1 et 2 : e_1^{11} et e_2^{22} .
- Les erreurs des réponses fréquentielles pour la réflexion au port 1 et 2: $e_1^{01} e_1^{10}$ et $e_2^{01} e_2^{10}$.
- Les erreurs des réponses fréquentielles pour la transmission au port 1 et 2: $e_1^{10} e_1^{32}$ et $e_2^{10} e_2^{32}$.
- Les erreurs de transmission du port 1 relativement au port 2 : $\frac{e_1^{01}}{e_2^{01}}$.

Les paramètres d'erreurs sont déterminés par l'intermédiaire de mesures de standards connues. Plusieurs techniques d'étalonnages ont été développées. Parmi les plus utilisées on distingue le Qsolt et le TRL.

La première technique (T.R.L) repose sur l'utilisation de trois standards d'étalonnage

- *Thru* : une ligne ou une connexion directe entre les deux ports. Ceci permet de définir le plan de référence commun aux deux ports.
- *Reflect* : des standards ayant un coefficient de réflexion important. Le même standard pour les deux ports.
- *Line*: une ligne, elle doit avoir une impédance caractéristique de 50 Ohm . En plus il faut que cette ligne soit différente de celle du *thru*.

En se basant sur les mesures effectuées sur ces trois standards, on pourra déterminer les paramètres d'étalonnage des deux boîtes d'erreurs.

La seconde technique, le Qsolt, repose sur l'utilisation de trois standards connus: un court circuit, un circuit ouvert et une charge adaptée à 50 ohms. On ajoute un standard de transmission entre les deux ports de mesure, il peut être une connexion directe ou un bout de ligne. En utilisant les équations trouvées pour chacun des standards, on pourra déterminer les paramètres d'étalonnage requis.

VI-2 Etalonnage douze paramètres

On a appliqué les étalonnages TRL ainsi que le Qsolt au système ARASS comme il a été mentionné précédemment. Les mesures obtenues via ces étalonnages n'ont pas pu être validées par l'analyseur de réseau HP 8510C. En effet, les coefficients d'erreurs de l'étalonnage sept paramètres ne caractérisent pas toutes les erreurs qu'engendre le système. Ces étalonnages sont adéquats à des systèmes de mesure spécifiques. En effet, les erreurs de mesures obtenues sont principalement dues à des problèmes que génère le commutateur de transfert. Ils se caractérisent par une mauvaise isolation et adaptation des ports des commutateurs ainsi que des problèmes de répétitions des commutations. Ces erreurs ne sont pas prises en considération par les sept coefficients de l'étalonnage.

Pour les résoudre, il faut modéliser des boîtes d'erreurs plus complexes qui caractérisent toutes les erreurs possibles.

La figure 3.4 illustre le système de mesure vue par le circuit sous test. Ce système est composé du circuit sous test, de deux coupleurs bidirectionnels C_1 et C_2 et un commutateur de transfert SW relié à une source RF.

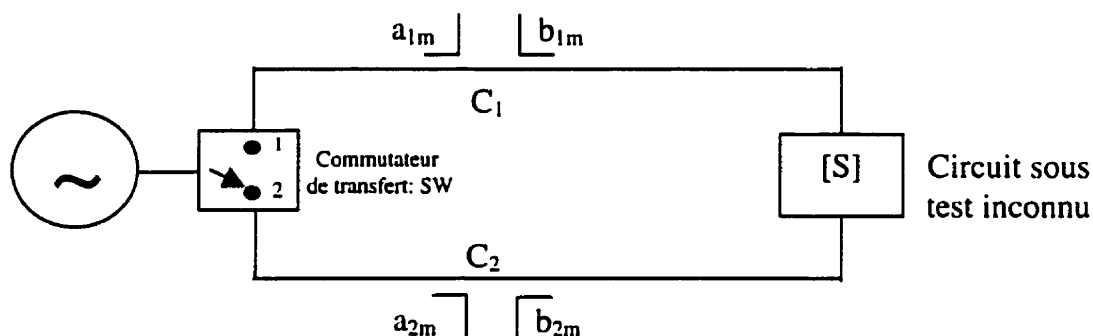


Figure 3.4 : Système de mesure à deux ports

Lorsque le commutateur SW commute sur le port 1, on mesure les paramètres S_{11m} et S_{21m} et lorsqu'il commute sur le port 2, on mesure les paramètres S_{12} et S_{22} (voir tableau 3.1).

Tableau 3.1 : Mesure des paramètres S suivant la commutation

SW commute sur port 1	SW commute sur port2
$S_{11m} = \frac{b_{1m}}{a_{1m} \ a_{2m}=0}$	$S_{21m} = \frac{b_{2m}}{a_{1m} \ a_{2m}=0}$
$S_{12m} = \frac{b_{1m}}{a_{2m} \ a_{1m}=0}$	$S_{22m} = \frac{b_{2m}}{a_{2m} \ a_{1m}=0}$

$S_{i,j,m}$ ($i=1,2, j=1,2$) : Représentent les paramètres S du CST mesurés par le système.

$a_{i,m}$ et $b_{i,m}$ ($i=1,2, j=1,2$) : Les ondes incidentes et réfléchies mesurées par le système.

SW : Commutateur de transfert

Afin de prendre en considération les différentes erreurs qu'engendre le système de mesure, on modélise les boîtes d'erreurs suivant le port d'excitation du commutateur SW. Les graphes de flux 3.5a et 3.5b présentent les paramètres d'erreurs qui sont considérés pour chacun des ports excités.

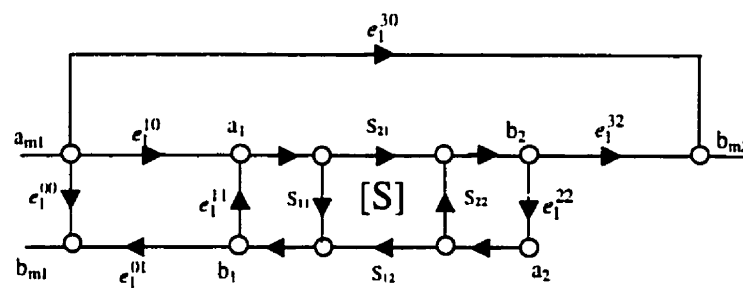


Figure 3.5a : Graphe de flux relatif à l'excitation au port 1

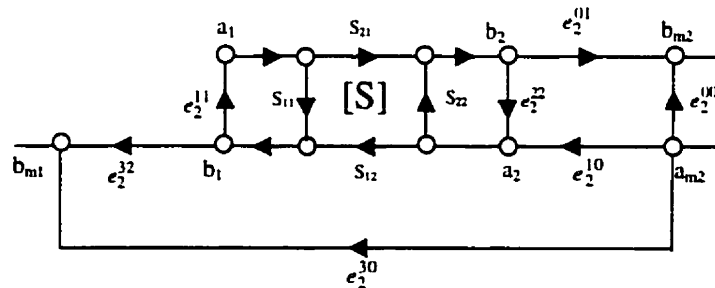


Figure 3.5b : Graphe de flux relatif à l'excitation au port 2

Chacun des ports de mesure est modélisé par une boîte d'erreurs spécifique à son excitation. Cette boîte d'erreurs contient six paramètres d'erreurs. Cela signifie que ce modèle d'étalonnage nécessite douze paramètres d'erreurs. Les coefficients d'erreurs sont présentés au tableau 3.2.

Tableau 3.2 : les coefficients d'erreurs

Les erreurs engendrés par le système	SW excité au Port 1	SW excité au Port2
Adaptation du Port 1	e_1^{11}	e_2^{11}
Adaptation du port 2	e_1^{22}	e_2^{22}
Réponse fréquentielle pour la réflexion	$e_1^{01} e_1^{10}$	$e_2^{01} e_2^{10}$
Réponse fréquentielle pour la transmission	$e_1^{10} e_1^{32}$	$e_2^{10} e_2^{32}$
Directivité	e_1^{00}	e_2^{00}
Couplage	e_1^{30}	e_2^{30}

A partir de ces coefficient, on peut relier les paramètres S mesurés aux paramètres S réels et ceci par l'intermédiaire des équations (3.9 à 3.13) ci-dessous:

$$S_{11m} = \frac{b_{1m}}{a_{1m}} = e_1^{00} + (e_1^{10} e_1^{01}) \frac{S_{11} - e_1^{22} \Delta}{1 - e_1^{11} S_{11} - e_1^{22} S_{22} + e_1^{11} e_1^{22} \Delta} \quad (3.9)$$

$$S_{21m} = \frac{b_{2m}}{a_{1m}} = e_1^{30} + (e_1^{10} e_1^{32}) \frac{S_{21}}{1 - e_1^{11} S_{11} - e_1^{22} S_{22} + e_1^{11} e_1^{22} \Delta} \quad (3.10)$$

$$S_{22m} = \frac{b_{2m}}{a_{2m}} = e_2^{00} + (e_2^{10} e_2^{01}) \frac{S_{22} - e_2^{22} \Delta}{1 - e_2^{11} S_{11} - e_2^{22} S_{22} + e_2^{11} e_2^{22} \Delta} \quad (3.11)$$

$$S_{12m} = \frac{b_{1m}}{a_{2m}} = e_2^{30} + (e_2^{10} e_2^{32}) \frac{S_{12}}{1 - e_2^{11} S_{11} - e_2^{22} S_{22} + e_2^{11} e_2^{22} \Delta} \quad (3.12)$$

$$\text{avec } \Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \quad (3.13)$$

Les coefficients d'erreurs peuvent être déterminer à partir de l'étalonnage TRL (voir Annexe A).

VII Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé les techniques d'étalonnages utilisées pour étalonner le système ARASS. La technique d'étalonnage de la jonction six-ports à l'aide de ligne 90° a permis de contourner le problème du circuit mobile. En second lieu, nous avons présenté les boîtes d'erreurs permettant un changement des plans de mesures. On a ensuite identifié la technique d'étalonnage en puissance. Les techniques d'étalonnage deux ports (TRL et QSOLT) à l'aide de sept coefficients d'erreurs se sont avérées inefficaces pour étalonner le système ARASS. Afin de remédier à ce problème, on a modélisé un modèle d'erreurs plus complexe. Ce dernier prend en considération plusieurs facteurs d'erreurs que génère le système. La procédure d'étalonnage s'avère une entreprise fastidieuse et compliquée

Chapitre IV :

Système de contrôle d'acquisition et de traitement des données

I Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté des systèmes de mesures permettant la caractérisation des circuits micro-ondes. Ces systèmes n'ont aucune utilités s'ils ne sont pas contrôlés automatiquement. C'est pour cette raison que l'utilisation d'un micro-ordinateur est indispensable.

Le micro-ordinateur joue un rôle prédominant dans l'architecture du système ARASS. Il permet de piloter et de commander tout le processus de mesure. Ceci est possible grâce à des programmes de contrôle et de traitement des données qui lui sont implantés.

Le micro-ordinateur est confronté à un milieu hétérogène, dans lequel existe plusieurs équipements de différentes sortes (générateur RF, puissancemètre et commutateurs). Pour cette raison, des interfaces matérielles sont nécessaires pour permettre l'échange d'informations entre eux.

Dans ce chapitre nous allons aborder le système de mesure dans sa partie contrôle, acquisition et traitement des mesures. Nous présentons l'architecture globale du système ainsi que les interactions entre les différents blocs qui le constituent.

II Architecture globale du système

Le système ARASS est constitué de quatre blocs distincts (voir figure 4.1) à savoir un bloc d'alimentation, un bloc d'échantillonnage du signal, un bloc de mesure et finalement un bloc de contrôle, d'acquisition et de traitement (CAT).

Des flux de données et des flux de contrôles permettent de relier ces différents blocs entre eux.

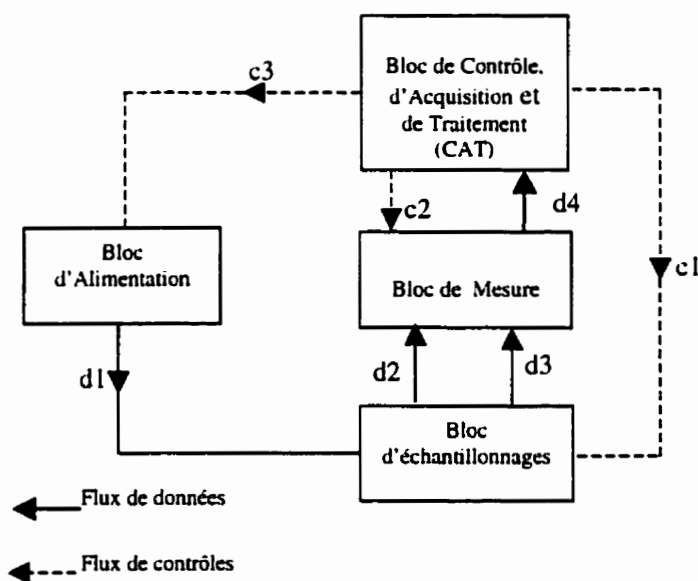


Figure 4.1 : Bloc diagramme du système ARASS

II-1 Description du Bloc Diagramme

Le processus de mesure est piloté par le bloc CAT. Tout d'abord, il détermine les caractéristiques des mesures à réaliser (puissance, fréquence, nature des mesures, etc.). Ensuite, il transmet les informations appropriées à chacun des blocs.

Via le flux de contrôle c1, il spécifie la nature de l'échantillonnage. Le bloc en question engendre un mécanisme d'échantillonnage adéquat. Il communique au bloc de mesure les caractéristiques des mesures voulues via le flux de contrôle c2. Enfin, il informe le

bloc d'alimentation par l'intermédiaire du flux de contrôle c3 des spécificités de l'alimentation. Le bloc d'échantillonnage effectue l'opération d'échantillonnage en présentant au bloc de mesure les données relatives, via les flux de données d2 et d3. Ce dernier effectue les mesures adéquates et renvoie les résultats au bloc CAT en empruntant le flux de données d4. Ceci termine le processus de mesure et débute la partie de traitement des données.

II-2 Bloc d'alimentation

Le bloc d'alimentation possède une entrée à partir du flux de contrôle c3 et une sortie par l'intermédiaire du flux de données d1. Dans le système implanté, le bloc d'alimentation est représenté par un générateur RF de type Boonton 4300.

Ce générateur RF est contrôlé via le bus d'instrumentation *IEEE-488* (flux de contrôle c3). Ce dernier lui transmet les informations relatives au signal à émettre (fréquence et module). Ensuite, il émet le signal RF au bloc qui lui est rattaché par l'intermédiaire d'un câble coaxial (flux de données d1)

II-3 Bloc d'échantillonnage

Le bloc d'échantillonnage comporte deux entrées (un flux de contrôle c1 et un flux de données d1) et deux sorties (flux de données d2 et d3). Il est composé des réseaux de commutateurs, des coupleurs, des charges variables ainsi que du circuit sous test (CST) (voir figure 4.2). Comme on l'a vu, le contrôle s'effectue à partir du bloc CAT qui précise la nature de l'échantillonnage voulu.

Suivant la requête du bloc CAT, le signal RF va être acheminé au port approprié (port 1 ou port 2 du CST, port de l'impédance à la source ou bien port de l'impédance à la charge). Ceci s'effectue via la polarisation du commutateur de transfert en premier lieu, et par la polarisation du réseau de commutation primaire en second lieu.

Le réseau de commutation secondaire permet d'imposer l'échantillonnage, il permet d'extraire les deux signaux (a_i et b_i avec $i=1,2$).

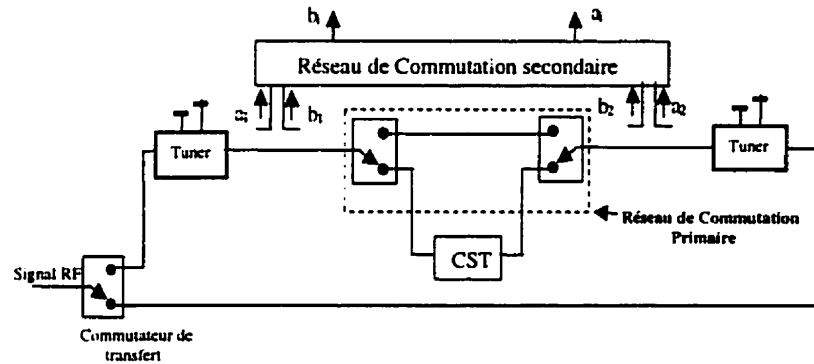


Figure 4.2 : Bloc d'échantillonnage

II-4 Bloc de mesure

Le bloc de mesure est constitué d'une jonction six-ports reliée à un puissancemètre via des détecteurs de puissance. Le bloc de mesure communique avec le bloc CAT à travers le bus d'instrumentation *IEEE-488* (c2 et d4), ce dernier transmet les informations des mesures (initialisation, temps de mesures, lecture des mesures, etc.).

À partir des deux flux de données d2 et d3, les ondes a_i et b_i sont transmises aux ports P1 et P2 du six-ports. Le puissancemètre lit les puissances aux ports P3, P4, P5 et P6 de la jonction via des détecteurs de puissance.

Une fois les mesures effectuées, le puissancemètre transmet les résultats des mesures au bloc CAT via le bus d'instrumentation *IEEE-488*.

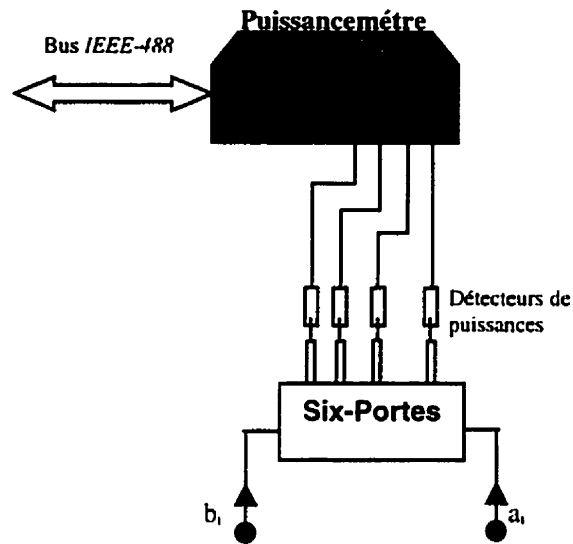


Figure 4.3 : Bloc de mesure

II-5 Bloc CAT

Le bloc CAT se compose de deux parties, une partie "matérielle" et une partie "logicielle". L'interface logicielle permet d'orchestrer tout le processus de mesures via les interfaces matérielles. La partie "matérielle" se caractérise par un micro-ordinateur relié à une carte HP-IB et une carte de conversion numérique analogique (CNA).

La partie "logicielle" comporte des programmes implantés sur le logiciel de contrôle et d'acquisition HP vee-test. Ces programmes permettent de commander les différentes procédures d'étalonnage, de mesures, de traitement des données et d'affichage des résultats.

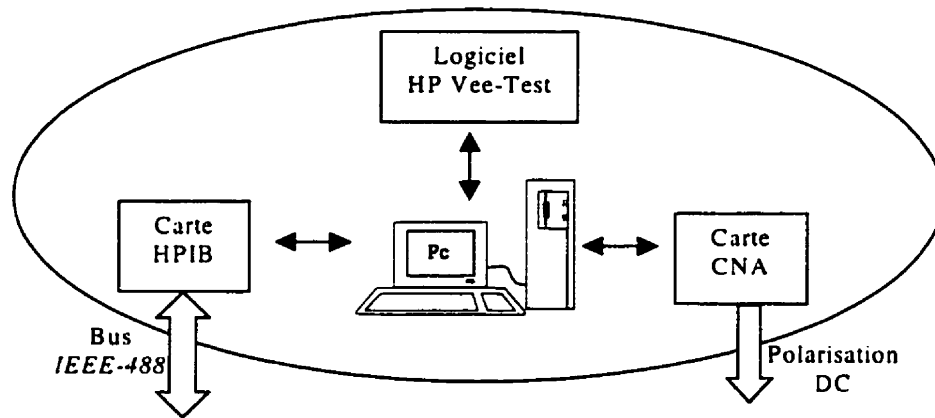


Figure 4.4 : Bloc de contrôle, d'acquisition et de traitement (CAT)

III Implantation logicielle

Des programmes d'acquisition, de contrôle des appareils et traitement de données ont été développés par l'intermédiaire du logiciel HP vee-test. Ce logiciel de Hewlett Packard s'est avéré efficace pour le développement et l'implantation des programmes de contrôle et de traitement de données. Ces programmes sont présentés comme suit : on a cinq programmes d'étalonnage :

- Programme d'étalonnage du réflectomètre six-ports par la méthode des 13 charges.
- Programme d'étalonnage de la boîte d'erreurs du réflectomètre six-ports par la méthode des trois standards et demi.
- Programme d'étalonnage des boîtes d'erreurs pour les impédances à la source et à la charge
- Programme d'étalonnage TRL/QSOLT.
- Programme d'étalonnage en puissance.

Les résultats obtenus par l'intermédiaire de ces programmes sont utilisés par les programmes de mesures qui sont au nombre de deux :

- Programme de mesure des paramètres S

- Programme de mesure des coefficients de réflexions et du flux de puissance

V Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le travail effectué au niveau de l'appareillage et au niveau du logiciel. Le système ARASS comporte plusieurs blocs interagissant entre eux (Figure 4.5). La routine de mesure automatique n'est possible que si elle est orchestrée par le bloc CAT. Ce dernier représente un élément clef du système.

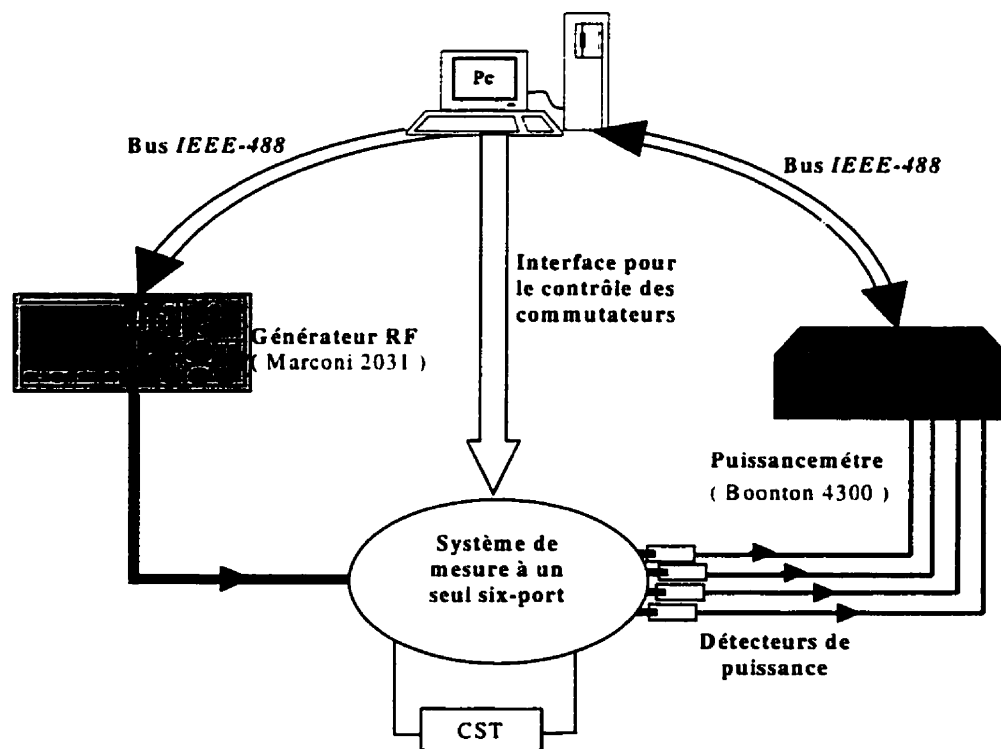


Figure 4.5 : Analyseur de Réseaux Automatique à un Seul Six-ports (ARASS)

Chapitre V : Test et mesure de validation

I Introduction

Une fois l'implémentation matérielle et logicielle du système ARASS achevé, nous avons entamé la phase de test et de validation. Ceci, permet d'évaluer les potentialités et les limites du système.

Les mesures obtenues ont été systématiquement comparées, à des mesures réalisées par l'analyseur de réseaux *HP 8510C*.

La validation de mesures comprend plusieurs étapes:

- Vérification de la bonne conception de la jonction six-ports.
- Validation des mesures du coefficient de réflexion à chacun des ports de mesures.
- Validation des mesures des paramètres S.
- Validation des flux de puissances à chacun des ports de mesures.

II Vérification de la conception du six-ports

La figure 5.1 présente les points q_i de la jonction six-ports, pour les différentes fréquences.

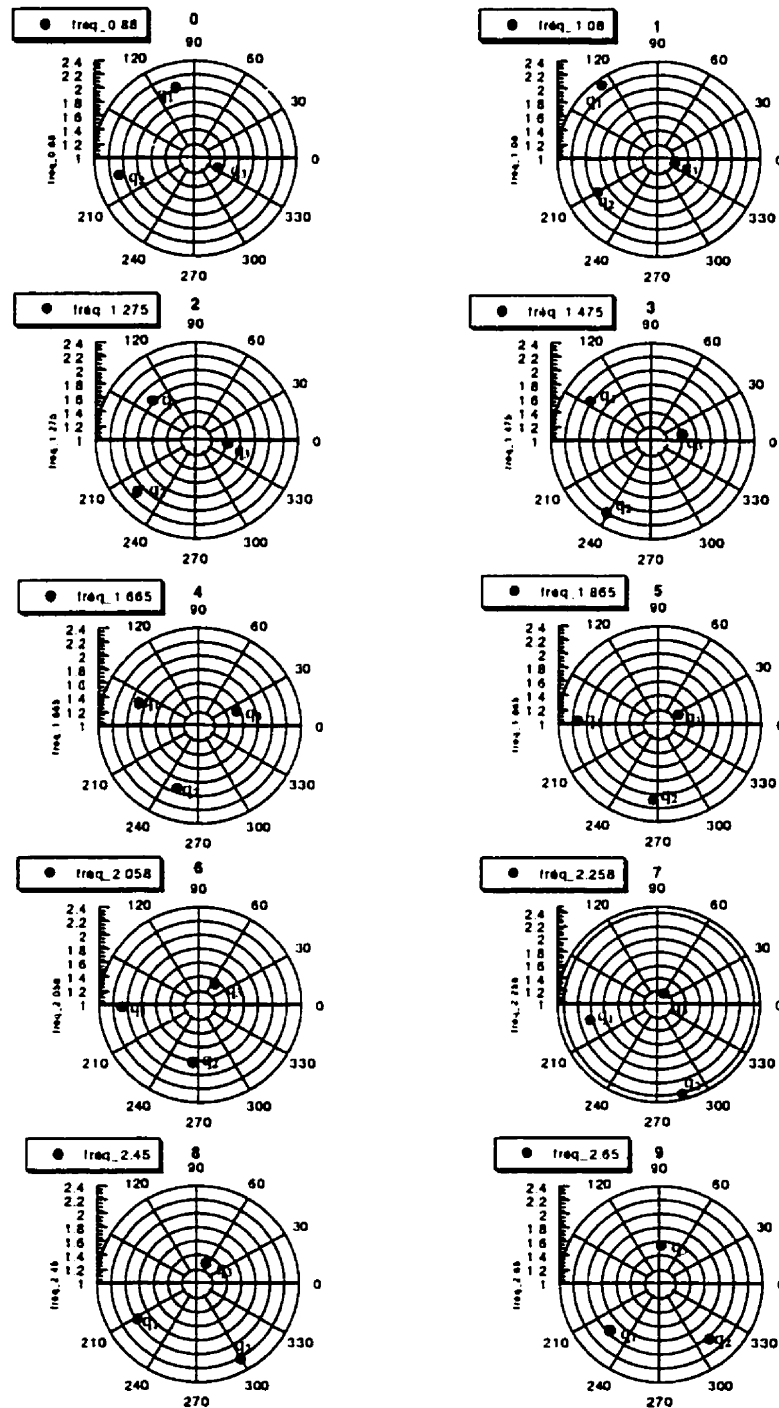


Figure 5.1 : Les points q_i de la jonction six-ports

On peut constater que la jonction six-ports est loin d'être idéale. En effet, les amplitudes des points q_i varient entre 1.1 et 2.5 et leurs positions dépendent de la

fréquence. Par contre, le déphasage entre les points q_i est acceptable, ce qui représente une bonne disposition des points autour du coefficient de réflexion.

La cause de ces imperfections est due aux composants utilisés pour la conception de six-ports. Ceux-ci induisent :

- Fluctuation du niveau de couplage avec la fréquence pour les coupleurs et le diviseur de puissance utilisés dans la conception du six-ports
- L'adaptation aux ports d'entrés et de sortie du six-ports n'est pas très bonne
- Un déphasage variable aux ports de sortie des coupleurs et des diviseurs de puissances.
- La directivité et l'isolation ne sont pas de bonnes niveau pour les coupleurs et le diviseur de puissances.

Les résultats obtenus sont prévisibles. En effet, malgré la non-conformité à la théorie, on peut considérer que le six-ports est assez fiable.

III Validation des mesures des coefficients de réflexions

Dans cette partie, nous avons procédé à l'évaluation des mesures aux niveaux des plans de référence. Le système possède quatre plans de mesure, aux ports 1 et 2 du CST, à la source et la charge (voir figure 3.1). La validation a été effectuée par l'intermédiaire de composants passifs (3dB, 6dB, 10dB et 20dB). Les résultats sont comparés à des mesures effectuées par l'analyseur de réseau *HP 8510C*.

Les quatre standards ont été présentés à chacun des ports de mesures. Les mesures effectuées se révèlent identiques à chacun des ports. Les résultats de ces mesures sont présentés aux figures 5.2, 5.3, 5.4 et 5.5. Pour chaque figure, on présente le module et la phase du coefficient de réflexion mesuré par le système ARASS et par l'analyseur de réseaux *HP 8510C*.

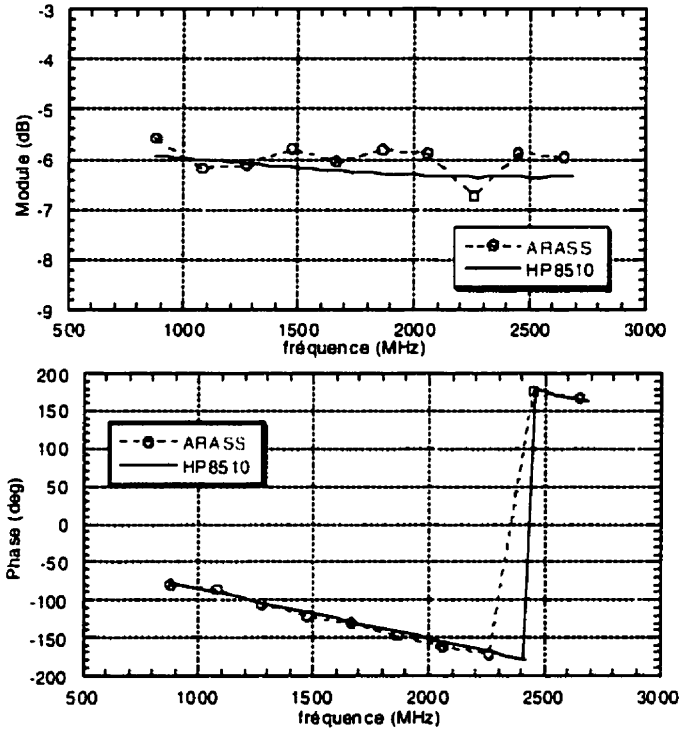


Figure 5.2 : Standard 3dB ARASS vs HP 8510C (Γ)

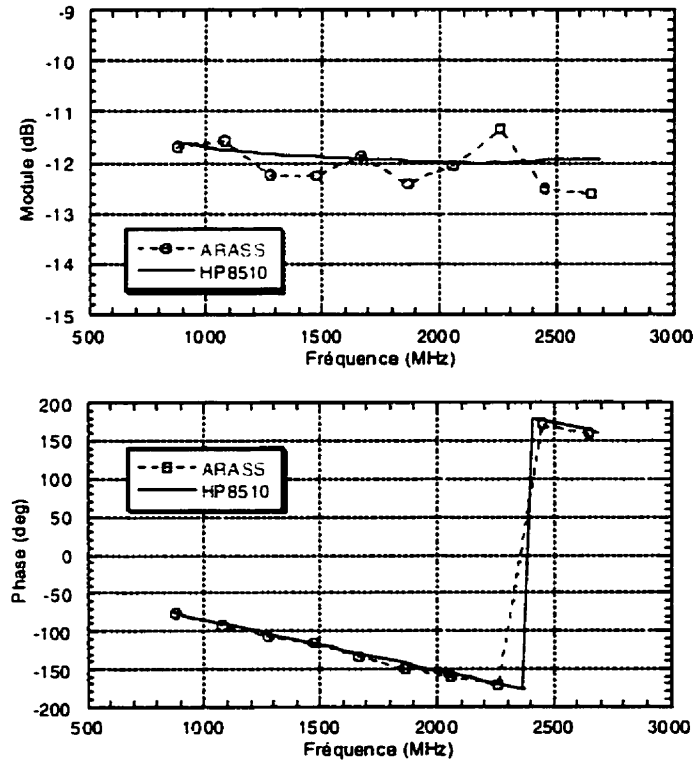


Figure 5.3 : Standard 6 dB ARASS vs HP 8510C (Γ)

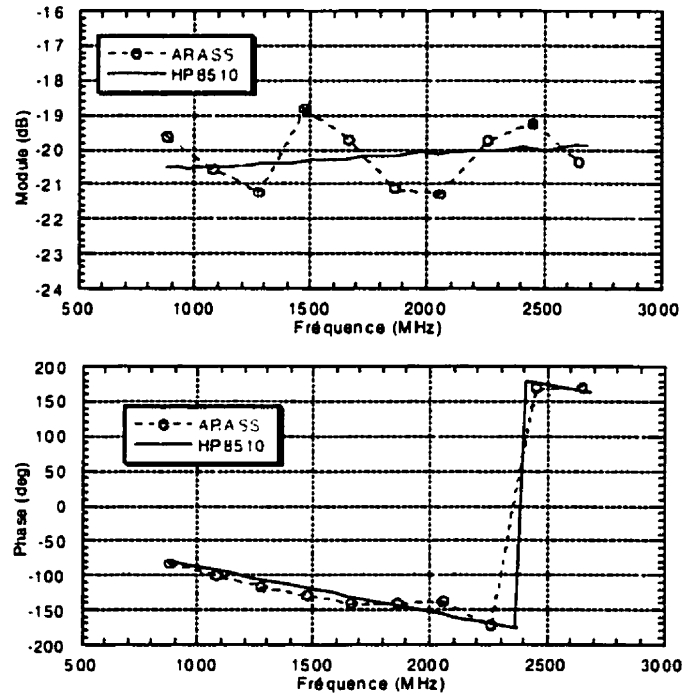


Figure 5.4 : Standard 10 dB ARASS vs HP 8510C (Γ)

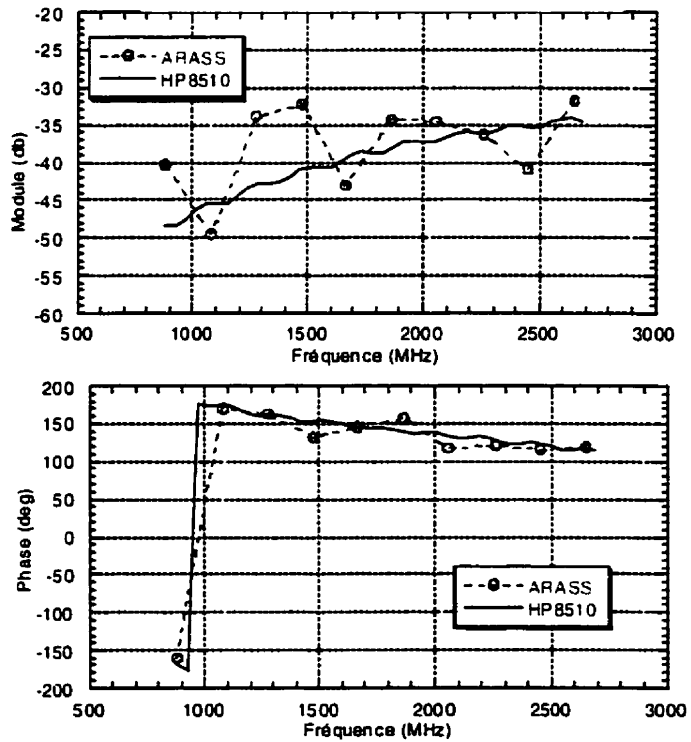


Figure 5.5 : Standard 20 dB ARASS vs HP 8510C (Γ)

Les mesures des standards 3dB, 6dB et même 10 dB sont assez précises. Par contre, les résultats du standard 20 dB ne sont pas satisfaisants, ceci reflète la limite du système.

Par l'intermédiaire de ces mesurées on a pu vérifier deux critères.

- Le six-ports permet d'avoir une bonne précision de mesure sur toute la bande de fréquence.
- L'étalonnage effectué à chacun de ces plans de référence est satisfaisant.

IV Validation des mesures des paramètres S

La principale fonction du système ARASS est la possibilité de mesurer les paramètres S. Ceci doit être vérifié indépendamment du circuit à mesurer qu'il soit passif ou actif.

La validation des mesures des paramètres S a été effectuée sur des composants passifs et actifs et comparativement à des mesures réalisées par l'analyseur de réseau le *HP 8510C*.

V-1 Validation des mesures par l'intermédiaire de circuits passifs

Pour évaluer les mesures des paramètres S, on a utilisé les mêmes standards passifs (3 dB, 6 dB, 10 dB et 20 dB). Ces derniers ont été insérés entre les deux ports de mesure du système ARASS.

Dans cette partie, on s'intéresse aux paramètres de transmission S_{12} et S_{21} . Les mesures des paramètres de réflexions S_{11} et S_{22} ont été vérifiées précédemment.

Les résultats de ces mesures sont exposés aux figures (5.6, 5.7, 5.8 et 5.9). Pour chaque figure, on présente le module et la phase du paramètre S_{21} mesurés par le système ARASS et par l'analyseur de réseau *HP 8510C*. Les mesures des paramètres S_{12} et S_{21} se sont révélées identiques.

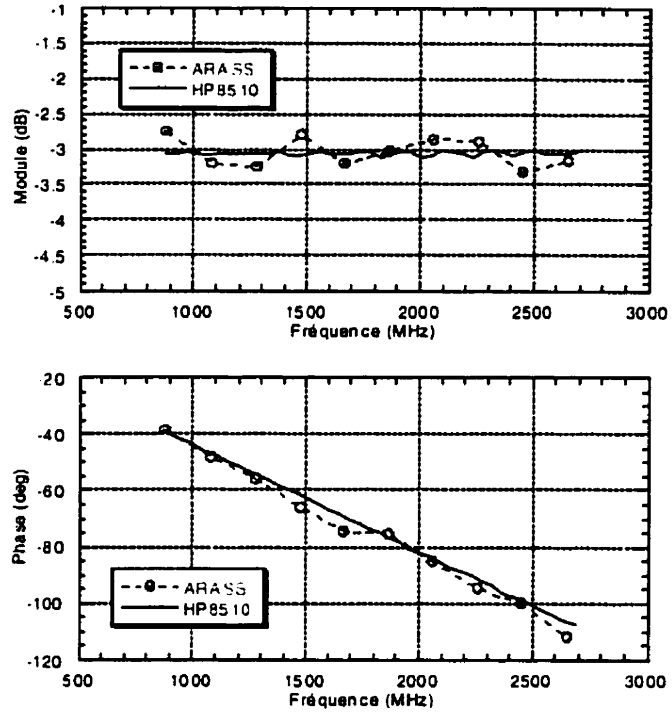


Figure 5.6 : Standard 3dB ARASS vs HP 8510C (S_{21})

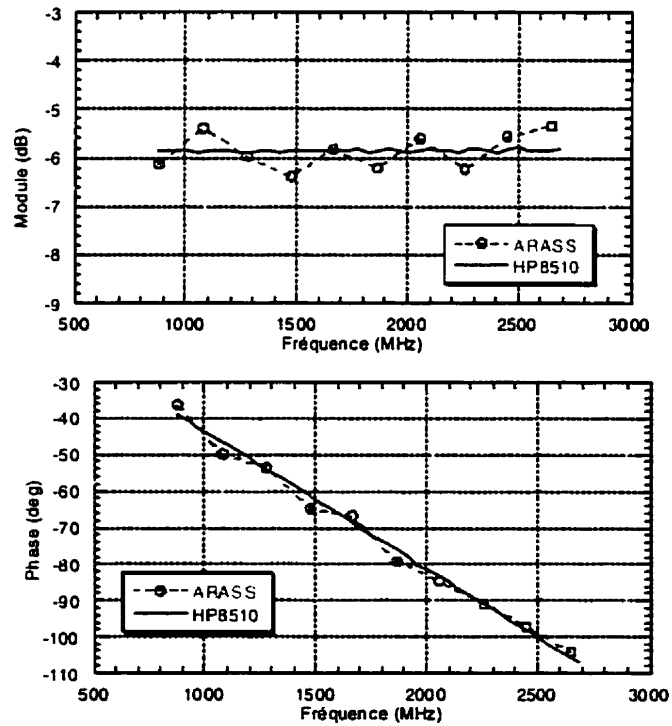


Figure 5.7 : Standard 6dB ARASS vs HP 8510C (S_{21})

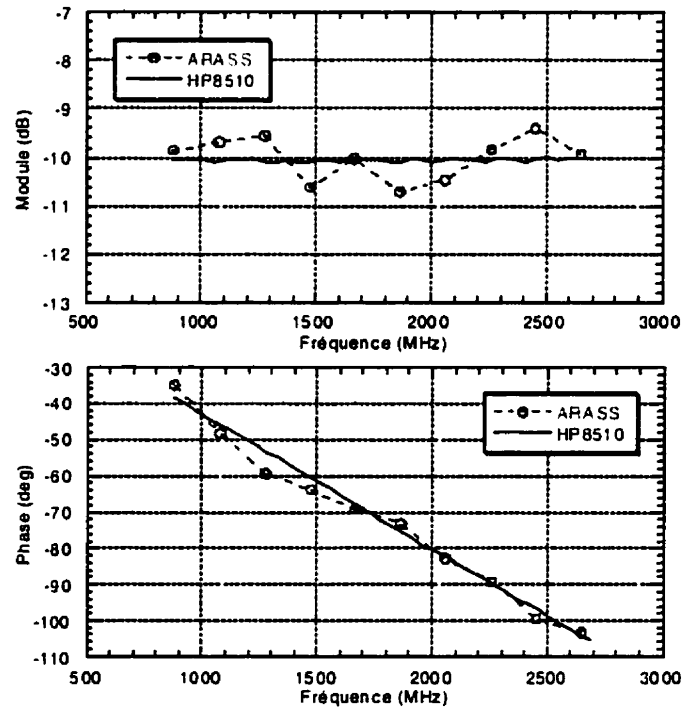


Figure 5.8 : Standard 10dB ARASS vs HP 8510C (S_{21})

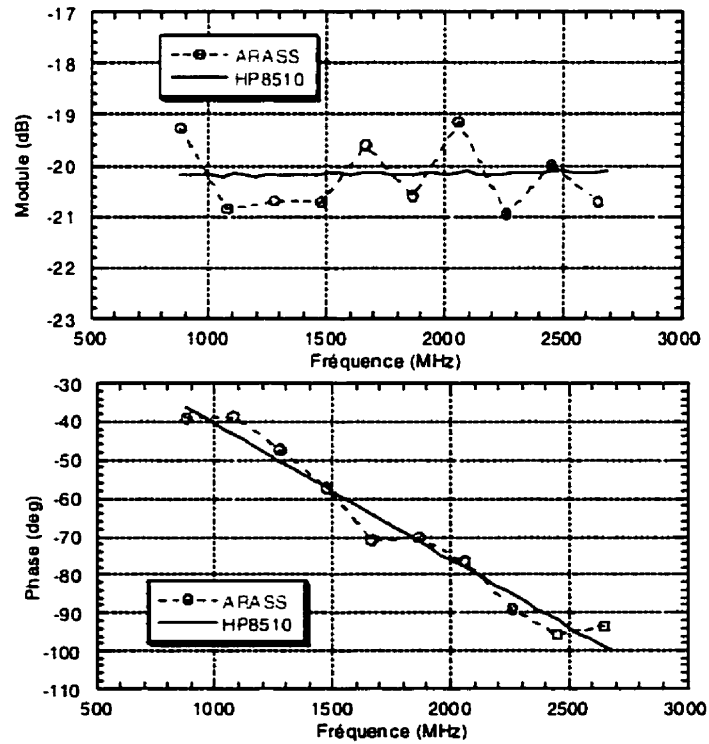


Figure 5.9 : Standard 20dB ARASS vs HP 8510C (S_{21})

A travers ces mesures, nous avons pu vérifier encore une fois les performances du système. Ce dernier offre une bonne précision de mesure comparativement à l'analyseur de réseau *HP 8510C*. On a pu constater que les mesures sont assez précises pour des atténuations de l'ordre de 20 dB. On obtient une erreur de ± 0.9 dB et un déphasage de $\pm 6^\circ$, ce qui représente une bonne estimation.

V-2 Validation des mesures par l'intermédiaire de circuit actif

Dans cette partie, nous présentons les résultats de mesure des paramètres S du transistor Nec76084 de la compagnie Nippon Electric. Ce transistor a l'avantage d'être un transistor à basse puissance ne nécessitant pas une polarisation DC importante. Ceci permet de protéger les composants du système (T de polarisation, commutateurs). Le transistor a été polarisé en classe A, avec $V_{ds}=3v$ et $I_{ds}=15mA$. De la même manière que précédemment les mesures sont comparées avec celles trouvées par l'analyseur de réseaux *HP 8510C*. Les résultats sont illustrés aux figures 5.10, 5.11, 5.12 et 5.13. On présente le module et la phase du coefficient de réflexion mesurés par le système ARASS et par l'analyseur de réseau *HP 8510C*.

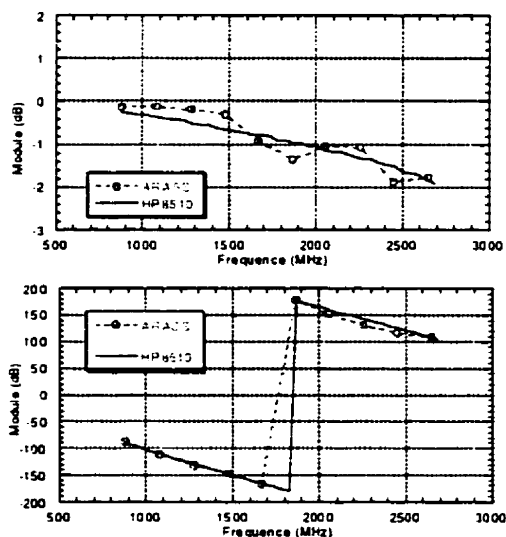


Figure 5.10 : S_{11} Nec76084 : ARASS vs HP 8510C.

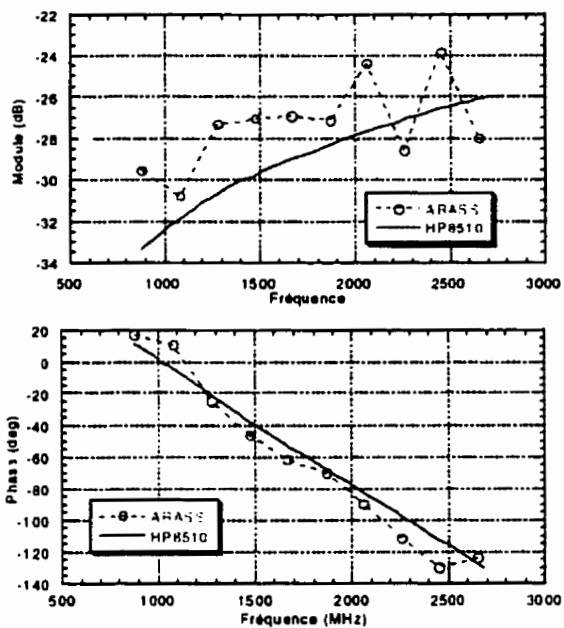


Figure 5.11 : S_{12} Nec76084: ARASS vs HP 8510C

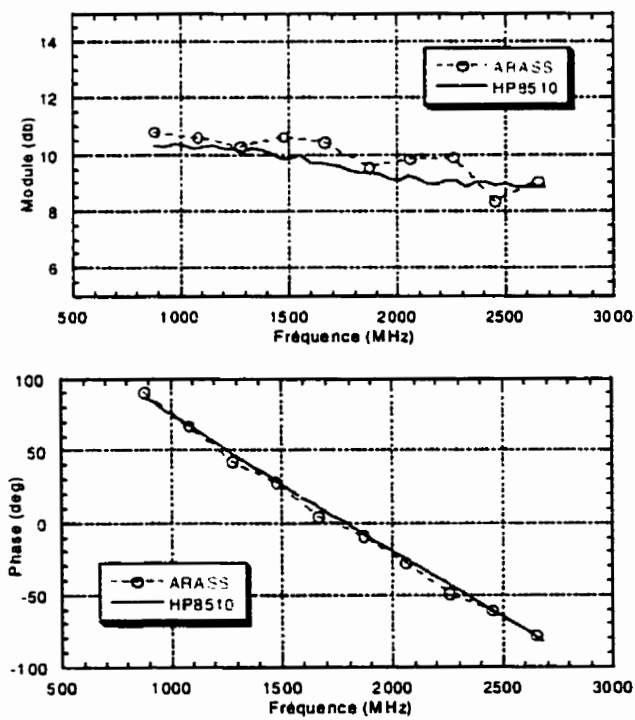


Figure 5.12 : S_{21} Nec76084 : ARASS vs HP 8510C

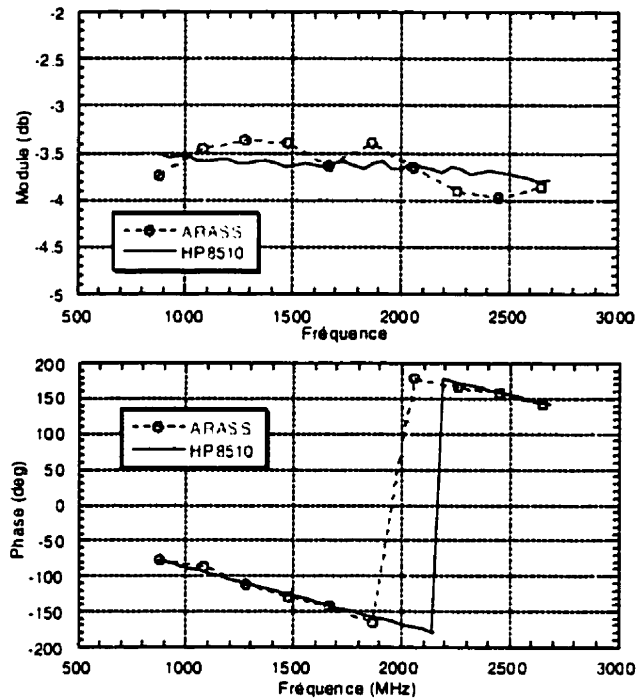


Figure 5.13 : S_{22} Nec76084 ARASS vs HP 8510C

V Validation des mesures du flux de puissances

Un des avantages majeurs du système ARASS, est la possibilité de mesurer les puissances aux ports d'entrée et de sortie d'un CST à deux ports. Pour valider les mesures de puissance aux abords de chacun des ports, on procède comme suit :

- Validation des mesures de puissance au port d'entrée du CST.
- Validation des mesures de puissance au port de sortie du CST.

Il faut noter que les mesures ont été réalisées pour chacune des fréquences de la bande.

V-1 Validation des mesures de puissance au port d'entrée

Afin de vérifier la précision de mesures de puissance au port d'entrée du CST, on varie la puissance injectée par le générateur RF. On compare à chaque fois les mesures obtenues par le système ARASS et par le puissancemètre *Boonton*. Ce dernier est

connecté par l'intermédiaire d'un détecteur de puissance au port 1 de mesure (voir figure 5.14).

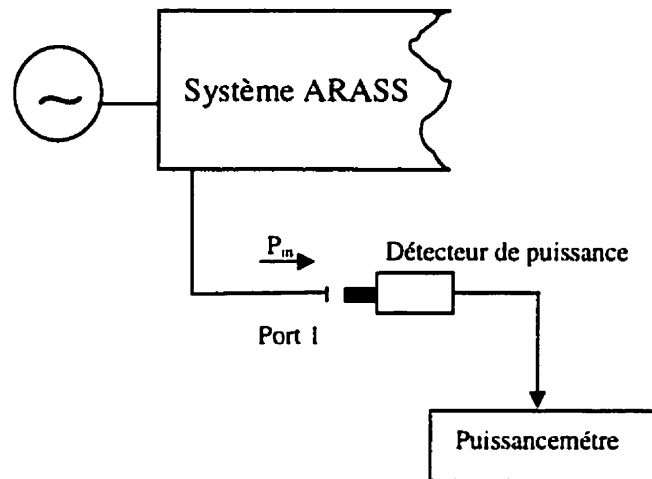


Figure 5.14 : Mesure de la puissance d'entrée :
ARASS vs Boonton

Nous avons varié le signal RF entre 13dbm et-23dbm. La figure 5.15 montre que les mesures obtenues par le système ARASS présentent un taux d'erreur acceptable relativement aux mesures effectuées par le *Boonton*. Ceci se traduit par une marge d'erreur qui varie de $\pm 10\%$ pour un niveau de puissance ne dépassant pas -20 dBm. Par contre, le taux d'erreur devient important pour une puissance de -28dBm

Ce test nous a permis de valider les mesures de puissances au port d'entrée, même pour des niveaux de puissance très faibles, de l'ordre de -20dbm.

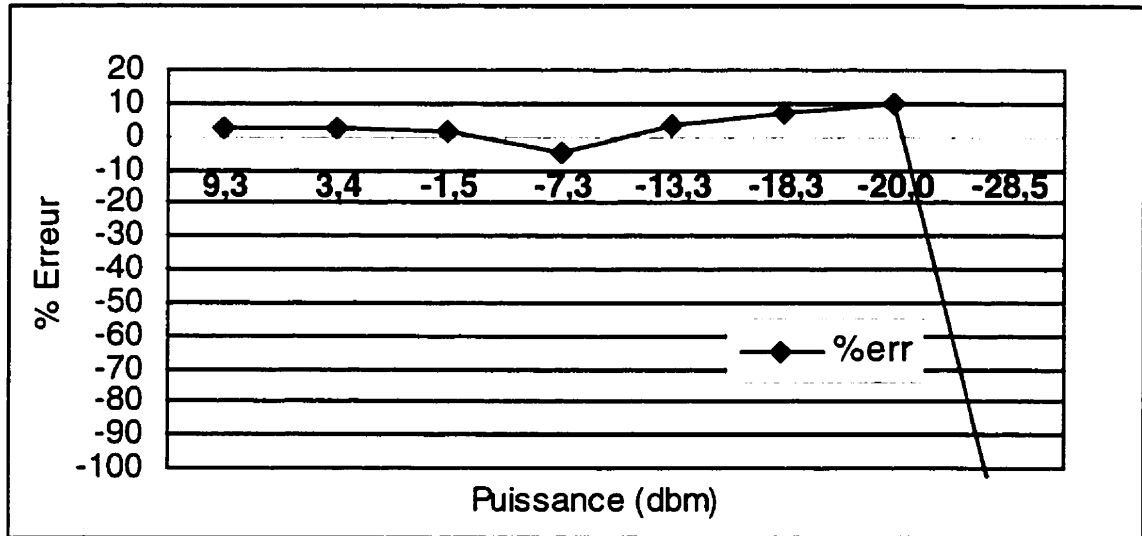


Figure 5.15 : Erreur de mesure en puissance

V-2 Validation des mesures de puissance au port de sortie

Les mesures de puissances au port d'entrée ont été validées, on peut par conséquent le considérer comme un port de mesure fiable. La procédure de tests s'effectue par des mesures de circuits passifs connus (voir figure 5.16).

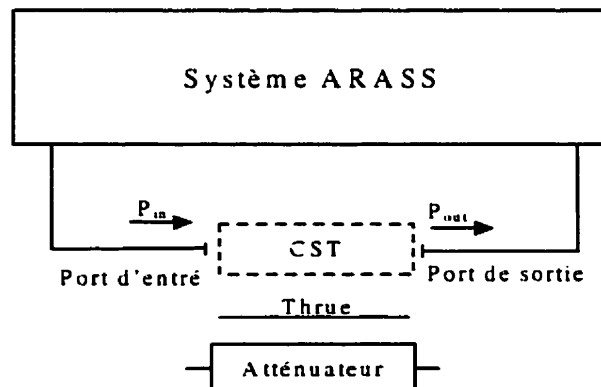


Figure 5.16 : Validation de la mesure de puissance au port de sortie

La validation des mesures au port de sortie a été vérifiée en deux étapes :

1. Nous avons en premier lieu connecté les deux ports de mesures ensemble, ce qui permet d'avoir le même plan de référence aux deux ports de mesure. Ceci implique que les puissances à l'entrée et à la sortie sont égales. ($P_{in} = P_{out}$). Ensuite, nous avons varié la puissance du signal de la source RF et on a mesuré les puissances à chacun des ports. Les résultats obtenus ont permis de vérifier la précision des mesures, jusqu'à une puissance minimum aux alentours de -20dbm (voir figure 5.17).
2. En second lieu, nous avons validé les mesures par variation de la puissance entre les deux ports. Ceci a été effectué par l'intermédiaire de circuits passifs (atténuateurs). Les circuits passifs utilisés dans notre cas, étaient des atténuateurs -3db , -6db , -10db et -20db .

Pour chacun des cas, on a mesuré la variation de puissance ($P_{in}-P_{out}$) entre les deux ports et sur toute la bande de fréquences. Les mesures obtenues sont présentées à la figure 5.18. Pour chaque atténuateur, on a pu vérifier la précision des mesures.

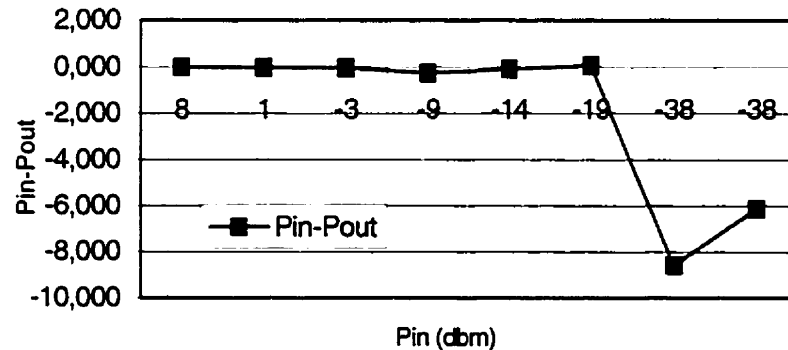


Figure 5.17 : Variation de la puissance de sortie relativement à la puissance d'entrée

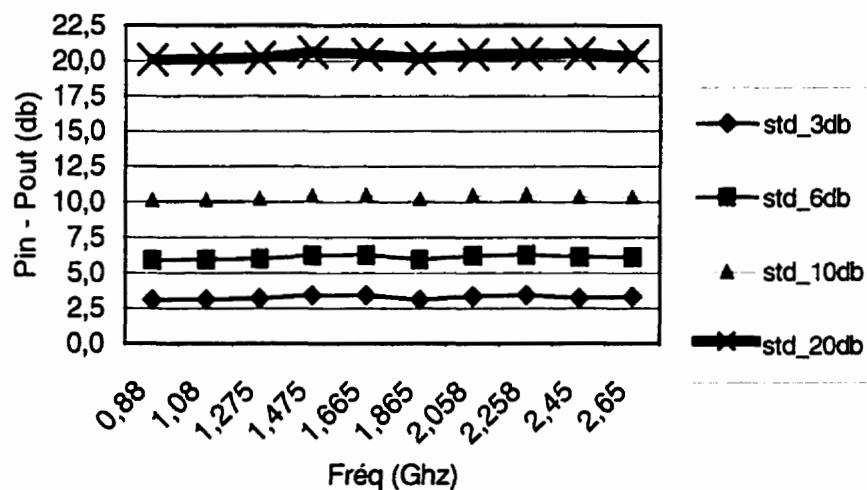


Figure 5.18 : Mesure de l'atténuation par le système ARASS

VI Conclusion

Dans ce chapitre, on a évalué la précision de mesure du système ARASS. Ce dernier permet d'effectuer les mesures des paramètres S, des coefficients de réflexions ainsi que les flux de puissance avec une assez bonne précision comparée à l'analyseur de réseau HP 8510C. Le système ARASS s'est avéré moins performant pour les signaux très faibles de l'ordre de -25dbm.

Chapitre VI :

Recherche de charge optimale par mesure Load-pull

I Introduction :

La conception rigoureuse de circuits micro-ondes nécessite une caractérisation expérimentale du dispositif actif au préalable. Le système ARASS présente plusieurs potentialités de mesures. Parmi ces caractéristiques majeures, la possibilité de mesurer les coefficients de réflexion à la source et à la charge ainsi que le flux de puissance. Ceci permet d'effectuer des mesures *Load-pull* qui représentent la variation de la charge en vue d'optimiser des paramètres donnés. Les applications à ce sujet sont multiples, et ils ont pour but d'améliorer les performances et les qualités, d'un circuit micro-ondes donné : efficacité énergétique, gain, puissance de sortie, etc.

Dans le but d'améliorer le gain en puissance du transistor *NEC76084*, on a intégré la technique de *Load-pull* actif à rétroaction avec le système ARASS.

II Les concepts de charge active et de Load-pull actif

Les figures 6.1 et 6.2 illustrent la propagation d'ondes, de signal incident et réfléchi à l'entrée d'un amplificateur micro-ondes (a_1 et b_1) ainsi qu'à sa sortie (b_2 et a_2). Dans le cas d'une charge passive (figure 6.1), le taux de réflexion d'ondes à la sortie de l'amplificateur dépendra de l'impédance de la charge Z_L par rapport à une impédance de référence Z_0 . On relie ces charges et ondes progressives avec le coefficient de réflexion Γ_{out} selon les relations suivantes:

$$(a_2)^2 = (\Gamma_{out})^2 (b_2)^2 \quad (6.1)$$

$$P_{out} = (b_2)^2 - (a_2)^2 = (b_2)^2 (1 - (\Gamma_{out})^2) \quad (6.2)$$

$$\text{avec } \Gamma_{out} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{a_2}{b_2} \quad (6.3)$$

Dans le cas d'une charge dite active (voir figure 6.2), Γ_{out} est synthétisé en simulant une onde réfléchie. Ceci se réalise en absorbant l'onde incidente via l'impédance de caractérisation Z_0 et en injectant un signal avec une source. Les équations précédentes se traduisent par :

$$(a_2(f_0))^2 = (\Gamma_{out}(f_0))^2 (b_2(f_0))^2 \quad (6.4)$$

$$P_{out}(f_0) = (b_2(f_0))^2 - (a_2(f_0))^2 = (b_2(f_0))^2 (1 - (\Gamma_{out}(f_0))^2) \quad (6.5)$$

Par conséquent, faire varier le rapport $\frac{a_2(f_0)}{b_2(f_0)}$ revient à faire varier la charge (*Load-pulling*) à la fréquence f_0 .

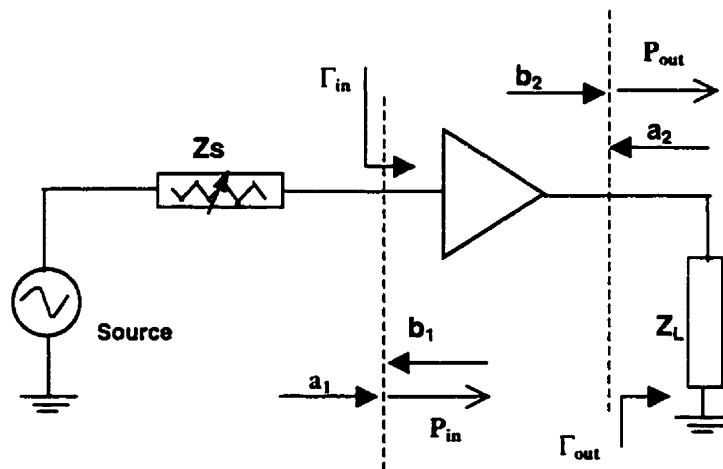


Figure 6.1 : La charge passive

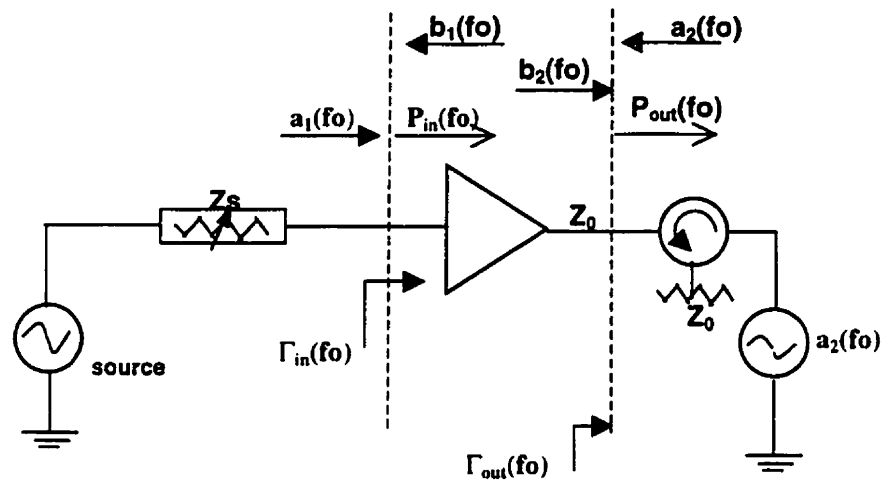


Figure 6.2 : La charge active

II Système Load-pull actif à rétroaction

L'avantage du Load-pull actif par rapport au Load-pull passif est la possibilité de synthétiser différentes charges, y compris celles où le module du coefficient de réflexion est supérieur à 1 [7]. Dans le cas du Load-pull passif, la charge passive limite le module en dessous de 1 théoriquement, et environ 0.9 en pratique.

Un dérivé du Load-pull actif est le Load-pull actif à rétroaction. Le principe de fonctionnement de ce système consiste à générer un signal émergent au CST à partir du signal incident. La figure 6.3 illustre le système de Load-pull actif à rétroaction. Ceci est formé de deux coupleurs directionnels, un atténuateur, un déphaseur, un amplificateur et un filtre passe-bande. Le système comporte une boucle principale et une boucle secondaire.

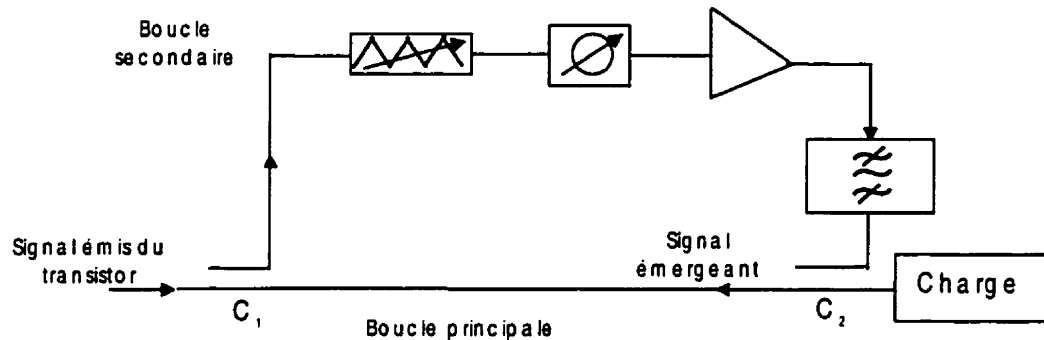


Figure 6.3 : Système de Load-pull actif à rétroaction

Dans la boucle principale, l'interaction des signaux incidents et émergents crée la charge fictive vue par le CST. La boucle secondaire consiste à produire un signal émergent variable.

Un échantillon du signal incident est prélevé à partir du coupleur C_1 pour être acheminé vers la boucle secondaire. La boucle secondaire permet de varier la charge fictive vue par le CST. Le signal peut être atténué, déphasé puis amplifié avant d'être injecté dans la boucle principale. Le filtre passe-bande élimine les signaux d'intermodes provoqués par l'amplificateur.

Comparé à la technique du Load-pull actif standard la technique du Load-pull actif à rétroaction possède deux avantages :

1. Elle évite l'utilisation d'une nouvelle source RF, par le fait d'utiliser un échantillon du signal incident pour produire un signal émergent,
2. Elle permet de produire un coefficient de réflexion indépendamment de l'amplitude du signal incident, ceci assure une stabilité des mesures qui soient facilement reproduites.

Désormais cette technique a un inconvénient majeur relativement à la technique classique. L'utilisation du signal incident pour produire un signal émergent peut provoquer des oscillations et rendre le système instable. Ceci est plus probable dans le cas d'une caractérisation grand signal.

IV Recherche du gain de puissance maximum

Nous avons intégré la technique de Load-pull actif à rétroaction au système ARASS. La boucle rétroactive a été insérée entre la charge passive et le port 2 du système (voir figure 6.4). L'utilisation de la charge passive permet d'avoir une adaptation initiale du circuit sous test. Elle permet aussi de stabiliser le circuit s'il présente un problème d'oscillation.

Dans cette étape, nous allons effectuer une étude de charge optimale afin d'avoir un gain de puissance maximum. Le transistor choisi est le NEC76084 de la compagnie Nippon Electric. Ce dernier a été caractérisé à la fréquence 1.65Ghz et polarisé en classe A avec une tension drain-source $V_{ds}=3$ V et un courant drain-source $I_{ds}=15$ mA.

Avant tout, on mesure les paramètres S du transistor afin d'analyser son comportement petit signal. Le transistor s'est avéré instable à la fréquence 1.67 GHz. Ceci se vérifie via les paramètres de stabilité K et Δ (voir Annexe 2).

Afin de stabiliser le transistor, on a inséré une résistance de 390 Ohm à son entrée (voir Annexe 3) .

La technique Load-pull adoptée consiste à :

- Fixer la puissance du signal de la source à -10 dBm.
- Mesurer le coefficient de réflexion et la puissance d'entrée au transistor.
- Mesurer le coefficient de réflexion et la puissance absorbée de la charge.

La technique Load-pull a permis de produire plusieurs charges (voir figure 6.5)

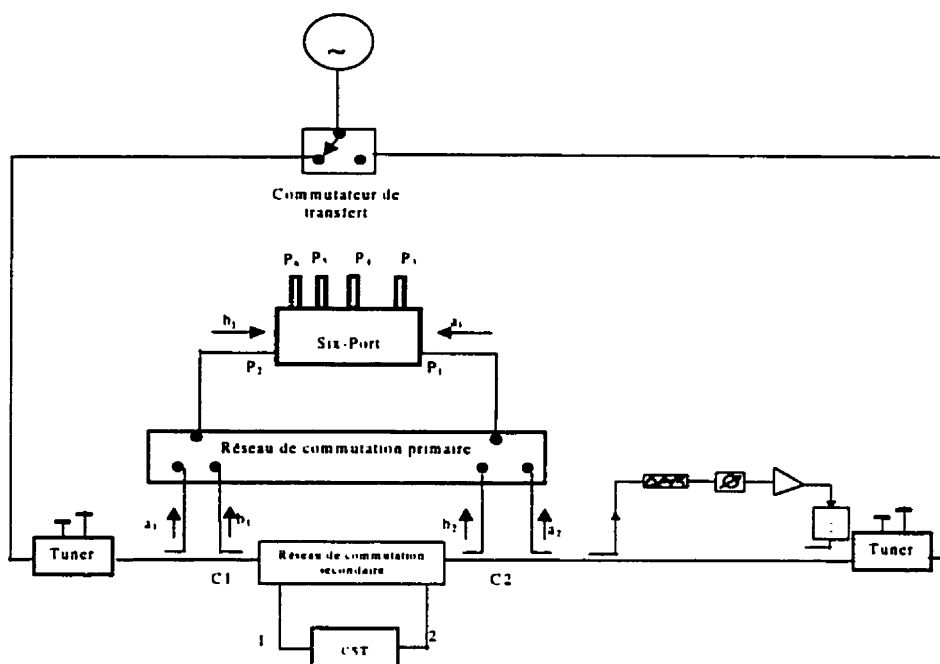


Figure 6.4 : Architecture du système ARASS utilisant la technique Load-pull

En reliant les différentes charges produisant un même gain, on obtient des formes quasi circulaires (voir figure 6.6). Ceci traduit l'aspect petit signal de la caractérisation. Les cercles de gains sont concentriques, reflétant la variation du gain de 2dB à 13 dB. Le système ARASS permet d'obtenir un gain maximum de 13.25dB avec une charge ayant un coefficient de réflexion de $0.66 \angle 10.4^\circ$. Les résultats sont excellents puisque le calcul théorique prédit un gain de 13.625 dB est un coefficient de réflexion de $0.626 \angle 6.6^\circ$. Nous avons obtenu une erreur de 5 % sur l'amplitude et 5° de déphasage entre les mesures effectuées par le système ARASS et les mesures théoriques. Ces résultats viennent confirmer les performances du système ARASS.

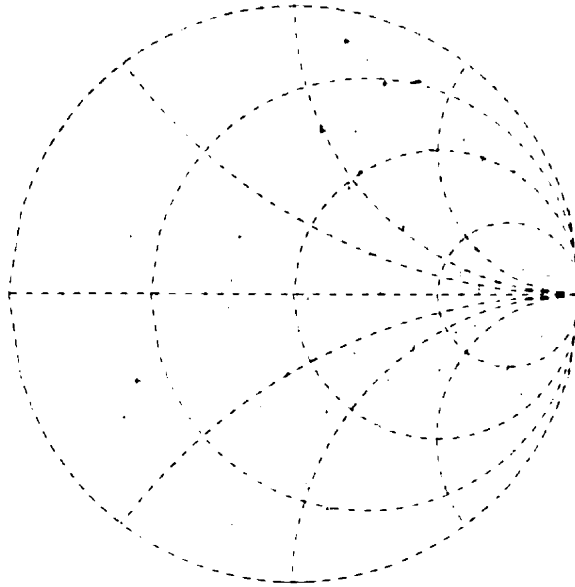


Figure 6.5 : Charges obtenues par des mesures Load-pull

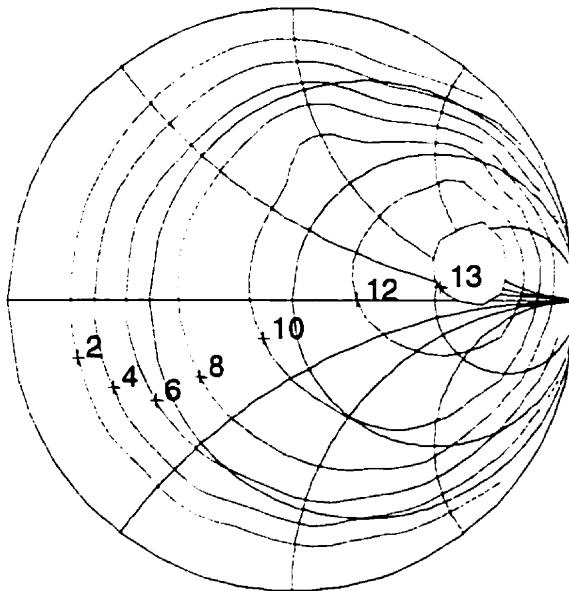


Figure 6.6 : Cercles de gain de puissance

V Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons identifié les différentes techniques de variation de charge (*Load-Pulling*). On a intégré la technique de Load-pull active à rétroaction au système ARASS. Ceci a permis d'effectuer une optimisation du gain de puissance . Les mesures obtenues s'avèrent précises comparativement à la prévision théorique. Nous pouvons conclure que le système ARASS est un système efficace pour la caractérisation petit signal des circuits micro-ondes.

Conclusion et Recommandations

Dans ce mémoire, la conception, la réalisation et le test d'un nouveau analyseur de réseaux a été complété. Ceci constitue une contribution originale aux techniques de mesure des circuits micro-ondes à deux ports. Le système développé utilise une seule et unique jonction six-ports. Le travail effectué au cours de ce projet a permis d'atteindre plusieurs objectifs.

En premier lieu, un développement analytique a permis d'analyser les caractéristiques de la jonction six-ports. On a abouti à une équation mathématique qui permet de déterminer le rapport d'ondes en fonction des paramètres S du six-ports et du coefficient de réflexion de la charge. De cette équation est venue l'idée d'utiliser la jonction six-ports non plus comme réflectomètre mais plus tôt comme comparateur d'ondes.

Une fois le six-ports comparateur d'ondes a été validé, on a pu développer des systèmes de mesures automatisés utilisant une seule jonction six-ports. Ces systèmes permettent la caractérisation des circuits micro-ondes à deux ports en termes de leurs paramètres S et de leurs flux de puissances.

Le premier système présenté, possède la potentialité de mesurer les ondes indépendamment les unes des autres. Le second système développé permet des mesures directes des paramètres S et des flux de puissances à l'entrée et à la sortie du circuits sous test. En plus, il permet la variation de l'impédance de la source et de la charge sans avoir à effectuer un nouvel étalonnage. Ce système a été réalisé et désigné par ARASS (Analyseur de Réseaux à un Seul Six-ports).

Pour s'assurer de la bonne conception du système ARASS, une série de tests et de mesures a été réalisés sur des circuits passifs et actifs. Les mesures des paramètres S , des coefficients de réflexion de la source et de la charge ont été systématiquement validés

contre des mesures effectuées par l'analyseur de réseaux HP 8510C. En ce qui concerne les mesures des flux de puissances aux plans de références du circuit sous test, ils ont été vérifiés comparativement à des mesures réalisées par le puissancemètre Boonton 4300. Ces tests ont permis de valider les différentes mesures, même pour des signaux très faibles de l'ordre de -20 dB.

Le système ARASS offre la possibilité de mesurer et de varier les impédances vues par les ports de mesures sans avoir à effectuer un nouvel étalonnage. Ceci est un avantage considérable relativement aux systèmes de mesures existants. Afin de profiter de ces possibilités, on a intégré la technique de Load-pull actif à rétroaction au système ARASS. Ceci nous a permis de rechercher la charge optimale pour un gain de puissance maximum. Les mesures obtenues ont été assez précises comparées aux résultats théoriques.

Le système ARASS offre plusieurs avantages relativement aux analyseurs de réseaux existants. C'est un système simple à concevoir, peu complexe et il est commandable via un micro-ordinateur. Ce dernier offre une flexibilité dans le traitement des mesures. Par l'intermédiaire d'un seul et unique six-ports, le système ARASS permet d'effectuer les mesures indispensables à toute caractérisation de circuits micro-ondes à deux ports.

Les inconvénients du système ARASS relativement à l'analyseur de réseaux le HP 8510C :

- Un temps de mesures et de traitement long.
- Une bande de fréquences limitée.
- Procédure d'étalonnage compliquée .

Les recommandations à ce sujet sont multiples. En effet, on peut recommander d'effectuer une caractérisation grand signal et multi-harmonique avec le système ARASS tel que montré à la figure 7.1.

Ceci peut s'effectuer en insérant trois boucles de Load-pull à rétroaction au niveau de la charge. Chaque boucle permettra d'optimiser la charge à une harmonique.

Il faut placer un filtre *YIG* à la sortie des ports de mesures du six-ports (P3, P4, P5 et P6). Ce qui permet de filtrer chacune des harmoniques, indépendamment l'une de l'autre. Afin d'avoir un système Load-pull automatique, il faut remplacer l'atténuateur et le déphaseur par un modulateur vectoriel. Ce dernier sera contrôlé automatiquement par le micro-ordinateur.

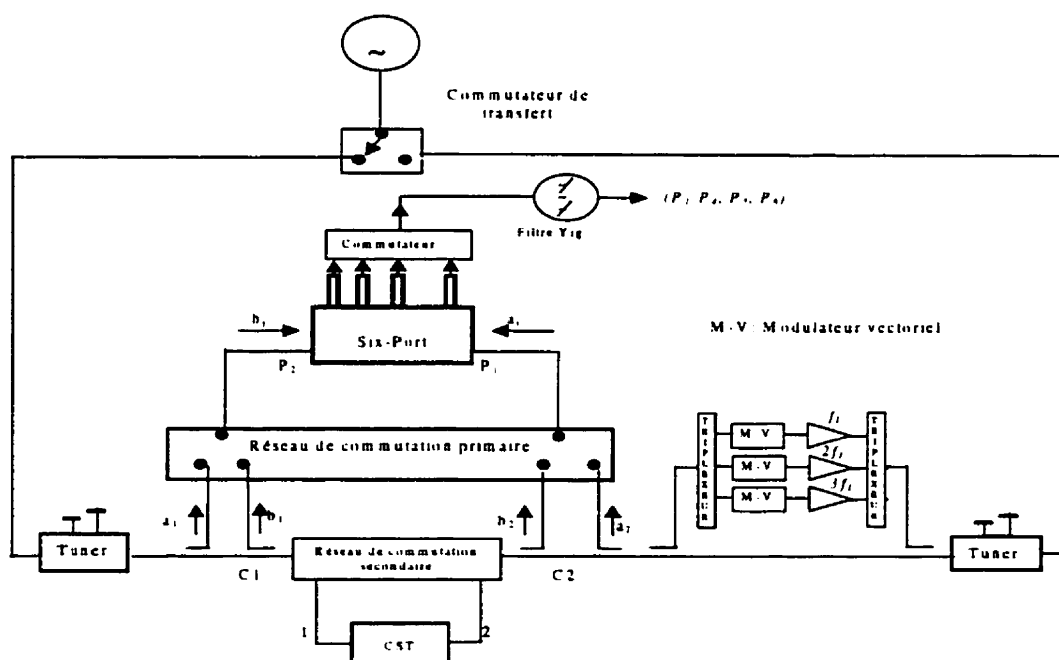


Figure 7.1 : Le système ARASS pour une caractérisation multi-harmonique

RÉFÉRENCES

- [1] ENGEN G.F, HOER C.A, (June 1987), "Online Accuracy assessment for the Dual Six-Port ANA: Extension to Non-matching Connectors", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 36, no. 2, pp. 524-529.
- [2] HOER C.A, (December 1977), "A network analyzer incorporating two six-port reflectometers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech*, vol. MTT-25.
- [3] HOER C.A, (December 1972), "The Six-Port Coupler: A New Approach to Measuring Voltage, Current, Power, Impedance and Phase", *IEEE Trans*, vol. IM21, no 4, pp. 488-470,.
- [4] WATERS D.M, SMITH D, M.C. THOMPSON JR, (September 1962), "Precision Phase-Meter", *IRE Transactions on Instrumentation*, pp. 64-66.
- [5] BLANCHE F, NEBUS J.M, BOUYSSSE P, VILLOTTE J.P, (June 95), "A Novel Computerized Multi-Harmonic Active Load-Pull System for the Optimization of High Efficiency Operating Classes in Power Transistors", *IEEE-MTTS 95 Digest*, pp. 1037-1040.
- [6] FERRERO F., SAMIETO F, PISANI U, BECCARI C, (April 1994), "A Novel Hardware and software Solutions for a Complete Linear and Non-Linear Microwave Device Characterization", *IEEE Transactions and Instrumentation Measurement*, vol. 43, no. 2, pp. 299-305.

- [7] GHANOUCI F.M " A Six-Port Network Analyzer Load-Pull System for Active Load Tuning", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, pp. 628-631.
- [8] GHANOUCI F.M, BRODEUR A, (1992), " Théorie et techniques de calibration de l'analyseur de reseaux Six-Port", Rapport technique, École Polytechnique de Montréal.
- [9] GONZALEZ G, (1984), " Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design", Prentice Hall.
- [10] ENGEN G.F., (December 1973), "Calibration of an Arbitrary Six-Port Junction for Measurement of active and Passive Circuit Parameters", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 22, no. 4, pp. 295-299.
- [11] ENGEN G.F., (December 1976), "Determination Phase and Amplitude from Power Measurements" *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 25, no. 4, pp. 414-418.
- [12] ENGEN G.F, HOER C.A, (November 1972), "Application of an Arbitrary Six-Port Junction to Power Measurement Problems", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 21, no. 4, pp. 470-474.
- [13] ENGEN G.F, (December 1977), "The Six-Port reflectometer: An alternative Network Analyzer", *IEEE-MTT*, vol. 25, No 12, pp. 1075-1080.
- [14] ENGEN G.F, HOER C.A, (December 1979), "Thru-reflect-line: An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer". *IEEE Trans. On MTT*, vol. 27, pp.987-993.

- [15] ENGEN G.F, (December 1978), "Calibrating the six-port reflectometer by means of sliding termination ", *IEEE Trans. Microwave Theory*, vol. 26, pp. 951-957.
- [16] KREKELS H.G, SCHIEK B, SCHWEER A, (Mai 1992), "A generalized self-calibration theory for Dual Six-Port Network Analyzers", *European Microwave Conference*, pp. 119-128.
- [17] HEWLETT PACKARD (Application Note AN-A001, 1993) "Notes On Choke Network Design".
- [18] FLEMING R, FREEMAN D, (March-June 1965), " A Portable Microwave Phase and Amplitude Test Set", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, pp. 19-27.
- [19] MITTRA R, (December 1957), " An automatic Fast-Measuring Circuit at Microwave", *IRE Transaction on Instrumentation*, pp. 238-240.
- [20] ADAM S.F, (Decembre 1968), "A New Precision Automatic Microwave Measurement System", *IEEE Transactions on Instrumentation Measurement*, vol. 17, no. 4, pp. 308-313.
- [21] GUO Y.S, SU W, (April 1989), "Automatic Time-Domain Measurement System", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 38, no. 1, pp. 636-639.

ANNEXE A

Détermination des douze coefficients d'erreurs à partir de l'étalonnage TRL

Dans ce qui suit, on va présenter le développement mathématique permettant de déterminer les coefficients d'erreurs à partir d'un étalonnage TRL. La figure A.1 présente la procédure d'étalonnage TRL. La procédure consiste à présenter aux deux ports de mesure une série de standards :

- *Thru* : Une ligne ou une connexion directe entre les deux ports, ceci permet de définir le plan de référence commun aux deux ports.
- *Line* : Une ligne, elle doit avoir une impédance caractéristique de 50 Ohm, en plus il faut que cette ligne soit différente de celle du *thru*.
- *Reflect* : Des standards ayant un coefficient de réflexion important, le même standard pour les deux ports.

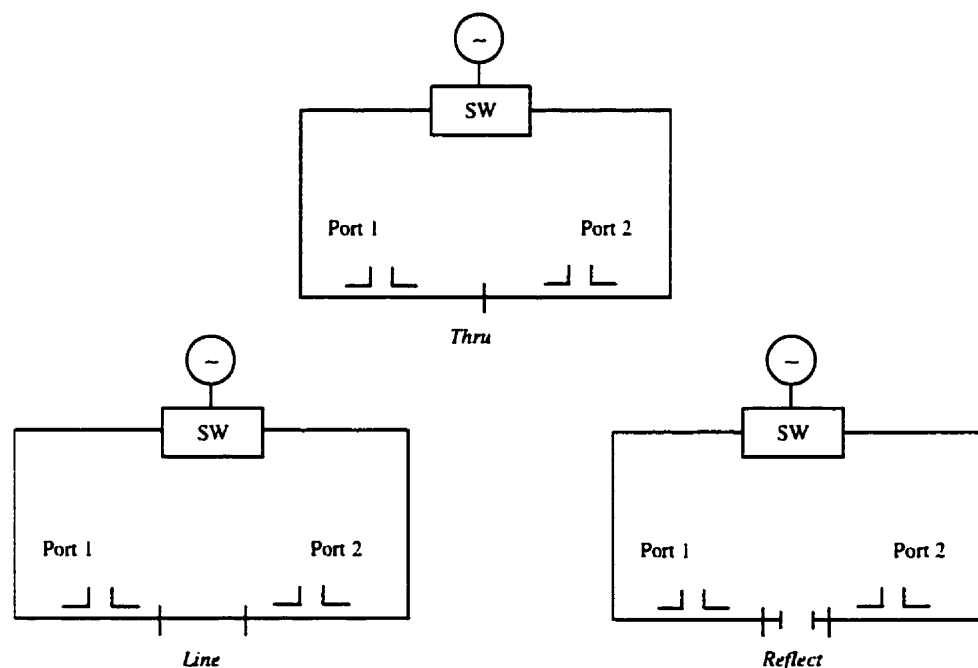


Figure A.1 : Procédure d'étalonnage TRL

Afin d'englober toutes les erreurs causées par le commutateur SW (voire figure A.1), on a besoin d'inclure 12 coefficients d'erreurs dans le modèle d'erreur. Pour ceci, on présente deux configurations au système de mesure. La première configuration contient les paramètres d'erreurs lorsque le port 1 du commutateur est excité. La seconde configuration, possède ses propres paramètres d'erreurs lorsque le port 2 du commutateur est excité. La figure A.2 présente le graphe de flux lorsque le port 1 du système est excité. Comme on peut le remarquer, dans cette configuration, il existe sept paramètres d'erreurs. Ces sept paramètres modélisent les six erreurs qu'engendre le système (voir tableau A.1).

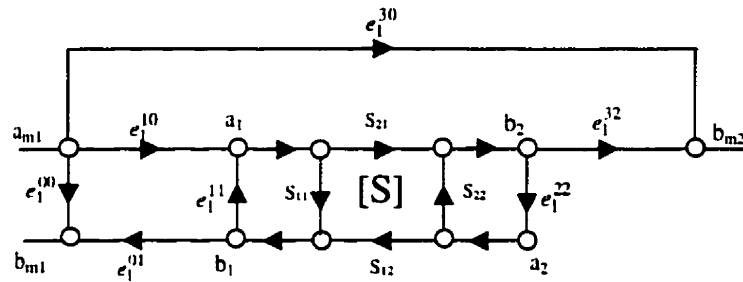


Figure A.2 : graphe de flux du système lorsqu'il est excité par le port 1.

Tableau A.1 : Les coefficients d'erreurs (port1 excité).

Les erreurs engendrées	SW excité au port 1
Adaptation du Port 1	e_1^{11}
Adaptation du port 2	e_1^{22}
Réponse fréquentielle pour la Réflexion	$e_1^{01} e_1^{10}$
Réponse fréquentielle pour la transmission	$e_1^{10} e_1^{32}$
Directivité	e_1^{00}
Couplage	e_1^{30}

Afin de déterminer les coefficients d'erreurs lorsque le port 1 est excité, on utilise les paramètres T. On détermine les paramètres T mesurés en fonction des paramètres réels du dispositif sous test et des boîtes d'erreurs à l'entrées et à la sortie.

$$[T_m] = [T_x][T_A][T_y] \quad (\text{A.1})$$

$[T_m]$: représente les paramètres T mesurés incluant les erreurs.

$[T_A]$: représente les paramètres T réels du dispositif sous test.

$[T_x], [T_y]$: représente les paramètres de la boîte d'erreurs à l'entrées et à la sortie.

$$[T_m] = \begin{bmatrix} T_{11m} & T_{12m} \\ T_{21m} & T_{22m} \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21m}} \begin{bmatrix} S_{21m}S_{12m} - S_{11m}S_{22m} & S_{11m} \\ -S_{22m} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1a})$$

$$[T_A] = \begin{bmatrix} T_{11A} & T_{12A} \\ T_{21A} & T_{22A} \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21A}} \begin{bmatrix} S_{21A}S_{12A} - S_{11A}S_{22A} & S_{11A} \\ -S_{22A} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1b})$$

$$[T_x] = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_1^{10}} \begin{bmatrix} e_1^{01}e_1^{10} - e_1^{11}e_1^{00} & e_1^{00} \\ -e_1^{11} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1c})$$

$$[T_y] = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_2^{10}} \begin{bmatrix} e_2^{01}e_2^{10} - e_2^{11}e_2^{00} & e_2^{00} \\ -e_2^{11} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1d})$$

Dans ce qui suit on a supposé que le coefficient de couplage e_1^{30} est nul. Ceci est dû au fait que les mesures qu'on effectue ne sont pas affectées par le problème de couplage électromagnétique entre le port 1 et 2.

Une fois les mesures des *thru*, *reflect* et *line* effectuées, on utilise l'équation (A.1) pour déterminer le coefficient d'erreur e_1^{00} .

A partir de *thru* on peut exprimer l'équation 1 comme suit :

$$[T_{mt}] = [T_x][T_{At}][T_y] = [T_x][T_y] \quad (\text{A.2})$$

$$\text{puisque } [T_{At}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Pour la *ligne* on aura :

$$[T_{md}] = [T_x][T_{Ad}][T_y] \quad (\text{A.4})$$

$$\text{avec } [T_{Ad}] = \begin{bmatrix} e^{-\lambda} & 0 \\ 0 & e^{-\lambda} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

$$\text{On obtient: } [T_y] = [T_x]^{-1}[T_{mt}] \quad (\text{A.6})$$

En remplaçant 6 dans 4 on aura :

$$[M][T_x] = [T_x][T_{Ad}] \quad (\text{A.7})$$

$$\text{avec } [M] \equiv [T_{md}][T_{mt}]^{-1} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

ceci nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-\lambda} & 0 \\ 0 & e^{-\lambda} \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

la résolution de (A.9) permet d'avoir :

$$m_{11}x_{11} + m_{12}x_{21} = x_{11}e^{-\lambda} \quad (\text{A.10})$$

$$m_{21}x_{11} + m_{22}x_{21} = x_{21}e^{-\lambda} \quad (\text{A.11})$$

$$m_{11}x_{12} + m_{12}x_{22} = x_{12}e^{\lambda} \quad (\text{A.12})$$

$$m_{21}x_{12} + m_{22}x_{22} = x_{22}e^{\lambda} \quad (\text{A.13})$$

en éliminant $e^{-\lambda}$ des équations (A.10) et (A.11) on obtient :

$$m_{21} \left(\frac{x_{11}}{x_{21}} \right)^2 + (m_{22} - m_{11}) \left(\frac{x_{11}}{x_{21}} \right) - m_{12} = 0 \quad (\text{A.14})$$

en éliminant e^x des équations (A.12) et (A.13) on déduit l'équation suivante:

$$m_{21} \left(\frac{x_{12}}{x_{22}} \right)^2 + (m_{22} - m_{11}) \left(\frac{x_{12}}{x_{22}} \right) - m_{12} = 0 \quad (\text{A.15})$$

On peut remarquer que les solutions des équations (A.14) et (A.15) sont identiques. On obtient deux racines :

$$\frac{x_{11}}{x_{21}} \equiv a = e_{00} - \frac{(e_{10}e_{01})}{e_{11}} \quad (\text{A.16})$$

et

$$\left(\frac{x_{12}}{x_{22}} \right) \equiv b = e_{00} \quad (\text{A.17})$$

le choix de a et b est due au fait que a est plus petit que b pour un réflectomètre typique.

$$\boxed{e_1^{00} = b} \quad (\text{A.18})$$

$$\frac{e_1^{10} e_1^{01}}{e_1^{11}} = b - a \quad (\text{A.19})$$

Pour déterminer les paramètres e_1^{11} et $e_1^{01} e_1^{10}$ on a besoin d'utiliser les mesures effectuées sur le *reflect* au port 1. Soit Γ_A le coefficient de réflexion du *reflect* au port 1 de mesure.

On aura .

$$\Gamma_{mx} = e_1^{00} + \frac{e_1^{10} e_1^{01} \Gamma_A}{1 - e_1^{11} \Gamma_A} \quad (\text{A.20})$$

$$\text{soit } \Delta = e_1^{00} e_1^{11} - e_1^{01} e_1^{10} \quad (\text{A.21-a})$$

A partir de l'équation (A.20), on détermine Δ :

$$\Delta = -\frac{\Gamma_{mx} - a}{\Gamma_A \left(1 - \frac{\Gamma_{mx}}{b-a}\right)} \quad (\text{A.21-b})$$

A partir de l'équation (A.19) et (A.21), on détermine e_1^{11} et $e_1^{10}e_1^{01}$:

$$e_1^{11} = \frac{\Delta}{2a-b} \quad (\text{A.22})$$

$$e_1^{10}e_1^{01} = \Delta \frac{(a+b)}{2a-b} \quad (\text{A.23})$$

Les mesures du *thru* peuvent nous fournir le coefficient de réflexion e_1^{22} vue par le port 1 :

$$\Gamma_{m_t, x} = e_1^{00} + \frac{(e_1^{10}e_1^{01})e_1^{22}}{1 - e_1^{11}e_1^{22}} \quad (\text{A.24})$$

Ceci permet de déterminer e_1^{22} :

$$e_1^{22} = \frac{(b - \Gamma_{m_t, x})(2a - b)}{\Delta(a - \Gamma_{m_t, x})} \quad (\text{A.25})$$

Le terme d'erreur de transmission $e_1^{10}e_1^{32}$ est obtenu à partir des mesures du paramètre $S_{21, m}^1$ effectué sur le *thru*. Ceci veut dire :

$$S_{21, m}^1 = (e_1^{10}e_1^{32}) \frac{1}{1 - e_1^{11}e_1^{22}} \quad (\text{A.26})$$

Ce qui permet d'avoir :

$$e_1^{10} e_1^{32} = S_{21}^m \frac{a-b}{1-\Gamma_{m\tau}} \quad (\text{A.27})$$

La même procédure sera effectuée pour la résolution des paramètres d'erreurs lorsque le port 2 est excité et en remplaçant l'équation (A.6) par:

$$[T_y][N] = [T_{Ad}][T_y] \quad (\text{A.28})$$

ANNEXE B

Paramètres S du transistor Nec76084

La figure C.1 illustre les paramètres S du transistor Nec76084 polarisé à $v_{ds}=3$ v et $i_{ds}=15$ mA. A partir des paramètres S on peut déterminer les paramètres K et Δ comme suit:

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (\text{B.1})$$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (\text{B.2})$$

Le transistor est inconditionnellement stable si et seulement si $K > 1$ et $|\Delta| < 1$. D'après les paramètres S, on peut affirmer que le transistor est instable en effet $K < 1$ (voir tableau B.1).

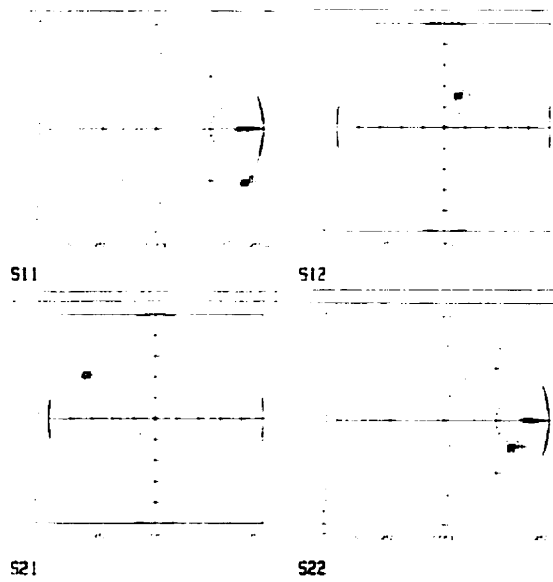


Figure B.1: Paramètres S du Nec76084 à $v_{ds}=3$ v et $i_{ds}=15$ mA

Tableau B.1 : Caractéristique du transistor Nec76084

Fréq	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	Δ	K	Γ_{Lopt}	G_{max}
1.665	0.97 \angle -32.35	0.03 \angle 66.5	3.86 \angle 147.4	0.69 \angle -22.4	0.68 \angle -44	0.186	*	*

ANNEXE C

Paramètres S du transistor Nec76084 après stabilisation

On a inséré une résistance de 390 Ohm à l'entrée du transistor NEC76084. La figure C.1 illustre les paramètres S du transistor polarisé à $v_{ds}=3$ v et $i_{ds}=15$ mA. A partir des paramètres S on peut déterminer les paramètres K et Δ comme suit:

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (C.1)$$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (C.2)$$

Le transistor est inconditionnellement stable si et seulement si $K > 1$ et $|\Delta| < 1$. D'après les paramètres S, on peut affirmer que le transistor est stable en effet $K > 1$ et $|\Delta| < 1$ (voir tableau C.1). Ceci permet de déterminer son gain maximum G_{max} et le coefficient de réflexion de la charge optimale Γ_{Lopt} [9].

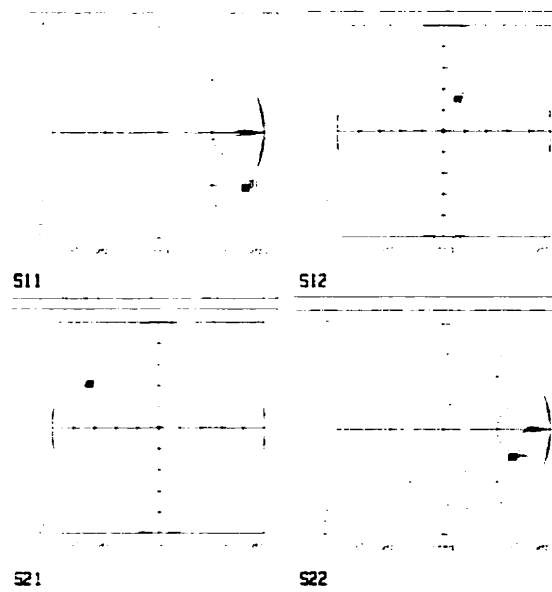


Figure C.1: Paramètres S du Nec76084 à $v_{ds}=3$ v et $i_{ds}=15$ mA (après stabilisation)

Tableau C.1 : Caractéristique du transistor Nec76084(après stabilisation)

Fréq	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	Δ	K	Γ_{Lopt}	G_{max}
1.665	0.706 \angle -27.6	0.039 \angle 80.7	2.7 \angle 138.23	0.64 \angle 6.08	0.51 \angle -11.29	1.689	0.626 \angle 6.5	13.629