UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

TECHNIQUES DE MODÉLISATION, D'ANALYSE ET DE CARACTÉRISATION TEMPO-FRÉQUENTIELLE DES CIRCUITS D'INTERCONNEXION RAPIDES ET MULTIPORTS

BOULEJFEN NOUREDDINE
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIAE DOCTOR (Ph.D.)
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
OCTOBRE 1999

©Boulejfen Noureddine, 1999

National Library of Canada
Bibliothèque nationale du Canada

Acquisitions and Bibliographic Services
Acquisitions et services bibliographiques

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

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.

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.

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 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.

0-612-53541-X

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée:

TECHNIQUES DE MODÉLISATION, D'ANALYSE ET DE CARACTÉRISATION TEMPO-FRÉQUENTIELLE DES CIRCUITS D'INTERCONNEXION RAPIDES ET MULTIPORTS

présentée par: BOULEJFEN Noureddine

en vue de l'obtention du diplôme de: Philosophiae Doctor

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

M. AKYEL Cevdet, Ph.D., président

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

M. KOUKI Ammar, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. ROY Langis, Ph.D., membre

M. SAWAN, Mohamed, Ph.D., membre

A Yesmine

Ballala ...

REMERCIEMENTS

Je voudrais remercier mon directeur de recherche M. Fadhel M. Ghannouchi pour ses judicieux conseils et la confiance qu'il m'a manifestée tout au long de cette thèse. Je remercie aussi mon codirecteur M.Ammar Kouki pour son support inconditionnel qui m'a aidé à bien mener ce travail.

Ma reconnaissance s'adresse également à mes professeurs et à tous les membres du personnel du laboratoire POLYGRAMES pour la qualité du support technique qu'il m'ont donné ainsi que de leur amabilité.

Toutefois, je tiens à remercier plus particulièrement Jules Gauthier dont les talents d'ingénieur ont été mis à profit pour la réalisation pratique de mon système expérimental.

Mes remerciements s'adressent aussi à tous mes confrères étudiants pour les discussions profitables que nous avons eu et plus particulièrement Ali Hamade dont les travaux m'ont été très utiles

Finalement, je remercie toute ma famille pour leur patience, amour et support inconditionnel tout le long de mes douze années d'études universitaires.

RÉSUMÉ

Une modélisation numérique des lignes de transmission couplées, non uniformes et avec pertes, ainsi qu'une technique de caractérisation expérimentale des circuits micro-ondes multiports ont fait l'objet de cette thèse.

Dans une première partie, une formulation basée sur la méthode des moments, a été développée pour le calcul des paramètres S fréquentiels des lignes de transmissions non uniformes. Cette approche qui utilise des fonctions de base complexes tient compte des pertes dans les conducteurs, des pertes diélectriques et de la dispersion dans la structure de manière intrinsèque. D'autre part, la dépendance de ces fonctions de base de la fréquence a permis d'augmenter la fréquence d'analyse des structures non uniformes sans augmenter leur nombre. Cette méthode a été validée par la simulation de plusieurs structures de géométrie et de nombres de lignes différents. La comparaison des résultats obtenus avec des systèmes de simulation et avec d'autres données publiées a montré l'efficacité de la méthode proposée et son habilité à reproduire des résultats expérimentaux. Cette technique de modélisation trouve une application directe et pertinente dans l'analyse et la synthèse de plusieurs circuits micro-ondes passifs, comme les circuits d'adaptation, les coupleurs et les filtres à très larges bandes.

Autre que les applications mentionnées ci-haut, la technique d'analyse présentée peut être intégrée dans d'autres types d'analyse. Dans ce contexte, une méthode d'analyse transitoire des circuits d'interconnexion numériques rapides a été développée. Cette méthode combine les paramètres S de la structure multiligne à analyser avec les conditions d'excitations et de charges à ses ports pour prédire sa réponse transitoire. Suivant que ces charges sont purement linéaires ou comportent des composants non linéaires, la matrice S de la structure, jouant le rôle de sa fonction de Green, est utilisée dans son domaine fréquentiel ou transformée dans le domaine temporel. Dans le cas le plus général, considérant des charges non linéaires et réactives, des méthodes itératives et des techniques d'intégration et de dérivation numériques ont été utilisées pour la

modélisation temporelle de ces charges. Comparée à d'autres techniques de simulation à travers l'analyse de plusieurs structures d'interconnexion non uniformes, l'approche proposée a montré sa supériorité à prédire les effets de distorsion des signaux comme la réflexion, les délais de propagation et la diaphonie. L'intégration de cette technique dans un simulateur des circuits discrets comme SPICE lui permet de franchir la barrière des hautes fréquences et de prédire les effets des éléments distribués réels.

La deuxième partie de la thèse touche l'aspect expérimental de la caractérisation des circuits micro-ondes multiports en développant un système de mesure pour ces circuits. En utilisant l'analyseur de transitions micro-ondes comme récepteur, le système proposé a permis trois types de mesures différentes. En plus des mesures fréquencielles des paramètres S, dédiées aux circuits linéaires, le système a permis des mesures des formes d'ondes aux différents ports d'un circuit non linéaire multiport. Moyennant une modification dans la source d'excitation du système, la mesure des circuits transpositeurs de fréquences a été également possible. Comparé aux techniques de mesures usuelles, ce système entièrement automatisé permet la mesure des circuits multiports en une seule connexion. D'autre part, vu la structure modulaire du système, une correction vectorielle (en module et en phase) des données mesurées a été possible. Pour cette fin, un modèle d'erreur linéaire et une procédure d'étalonnage ont été développés. La réalisation pratique du système proposé a été dédiée aux circuits à quatre ports. Le système réalisé a été validé par la mesure d'un groupe de circuits incluant des circuits passifs, non linéaires et des transpositeurs de fréquences. Les résultats obtenus ont été vérifiés avec d'autres instruments de mesures commerciaux, comme l'analyseur de réseau et l'analyseur de spectre. Le bon accord observé entre les deux groupes de mesures prouve la validité du système proposé. En plus des nombreuses applications de ce système dans son état actuel, la versatilité de son récepteur micro-onde offre la possibilité d'élaborer des mesures plus spécialisées. Par exemple, moyennant quelques modifications matérielles et logicielles mineures, la caractérisation des circuits multiports sous une excitation par un signal RF pulsé ou à modulation numérique est possible.

ABSTRACT

In this thesis, the modeling of non-uniform coupled lossy transmission lines and the characterization of multiport microwave circuits were studied.

First, a new method of moments-based approach was developed for the computation of the 2Nx2N scattering parameter matrix of N-coupled non-uniform lines. By using a set of special frequency-dependent basis functions, this approach gives good accuracy over very large bandwidths with a small number of functions. Moreover, these complex basis functions allowed the conductor and dielectric losses as well as the dispersion effects to be built into the solution.

The developed approach was validated over a large number of structures with different geometries and number of lines. The comparison of our results with those obtained with other circuit simulators and with published data shows the good performance of the proposed approach and its capability to reproduce measured data. This modeling technique is suitable for the analysis and synthesis of several microwave passive circuits such as wide-band couplers, filters and matching circuits.

Other than the applications mentioned above, the present modeling technique could be used in other types of analysis. In this context, a new formulation for the transient analysis of high-speed digital interconnects was developed. In this new formulation, the structure's S-parameters are used as its Green's function and are combined with source and terminating load conditions to obtain its transient response. Depending on the presence of linear or not linear terminating loads the S matrix are used in its original domain or transformed to the time domain. Since we should consider the general case of non-linear and reactive terminating loads several conventional iterative algorithms and numerical integration and derivation techniques were investigated to extract time-models for these loads. Compared to other simulation techniques through the analysis of several

non-uniform interconnection circuits, the proposed technique was found to be superior in the prediction of the signal distortion effects such as reflection, propagation delay, crosstalk... etc. The implementation of the proposed technique in a lumped circuit simulator such as SPICE makes it a powerful tool for the analysis of distributed effects at high frequencies

The next part of this study concerns the measurement aspect of the microwave circuits characterization. A setup for the measurement of multiport circuits was developed. By using the Microwave Transition Analyzer, MTA, as a receiver, the proposed setup allowed three types of measurements. Other than the measurements of the frequency domain S parameters, devoted to the linear circuits, time domain waveform measurement was performed on linear and non-linear circuits. By introducing a harmonic generator, SRD, and splitting and filtering the RF source output, tow-port excitation became possible and the measurement of a frequency-translating device such as the mixer was performed. Compared to other conventional techniques, our fully automated system allows the measurement of multiport circuits on a single connection. For the vector error correction and deembedding purposes, a calibration procedure and a linear error model were investigated. Based on the proposed system, a four-port setup was fabricated. To validate this setup several linear and non-linear circuits including mixers were measured. Compared to other commercial instruments such as the vector network analyzer (HP8510A) and the spectrum analyzer, good agreement was found between the two sets of data. More than the numerous applications of the presently developed setup, the versatility of its microwave receiver make it extendable to more specialized measurements. For example, by means of some software and hardware modifications the characterization of multiport circuits under pulsed or modulated RF excitation becomes possible.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE IV

REMERCIEMENTS V

RÉSUMÉ VI

ABSTRACT VIII

TABLE DES MATIÈRES X

LISTE DES TABLEAUX XV

LISTE DES FIGURES XVI

LISTE DES SIGLES ET DES ABRÉVIATIONS XX

INTRODUCTION 1

CHAPITRE I : ANALYSE FREQUENTIELLE DES LIGNES DE TRANSMISSION COUPLÉES ET NON UNIFORMES 5

1.1 Introduction 5

1.2 Lignes de transmission uniformes 6

1.2.1 Interprétation des matrices des paramètres lignes 8

1.2.2 Modes normaux et vecteurs propres 9

1.2.3 Formulation des paramètres S 11

1.3 Lignes de transmission non uniformes 13

1.3.1 Choix des fonctions de base 16

1.3.2 Technique de Galerkin 17

1.3.3 Calcul des paramètres S 18

1.4 Résultats et discussions 20

1.4.1 Ligne micro-ruban en transition linéaire 21

1.4.2 Deux lignes micro-rubans couplées et non uniformes 23

1.4.3 Structure non symétrique 26

1.4.4 Trois lignes micro-rubans couplées et non uniformes 31

1.4.5 Coupleur directionnel non uniforme à bande ultra-large 34

1.5 Conclusion 36

CHAPITRE II : ANALYSE TRANSITOIRE NON LINÉAIRE DES LIGNES DE TRANSMISSION COUPLÉES ET NON UNIFORMES 38

2.1 Introduction 38

2.2 Conditions aux frontières et terminaisons non linéaires 39

2.2.1 Modélisation des éléments réactifs 40

2.2.1.1 Modèle temporel d'une capacité linéaire 41

2.2.1.2 Modèle temporel d'une inductance linéaire 42

2.2.2 Modélisation des éléments non linéaires 47

2.2.2.1 Algorithme de Newton-Raphson 47

2.2.2.2 Modélisation temporelle des diodes 48

2.2.3 Modélisation des éléments réactifs non linéaires 50

2.2.4 Modélisation des circuits actifs 53

2.2.4 Conclusion 54

2.3 Modélisation des lignes de transmission couplées et uniformes 55

2.3.1 Éléments discrets 55

2.3.2 Technique modale et modèle SPICE équivalent 57

2.4 Modélisation des lignes de transmission couplées et non uniformes 59

2.4.1 Problématique et approximations diverses 59

2.4.1.1 Éléments discrets montés en cascades 60

2.4.1.2 Sections de lignes non couplées montées en cascades 61

2.4.2 Analyse temporelle des lignes de transmission non uniformes 62
2.4.2.1 Terminaisons linéaires 62
2.4.2.2 Terminaisons non linéaires 66
2.4.3 Cas particuliers et discussion 68

2.5 Résultats 70
2.5.1 Lignes uniformes 70
2.5.2 Lignes de transmission non uniformes 74
2.5.2.1 Ligne micro-ruban simple, en transition linéaire *(Tapered Microstrip Line)* 74
2.5.2.2 Trois lignes de transmission non uniformes et couplées 75
2.5.3 Discussion 81

2.6 Conclusion 82

CHAPITRE III : MESURE ET CARACTÉRISATION LNÉAIRES DES CIRCUITS MICRO-ONDES MULTIPORTS 83

3.1 Introduction 83

3.2 Méthodes préexistantes 84
3.2.1 Utilisation d'un analyseur de réseaux à deux ports 84
3.2.2 Prototype de Fadhel Ghannouchi 85

3.3 Problématique et Considérations générales 88
3.3.1 Utilisation de l'onde de tension dans les mesures micro-ondes 88
3.3.2 Structure modulaire d'un analyseur de réseaux multiport 90
3.3.3 Récepteurs micro-ondes 91
3.3.3.1 Récepteurs homodynes 91
3.3.3.2 Récepteurs hétérodynes 92
3.3.4 Solution envisagée 94

3.4 Système proposé 96
3.4.1 Analyseur de transition micro-onde (MTA HP 70820A) 98

3.4.2 Source RF synthétisée (MARCONI 2031) 99
3.4.3 Module de routage 101
3.4.3.1 Description 101
3.4.3.2 Caractérisation 104

3.5 Automatisation de l'analyseurs de réseaux et procédure de mesure 106
3.5.1 Automatisation 107
3.5.1.1 Configuration 108
3.5.1.2 Initialisation 109
3.5.2 Mesure des paramètres S d'un circuit multiport 110

3.6 Étalonnage 111
3.6.1 Modèle d'erreur 115
3.6.2 Extraction des coefficients d'erreur 117

3.7 Validation expérimentale et discussion 123
3.7.1 Diviseur de puissance 124
3.7.2 Coupleur bidirectionnel 127

3.8 Conclusions 134

CHAPITRE IV : MESURE TEMPORELLE ET CARACTÉRISATION NON LINÉAIRE DES CIRCUITS MICRO-ONDES MULTIPORTS 135

4.1 Introduction 135

4.2 Méthodes préexistantes 136
4.2.1 Prototype de Markku Sipilä 136
4.2.2 Prototype de Urs Lott 138
4.2.3 Prototype de Günther Kompa 141
4.2.3 Prototype de Markus Demmler 143

4.3 Système de mesure temporelle des circuits multiports non linéaires 145

4.3.1 Choix du récepteur 146
4.3.2 Montage proposé 146
4.3.2.1 Insertion des jonctions T et d'un module de mesure de tension DC 147
4.3.2.2 Fonctionnement de l'analyseur de transitions micro-ondes 148
4.3.3 Détermination des formes d'ondes 149

4.4 Étalonnage absolu du système de mesure 152
4.4.1 Introduction 152
4.4.2 Étalonnage absolu du système de mesure temporel 154
4.4.3 Résultat 156

4.5 Mesure des circuits transpositeurs de fréquences (FTD) 158
4.5.1 Méthodes préexistantes 158
4.5.2 Système de mesure proposé 158
4.5.3 Méthode de mesure 159

4.6 Validation expérimentale et discussion 162
4.6.1 Mesure d'un circuit non linéaire à trois ports 162
4.6.2 Mesure d'un mélangeur de fréquence 165

4.7 Conclusions 170

CONCLUSION 171

RÉFÉRENCES 175

ANNEXE 184

LISTE DES TABLEAUX

Table 2.1: Relations entre les différents paramètres de la transformation FFT.....65
Table 2.2: Comparaison entre les différentes techniques de simulation des lignes de transmission. 81
Table 3.1: Quelques caractéristiques du récepteur MTA.....100
Table 3.2: Caractéristiques la source RF synthétisée.....101
Table 3.3: Spécifications des coupleurs et des commutateurs du module de routage. ..105
Table 4.1 Mesure de la fondamentale et des harmoniques de l'onde b_2.....163
Table 4.2 Mesure de la fondamentale et des harmoniques de l'onde b_3.....163

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 Section de *N* lignes de transmission couplées et uniformes. 7
Figure 1.2 Schéma du circuit utilisé pour le calcul des paramètres S modaux d'une structure uniforme et avec perte. 12
Figure 1.3 *N* lignes de transmission couplées et non uniformes. 14
Figure 1.4 Schéma du circuit utilisé pour le calcul des paramètres S d'une structure non uniforme. 20
Figure 1.5 Schéma de la ligne micro-ruban en transition linéaire 21
Figure 1.6 Modules des paramètres S de la ligne micro-ruban en transition linéaire. 22
Figure 1.7 Géométrie des deux lignes micro-rubans couplées, avec pertes et non uniformes. 24
Figure 1.8 Modules des paramètres S des deux lignes micro-rubans couplées et non uniformes. 25
Figure 1.9 Modules des paramètres S des deux lignes couplées avec la décomposition de *V* et de *I*. 26
Figure 1.10 Comparaison des facteurs de conditionnement réciproques entre l'approche proposée et une technique décomposant *V* et *I* simultanément. 27
Figure 1.11 Deux lignes micro-rubans blindées, couplées, et non symétriques. 28
Figure 1.12 Variation des paramètres lignes de la structure de la figure 2.11 en fonction de la position *z*. 30
Figure 1.13 Paramètres S de la structure de la figure 2.11. 31
Figure 1.14 Géométrie des trois lignes micro-rubans en transitions linéaires 32
Figure 1.15 Paramètres S de la structure à trois lignes couplées et non uniformes. 33
Figure 1.16 Coupleur directionnel ultra large bande, 14dB 3-20GHz. 36
Figure 2.1 Modèles temporels d'une capacité linéaire. 44
Figure 2.2 Modèles temporels d'une inductance linéaire. 45
Figure 2.3 Application de la méthode de trapèze sur l'analyse d'un circuit RLC. 46
Figure 2.4 Réponse transitoire du circuit de la figure 3.3, comparaison entre la méthode

du trapèze et la réponse exacte du circuit (fonction de transfert).....46
Figure 2.5 Circuit d'une diode, représentation et définition.....47
Figure 2.6 Interprétation graphique de la méthode de Newton-Raphson.....48
Figure 2.7 Modèle Newton-Raphson équivalent du circuit de la figure 3.5 à la $k^{ième}$ itération.....50
Figure 2.8 Capacité non linéaire.....51
Figure 2.9 Résistance non linéaire de l'éq. 3.18 et de la figure 3.8b.....52
Figure 2.10 Modèle équivalent d'une capacité non linéaire, pour l'itération (j+1) et à $t = t_{k+1}$.....53
Figure 2.11 Modèles *RLC* discrets d'une ligne de transmission avec perte conducteur..56
Figure 2.12 Modèle SPICE équivalent de *N* lignes de transmission.....58
Figure 2.13 Modèle discret de trois lignes de transmission couplées et non uniformes..60
Figure 2.14 Configuration pour le calcul de la réponse transitoire d'une structure multiport non uniforme avec des terminaisons arbitraires.....62
Figure 2.15 Présentation schématique de l'algorithme de calcul de la réponse transitoire des structures à terminaisons non linéaires.....64
Figure 2.16 Présentation schématique de l'algorithme de calcul de la réponse transitoire des structures à terminaisons non linéaires.....68
Figure 2.17 Description générale de l'impulsion d'excitation utilisée dans l'analyse transitoire.....70
Figure 2.18 Configuration de ligne de transmission uniforme utilisée pour simuler l'effet des pertes dans le conducteur.....72
Figure 2.19 Réponse transitoire d'une ligne micro-ruban.....73
Figure 2.20 Analyse transitoire d'une ligne micro-ruban en transition linéaire.....75
Figure 2.21 Configuration d'une structure à trois lignes de transmission non uniformes terminées par des charges réactives.....76
Figure 2.22 Analyse transitoire de la configuration de la figure 3.20.....78
Figure 2.23 Configuration d'une structure de trois lignes non uniformes terminées par des charges non linéaires (diodes).....79

Figure 2.24 Analyse transitoire de la configuration de la figure 3.22. 80
Figure 3.1 Méthode conventionnelle de mesure des circuits micro-ondes multiports..... 84
Figure 3.2 Système de mesure à base de jonctions six-ports pour la caractérisation des CMST à N ports. 87
Figure 3.3 Représentation des ondes incidente et réfléchie à la sortie d'une source micro-onde 89
Figure 3.4 Schéma bloc d'un analyseur de réseaux micro-onde..... 90
Figure 3.5 Schéma d'un reflétéctomètre à six-port..... 92
Figure 3.6 Schéma block d'un convertisseur de fréquence avec mélange harmonique. . 93
Figure 3.7 Système de mesure multioport automatisé. 95
Figure 3.8 Système de mesure automatisé pour la caractérisation fréquentielle des circuits micro-ondes multiports. 97
Figure 3.9 Diagramme bloc du récepteur MTA HP 70820A..... 99
Figure 3.10 Module de routage des signaux RF. 102
Figure 3.11 Interface d'entrée/sortie parallèle. 104
Figure 3.12 Algorithme de mesure des paramètres S d'un CMST à N ports..... 112
Figure 3.13 Modèle d'erreur d'un système de mesure multi-ports..... 116
Figure 3.14 Diagramme de fluence d'une boite d'erreur E_i 116
Figure 3.15 Amplitudes en dB des coefficients d'erreurs de l'analyseur de réseaux à quatre ports..... 121
Figure 3.16 Phases en degré des coefficients d'erreurs de l'analyseur de réseaux à quatre ports..... 123
Figure 3.17 Résultats de mesures d'un diviseur de puissance commercial..... 127
Figure 3.18 Schéma de connexion du coupleur sous test à l'ARM. 128
Figure 3.19 Modules et phases des coefficients de transmission du coupleur sous test. 129
Figure 3.20 Modules et phases des deux facteurs de couplage du coupleur sous test... 130
Figure 3.21 Modules et phases des deux facteurs d'isolation du coupleur sous test..... 131
Figure 3.22 Mesure des coefficients de réflexion sur les quatre ports du coupleur sous

test, mesurés par le ARM et par le HP8753 avec différentes combinaisons 133
Figure 4.1. Prototype de Markku Sipilä 137
Figure 4.2. Prototype de Urs Lott 140
Figure 4.3. Prototype de Günther Kompa. 142
Figure 4.4. Prototype de Markus Demmler 144
Figure 4.5. Système de mesure automatisé pour la caractérisation temporelle 148
Figure 4.6. Algorithme de mesure des formes d'ondes d'un CST non linéaire à N ports 153
Figure 4.7. Amplitude en dB du coefficient d'erreur e_1^{01} du système de mesures temporels à quatre ports. 157
Figure 4.8. Système de mesure temporel des circuits transpositeurs de fréquences..... 160
Figure 4.9. Diagramme bloc des différentes étapes de la caractérisation des FTD. 162
Figure 4.10. Schéma bloc d'un circuit non linéaire à trois ports 162
Figure 4.11 Formes d'ondes des tensions aux différents ports du CST 164
Figure 4.12 Formes d'ondes des courants aux différents ports du CST. 164
Figure 4.13 Représentation spectrale du signal à la sortie IF du mélangeur sous test... 166
Figure 4.14 Spectres des signaux aux entrées du mélangeur sous test. 167
Figure 4.15 Formes d'ondes des tensions aux différents ports du mélangeur sous test. 168
Figure 4.16 Spectres des ondes aux port IF filtré du mélangeur sous test. 169
Figure 4.17 Formes d'ondes des tensions aux différents ports du mélangeur sous test avec la sortie IF filtrée. 169

LISTE DES SIGLES ET DES ABRÉVIATIONS

ADC:	Analog to Digital Converter
ARM:	Analyseur de réseaux multiport
ARV:	Analyseur de réseaux vectoriel
CMST:	Circuit multiport sous test
CST:	Circuit sous test
DC:	Direct Current
DSP:	Digital Processing System
FDT:	Fourrier Discreet Transform
FFT:	Fast Fourrier Transform
FTD:	Frequency Translating Devices
IF:	Intermediate Frequency
Im(x):	Partie imaginaire de x
LED:	Light Emitting Diode
LO:	Local Oscillator
MDS:	Microwave Design System
MMIC:	Monolitic Microwave Integrated Circuits
MTA:	Microwave Transition Analyzer
NR:	Newton-Raphson
PIO:	Parallel Input/Output
PLL:	Phase Locked Loop
RC:	Résistance-Capacité (filtre)
Re(x):	Partie réelle de x
RF:	Radio Frequency
RLC:	Résistance-Inductance-Capacité
RMDE:	Ricatti Matrix Differential Equation
S parameter:	Scattering Parameter

SOLT:	Short-Open-Load-Thru
SRD:	Source Recovery Diode
T.O.S:	Taux d'onde stationnaire
TEM:	Transverse Electromagnetic
TRL:	Thru-Reflect-Line
TTL:	Transistor-Transistor logic
VCO:	Voltage-controlled Oscillator
α_c:	Perte dans le conducteur
α_d:	Perte dans le diélectrique

INTRODUCTION

Dans les deux dernières décennies, le progrès remarquable des circuits électroniques et la demande ascendante des circuits intégrés plus denses et plus miniaturisés a déclenché un changement important dans les règles de conception de ces circuits. En particulier, les lignes de transmission et les structures d'interconnexion multiports dans la technologie de nos jours, jouent un rôle vital dans plusieurs niveaux d'intégration des circuits électroniques à hautes performances. La tendance de cette technologie vers la miniaturisation des circuits tout en augmentant leurs performances électriques a imposé des contraintes géométriques et physiques sur ces structures d'interconnexion. Dans ce contexte, l'utilisation des lignes de transmission non uniformes est devenue une monnaie courante dans les circuits micro-ondes et les circuits numériques rapides.

Dans les circuits et les sous systèmes micro-ondes, les lignes de transmission couplées et non couplées font la base de plusieurs composants passifs incluant les filtres, les circuits d'adaptation et les coupleurs bidirectionnels. En absence de modèles pour les lignes de transmission non uniformes, la conception de ces composants en larges bandes était basée sur l'utilisation de sections de lignes uniformes de différentes dimensions, montées en cascades. Récemment, cette approche ne permet plus de suivre la nouvelle exigence des circuits de communications qui impose des bandes de fréquences de plus en plus larges. D'autre part, la variation brusque des dimensions des lignes de transmission engendre en hautes fréquences un phénomène de radiation et excite des modes de propagation d'ordres supérieurs. Pour remédier à tous ces problèmes et pour répondre aux exigences des nouveaux standards et normes de télécommunications, l'utilisation des lignes de transmission non uniformes dans la conception des circuits micro-ondes à hautes performances présente un bon remède. Malgré l'importance de ces structures, elles n'ont pas été l'objet d'une étude complète permettant leur modélisation dans des conditions de fonctionnement réelles. Par contre, peu de travaux ont été dédiés aux

structures simples où des hypothèses simplificatrices ont été exigées, comme l'étude des structures sans pertes, symétriques ou non dispersives. Pour cette raison, le développement d'une technique robuste permettant l'analyse détaillée et générale des structures d'interconnexion peut être un atout apprécié au sein de la communauté des concepteurs des circuits micro-ondes.

Dans la conception des systèmes numériques rapides comme les calculateurs numériques modernes et les commutateurs utilisés dans les télécommunications, un temps de commutation de l'ordre des picosecondes est devenu une exigence courante. Les délais et les temps de montée des signaux sont de plus en plus limités par les longueurs des interconnexions et non pas par la vitesse des circuits et des sous systèmes. Les effets de ces nouveaux problèmes représentent un obstacle majeur devant la tendance à la miniaturisation dans la technologie des circuits intégrés. En effet, les fréquences de plus en plus hautes des signaux véhiculés, ont poussé les lignes de transmission à opérer dans une plage où les effets de dispersion ne sont plus négligeables. L'effet pelliculaire et d'autres effets électromagnétiques comme la diaphonie (couplage) et les réflexions contribuent à la corruption des signaux, conduisant à la dégradation des formes d'onde aussi bien que la dégradation du temps de montée et de descente des impulsions. Au niveau des puces, l'influence de ces pertes peut être grave, et peut amener à un comportement RC des lignes de transmission. Ajoutée à tous ces problèmes, la modélisation des lignes de transmission non uniformes, imposées par la miniaturisation des circuits, est loin d'atteindre sa maturité. En vue de tous ces nouveaux défis qui font face à la caractérisation des circuits d'interconnexion, une analyse transitoire précise des lignes de transmission couplées, non uniformes, et avec pertes peut progresser considérablement la conception assistée par ordinateur de ces structures.

Après la synthèse, l'optimisation et la conception des circuits micro-ondes et des circuits électroniques de façon générale, une étape primordiale dans la validation des circuits

consiste à la caractérisation et les mesures. En effet, ces deux opérations expérimentales sont seules qui définissent les caractéristiques réelles du circuit développé et qui dévient souvent des caractéristiques prévues par les simulateurs. D'un autre point de vue, l'étape de caractérisation et de mesures précède parfois la modélisation et l'analyse des circuits, pour contribuer à la construction des modèles en évaluant ses paramètres. Comme exemple, c'est le cas de la modélisation des transistors micro-ondes.

La caractérisation petit signal des circuits et des sous systèmes micro-ondes à deux ports est souvent confiée à l'analyseur de réseaux vectoriel. Cet instrument conventionnel et populaire permet de mesurer les paramètres S d'un circuit sous test. Dans le cas des circuits passifs et des circuits linéaires de façon générale, ces paramètres fréquentiels sont suffisants pour décrire complètement le comportement du circuit en question sous différentes conditions d'excitation et de terminaison. Autre que l'analyseur de réseaux vectoriel, plusieurs instruments comme l'analyseur de spectre, l'analyseur de transitions micro-ondes et les systèmes six-ports sont aussi valables pour caractériser les circuits micro-ondes à deux ports.

Au moment où la majorité des instruments de mesure est dédiée aux circuits à deux ports, la croissance de la complexité des circuits micro-ondes demande une nouvelle technique pour la caractérisation tempo-fréquentiel des circuits multiports (plus que deux ports) linéaires et non linéaires. Parmi ces circuits, on peut noter les coupleurs, les combinateurs de puissances les mélangeurs ainsi que les circuits MMIC multifonctions. Les problèmes principaux qui présentent un obstacle devant le développement des analyseurs de réseaux multiports, sont la technique d'étalonnage et la complexité des instruments nécessaires.

En défis des problèmes touchant à l'analyse des lignes de transmissions non uniformes et la caractérisation expérimentale des circuits micro-ondes multiports, une étude de ces deux groupes de circuits dans les domaines fréquentiel et temporel a fait l'objet de cette

thèse. Dans le premier chapitre, une approche pour l'analyse fréquentielle des lignes de transmission couplées, non uniformes et avec pertes a été présentée. Plusieurs aspects du problème ont été traités incluant la symétrie des structures et les effets de dispersion. Cette analyse fréquentielle a été exploitée dans un deuxième chapitre pour développer une méthode d'analyse transitoire des circuits d'interconnexion non uniformes. Pour cette fin, deux classes de terminaisons linéaires et non linéaires ont été distinguées. Vu que le problème général doit être formulé dans le domaine temporel, plusieurs méthodes de modélisation temporelle de ces terminaisons ont été étudiées en se basant sur des algorithmes itératifs et des méthodes d'intégration et de dérivation numériques. Ce processus a facilité l'utilisation de ces éléments discrets comme conditions aux frontières dans le problème général.

La deuxième partie de cette thèse a touché le côté expérimental de la caractérisation des circuits micro-ondes. Dans un troisième chapitre, un système de mesure fréquentiel a été développé pour la caractérisation des circuits linéaires multiports. Une description détaillée de ce système basée sur un récepteur micro-onde conventionnel a été présentée. Durant cette étude, plusieurs aspects du développement, comme la procédure d'étalonnage, la caractérisation et la validation du système, ont été aussi minutieusement traités.

Finalement, un quatrième chapitre a fait l'objet d'une étude sur la caractérisation temporelle des circuits multiports non linéaires. Plus précisément, un système de mesure temporel, inspiré du système présenté dans le chapitre 4, a été présenté. Durant cette étude, le critère de non linéarité de cette catégorie de circuits multiports à été investi et le choix des mesures appropriées à cette catégorie à été justifié. D'autre part, une attention particulière a été faite à la caractérisation des circuits transpositeurs de fréquences qui sont des circuits dont les ports opèrent à des fréquences différentes.

CHAPITRE I
ANALYSE FREQUENTIELLE DES LIGNES DE TRANSMISSION COUPLÉES ET NON UNIFORMES

1.1 Introduction

En tant que circuits passifs et linéaires, les lignes de transmissions couplées sont convenablement modélisées par le biais de leurs paramètres S fréquentiels. En effet, ces paramètres intègrent tous les effets géométriques (discontinuité et non-uniformité) et naturels (types du matériau et du diélectrique), de la structure sur les signaux qu'elle propage. Particulièrement, on note les effets de dispersion, de distorsion de diaphonie (couplage) et de délai.

Malgré que plusieurs techniques de modélisation tempo-fréquentielles d'une ligne de transmission non uniforme ont été proposées [1]-[8], beaucoup moins de travail a été dédié aux structures multilignes. Une approche intuitive de modélisation des lignes de transmission couplées et non uniformes consiste à utiliser une technique qui cascade, soit un nombre de segments à lignes uniformes [9], ou un nombre de cellules d'éléments localisés [10], [11]. A des fréquences élevées, la longueur d'onde du signal devient courte et un grand nombre de segments ou de cellules cascadées est alors nécessaire pour assurer la convergence de la méthode. Par conséquent, le temps de calcul augmente avec la fréquence dans les deux types de cascade. Une autre approche consiste à déterminer les paramètres S de la structure à partir de la résolution des équations de Télégraphiste [12], [13]. Cette approche est basée sur la méthode des moments utilisant les polynômes de Chebychev comme fonctions de base pour la décomposition des tensions et des courants dans chaque ligne de la structure. Encore une fois, la précision de cette méthode se dégrade rapidement lorsque la fréquence augmente. Cette limitation est due à la nature des polynômes de Chebychev qui ont une distribution fixe sur un

domaine donné, alors que les ondes dans les structures d'interconnexion ont des variations plus importantes au fur et à mesure que la fréquence augmente.

Dans ce chapitre, on présente une nouvelle technique de calcul des paramètres S des lignes de transmission non uniformes, couplées et avec pertes. Cette approche est basée sur la méthode des moments dans le domaine fréquentiel. En utilisant des fonctions de base dépendantes des constantes de propagation des modes supportés par la structure, la solution obtenue dépend de la fréquence de façon intrinsèque. Dans la section suivante, on traite séparément l'analyse des lignes de transmission uniformes en présentant une technique d'analyse modale conventionnelle. Dans une troisième section, on présente en détail la méthode proposée pour l'analyse des lignes de transmission non uniformes. Pour prouver la validité et l'utilité de l'approche proposée, plusieurs structures micro-ondes et d'interconnexion digitale sont analysées dans une quatrième section. Finalement, une discussion des résultats permet d'étudier l'implantation de la méthode dans des simulateurs de circuits électriques comme SPICE.

1.2 Lignes de transmission uniformes

Dans la figure 1.1, nous montrons une section de N lignes de transmission uniformes. Considérant les modes de propagation quasi-TEM, la distribution des ondes de tension et de courant dans ces lignes couplées est régie par les équations de Télégraphiste généralisées. Ces équations, reliant dans le domaine du temps les tensions $V_j(z,t)$ et les courants $I_j(z,t)$ lignes individuels tel que $j = 1,2,\ldots N$, sont données par:

$$\frac{\partial V_j(z,t)}{\partial z} = -\sum_{k=1}^{N} R_{jk} I_k + L_{jk} \frac{\partial I_k(z,t)}{\partial t} \tag{1.1a}$$

$$\frac{\partial I_j(z,t)}{\partial z} = -\sum_{k=1}^{N} G_{jk} V_k + C_{jk} \frac{\partial V_k(z,t)}{\partial t} \tag{1.1b}$$

où z et t sont respectivement les variables spatiale et temporelle; et R_{jk}, L_{jk}, G_{jk} et C_{jk} sont respectivement la résistance, l'inductance, la conductance et la capacitance par unité de longueur entre les $j^{\text{ème}}$ et $k^{\text{ème}}$ lignes. Dans la formulation ci-dessus, les paramètres lignes sont constants. Cela implique une utilisation limitée des équations (1.1a) et (1.1b). En effet, même pour les basses fréquences, la relation entre les courants et les tensions dans les systèmes de lignes de transmission est actuellement plus compliquée. En transformant les équations (1.1) au domaine fréquentiel, cette limitation peut être surmontée par l'introduction de paramètres lignes dépendant de la fréquence. En procédant de cette manière, et en considérant des conditions de phaseurs sinusoïdaux, la transformée de Fourier des équations (1.1) est donnée sous la forme matricielle suivante:

$$-\frac{\partial V(z,\omega)}{\partial z} = \left[R(\omega) + j\omega L(\omega)\right] I(z,\omega) = Z(\omega) I(z,\omega) \tag{1.2a}$$

$$-\frac{\partial I(z,\omega)}{\partial z} = \left[G(\omega) + j\omega C(\omega)\right] V(z,\omega) = Y(\omega) V(z,\omega) \tag{1.2b}$$

où la fréquence en radians ω, la matrice des impédances $Z(\omega) = R(\omega) + j\omega L(\omega)$ et la matrice des admittances $Y(\omega) = G(\omega) + j\omega C(\omega)$ par unité de longueur sont introduites. Également, les vecteurs complexes des tensions $V(z,\omega)$ et des courants $I(z,\omega)$ lignes sont utilisés.

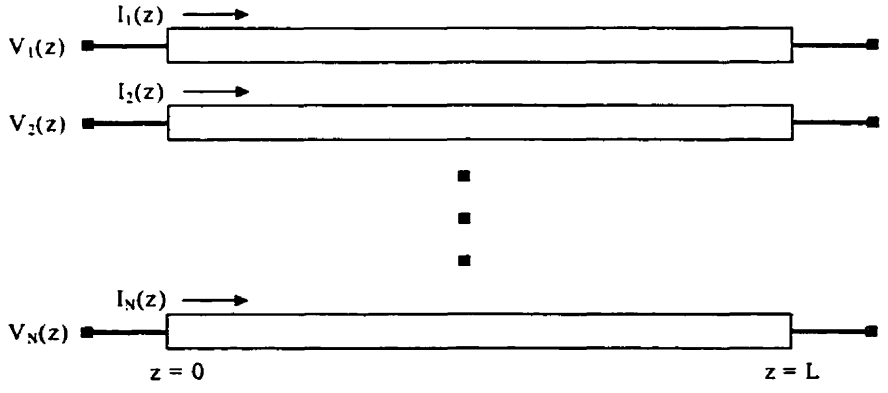


Figure 1.1 Section de N lignes de transmission couplées et uniformes.

Dans le cas de lignes couplées uniformes, le problème d'analyse de ces structures est relativement simple. En effet, la majorité des travaux effectués sur ce problème est basée sur différentes versions d'une technique d'analyse modale. Dans le domaine fréquentiel [14], cette technique permet de calculer des paramètres S modaux, décrivant l'adaptation et la réflexion des différents modes de propagation supportés par la structure. Avant de donner une brève description de l'analyse modale, une identification et une discussion des paramètres lignes de la structure sont données.

1.2.1 Interprétation des matrices des paramètres lignes

Une interprétation physique de $R(\omega)$, $L(\omega)$, $G(\omega)$ et $C(\omega)$ peut être obtenue en généralisant les définitions de leurs paramètres scalaires correspondants. En se référant à la figure 1.1, on suppose qu'une ligne j est excitée par une impulsion de 1 volt alors que les lignes restantes sont mises à la masse. Dans une telle situation, l'élément C_{ij} de la matrice $C(\omega)$ désigne la quantité de charge par unité de longueur induite dans la ligne i. Les éléments de la diagonale sont toujours positifs et représentent les capacités selfs des lignes individuelles du système. Par contre, les autres éléments de $C(\omega)$, appelés souvent coefficients d'inductance électrostatique, sont toujours négatifs.

La matrice de conductance $G(\omega)$ peut être analysée de manière similaire. Avec la ligne j excitée à 1 volt et les lignes restantes du système à 0 volt, l'élément G_{ij} désigne le courant réseau quittant la ligne i par unité de longueur. Encore une fois, $G_{ij}\langle 0$ pour $i \neq j$, alors que $G_{jj}\rangle 0$.

Dans le cas de la matrice des inductances $L(\omega)$, un élément L_{ij} mesure le flux par unité de longueur, reliant la boucle formée par la ligne i et le conducteur de référence, et dû à

un courant de un ampère circulant dans la ligne j. Les éléments de la diagonale de $L(\omega)$ représentent les self inductances des lignes individuelles du système, alors que les autres éléments de la matrice sont dites inductances mutuelles.

Un élément R_{ij} de la matrice des résistances $R(\omega)$ mesure la chute de tension dans la ligne i par unité de longueur, due à un courant de 1 ampère traversant la ligne j. Pour $i = j$, R_{ii} représente la résistance ordinaire de la ligne. Dans le cas où $i \neq j$, le courant variant dans le temps dans une ligne peut causer une redistribution du courant dans la ligne voisine. Ce phénomène est similaire à l'effet pelliculaire dans un conducteur isolé entraînant une redistribution du courant qui résulte en une augmentation fictive de la résistance de ce conducteur. Par suite, la résistance fictive d'un conducteur au voisinage d'autres conducteurs, traversés par des courants variables dans le temps, dépend de ces courants. Cette dépendance est modélisée par les éléments R_{ij} de $R(\omega)$ telle que $i \neq j$.

1.2.2 Modes normaux et vecteurs propres

Théoriquement, un système de N lignes de transmission (sans compter la ligne de masse) supporte la propagation de N modes TEM de propagation différents. A partir des équations de Télégraphiste généralisées, il est possible d'extraire les caractéristiques de ces modes [4]. En combinant les équations (1.2), on obtient:

$$\frac{\partial^2 V(z,\omega)}{\partial z^2} = Z(\omega)Y(\omega)V(z,\omega) \tag{1.3a}$$

$$\frac{\partial^2 I(z,\omega)}{\partial z^2} = Y(\omega)Z(\omega)I(z,\omega) \tag{1.3b}$$

Les matrices complexes ZY et YZ ne sont pas équivalentes. Le fait que Z et Y sont symétriques n'implique pas obligatoirement que ZY et YZ sont symétriques. Par conséquent, elles ne seront pas obligatoirement diagonalisables. Supposant l'existence

de deux matrices E et H telles que $EZYE^{-1}$ et $HYZH^{-1}$ sont deux matrices diagonales d'ordre N, les équations (1.3) peuvent s'écrire sous la forme:

$$\frac{\partial^2 EV}{\partial z^2} = EZYE^{-1}EV \tag{1.4b}$$

$$\frac{\partial^2 HI}{\partial z^2} = HYZH^{-1}HI \tag{1.4b}$$

Vu que ZY et YZ sont adjointes, il sont similaires à une seule matrice diagonale:

$$EZYE^{-1} = HYZH^{-1} = (A_m)^2 \tag{1.5}$$

En introduisant A_m dans les équations (1.4) on obtient:

$$\frac{\partial^2 V_m}{\partial z^2} = A_m^2 V_m \tag{1.6a}$$

$$\frac{\partial^2 I_m}{\partial z^2} = A_m^2 I_m \tag{1.6b}$$

où $V_m = EV$ et $I_m = HI$ sont respectivement les vecteurs courants et tensions modaux avec le $i^{\text{ème}}$ élément correspondant au $i^{\text{ème}}$ mode. A_m est la matrice diagonale formée des valeurs propres γ_i, i = 1,2,... N, qui représentent les constantes de propagation complexes des N modes de propagation.

Après la diagonalisation du système, une solution générale pour les tensions et les courants modaux peut être alors formulée de la façon suivante:

$$V_m(z) = W(-z)A + W(z)B \tag{1.7a}$$

$$I_m(z) = Z_m^{-1}\{W(-z)A - W(z)B\} \tag{1.7b}$$

avec

$$W(u) = \begin{bmatrix} e^{(\alpha_1 + j\beta_1)u} & & & \\ & e^{(\alpha_2 + j\beta_2)u} & & \\ & & \bullet & \\ & & & e^{(\alpha_N + j\beta_N)u} \end{bmatrix} \tag{1.8}$$

A et B sont deux vecteurs de coefficients modaux associés aux ondes incidentes et réfléchies pour les différents modes. Ils dépendent des conditions aux frontières de la structure. En combinant les équations (1.7) avec l'équation (1.2) on obtient:

$$Z_m = A_m^{-1} E Z H^{-1} \tag{1.9}$$

où Z_m est la matrice des impédances complexes modales, reliant le vecteur des courants modaux au vecteur des tensions modales. Une matrice des impédances caractéristiques complexes Z_c reliant les vecteurs des tensions et des courants lignes, $V = Z_c I$ est également donnée par:

$$Z_c = E^{-1} Z_m H = E^{-1} A_m^{-1} E Z \tag{1.10}$$

1.2.3 Formulation des paramètres S

Considérons un système composé de N lignes de transmission couplées et sans pertes, désormais utilisé comme un système de référence dont les paramètres seront marqués par un indice "o". En appliquant les équations 1.7, les tensions et les courants modaux sont donnés par les expressions suivantes :

$$V_{mo}(z) = W_o(-z).A_o + W_o(z)B_o \tag{1.11a}$$

$$I_{mo}(z) = Z_{mo}^{-1}\left\{W_o(-z)A_o - W_o(z)B_o\right\} \tag{1.11b}$$

avec

$$W_o(u) = \begin{bmatrix} e^{j\lambda_1 u} & & & \\ & e^{j\lambda_2 u} & & \\ & & \bullet & \\ & & & e^{j\lambda_N u} \end{bmatrix} \tag{1.12}$$

Par analogie, $Z_{mo} = A_{mo}^{-1} E_o L_o H_o^{-1}$ est la matrice des impédances modales associées au système de référence. λ_i est la constante de propagation réelle associée au $i^{ème}$ mode et correspond au $i^{ème}$ élément de la matrice diagonale A_{mo}.

Supposant que deux systèmes de référence identiques sont connectés de part et d'autre du système à analyser, comme le montre la figure 1.2, un réseau peut être alors construit de façon à adapter tous les modes propagés. Cela permet d'éliminer les réflexions aux nivaux des sources connectées aux extrémités des systèmes de référence. Ainsi, la matrice des conductances de la structure d'adaptation est donnée par:

$$Y_T = L_o^{-1} E_o^{-1} A_{mo} E_o \tag{1.13}$$

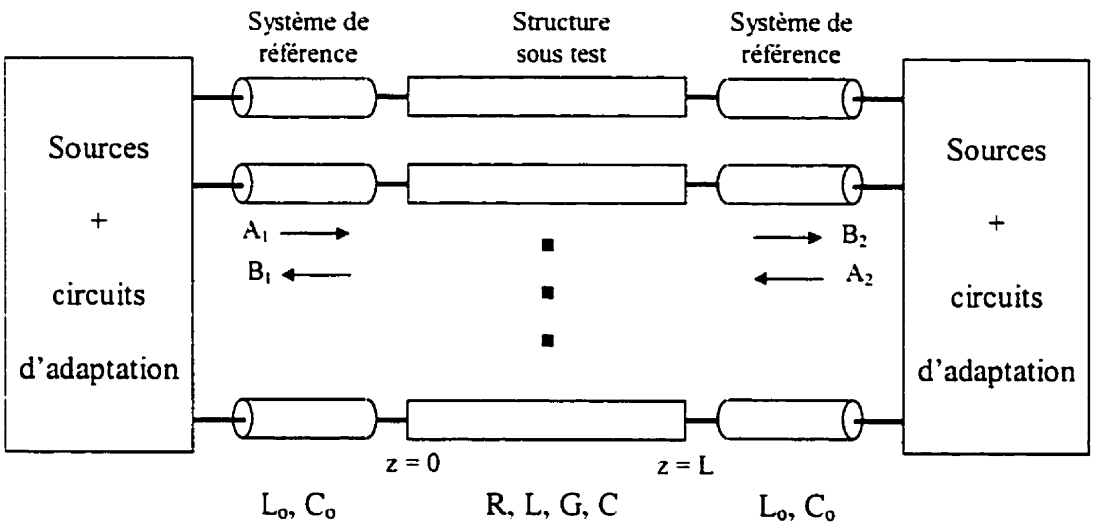


Figure 1.2 Schéma du circuit utilisé pour le calcul des paramètres S modaux d'une structure uniforme et avec perte.

Maintenant il est possible de définir les vecteurs coefficients A_1, B_1, A_2 et B_2 aux plans 1 et 2 comme le montre la figure 1.2. A_1, B_1 et A_2, B_2 sont respectivement les vecteurs d'ondes modales, incidentes et réfléchies au port 1 et au port 2 du système avec perte. Ainsi on peut définir des paramètres S modaux reliant A_1, B_1, A_2 et B_2 par:

$$B_1 = S_{11} A_1 + S_{12} A_2 \tag{1.14a}$$

$$B_2 = S_{21} A_1 + S_{22} A_2 \tag{1.14b}$$

S_{11}, S_{22}, S_{12} et S_{12} sont les sous-matrices N par N constituant la matrice carrée d'ordre 2N des paramètres S modaux décrivant complètement le système avec perte. Ces paramètres sont calculés en adaptant les vecteurs de tensions aux ports 1 et 2 entre le

système à caractériser et les deux systèmes de référence. Ils sont donnés par les expressions suivantes:

$$S_{11} = S_{22} = S_R = T^{-1}\left[\Gamma - \Psi\Gamma\Psi\right]\left[I_d - \Gamma\Psi\Gamma\Psi\right]^{-1}\mathrm{T} \tag{1.15a}$$

$$S_{12} = S_{21} = S_T = 2E_oE^{-1}\left[I_d - \Gamma\right]\Psi\left[I_d - \Gamma\Psi\Gamma\Psi\right]^{-1}\mathrm{T} \tag{1.15b}$$

avec

$$\Gamma = \left[I_d + EE_o^{-1}Z_{mo}H_oH^{-1}Z_m^{-1}\right]^{-1}\left[I_d - EE_o^{-1}Z_{mo}H_oH^{-1}Z_m^{-1}\right] \tag{1.16}$$

$$\mathrm{T} = \left[I_d + EE_o^{-1}Z_{mo}H_oH^{-1}Z_m^{-1}\right]^{-1}EE_o^{-1} \tag{1.17}$$

$$\Psi = W(-L) \tag{1.18}$$

où L est la longueur de la structure à caractériser et I_d est la matrice identité d'ordre N.

Dans cette section, on a présenté la technique d'analyse modale dans le domaine fréquentiel. Cette technique permet de calculer analytiquement des paramètres S modaux d'un système de N lignes de transmission uniformes. Une méthode inspirée de l'approche modale, permet également de calculer les paramètres S généralisés des lignes de transmission uniformes. Cette méthode est décrite en détail dans l'annexe I. Dans le cas des structures non uniformes, les matrices des paramètres lignes R, L, G, et C ne sont pas constantes. Par conséquent, les équations (1.3) aboutissent à un système d'équations différentielles à coefficients non constants. Dans une telle situation, la technique modale n'est plus valide et une approche numérique est nécessaire. Dans le paragraphe suivant, nous proposons une approche permettant d'analyser des structures de transmission non uniformes.

1.3 Lignes de transmission non uniformes

Considérons le schéma de N lignes de transmission couplées et non uniformes montrée dans la figure 1.3. Une telle structure est d'une importance majeure dans les applications micro-ondes, tels que les coupleurs à larges bandes, les filtres et les circuits

d'adaptation, où la largeur de bande de fréquences élevées et les transitions lisses sont parfois exigées. En tant que circuit passif à $2N$ ports, ces structures sont complètement caractérisées par leurs paramètres S fréquentielles.

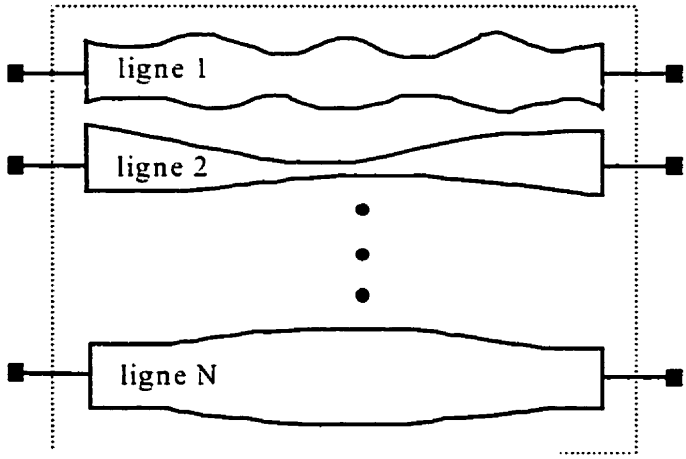


Figure 1.3 N lignes de transmission couplées et non uniformes.

Considérons des modes de propagation quasi TEM, la distribution des courants $I_j(z,\omega)$ et des tensions lignes $V_j(z,\omega)$, tel que $j = 1,\ldots N$, est régie par les équations de Télégraphiste généralisées:

$$-\frac{\partial V(z,\omega)}{\partial z} = \left[R(z,\omega) + j\omega L(z,\omega)\right]I(z,\omega) = Z(z,\omega)I(z,\omega) \qquad (1.19a)$$

$$-\frac{\partial I(z,\omega)}{\partial z} = \left[G(z,\omega) + j\omega C(z,\omega)\right]V(z,\omega) = Y(z,\omega)V(z,\omega) \qquad (1.19b)$$

Contrairement aux lignes de transmission uniformes, les structures non uniformes présentent des impédances et des admittances variables dans l'espace. Pourtant, leurs matrices de paramètres lignes *R(z)*, *L(z)*, *G(z)* et *C(z)* gardent les mêmes significations physiques données dans la section 1.2.1. Généralement, ces matrices sont obtenues par une solution 2-D des équations de Maxwell à des positions données le long de l'axe de propagation z. Pour cela, une technique quasi-statique ou *full wave* doit être choisie en fonction de la nature et la géométrie de la structure à analyser ainsi que la précision

désirée. La technique utilisée ne sera pas discutée dans cette étude où on admet que les matrices R, L, G et C sont connues à des positions discrètes le long de l'axe z.

Dans des travaux antérieurs [1], [2], [12], les équations (1.19) sont solutionnées sans aucune manipulation préalable. Pour cette fin, la méthode des moments a été utilisée, où les tensions et les courants des N lignes du système ont été décomposés en une série de fonctions de base. La décomposition de V et de I séparément introduit une redondance dans le système. En effet, les deux quantités V et I sont déjà reliées par les équations de Télégraphiste. La redondance ainsi introduite conduit à une matrice mal conditionnée [15]. Afin de profiter du couplage entre V et I dans une formulation basée sur la méthode des moments, les équations (1.19) sont manipulées comme suit: Premièrement, l'équation (1.19a) est multipliée par $Z^{-1}(f,z)$ et le résultat est dérivé par rapport à la variable z, donnant l'équation suivante:

$$Z^{-1}(f,z)\frac{\partial^2 V(f,z)}{\partial z^2}+\frac{\partial\left(Z^{-1}(f,z)\right)}{\partial z}\frac{\partial V(f,z)}{\partial z}+\frac{\partial I(f,z)}{\partial z}=\overline{0}_N \tag{1.20}$$

Dans l'équation (1.20), la dérivée d'une matrice ou d'un vecteur est la dérivée de chacun de ses éléments. En deuxième lieu, $I(z,\omega)$ est exprimé en fonction de $V(z,\omega)$ en utilisant l'équation (1.19b). Une équation différentielle du second ordre en fonction du vecteur des tensions complexes en résulte:

$$Z^{-1}\frac{\partial^2 V}{\partial z^2}+\frac{\partial Z^{-1}}{\partial z}\frac{\partial V}{\partial z}-YV=\overline{0}_N \tag{1.21}$$

L'équation (1.21) peut maintenant être résolue pour déterminer la distribution des tensions dans le système. A partir de cette solution, la distribution des courants découle directement de l'équation (1.19b). Pour atteindre cette solution, la méthode des moments est utilisée où on exprime seulement $V(z,\omega)$ en terme d'ondes incidentes F_n et d'ondes réfléchies B_n comme suit:

$$V(z,\omega)=\sum_{n=1}^{N_g} a_n\, F_n(z,\omega)+b_n\, B_n(z,\omega) \tag{1.22}$$

Les constantes a_n^j et b_n^j sont les coefficients inconnus associés aux $n^{\text{ième}}$ fonctions F_n et B_n et à la $j^{\text{ème}}$ ligne du système. N_g représente le nombre d'ondes incidentes et réfléchies utilisées comme fonctions de base.

1.3.1 Choix des fonctions de base

Afin d'assurer une convergence rapide de la méthode, les fonctions de base doivent satisfaire les conditions suivantes:

- fonctions continues et intégrables dans le domaine de leur utilisation.
- fonctions présentant un comportement semblable a celui de la distribution qu'elles décrivent dans ce domaine.

Pour palier à la limitation des fonctions statiques [12], on a choisi les fonctions de base suivantes: $F_n(z) = e^{-\gamma_n(\omega)z}$ et $B_n(z) = e^{\gamma_n(\omega)z}$, où les $\gamma_n(\omega)$, $n = 1,\ldots N_g$, représentent des constantes de propagation des modes supportés par la structure calculées aux différents position z_i de l'axe z. Pour justifier ce choix, on peut signaler que dans le cas d'une structure uniforme de N lignes, toute propagation d'onde est une combinaison linéaire d'au plus N modes indépendants, caractérisés par leurs constantes de propagation et leurs impédances caractéristiques. Dans une structure non uniforme, la distribution des tensions à chaque point et à chaque ligne est la superposition de N modes correspondant aux dimensions de la structure à ce point. Par suite, les fonctions de base choisies sont naturellement proches des ondes qui se propagent dans la structure. En particulier, dans le cas d'une seule ligne uniforme, une seule constante de propagation ($N_g = 1$) est suffisante pour avoir la distribution exacte de la tension. Cela est vrai pour n'importe quelle valeur de la longueur électrique de la ligne et des charges présentées à ses deux bouts. D'autre part, on peut remarquer que la difficulté rencontrée avec des fonctions de base statiques pour les longueurs électriques élevées est surmontée par le fait que les constantes de propagation dépendent de la fréquence. En plus, la facilité de l'intégration des fonctions exponentielles diminue l'effort de calcul.

Les constantes de propagation $\gamma_n(\omega)$, $n = 1,\ldots N_g$, utilisées dans cette méthode sont calculées à des positions z_i situées à distances égales le long de l'axe z. A chaque position z_i, les lignes sont considérées uniformes et la technique d'analyse modale décrite dans la section 1.2.2 est utilisée. Le nombre de points i dépend de la géométrie de la structure et du nombre de fonctions de base désiré.

1.3.2 Technique de Galerkin

A ce stade, les expressions des vecteurs tension V et courant I sont décrites par des fonctions de base et des coefficients a_n^i et b_n^i inconnus. L'application de la méthode des moments dans ce problème consiste à substituer (1.22) dans (1.21) et à tester les égalités obtenues avec une ou plusieurs fonctions. Ainsi, on forme un système d'équations linéaires permettant de calculer les coefficients inconnus a_n^i et b_n^i et reconstituer les vecteurs tension et courant en tout point de l'axe de propagation z. Dans le cas général, les fonctions de test peuvent être quelconques. Le cas particulier où ces fonctions sont identiques aux fonctions de base est connu par la méthode de Galerkin. L'avantage de cette technique c'est qu'elle aboutit à un résultat variationnel. Par contre, son seul inconvénient réside dans le calcul d'intégrale qui pourrait être assez compliqué. Mais, avec les fonctions de base exponentielles choisies, ce problème ne se pose pas. La substitution de (1.22) dans (1.21) conduit alors à l'équation suivante:

$$\sum_{n=1}^{N_g}\left(Z^{-1}\gamma_n^2 - Z_p^{-1}\gamma_n - Y\right)a_n e^{-\gamma_n z} + \left(Z^{-1}\gamma_n^2 + Z_p^{-1}\gamma_n - Y\right)b_n e^{\gamma_n z} = \overline{0}_N \tag{1.23}$$

où $Z_p^{-1} = \dfrac{\partial Z^{-1}(f,z)}{\partial z}$. Testant l'équation (1.23) par $F_m(z,\omega)$ et $B_m(z,\omega)$ tel que $m = 1,\ldots(N_g - 1)$, aboutit à un système de $2N(N_g - 1)$ équations dont les éléments sont formés par les produits internes suivants:

$$\left\langle Z^{-1}e^{\pm\gamma_n z}, e^{\pm\gamma_m z}\right\rangle,\ \left\langle Z_p^{-1}e^{\pm\gamma_n z}, e^{\pm\gamma_m z}\right\rangle \text{ et } \left\langle Ye^{\pm\gamma_n z}, e^{\pm\gamma_m z}\right\rangle \tag{1.24}$$

avec

$$\langle f.g\rangle = \int_0^L f(z)g(z)dz \tag{1.25}$$

En utilisant la définition ci dessus, les termes de (1.24) sont facilement calculés à partir de la connaissance des valeurs de Z^{-1} et Y à des points z_i de l'axe z, et une interpolations linéaire entre ces points. Par exemple, considérons que $Z^{-1}(z) = A_z^i z + B_z^i$ et $Y(z) = A_y^i.z + B_y^i$ pour $z_i \le z \le z_{i+1}$, l'interpolation linéaire nous donne $Z_p^{-1}(z) = A_z^i$ dans l'intervalle $[z_i, z_{i+1}]$.

1.3.3 Calcul des paramètres S

Finalement, l'équation matricielle obtenue après avoir testé l'équation (1.23), est écrite de la façon généralisée suivante :

$$\sum_{n=1}^{N_g}\left[K(m,n)\right]a_n + \left[H(m,n)\right]b_n = 0_N \tag{1.26a}$$

$$\sum_{n=1}^{N_g}\left[P(m,n)\right]a_n + \left[Q(m,n)\right]b_n = 0_N \tag{1.26b}$$

où $m = 1,\ldots(N_g - 1)$ et

$$\left[K(m,n)\right] = \sum_{i=1}^{N_s-1} R_{0i,nm}^{--}T_{0i,n} + R_{1i,nm}^{--}T_{1i,n} \tag{1.27a}$$

$$\left[H(m,n)\right] = \sum_{i=1}^{N_s-1} R_{0i,nm}^{+-}U_{0i,n} + R_{1i,nm}^{+-}T_{1i,n} \tag{1.27b}$$

$$\left[P(m,n)\right] = \sum_{i=1}^{N_s-1} R_{0i,nm}^{-+}T_{0i,n} + R_{1i,nm}^{-+}T_{1i,n} \tag{1.27c}$$

$$\left[Q(m,n)\right] = \sum_{i=1}^{N_s-1} R_{0i,nm}^{++}U_{0i,n} + R_{1i,nm}^{++}T_{1i,n} \tag{1.27d}$$

avec

$$T_{0i,n} = \gamma_n^2 B_z^i - \gamma_n A_z^i - B_y^i \tag{1.28a}$$

$$T_{1i,n} = \gamma_n^2 A_z^i - A_y^i \tag{1.28b}$$

$$U_{0i,n} = \gamma_n^2 B_z^i + \gamma_n A_z^i - B_y^i \tag{1.29}$$

$$R_{pi,nm}^{ab} = \int_{z_i}^{z_{i+1}} z^p e^{(a\gamma_n + b\gamma_m)} dz \tag{1.30}$$

Il est intéressant de noter que le nombre de test $2(N_g - 1)$ est choisie de façon à générer un nombre d'équations inférieur au nombre d'inconnus $2N_g N$, soit $2(N_g - 1)N$. En effet, vu que les termes de gauche des équations (1.26) sont nuls, $2N_g N$ équations de ce genre aboutissent à une solution triviale telle que: $a_n^j = b_n^j = 0$, $j = 1,\ldots N, n = 1,\ldots N_g$. Pour palier à cette contrainte et pour atteindre la solution désirée, $2N$ équations exprimant les conditions aux limites de la structure sont introduites. Soient $Z_{ref}^0 = diag\left(Z_{ref}^{01}, Z_{ref}^{02}, \ldots Z_{ref}^{0N}\right)$ et $Z_{ref}^L = diag\left(Z_{ref}^{L1}, Z_{ref}^{L2}, \ldots Z_{ref}^{LN}\right)$ sont respectivement les matrices des impédances de normalisation à $z = 0$ et à $z = L$. Pour calculer les paramètres S de la structure, elle est excitée par deux vecteurs de tensions E_0 et E_L à ses différents ports à travers les impédances Z_{ref}^0 et Z_{ref}^L comme le montre la figure 1.4. Les équations ainsi obtenues sont données par l'expression suivante :

$$E_0 = V(0,\omega) + Z_{ref}^0 I(0,\omega) \tag{1.31}$$

$$E_L = V(L,\omega) - Z_{ref}^L I(L,\omega) \tag{1.32}$$

En utilisant la décomposition de V décrite par l'équation (1.22), et en combinant (1.31) et (1.32) avec (1.20) conduit à l'ensemble des $2N$ équations suivant:

$$\sum_{n=1}^{N_g}\left(I_d + \gamma_n Z_{ref}^0 Z(f,0)^{-1}\right)a_n + \left(I_d - \gamma_n Z_{ref}^0 Z(f,0)^{-1}\right)b_n = E_0 \tag{1.33a}$$

$$\sum_{n=1}^{N_g} e^{-\gamma_n L}\left(I_d + \gamma_n Z_{ref}^L Z(f,L)^{-1}\right)a_n + e^{+\gamma_n L}\left(I_d - \gamma_n Z_{ref}^L Z(f,L)^{-1}\right)b_n = E_L \tag{1.33b}$$

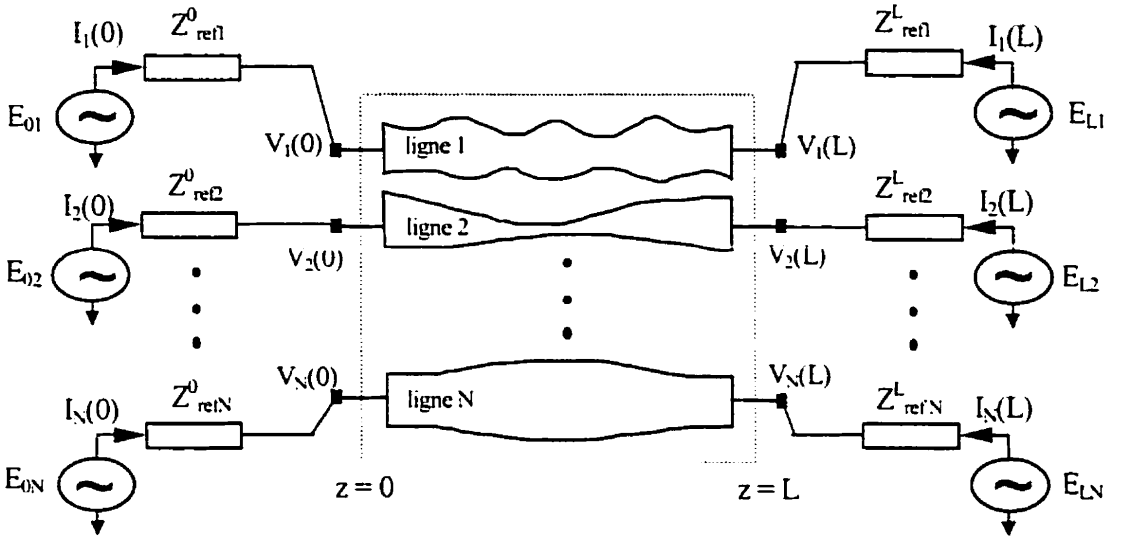


Figure 1.4 Schéma du circuit utilisé pour le calcul des paramètres S d'une structure non uniforme.

Par excitation d'un port à la fois, le système de $2NN_g$ équations linéaires, données par (1.26) et (1.33), est résolu pour donner le vecteur de tension $V(z,\omega)$. Une fois la tension est connue sur tous les ports de la structure, ses paramètres S sont données par:

$$S_{mn} = \frac{\left(1+e^{-2j\theta_m}\right)V_{mn} - e^{-2j\theta_m}E_{mn}}{E_{nn}}\sqrt{\frac{R_n}{R_m}} \tag{1.34}$$

où θ_m est l'argument de Z_{ref}^m ($Z_{ref}^m = Z_{ref}^{0m}$ pour $m \le N$ et $Z_{ref}^m = Z_{ref}^{Lm}$ pour $N+1 \le m \le 2N$) et R_m est sa partie réelle. V_{mn} est la tension au port m, ($V_{mn} = V_m(0,\omega)$ pour $m \le N$ et $V_{mn} = V_{m-N}(L,\omega)$ pour $N+1 \le m \le 2N$), lorsque le port n est excité et E_{mn} est la tension d'excitation. $E_{mn} = 1$ lorsque $m = n$ et zéro dans le cas contraire.

1.4 Résultats et discussions

Afin d'illustrer la précision et l'efficacité de l'approche proposée, pour le calcul des paramètres S, plusieurs structures non uniformes ont été analysées. Une discussion de la robustesse de cette approche est également introduite.

1.4.1 Ligne micro-ruban en transition linéaire

La première structure à analyser consiste en une ligne micro-ruban ordinaire en transition linéaire. Le schéma ainsi que les dimensions de cette structure sont montrés dans la figure 1.5. Cette transition a été analysée par la présente approche, en utilisant 2 et 3 fonctions de base, et par le simulateur de circuits micro-ondes MDS qui utilisent des modèles numériques statiques pour ce genre de structures passifs [16]. Les résultats obtenus sont montrés dans la figure 1.6. La convergence rapide de la technique proposée peut être vue par l'excellent accord avec le simulateur MDS obtenu sur la bande de fréquences entière avec seulement trois fonctions de base. Malgré que ces résultats témoignent de la précision de cette approche, ses avantages sont mieux observés dans le cas des structures multilignes.

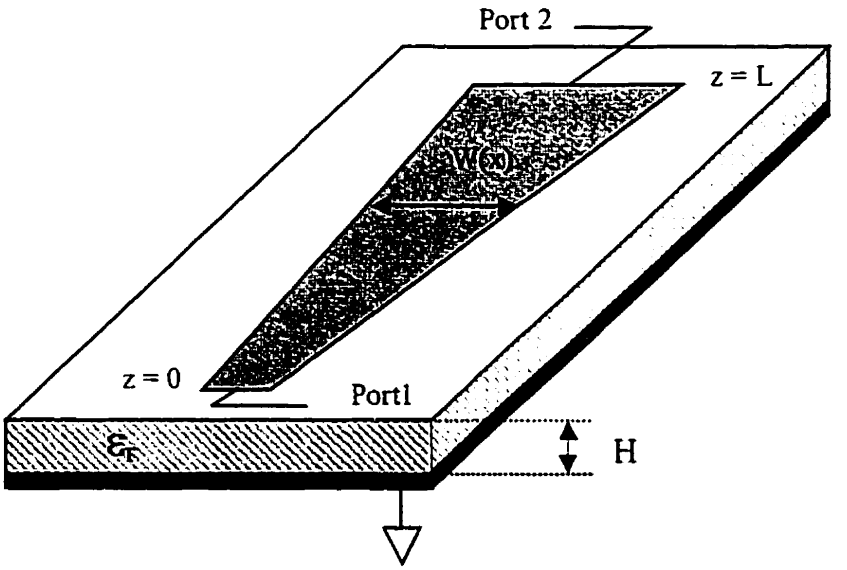
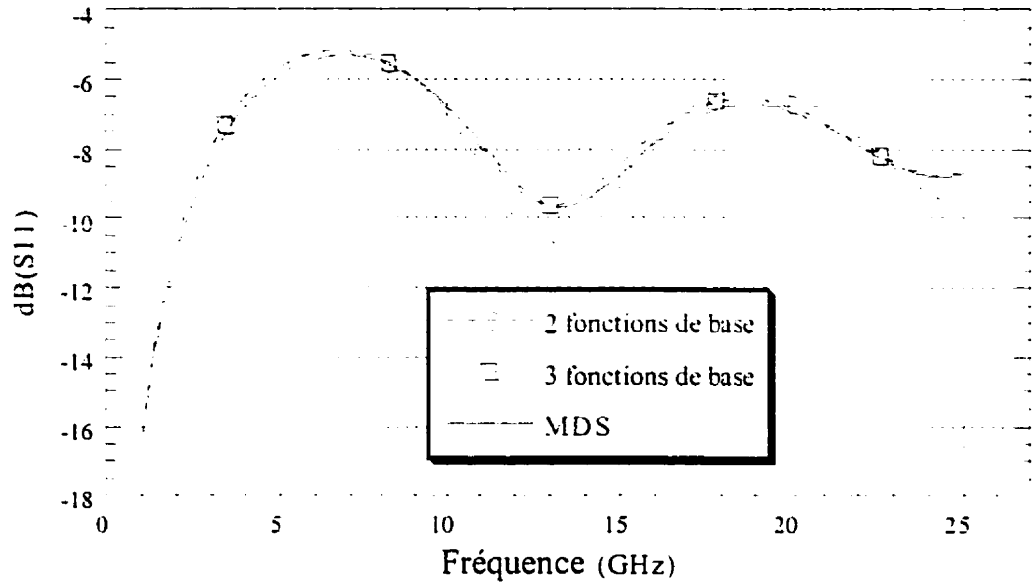
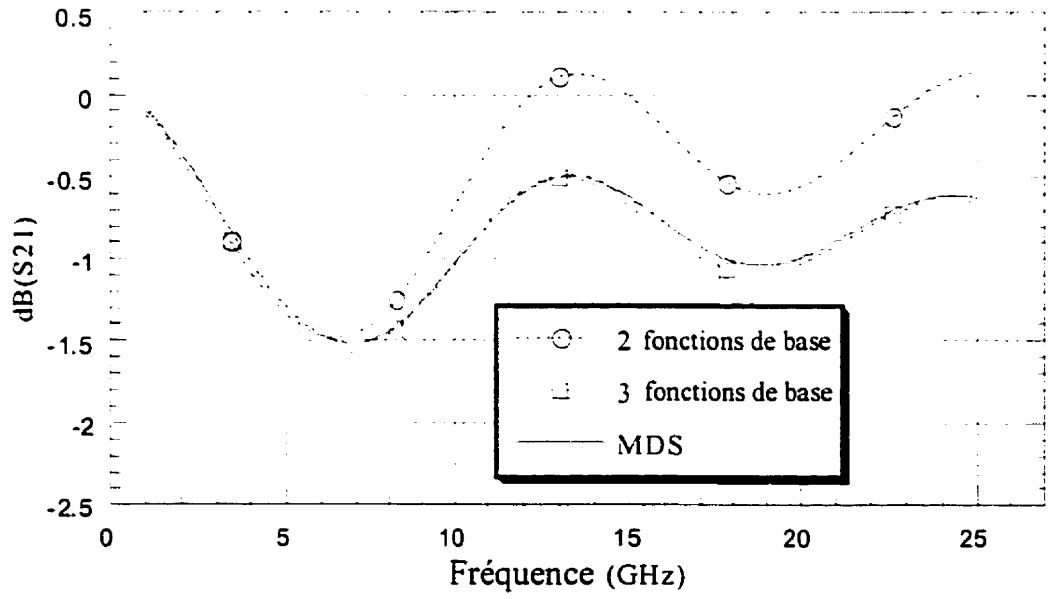


Figure 1.5 Schéma de la ligne micro-ruban en transition linéaire, $W(0) = 10mil$, $W(L) = 40mil$, $\varepsilon_r = 9.9$, $H = 10mil$ et $L = 5mm$.



(a)



(b)

Figure 1.6 Modules des paramètres S de la ligne micro-ruban en transition linéaire. (a) coefficient de réflexion S11. (b) coefficient de transmission S21.

1.4.2 Deux lignes micro-rubans couplées et non uniformes

Comparé aux techniques conventionnelles, où la tension et le courant sont décomposés en fonctions de base, le nombre d'inconnus dans la technique proposée est divisé par deux. Tant que le nombre d'opérations dans l'inversion d'une matrice carré d'ordre N est $O(N^3)$, le nombre d'opérations total sera réduit par un facteur de huit. L'élimination de la redondance dans le système, permet une amélioration significative du facteur de conditionnement réciproque de la matrice résultante. Pour illustrer ceci, nous utilisons une structure dont les paramètres sont montrés dans la figure 1.7. Les résultats des mesures et de simulation de cette structure à deux lignes micro-rubans couplées, présenté dans [13], montrent une légère dissemblance aux hautes fréquences. Cette méthode ne tient pas compte des pertes dans la structure auxquelles cette dissemblance a été attribuée. Pour vérifier cette hypothèse, nous avons procédé à l'étude de cette structure en considérant ses pertes diélectriques (α_d) et conducteurs (α_c). Les effets des pertes α_c sont déterminés par l'analyse d'un conducteur d'une épaisseur finie, de valeur 1 millième de pouce. Les pertes diélectriques α_d sont caractérisées par le coefficient $\tan(\delta)$, de valeur 10^{-3}. En se basant sur nos résultats de simulations, l'effet des pertes totales ne dépasse pas une valeur de 0.08dB, ce qui est négligeable. Par conséquent, la déviation de ces résultats et de ceux de la méthode proposée dans [13] par rapport aux résultats expérimentaux peut être due à l'effet de radiation et/ou les erreurs de mesure. La figure 1.8 montre les résultats obtenus avec la méthode proposée en utilisant trois et quatre fonctions de base et en incluant les deux types de pertes. Ces résultats sont comparés aux données de simulations présentées dans [13] et désignées par les courbes *RMDE* (*Ricatti Matrix Differential Equations*). D'autre part, la même structure a été analysée par une technique qui décompose V et I en fonctions de base simultanément. Les résultats de simulation sont montrés dans les figures 1.9. En examinant les figures 1.8 et 1.9, on peut clairement observer la supériorité de l'approche proposée, en terme de rapidité de convergence et de stabilité.

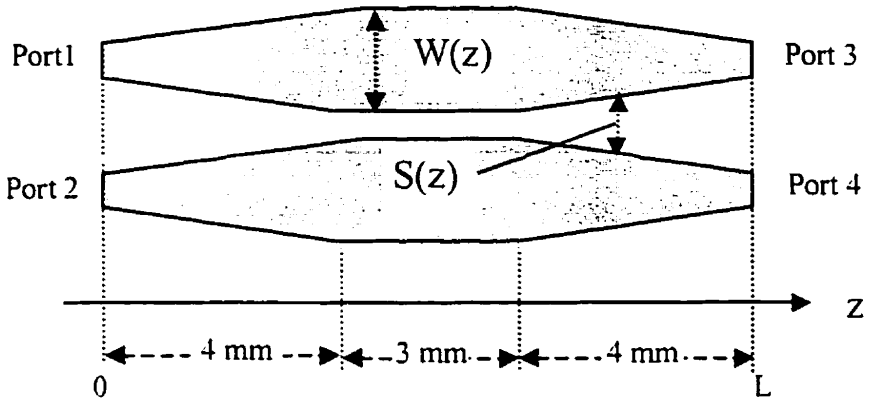
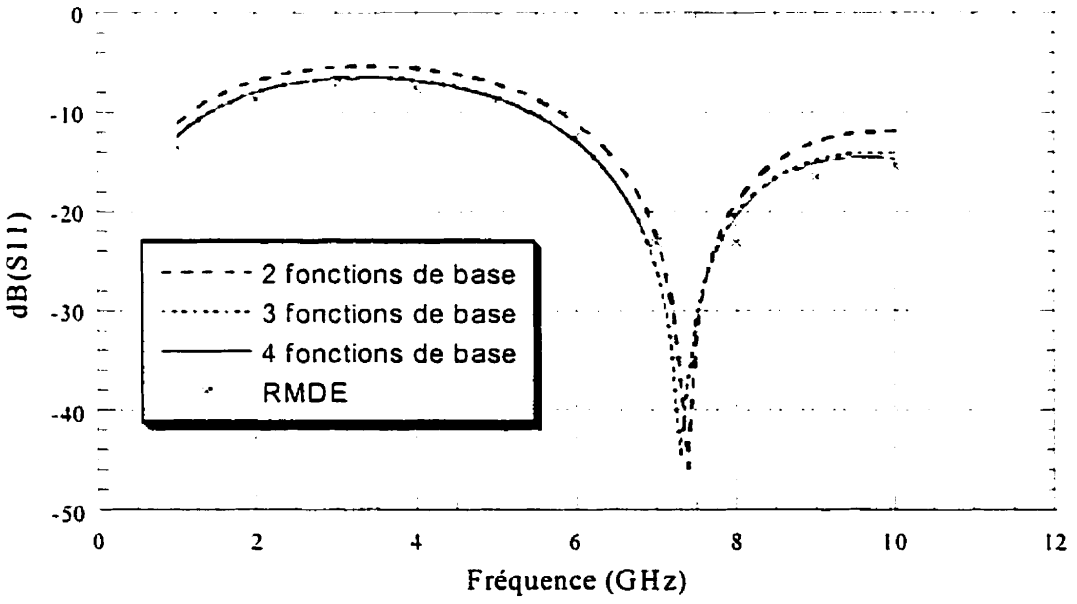
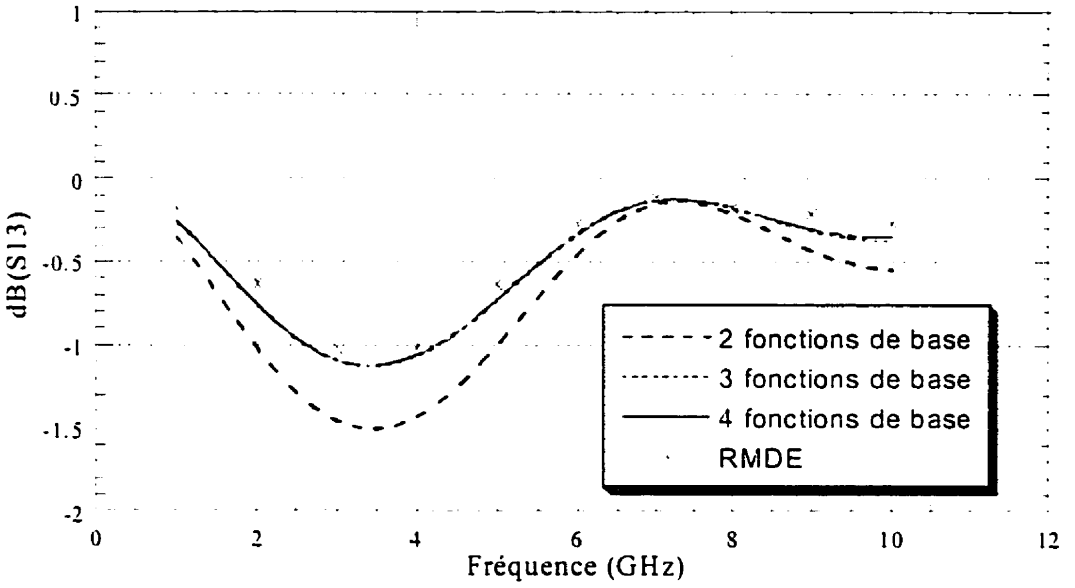


Figure 1.7 Géométrie des deux lignes micro-rubans couplées, avec pertes et non uniformes. $\varepsilon_r = 9.9$, H= 10mil, L= 11mm, $W(z) = (10 + 5z)$ mil, $S(z) = (35 - 3.75z)$ mil.

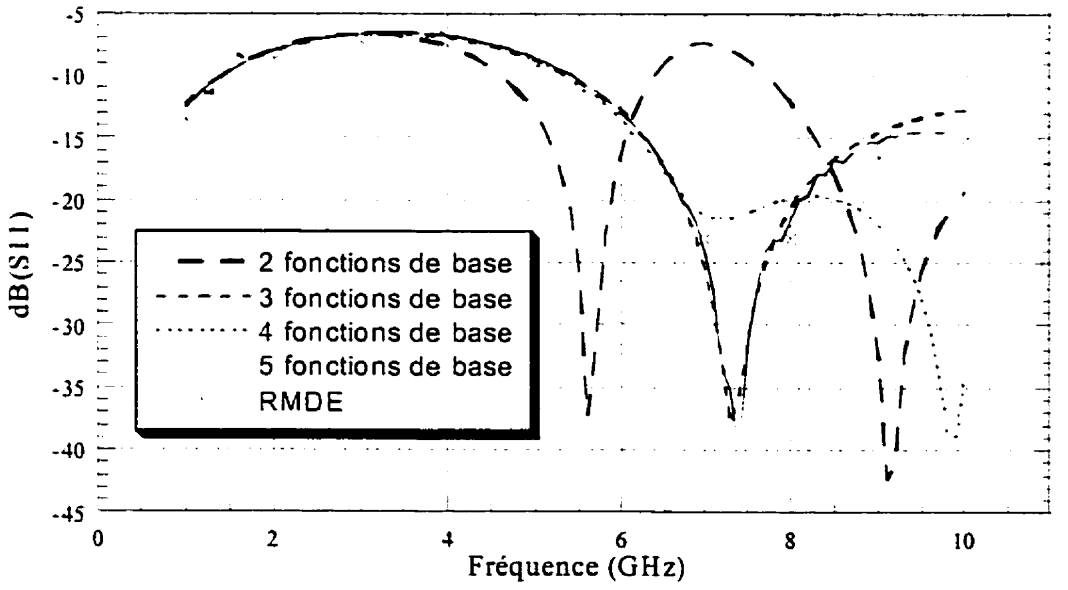


(a)

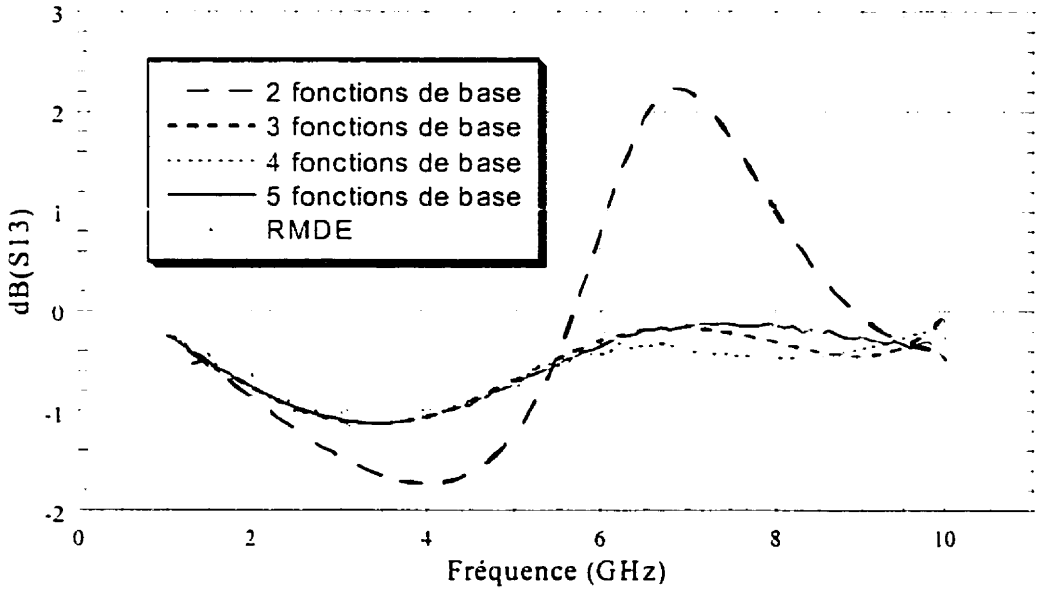


(b)

Figure 1.8 Modules des paramètres S des deux lignes micro-rubans couplées et non uniformes. (a) Coefficient de réflexion S_{11}. (b) Coefficient de transmission S_{21}.



(a)



(b)

Figure 1.9 Modules des paramètres S des deux lignes couplées avec la décomposition de V et de I. (a) Coefficient de réflexion S_{11}. (b) Coefficient de transmission S_{21}.

En plus, le facteur de conditionnement réciproque attribué à la matrice décrivant le système entier est calculé dans la bande de fréquences de la simulation. Une présentation graphique de ce facteur pour les deux approches mentionnées ci-dessus est montrée dans la figure 1.10. Cette figure montre une amélioration remarquable du facteur de conditionnement réciproque dans le cas de la technique proposée. Évidemment, cela témoigne la robustesse et la stabilité de cette approche ainsi que sa rapidité améliorée par la diminution de la taille du problème.

1.4.3 Structure non symétrique

Une meilleure validation de l'approche proposée consiste à son application à des structures réalistes. En particulier, la caractérisation des structures à géométrie non symétrique.

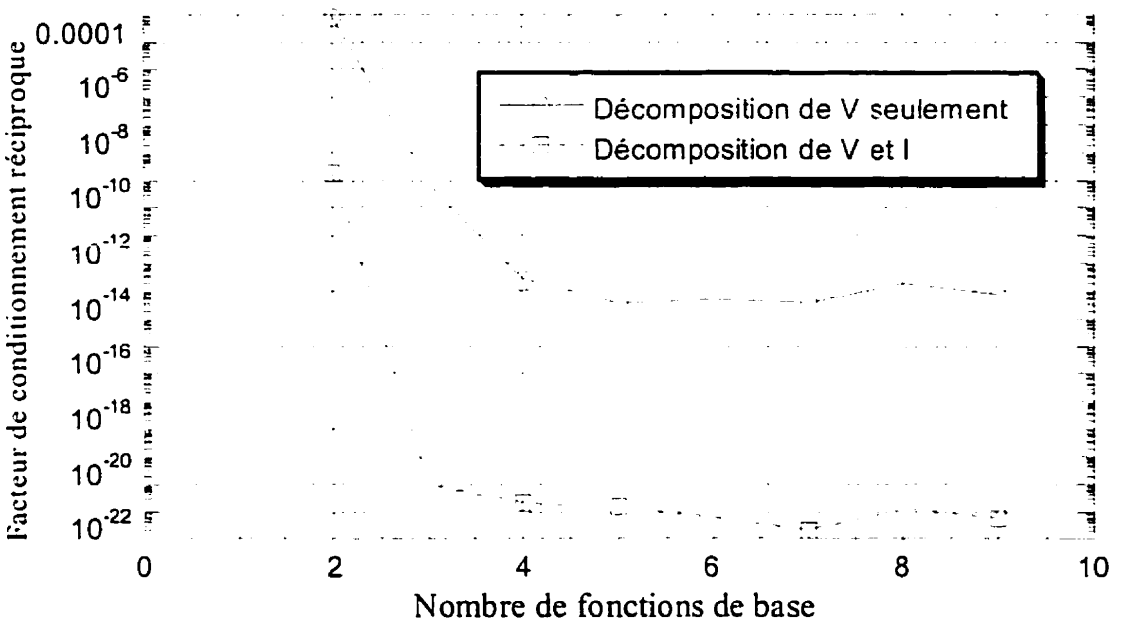


Figure 1.10. Comparaison des facteurs de conditionnement réciproques entre l'approche proposée et une technique décomposant *V* et *I* simultanément.

Considérons les deux lignes de transmission couplées, montrées dans la figure 1.11. Au début, nous avons utilisé la solution quasi-statique des éléments finis à deux dimensions à chaque position afin de calculer les matrices *R*, *L*, *G* et *C* en 21 positions selon l'axe *z* [18]. Ces mêmes matrices ont été calculées aussi à l'aide d'une méthode de calcul *Full Wave*. Les résultats de cette analyse ont montré une faible dispersion dans les matrices *L(z)*, *C(z)* et *G(z)* dans une bande de fréquence de 0 à 10GHz avec des termes de *G(z)* négligeables. Par contre, les pertes conducteurs, *R(z)*, ont été trouvées importantes et dépendantes de la fréquence de la forme $R = R_0\sqrt{f}$, avec des termes dominants à la diagonale. Les éléments des matrices inductance *L(z)* et capacitance *C(z)* sont montrés à la figure 1.12a. La figure 1.12b présente les éléments de la matrice symétrique des résistances R_o évalués à la fréquence $f=1GHz$. La structure a été simulée en utilisant l'approche proposée. Les paramètres S de cette structure ont été calculés avec et sans pertes conducteurs. Pour valider les résultats obtenus, on a assimilé la même à une cascade de 21 sections de lignes uniformes, couplées et asymétriques ayant des largeurs

et des espacements différents. Les paramètres S de chaque section uniforme sont calculés en utilisant l'équation (A.1) et les paramètres globaux de la structure non uniforme sont obtenus par une simple multiplication des matrices T correspondantes. Les amplitudes de S_{11}, S_{13} et S_{14} avec et sans pertes et en utilisant l'approche proposée, avec 4 fonctions de base, ainsi que la technique de cascadage, sont montrés dans la figure 1.13. Un bon accord entre les deux groupes de résultats a été observé.

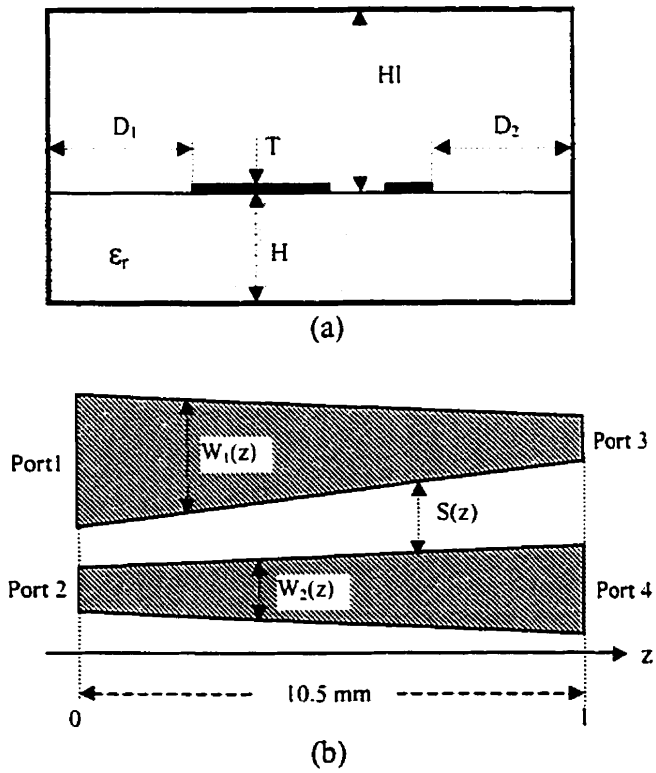


Figure 1.11 Deux lignes micro-rubans blindées, couplées, et non symétriques. (a) Vue de face, $\varepsilon_r = 3.4$, $H = 10$mil, $H_l = 50$mil, $D_1 = D_2 = 1$m, $T = 1$ µm, $\sigma = 10^7 \Omega^{-1}$m, tgδ=0.001. (b) Vue de dessus, $W_1(z) = 150(1-2z/3l)$ µm, $W_2(z) = S(z) = 50\,(1 + z/l)$ µm.

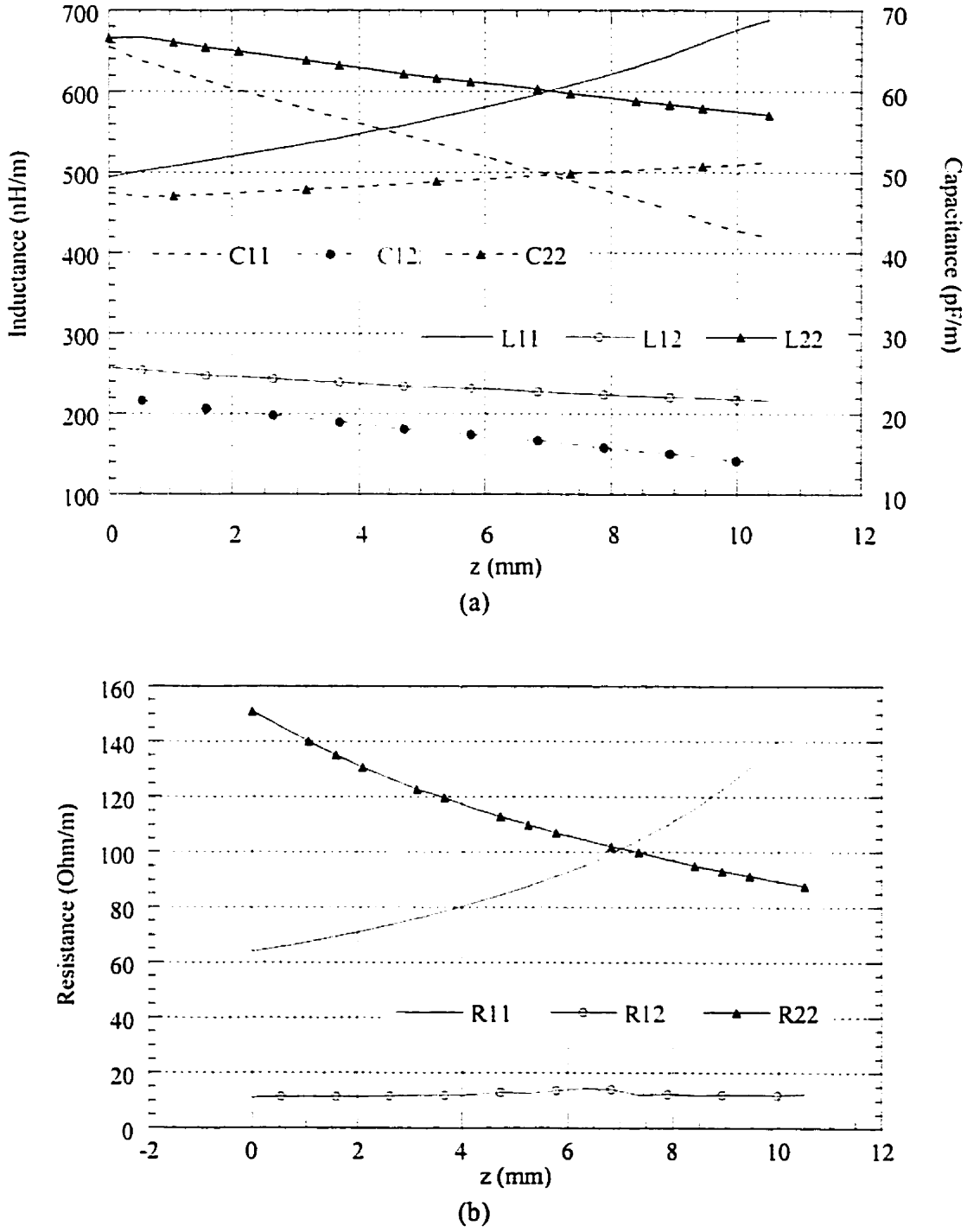
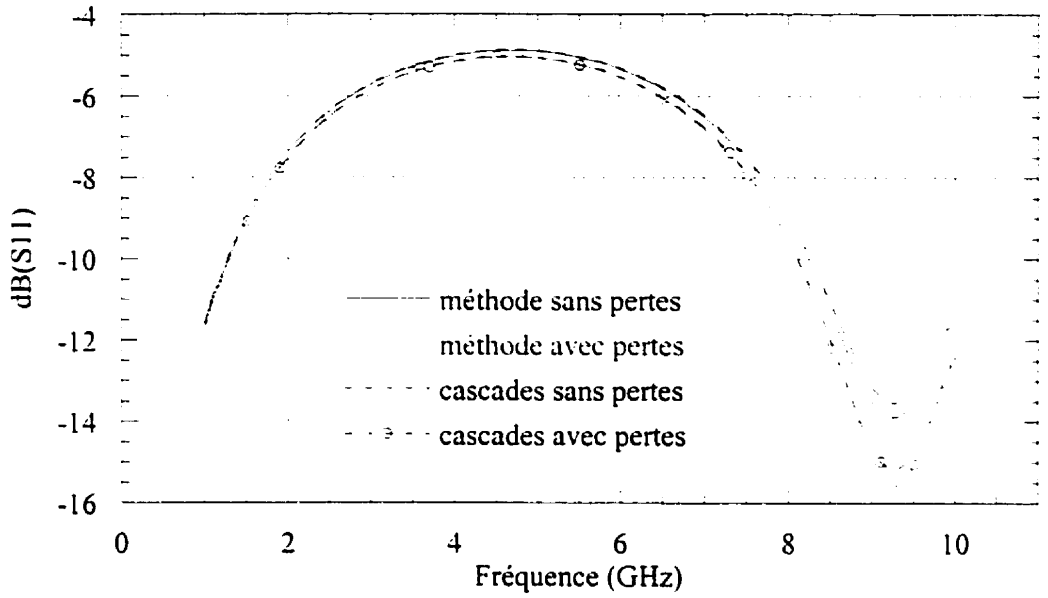
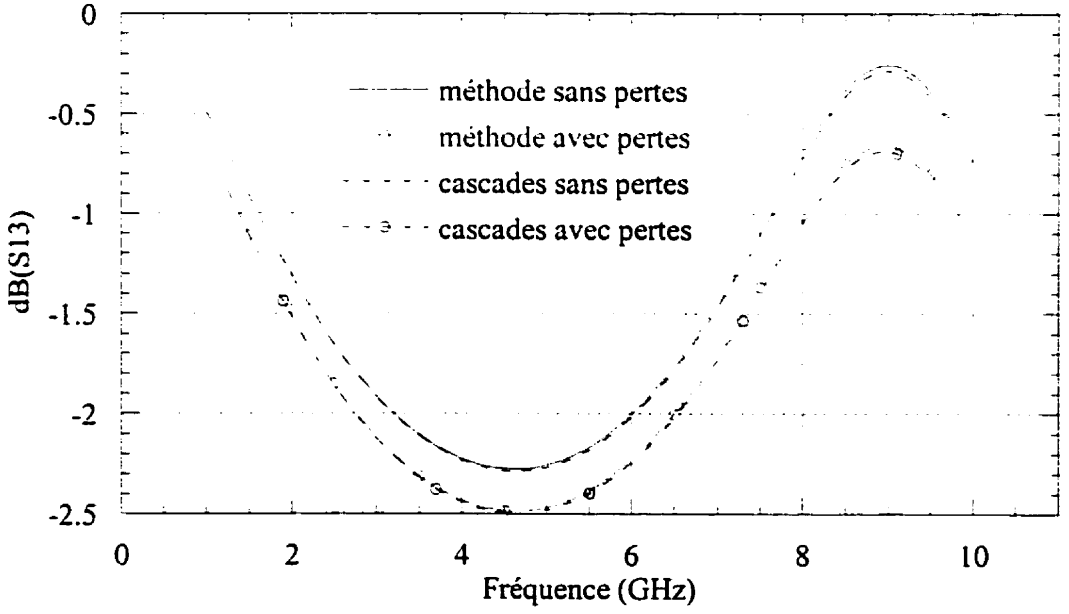


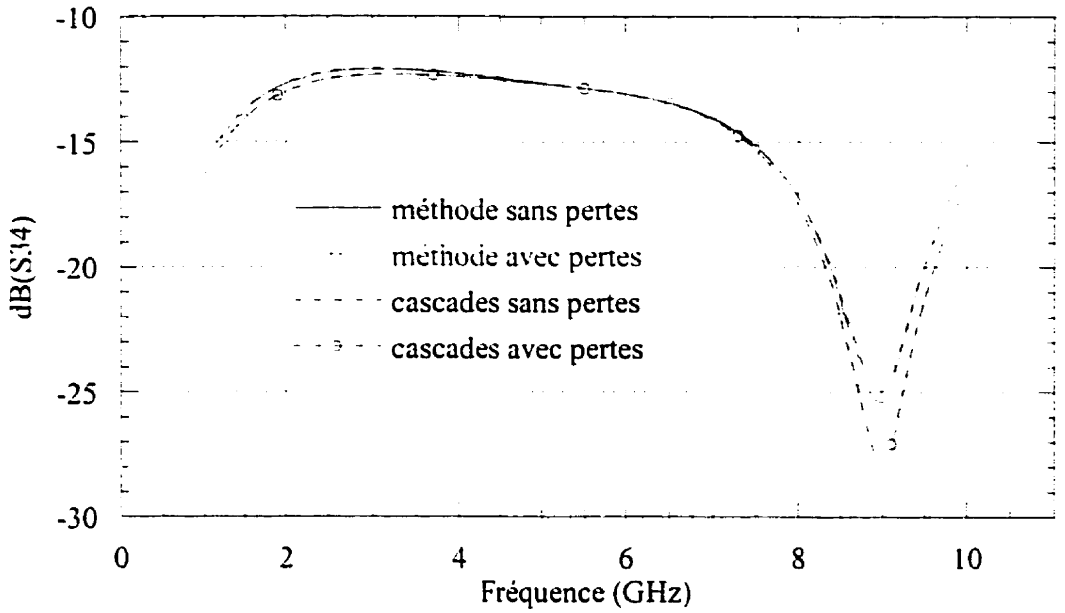
Figure 1.12 Variation des paramètres lignes de la structure de la figure 1.11 en fonction de la position *z*. (a) Matrices *L(z)* et *C(z)*. (b) Matrice *R(z)*.


-4
-6
-8
-10
-12
-14
-16
dB(S11)
méthode sans pertes
méthode avec pertes
cascades sans pertes
cascades avec pertes
0
2
4
6
8
10
Fréquence (GHz)

(a)


0
-0.5
-1
-1.5
-2
-2.5
dB(S13)
méthode sans pertes
méthode avec pertes
cascades sans pertes
cascades avec pertes
0
2
4
6
8
10
Fréquence (GHz)

(b)



(c)

Figure 1.13 Paramètres S de la structure de la figure 1.11. (a) Modules de S_{11}. (b) Modules de S_{13}. (c) Modules de S_{34}.

1.4.4 Trois lignes micro-rubans couplées et non uniformes

Pour illustrer davantage l'efficacité de l'approche proposée, considérons la structure de trois lignes couplées montrée dans la figure 1.14. Le choix de cette structure est motivé par la nécessité de comparer nos résultats avec ceux d'un simulateur de circuits comportant des modèles pour des structures uniformes. Pour analyser cette structure, on calcule en premier lieu les valeurs des matrices 3x3 $L(z)$ et $C(z)$ à 10 points équidistants le long de l'axe z, à l'aide d'une approche d'éléments finis. La structure a été analysée dans la bande de fréquences de 1 à 10GHz en utilisant ces paramètres lignes. Pour valider les résultats de cette analyse, une structure équivalente a été analysée par le simulateur de circuits micro-ondes MDS [16]. Cette analyse assimile notre structure non uniforme par 20 sections de lignes couplées et uniformes de dimensions différentes montées en cascade. Pour cette fin le modèle de trois lignes de transmission couplées, uniformes et sans pertes intégré dans MDS est utilisée. La Figure 1.15 montre quelques paramètres de la matrice S obtenus par notre approche et par MDS. Avec un choix de 5

fonctions de base dans l'approche proposée, un bon accord est observé entre les deux simulations. Néanmoins, un léger décalage est observé entre quelques courbes de la simulation. Cela peut être attribué à l'incertitude de la technique d'éléments finis utilisée pour le calcul des paramètres lignes de la structure.

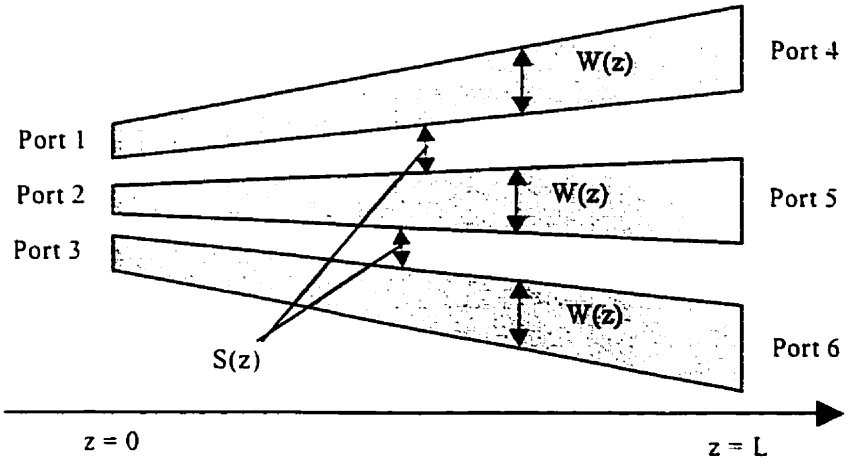
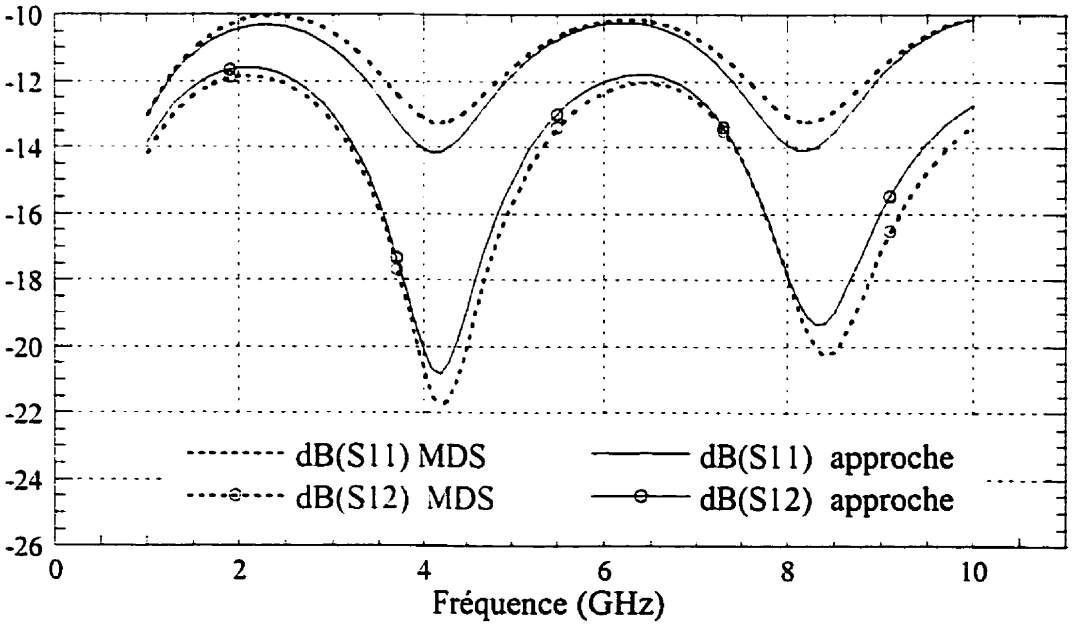


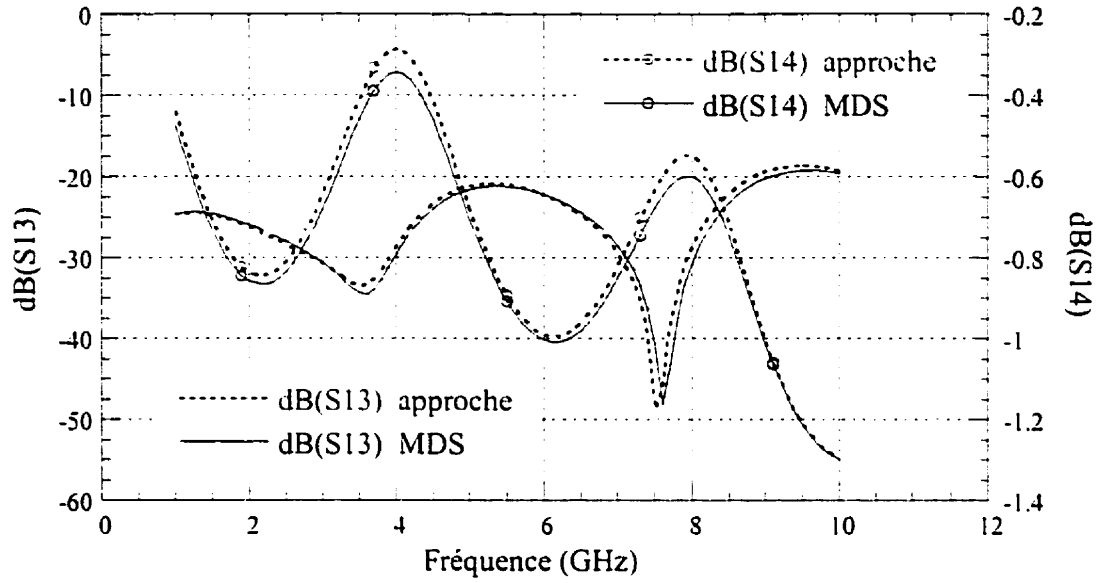
Figure 1.14 Géométrie des trois lignes micro-rubans en transitions linéaires:

$\varepsilon_r = 4.2$, $H = 20$mil, $W(z) = W_0(1+2z/L)$, $S(z) = 0.5W_0(1+z/L)$,

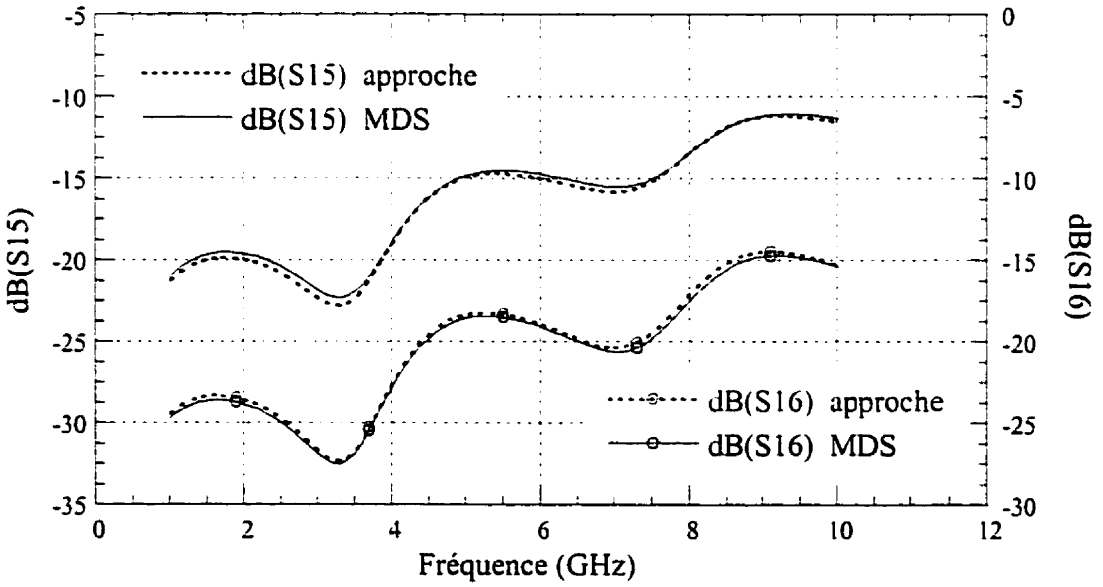
$W_0 = 0.24$mm et $L = 20$mm.



(a)



(b)



(c)

Figure 1.15 Paramètres S de la structure à trois lignes couplées et non uniformes. (a) Modules de S_{11} et S_{12}. (b) Modules de S_{13} et S_{14}. (c) Modules de S_{15} et S_{16}.

1.4.5 Coupleur directionnel non uniforme à bande ultra-large

Vue l'efficacité et la précision de l'approche proposée, il est possible de l'utiliser pour optimiser la conception des coupleurs et des filtres ainsi que des circuits d'adaptations à lignes non uniformes. Pour illustrer ce fait, on considère un coupleur directionnel non uniforme dont les performances sont données en terme des paramètres électriques suivants : impédance caractéristique Z_0 = 50Ω, bande de fréquences 3 à 20GHz, une marge de tolérance de ±1.5dB et un facteur de couplage de 14dB. La synthèse d'un tel coupleur est réalisée par une technique itérative décrite dans [19]. Cette technique utilise les paramètres électriques désirés pour calculer un profil de couplage *K(z)* selon l'axe de propagation *z*. Suivant la technologie utilisée, *K(z)* nous permet de déterminer le profil de largeur *W(z)* des lignes et l'espacement *S(z)* entre elles. Pour analyser la structure obtenue, dans le cas de la technologie *edge-coupled striplines*, les matrices 2x2 *L(z)* et *C(z)* sont données par:

$$[L(z)] = \begin{bmatrix} L_0(z) & L_m(z) \\ L_m(z) & L_0(z) \end{bmatrix} \text{ et } [C(z)] = \begin{bmatrix} C_0(z) & C_m(z) \\ C_m(z) & C_0(z) \end{bmatrix}$$

où

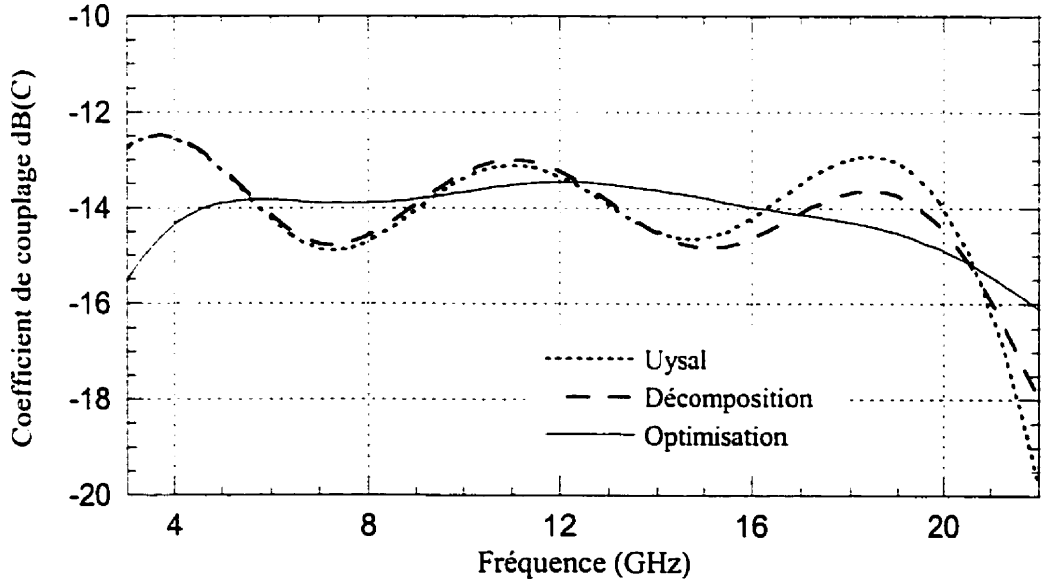
$$L_0(z) = \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{2c}\left(Z_e(z) + Z_o(z)\right), L_m(z) = \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{2c}\left(Z_e(z) - Z_o(z)\right),$$

$$C_0(z) = \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{2c}\left(\frac{1}{Z_e(z)} + \frac{1}{Z_o(z)}\right) \text{ et } C_m(z) = \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{2c}\left(\frac{1}{Z_e(z)} - \frac{1}{Z_o(z)}\right)$$

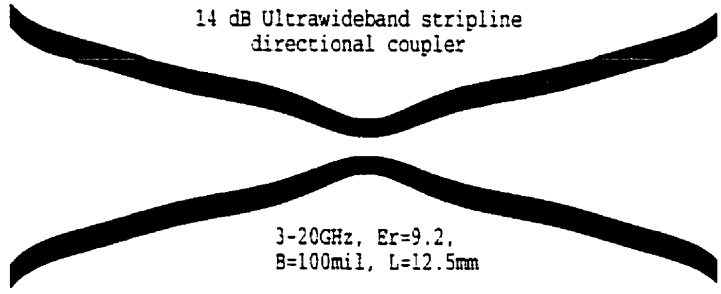
avec

$Z_e(z) = Z_0\sqrt{\frac{1+K(z)}{1-K(z)}}$ and $Z_o(z) = Z_0\sqrt{\frac{1-K(z)}{1+K(z)}}$. $Z_0 = 50\Omega$ et c est la vitesse de la lumière dans le vide. Une fois *L(z)* et *C(z)* sont calculées, on a utilisé l'approche proposée pour calculer le facteur de couplage en fonction de la fréquence, *C(ω)*, correspondant au paramètre S_{21}. Dans la figure 1.16a la courbe nommée "Uysal" montre le résultat de cette analyse. Cette courbe montre que la fluctuation tolérée (±1.5dB) dans

le coefficient $C(\omega)$ est exploitée entièrement. Pour optimiser cette performance, le coefficient de couplage $K(z)$ est représenté par une fonction polynomiale $K_p(z)$ dont les paramètres sont ajustés jusqu'à l'obtention de la réponse fréquentielle désirée. Pendant chaque itération d'ajustement de $K_p(z)$, on recalcule les matrices $L(z)$ et $C(z)$ relatives à la nouvelle structure et l'analyse fréquentielle est refaite. La courbe nommée "décomposition" dans la figure 1.13a présente le couplage obtenu sans aucun ajustement de $K_p(z)$. Vue la limitation de l'ordre du polynôme utilisé dans la décomposition, une légère déviation entre les couplages obtenus par $K(z)$ et $K_p(z)$ est observée. L'ajustement manuel de quelques paramètres de $K_p(z)$ permet d'améliorer les performances du coupleur d'une façon remarquable, comme le montre la courbe nommée "optimisation" dans la figure 1.16a. Le dessin de masque du coupleur optimisé est montré dans la figure 1.16b.



(a)



(b)

Figure 1.16 Coupleur directionnel ultra large bande. 14dB 3-20GHz.

(a) Optimisation et simulation du coefficient de couplage.

(b) Dessin de masque du coupleur optimisé.

Il est à noter que l'optimisation faite ne présente qu'une étape montrant la faisabilité de la chose. Par contre une amélioration plus concluante des performances du coupleur peut être atteinte par l'automatisation de la procédure d'optimisation entière dans un algorithme itératif.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté une nouvelle technique pour le calcul des paramètres S des structures d'interconnexion et des lignes de transmissions multi-conducteurs et non uniformes. L'approche proposée a été validée par un nombre de tests incluant des lignes couplées à transitions linéaires et à transitions arbitraires. Tous les résultats obtenus sont comparés avec des résultats de simulation obtenus par MDS ou avec des résultats publiés. L'excellent accord entre ces résultats, montre la validité de l'approche et son efficacité pour analyser et optimiser des structures de géométrie quasi arbitraire.

Dans le chapitre suivant, on présente une approche pour calculer la réponse transitoire des structures multi-conducteurs non uniformes. Cette technique sera basée sur les paramètres S calculés à l'aide de l'analyse fréquentielle qui a fait l'objet de ce chapitre.

CHAPITRE II
ANALYSE TRANSITOIRE NON LINÉAIRE DES LIGNES DE TRANSMISSION COUPLÉES ET NON UNIFORMES

2.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, une technique d'analyse fréquentielle des lignes de transmission couplées et non uniformes a été présentée. Cette nouvelle approche peut être utilisée dans l'implantation d'algorithmes décrivant la propagation transitoire dans ces lignes. Dans plusieurs applications récentes des circuits intégrés et des circuits imprimés, les lignes de transmission et les structures d'interconnexion ont joué un rôle vital en plusieurs niveaux d'intégration. Dans la conception des systèmes rapides comme les calculateurs numériques modernes et les commutateurs utilisés pour les télécommunications, un temps de commutation de l'ordre des pico-secondes est devenu une exigence courante. Les délais et les temps de montée des signaux sont de plus en plus limités par les longueurs des interconnexions et non pas par la vitesse des circuits et des sous-systèmes. Les effets de ces nouveaux problèmes représentent un obstacle majeur devant la tendance à la miniaturisation dans la technologie des circuits intégrés. Dans ces dernières années, la modélisation des interconnexions est devenue un intérêt majeur dans la conception des circuits micro-ondes et des circuits numériques. Les signaux de fréquences de plus en plus hautes ont poussé les lignes de transmission à opérer dans une plage où les effets de dispersion ne sont plus négligeables. L'effet pelliculaire [20], [21] et les effets des autres pertes contribuent à la corruption des signaux, conduisant à la dégradation des formes d'onde des signaux transportés. Au niveau des puces, l'influence de ces pertes peut être grave, et peut amener à un comportement RC de la ligne. En vue des nouveaux défis qui font face à la caractérisation des circuits d'interconnexion, une analyse transitoire précise des lignes de transmission est nécessaire. Une approche intuitive [22], [23], pour l'analyse de ces circuits passifs utilise les paramètres S modaux de la structure dans le domaine

temporel. Ces paramètres sont calculés en découplant les équations (1.2). Dans [24], [25] les équations (1.1) sont découplées pour aboutir à un modèle SPICE équivalant des lignes de transmission couplées et uniformes. D'autres approches utilisent également le découplage de ces deux équations pour faire l'analyse transitoire des lignes de transmission uniformes [26-30]. Cette méthode de découplage est parfaitement adaptée à l'analyse des structures uniformes. Dans le cas des structures non uniformes, le concept de modes à caractéristiques uniques pour la structure entière n'est plus valide. En effet, les constantes de propagation et les impédances caractéristiques de ces modes varient en fonction de la position le long de l'axe z. Par conséquent, le découplage des équations de Télégraphiste (1.1) et (1.2) n'est plus applicable. Une autre approche, proposée dans [5] se limite à l'analyse d'une seule ligne parabolique. Dans le but de traiter des lignes de formes générales, les auteurs de [12], [13] et [17] ont utilisé la méthode des moments pour résoudre les équations de Télégraphiste. Pour cette fin, les polynômes de Chebychev ont été utilisés comme fonctions de base. Dans le cas des impulsions d'excitation rapides, le spectre des signaux propagés est riche en harmoniques à hautes fréquences. Vu la nature statique des polynômes de Chebychev, la convergence de la méthode exige un grand nombre de fonctions de base, ce qui augmente énormément le temps de calcul.

Dans ce chapitre, on présente une technique efficace pour le calcul de la réponse transitoire des lignes de transmission couplées et non uniformes. Cette méthode considère particulièrement les effets des pertes dans la structure et les effets des terminaisons non linéaires.

2.2 Conditions aux frontières et terminaisons non linéaires

Dans la simulation de la réponse transitoire d'un circuit d'interconnexion, les conditions aux frontières appliquées aux terminaisons doivent satisfaire les lois de Kirchhoff et les équations des lignes de transmission. Suivant le problème et la nature des terminaisons,

ces conditions peuvent s'appliquer dans le domaine fréquentiel ou dans le domaine temporel. Deux familles de terminaisons peuvent êtres distinguées. Les circuits contenant des éléments résistifs et/ou réactifs constituent les terminaisons linéaires. Par contre, les terminaisons non linéaires groupent la majorité des circuits actifs ainsi que les diodes et les éléments passifs non linéaires. Généralement, une résistance représente un élément passif alors qu'une inertie de tension (capacité) ou une inertie de courant (inductance) représente un élément réactif.

Les éléments linéaires réactifs sont mieux caractérisés dans le domaine fréquentiel en utilisant la théorie des transformations (Fourier ou Laplace). Par suite, l'analyse des circuits d'interconnexion incluant ce type de terminaisons est mieux effectuée dans le domaine fréquentiel. Par contre, les terminaisons non linéaires comme les diodes et les transistors, ne possèdent pas un modèle linéaire pouvant les décrire dans le domaine fréquentiel. Par conséquent, puisqu'une terminaison inclut généralement les deux types d'éléments, une modélisation temporelle des éléments réactifs et des éléments non linéaires est nécessaire.

Plusieurs techniques pour convertir, modifier et décrire les éléments réactifs et les éléments non linéaires dans le domaine temporel sont disponibles. Le but de cette section est d'exploiter ces techniques et développer une formulation qu'on peut utiliser dans le problème des conditions aux frontières.

2.2.1 Modélisation des éléments réactifs

La formulation dans le domaine temporel d'un réseau d'interconnexion avec des terminaisons réactives nécessite l'utilisation des équations différentielles reliant les variables tension, courant et temps. Résoudre ces équations analytiquement est souvent difficile.

Considérons la résolution de l'équation de la forme:

$$x' = f(x,t) \tag{2.1}$$

où le signe "'" indique une dérivée par rapport à la variable du temps t. En premier lieu, t est discretisée et des valeurs approximatives ont été données aux variables dépendantes $x_0, x_1, \ldots\ldots x_n$, associés aux variables indépendantes $t_0, t_1, \ldots. t_n$. Entre autres, une valeur initiale est donnée à $x_0 = f(0)$ associée à $t_0 = 0$. A ce stade, on défini l'algorithme d'Euler postérieur par l'expression suivante :

$$x_{n+1} = x_n + hf(x_n, t_n) \tag{2.2}$$

L'algorithme d'Euler antérieur est régi par l'équation récurrente suivante :

$$x_{n+1} = x_n + hf(x_{n+1}, t_{n+1}) \tag{2.2}$$

La méthode du Trapèze est donnée par :

$$x_{n+1} = x_n + \frac{h}{2}\left[f(x_n, t_n) + f(x_{n+1}, t_{n+1})\right] \tag{2.3}$$

Dans les trois équations précédentes, h définit le pas de discrétisation de la variable t et f est la fonction qui opère sur les deux variables x et t. La convergence de ces algorithmes est liée directement au pas h choisi. Des conditions particulières et certaines valeurs de h peuvent entraîner l'instabilité de certains algorithmes. La référence [31] a étudié en détail la stabilité de ces algorithmes. Désormais, on considère seulement la méthode de trapèze dans la section suivante, vu qu'elle est parmi les algorithmes les plus stables.

2.2.1.1 Modèle temporel d'une capacité linéaire

La figure 2.1a montre une capacité linéaire C avec une différence de potentiel v et un courant i qui satisfont

$$i = C\frac{dv}{dt} \tag{2.4}$$

En appliquant la méthode du trapèze on obtient :

$$v_{n+1} = v_n + \frac{h}{2} v'_{n+1} + \frac{h}{2} v'_n \tag{2.5}$$

En utilisant $v'_{n+1} = \frac{i_{n+1}}{C}$ et $v'_n = \frac{i_n}{C}$, la résolution de (2.5) par rapport à v à l'instant $t = t_{n+1}$ donne l'expression suivante:

$$v_{n+1} = \frac{h}{2C} i_{n+1} + v_n + \frac{h}{2C} i_n \tag{2.6}$$

L'équation (2.6) peut être représentée par le circuit équivalant donné dans la figure 2.1b. Ce circuit est constitué par une résistance de valeur constante $\frac{h}{2C}$, vu que h est constant, en série avec une source de tension de valeur $v_n + \frac{h}{2C} i_n$ dépendante de la tension et le courant à l'instant $t = t_n$. D'un autre point de vue, La résolution de l'équation (2.5) par rapport au courant donne

$$i_{n+1} = \frac{2C}{h} v_{n+1} - \left(i_n + \frac{2C}{h} i_n \right) \tag{2.7}$$

la représentation linéaire équivalante de cette équation est montré dans la figure 2.1c où une résistance constante de valeur $\frac{h}{2C}$ est monté en parallèle avec une source de courant de valeur $i_n + \frac{2C}{h} v_n$.

2.2.1.2 Modèle temporel d'une inductance linéaire

La figure 2.2a montre une inductance linéaire de valeur L satisfaisant la relation I-V :

$$v = L \frac{di}{dt} = L i' \tag{2.8}$$

L'application de la méthode du trapèze aboutit à l'expression suivante:

$$i_{n+1} = i_n + \frac{h}{2} i'_{n+1} + \frac{h}{2} i'_n \tag{2.9}$$

En substituant (2.8) dans (2.9) , on obtient l'équation suivante:

$$v_{n+1} = \frac{2L}{h} i_{n+1} - \left(v_n + \frac{2L}{h} i_n \right) \tag{2.10}$$

Le circuit équivalent décrit par l'équation (2.10) est montré dans la figure 2.2b. Il consiste à une résistance fixe de valeur $\frac{2L}{h}$ en série avec une source de tension de valeur $\frac{2L}{h} i_n + v_n$. Également, une résolution de l'équation (2.9) par rapport au courant donne

$$i_{n+1} = \frac{h}{2L} v_{n+1} + \left(\frac{h}{2L} v_n + i_n \right) \tag{2.11}$$

dont le circuit équivalant est montré dans la figure 2.2c et constitué par une résistance fixe de valeur $\frac{2L}{h}$ en parallèle avec une source de courant de valeur $\frac{h}{2L} v_n + i_n$.

Ainsi, dans un réseau d'interconnexion incluant une capacité ou une inductance linéaires, ces dernières sont remplacées par leurs modèles temporels équivalents. Pour tester l'efficacité de ces modèles, la réponse transitoire du circuit de la figure 2.3a est analysée. Le circuit équivalent, en utilisant la méthode du trapèze, est présenté dans la figure 2.3b. Le circuit est excité par un signal carré produit avec une série de Fourier de 100 harmoniques. La réponse du circuit calculée par le modèle temporel est comparée à sa réponse exacte obtenue par le biais de sa fonction de transfert fréquentielle. La figure 2.4 montre le très bon accord trouvé entre les deux réponses avec un pas de temps h = 0.5ns.

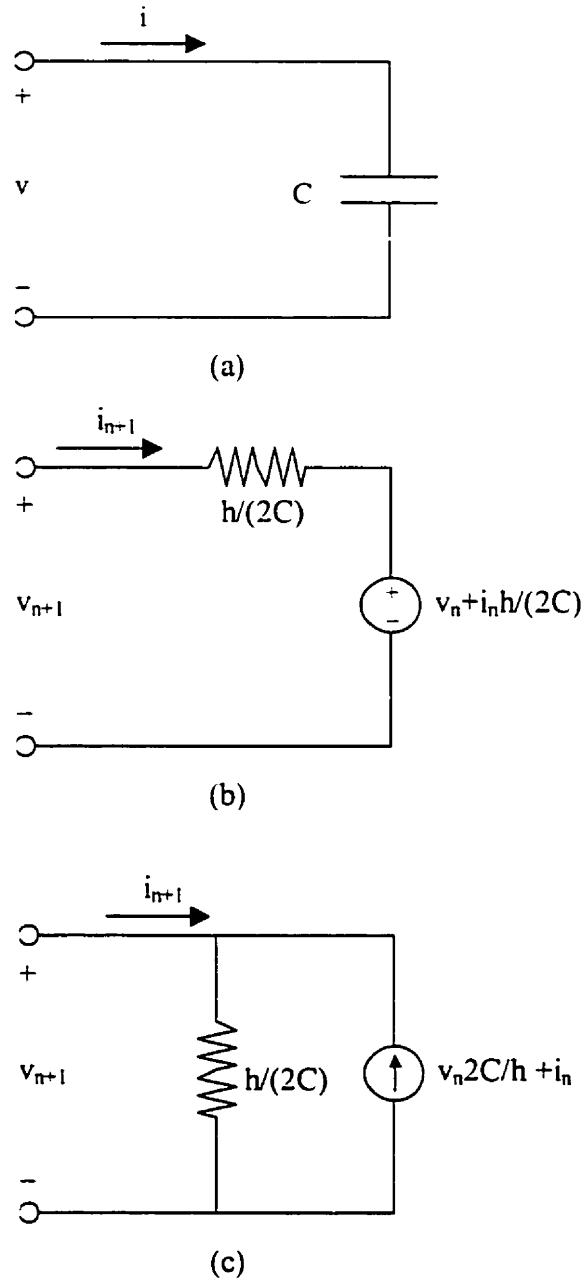


Figure 2.1 Modèles temporels d'une capacité linéaire. (a) Symbole et définitions. (b) Modèle avec source de tension. (c) Modèle avec source de courant.

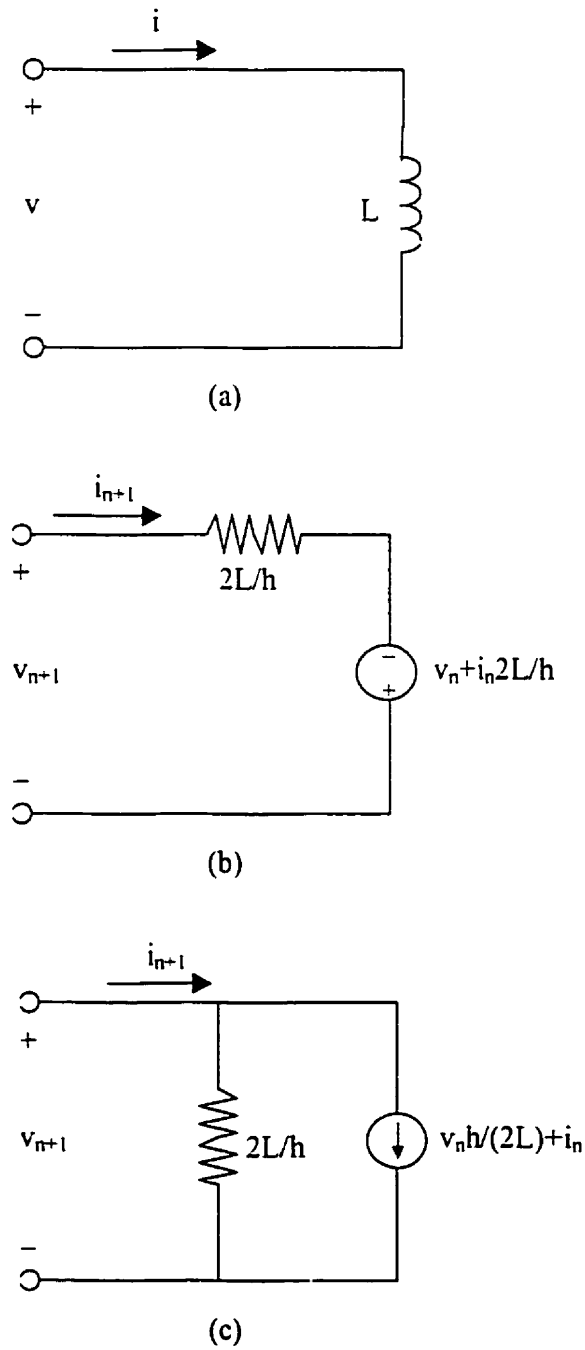


Figure 2.2 Modèles temporels d'une inductance linéaire. (a) Symbole et définitions. (b) Modèle avec source de tension. (c) Modèle avec source de courant.

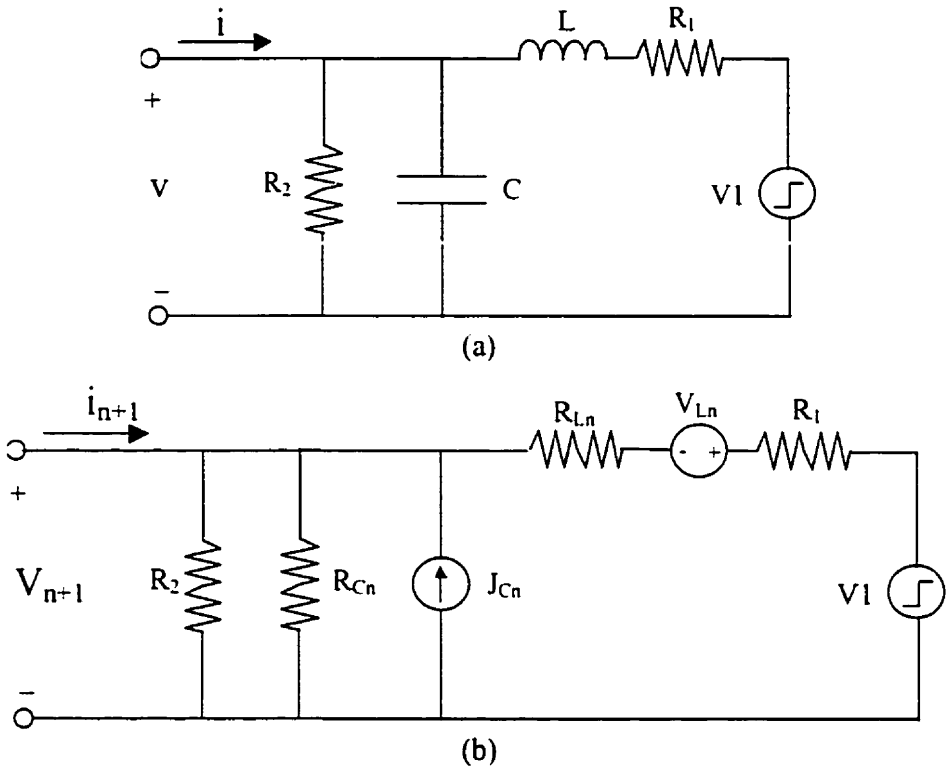


Figure 2.3 Application de la méthode de trapèze sur l'analyse d'un circuit RLC. (a) Schéma du circuit à analyser. (b) Représentation du circuit par la méthode de trapèze à $t = nh$.

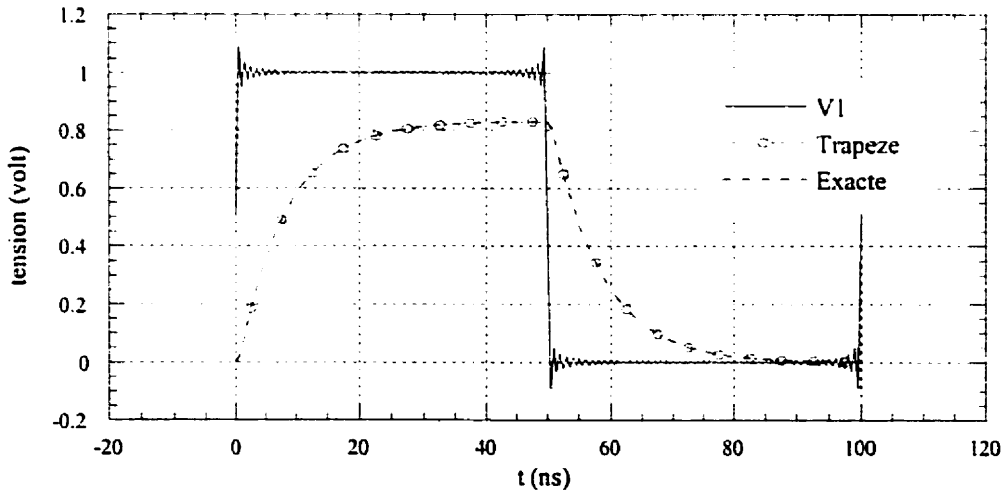


Figure 2.4 Réponse transitoire du circuit de la figure 2.3, comparaison entre la méthode du trapèze et la réponse exacte du circuit (fonction de transfert).

2.2.2 Modélisation des éléments non linéaires

Comme mentionné précédemment, il est difficile de modéliser les éléments non linéaires dans le domaine fréquentiel, d'où la nécessité d'une formulation temporelle. Avant d'introduire la méthode de linéarisation, on considère le circuit d'une diode de la figure 2.5. Sachant l'équation reliant le courant et la tension aux bornes de la diode, le circuit est décrit par l'équation suivante :

$$\frac{E-V}{R} = I_s\left(e^{V/V_T} - 1\right) \tag{2.12}$$

où I_s est le courant de saturation de la diode et V_T est le voltage thermique. Cette équation est en général résolue graphiquement, et la solution (V^*, I^*) est l'intersection de la courbe caractéristique de la diode avec la droite de charge du circuit. Dans des circuits plus complexes, la méthode graphique peut être inadéquate. La méthode de Newton-Raphson développée dans la section suivante permet de surmonter cette limitation.

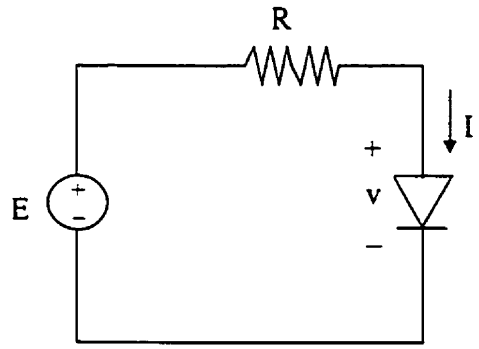


Figure 2.5 Circuit d'une diode, représentation et définition.

2.2.2.1 Algorithme de Newton-Raphson

Soit la fonction f de variable indépendante x et cherchant la solution de $f(x) = 0$. L'algorithme de Newton-Raphson (NR) prévoit que la solution x^* peut être obtenue d'une façon itérative en utilisant la relation :

$$x_{k+1} = x_k - \left[\frac{df(x)}{dx} \Big| x = x_k \right]^{-1} f(x_k) \tag{2.13}$$

où k réfère à la $k^{\text{ième}}$ itération. Le choix adéquat de la valeur initiale x_0 permet une convergence rapide vers la solution finale x^*. La figure 2.6 montre la signification de cette itération. Si le point P_k de coordonnés $(x_k, f(x_k))$ est le point courant, la tangente à la courbe à ce point est intersectée avec l'axe des abscisses à la variable x_{k+1} de l'itération suivante. Le point de la prochaine itération, P_{k+1}, est l'intersection de la courbe avec la ligne verticale passante par x_{k+1}. Si cette étape est répétée, le $Q(x^*, f(x^*))$ satisfaisant l'équation $f(x^*) = 0$ se rapproche. La méthode de NR ne converge pas dans des rares situations pathologiques [31]. Ces situations ne se présentent pas dans les fonctions décrivant la plupart des circuits non linéaires.

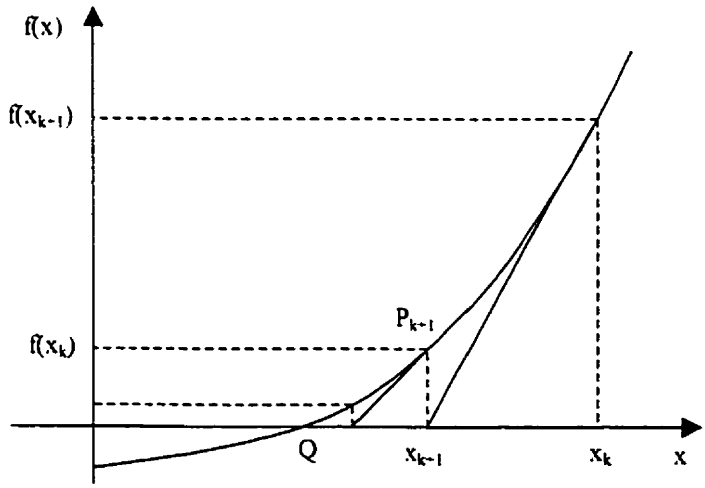


Figure 2.6 Interprétation graphique de la méthode de Newton-Raphson.

2.2.2.2 Modélisation temporelle des diodes

Soit l'application de la méthode de Newton-Raphson au circuit de la diode de la figure 2.5. Une fonction $f(V)$ peut être définie en satisfaisant la relation :

$$f(V) = \frac{V - E}{R} + I_s\left(e^{V/V_t} - 1\right) \tag{2.14}$$

Notant que le circuit à modéliser est régi par l'équation $f(V) = 0$, on définit alors

$$f'(V) = \frac{1}{R} + \frac{I_s}{V_t} e^{V/V_t}$$

Ainsi, la méthode de NR relie la solution de la $(k+1)^{\text{ième}}$ itération à celle de la $k^{\text{ième}}$ itération par :

$$V_{k+1} = -\frac{f(V_k)}{f'(V_k)} + V_k \tag{2.15}$$

ou encore

$$V_{k+1} = V_k - \frac{\dfrac{V_k - E}{R} + I_s\left(e^{V_k/V_t} - 1\right)}{\dfrac{1}{R} + \dfrac{I_s}{V_t} e^{V_k/V_t}} \tag{2.16}$$

Après une manipulation de (2.16) on obtient

$$\left(\frac{1}{R} + g_k\right) V_{k+1} = \frac{E}{R} - J_k \tag{2.17}$$

avec $g_k = \frac{I_s}{V_t} e^{V_k/V_t}$ et $J_k = I_s\left(e^{V_k/V_t} - 1\right) - V_k g_k$.

L'équation (2.17) est représentée par le circuit de la figure 2.7 qui montre que la solution de la $(k+1)^{\text{ième}}$ itération est obtenue en remplaçant la diode (élément non linéaire) par une résistance $1/g_k$ et une source de courant J_k. Néanmoins, lors de l'insertion du modèle linéaire de la diode dans le réseau d'interconnexion, il faut distinguer entre les itérations de l'algorithme de NR et le pas de simulation. A chaque instant $t = nh$, l'algorithme de NR effectue k itérations jusqu'à la convergence du résultat à des valeurs finales de V et de I pour ce même instant t.

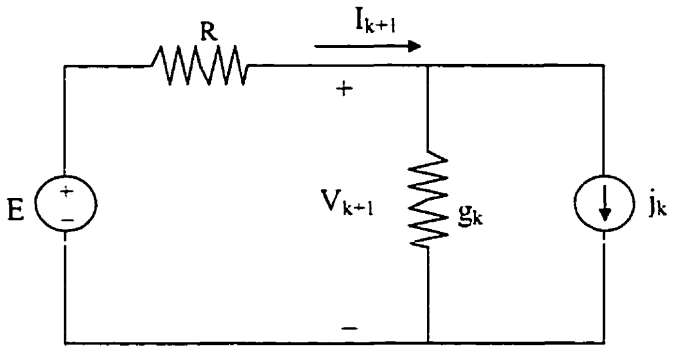


Figure 2.7 Modèle Newton-Raphson équivalent du circuit de la figure 2.5 à la $k^{ième}$ itération.

La méthode de NR est applicable à tout autre type de circuits non linéaires en sachant sa courbe caractéristique $I = f(V)$. Pour un circuit d'interconnexion à plusieurs éléments non linéaires, chaque élément est remplacé par son modèle équivalent à la $K^{ième}$ itération et le réseau est résolu pour un ensemble de variables. Cette procédure peut être exprimée avec la forme matricielle de l'algorithme de Newton-Raphson [31].

2.2.3 Modélisation des éléments réactifs non linéaires

Les résistances et les capacités non linéaires sont les éléments les plus utilisés dans la modélisation des circuits et des sous-systèmes numériques. En effet, dans la plupart des circuits numériques, on rencontre souvent les inerties de charge comme les transistors qu'on peut les classer dans la catégorie des éléments réactifs non linéaires. Cela est dû au fait que les capacités de transition et de diffusion aux jonctions du transistor bipolaire varient selon les tensions appliquées. Tant que la capacité non linéaire contient une résistance non linéaire dans son modèle équivalent, la capacité est utilisée comme l'élément de démonstration dans cette section. La figure 2.8a montre le schéma d'une capacité non linéaire. La tension et le courant dans la capacité sont reliés par les équations suivantes:

$$q = f(v) \qquad\qquad i = \frac{dq}{dt}$$

où q, v et i sont respectivement la charge, la tension et le courant dans la capacité et $q(v)$ indique que la charge est une fonction non linéaire quelconque de la tension v. La dérivation numérique par rapport à la variable discrète t conjointement avec la méthode du trapèze résulte à l'équation :

$$i_{k+1} = \frac{2}{h} q(v_{k+1}) - \left(\frac{2}{h} q(v_k) + i_k \right) \tag{2.18}$$

Cette équation peut être représentée par le circuit équivalent montré dans la figure 2.8b. Ce circuit est similaire au modèle de la capacité linéaire de la figure 2.1c à l'exception de la présence de la résistance non linéaire.

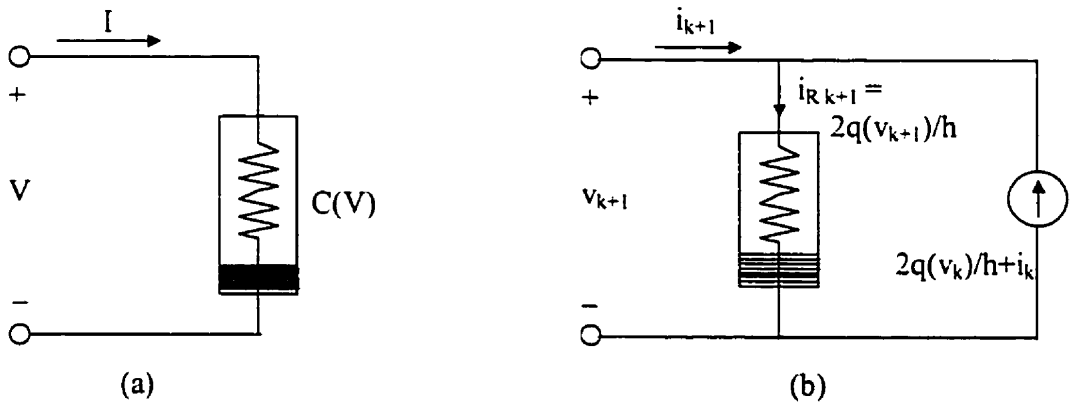


Figure 2.8 Capacité non linéaire. (a) Schéma représentatif.
(b) Circuit de NR équivalent à la $k^{\text{ième}}$ itération.

L'équation (2.18) et la figure 2.8b montrent que $i_R = \dfrac{2q(v)}{h}$. Un exemple de courbe *I-V* pour cette fonction est donné dans la figure 2.9a. Supposant un système de lignes de transmission auquel on connecte la capacité non linéaire. Si ce système admet la solution x_k pour $t = t_k$, elle peut être utilisée pour initialiser une boucle itérative à la recherche de la solution x_{k+1} à l'instant $t = t_{k+1}$. Après la $j^{\text{ième}}$ itération, la solution pour une résistance non linéaire va être un point particulier de sa courbe *I-V*. Désignant ce point par $P^{(j)}$

dans la courbe *I-V* de la figure 2.9a, l'approximation de cette courbe à $P^{(j)}$ est la tangente de *I-V* à ce point. L'équation pour la ligne terminée par la capacité non linéaire est :

$$i_{Rk+1}^{(j)} = g_{k+1}^{(j)} v_{k+1}^{(j)} + I_{Sk+1}^{(j)} \tag{2.19}$$

où

$$g_{k+1}^{(j)} = \frac{2}{h}\frac{\partial q(v)}{\partial v}\bigg|_{v=v_{k+1}^{(j)}}$$

est la pente au point $P^{(j)}$ et $i_{Sk+1}^{(j)}$ est le point d'interception de i_R. La résolution de l'équation (2.19) pour ce point d'interception donne

$$I_{Sk+1}^{(j)} = i_{Rk+1}^{(j)} - g_{k+1}^{(j)} v_{k+1}^{(j)}$$

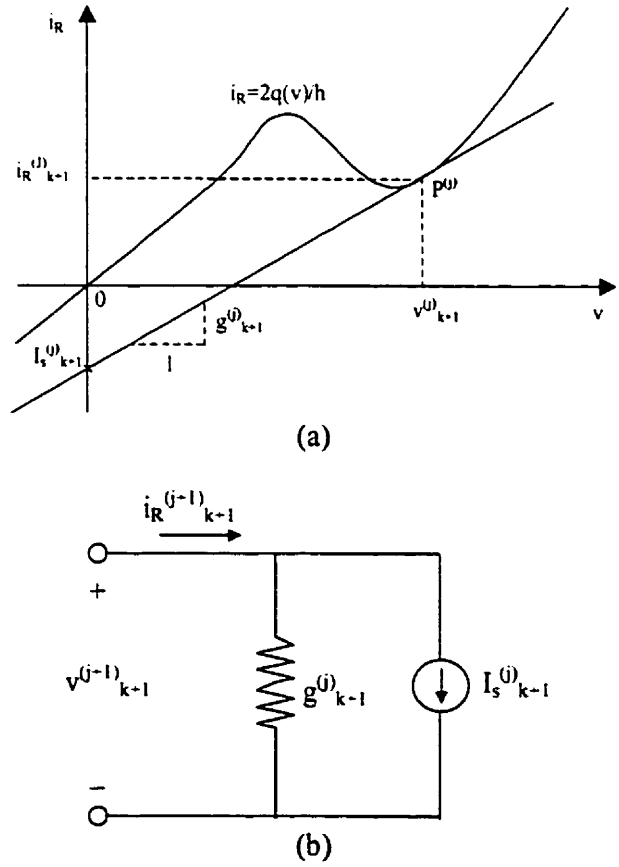


Figure 2.9 Résistance non linéaire de l'éq. 2.18 et de la figure 2.8b.

(a) Exemple de courbe I_R-V. (b) Circuit équivalent pour l'itération (j+1) à $t = t_{k+1}$.

Dans la prochaine itération, la substitution de $i_{Sk+1}^{(j)}$ de nouveau dans l'équation (2.19) nous donne la relation récursive suivante

$$i_{Rk+1}^{(j+1)} = g_{k+1}^{(j)} v_{k+1}^{(j+1)} + I_{Sk+1}^{(j)} \tag{2.20}$$

Équation (1.14) peut être modulée par la combinaison parallèle d'une résistance et une source de courant montrée dans la figure 2.9b. Par substitution de l'équation (2.20) dans l'équation (2.18) et avec $i_R = 2q(v)/h$, on obtient

$$i_{k+1}^{(j+1)} = g_{k+1}^{(j)} v_{k+1}^{(j+1)} + I_{Sk+1}^{(j)} - \left(\frac{2}{h} q(v_k) + i_k\right) \tag{2.21}$$

L'équation (2.21) conduit au modèle temporel final de la capacité non linéaire montré dans la figure 2.10. Ce modèle caractérise la capacité dans l'itération (j+1) à l'instant t_{k+1}. Un développement analogue permet de modéliser une inductance non linéaire en combinant le flux et la tension à travers l'inductance.

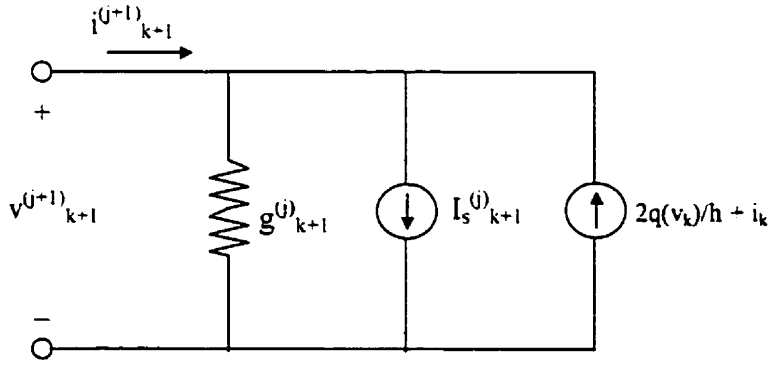


Figure 2.10 Modèle équivalent d'une capacité non linéaire, pour l'itération (j+1) et à $t = t_{k+1}$.

2.2.4 Modélisation des circuits actifs

L'utilisation d'un modèle temporel pour des circuits complexes comme les ports logiques, peut être très difficile à cause du nombre important de noeuds et de mailles introduits dans le modèle. En plus, cette procédure est très lente lorsqu'on utilise ce

modèle dans des réseaux à lignes de transmission. D'autre part, les paramètres du circuit permettant d'extraire le modèle équivalent ne sont pas toujours disponibles. Par contre, les manufacturiers fournissent souvent les courbes caractéristiques *I-V* des entrées et des sorties de ces circuits. En se basant sur les mesures statiques des valeurs de ces courbes, des modèles linéaires de ces circuits peuvent être établis en utilisant un circuit équivalent de Thévenin associé à la méthode de Newton-Raphson. Cette méthode, plutôt approximative, apporte une précision suffisante et une vitesse de résolution acceptable pour des problèmes liés aux lignes de transmission avec des terminaisons statiques non linéaires.

La linéarisation des circuits actifs et l'intégration des éléments réactifs permettent l'implantation d'une représentation linéaire instantanée et résistive d'un réseau de circuits arbitraire. Au départ, l'axe de temps est échantillonné avec un pas fixe h. Puis on remplace les circuits non linéaires par leurs modèles de NR équivalents et les éléments réactifs par leurs modèles temporels équivalents. A ce stade, un problème linéaire caractérise la ligne de transmission à un instant $t_n = nh$ et une itération donnée. La solution du système composé par une ou plusieurs lignes couplées avec des terminaisons linéaires, est atteinte après un nombre d'itération qui dépend de la précision désirée.

2.2.4 Conclusion

Dans cette section, on a essayé d'élaborer des modèles linéaires pour différents types de terminaisons qui puissent exister dans les circuits d'interconnexion des modules numériques rapides. Pour cette fin on a utilisé des techniques d'analyse numérique connues, comme la méthode de Newton-Raphson et la méthode du trapèze. Dans les sections suivantes, on utilise ces modèles pour étudier la réponse transitoire des lignes de transmission couplées chargées par des terminaisons arbitraires.

2.3 Modélisation des lignes de transmission couplées et uniformes

Depuis longtemps, l'approximation des circuits d'interconnexion par des lignes de transmissions couplées et uniformes était une solution efficace offrant un compromis entre la précision des résultats et le temps d'exécution. Malgré cette première approximation, la théorie des lignes de transmission n'a pas été toujours utilisée. En effet, les dimensions des circuits électroniques numériques et les fréquences d'opération de ces circuits, relativement basses, étaient en faveur d'autres hypothèses simplificatrices, dont on discutera brièvement les plus importants dans cette section.

2.3.1 Éléments discrets

Les modèles de lignes de transmission couplées à base d'éléments discrets sont très populaires à cause de leur simplicité et la facilité de leur implantation dans les simulateurs classiques comme SPICE. La plupart des modèles discrets se composent de cellules RC en négligeant les inductances selfs et mutuelles des conducteurs [11]. En tant que règle générale, les modèles discrets présentent une bonne approximation tant que la longueur des lignes est relativement "courte" par rapport aux longueurs d'ondes des fréquences d'intérêt. Par conséquent, la validité des modèles discrets ne dépend pas seulement de la longueur des lignes, mais aussi elle est influencée par la bande de fréquences du signal propagé.

En tenant compte des inductances des conducteurs, Les cellules RLC permettent modérément de reproduire les transitions, de montée et de descente, des signaux ainsi que la diaphonie pourvu que les lignes de transmission soient courtes. Par contre, ce type de cellules ne fournit aucune information valide concernant le délai de propagation du signal propagé. La figure 11 montre deux modèles discrets en cellules π et T d'une ligne simple où R, L ,C, et l sont respectivement ses paramètres lignes et sa longueur. Cette hypothèse est validée par des résultats publiés [10]. Ces résultats présentent la

simulation de la réponse transitoire de huit lignes de transmission couplées, uniformes et sans pertes. Ils montrent également une comparaison entre un modèle discret *LC* avec le modèle distribué de la structure. Les lignes secondaires de la structure, dans lesquelles le phénomène de la diaphonie se manifeste, ne montrent pas les fluctuations causées par l'écho. Pour conclure, une règle générale permettant de déterminer la longueur maximale l_{max} des lignes de transmission courtes, pour laquelle un modèle discret est acceptable, est suggérée par [10]. D'après cette règle, un modèle discret peut donner une approximation acceptable de la diaphonie entre les lignes. Par contre, dû à l'absence de l'écho qui caractérise le modèle distribué, la reconstitution de la forme de l'impulsion à la sortie de la structure n'est qu'approximative. La valeur de l_{max}, pour une impulsion d'entrée carrée de largeur τ et dont le spectre est supposé nul à partir du $(n+1)^{\text{ième}}$ zéro est donnée par

$$l_{max} = \frac{\tau c_o}{16n\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{2.22}$$

où C_o est la vitesse de la lumière dans le vide et ε_{eff} est la permittivité efficace du milieu de propagation. Dans le cas d'une structure à plusieurs lignes couplées, ε_{eff} est la valeur moyenne des permittivités de tous les modes supportés par la structure. Cette approximation prétend que l'erreur sur la phase ne dépasse pas $\pi/4$ à la fréquence maximale considérée.

Figure 2.11 Modèles *RLC* discrets d'une ligne de transmission avec perte conducteur. (a) Cellule en π. (b) Cellule en T.

Dans le cas des structures de longueurs comparables à la longueur d'onde de la fréquence maximale d'opération, on peut palier à la limitation du modèle discret en

utilisant plusieurs cellules du même modèle montées en cascade. Le nombre de cellules à cascader dépendra donc de la longueur des lignes, de la fréquence d'opération et de la précision désirée. Au fur et à mesure que la longueur d'onde du signal diminue, le nombre de cellules nécessaires augmente et la précision de cette approche se détériore à son tour. En plus de cette limitation, il faut noter que ce modèle ne convient pas aux structures dont les paramètres lignes dépendent de la fréquence.

2.3.2 Technique modale et modèle SPICE équivalent

Depuis plus d'une décennie, la technique modale dans le domaine du temps est considérée parmi les méthodes les plus efficaces pour l'analyse des structures uniformes. En effet, cette technique produit une solution exacte de la réponse transitoire de la structure, contrairement aux autres modèles approximatifs comme les modèles discrets. Cette méthode transforme le système d'équations couplées (1.1) en équations découplées reliant les tensions et les courants modaux. Cette transformation est déduite de la diagonalisation des matrices L et C de la structure par le biais des matrices de vecteurs propres E et H. Ces matrices, égales dans le cas de propagation dans un milieu homogène, relient les tensions et les courants modaux avec les tensions et les courants lignes de la structure. Ainsi l'impédance caractéristique et la vitesse de propagation de chaque mode sont données par les deux matrices diagonales suivantes

$$Z_{\text{mod}} = \left[L_{\text{mod}} C_{\text{mod}}^{-1}\right]^{1/2} \qquad\qquad v_{\text{mod}} = \left[L_{\text{mod}} C_{\text{mod}}\right]^{-1/2}$$

où les matrices diagonales des inductances et des capacités modales par unité de longueur, sont données pour chaque mode par les équations suivantes :

$$L_{\text{mod}} = E^{-1} L H \qquad\qquad C_{\text{mod}} = H^{-1} C E$$

Une interprétation directe de cette transformation résulte en un modèle constitué de N lignes de transmission non couplées et des sources de courant et de tension dépendantes. La figure 2.12 montre le modèle équivalent de la structure présentée dans la figure 1.1. Les expressions des sources U_k, U'_k, J_k , J'_k et les délais T_k sont donnés par les expressions suivantes :

$$U_k = \sum_{i=1}^{N} E_{ki} e_k \,, \qquad U'_k = \sum_{i=1}^{N} E_{ki} e'_k \,, \qquad J'_k = \sum_{i=1}^{N} H_{ki} i'_k \,,$$

$$J_k = \sum_{i=1}^{N} H_{ki} i_k \quad \text{et} \qquad T_k = \frac{l}{v_{\text{mod}\,k}}$$

où l est la longueur des lignes.

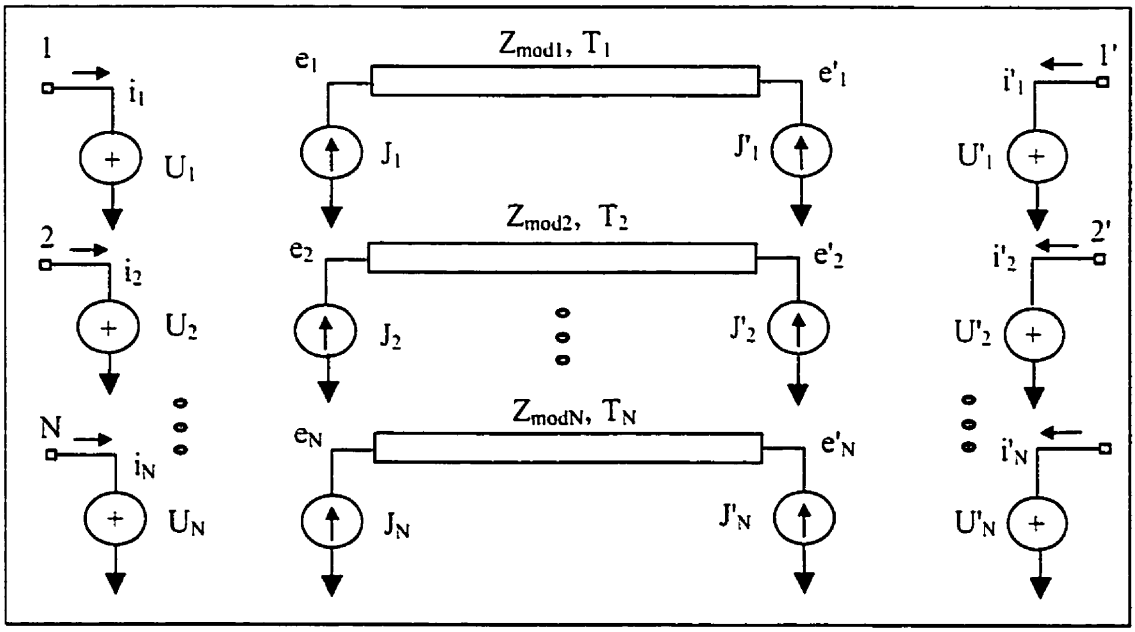


Figure 2.12 Modèle SPICE équivalent de N lignes de transmission couplées, uniformes et sans pertes.

Ce modèle est populaire en raison de son habilité à fournir une solution exacte de la réponse transitoire des lignes de transmission couplées et uniformes. Cela est vrai pour les milieux de propagation homogènes et non homogènes. En plus, son avantage majeur réside dans la facilité de son implantation dans les simulateurs électriques classiques comme SPICE. En effet, ce type de simulateurs contient toutes les composantes du modèle, y compris les lignes de transmission simples, sans pertes et uniformes. En contre partie, la révolution des circuits numériques rapides, exigeant des circuits d'interconnexion de plus en plus complexes. A cause de cette complexité des circuits, les limitations de la technique modale sont devenues un handicape majeur devant l'utilisation du modèle SPICE. En effet, la diminution remarquable des dimensions des

circuits intégrés a fait l'apparition des lignes de transmission non uniformes qui sort du domaine de validité de cette technique. En plus, cette miniaturisation augmente parfois les pertes dans les conducteurs, supposés négligeables au paravent. D'autre part, la croissance de la fréquence d'opération des circuits numériques a introduit des phénomènes nouveaux dont ce modèle ne peut pas tenir compte. Par exemple, on peut noter la variation des paramètres lignes L et C de la structure en fonction de la fréquence d'opération. Ces paramètres sont supposés constants dans le modèle SPICE de la figure 2.12.

La formulation des paramètres S modaux, dans le domaine fréquentiel, décrite dans la section 1.2.3 a été utilisée dans une méthode de convolution pour prédire la réponse transitoire de la structure à analyser [14]. Cette technique a permis d'introduire les effets des pertes dans les conducteurs et la variation des paramètres lignes de la structure en fonction de la fréquence. Toutefois, cette technique demeure invalide dans le cas des lignes non uniformes. Dans la section suivante on étudiera les structures non uniformes. En particulier, on discutera brièvement quelques techniques usuelles et on introduira une nouvelle approche d'analyse.

2.4 Modélisation des lignes de transmission couplées et non uniformes

2.4.1 Problématique et approximations diverses

Dans les lignes de transmission non uniformes, il n'y a pas un nombre fini de modes à caractéristiques constantes. En effet, cela est dû à la variation continuelle, selon la direction de propagation z, des matrices d'impédances $Z(z)$ et d'admittance $Y(z)$ de la structure. Par conséquent, la technique modale, décrite dans la section précédente est non valable et une autre formulation est nécessaire. En plus des approches décrites dans l'introduction de ce chapitre, une technique de segmentation mérite d'être mentionnée à

cause de son efficacité. En effet, si une grande précision n'est pas exigée, cette technique offre un bon compromis entre le temps de calcul et la précision de la solution.

Une structure de N lignes de transmission couplées et non uniformes peut être assimilée à une série de lignes couplées et uniformes avec des dimensions différentes, montées en cascades. La figure 2.13 montre le modèle discret de la structure non uniforme de la figure 1.11.

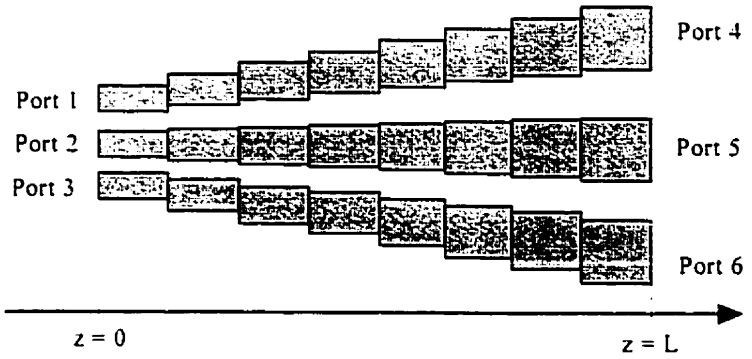


Figure 2.13 Modèle discret de trois lignes de transmission couplées et non uniformes.

2.4.1.1 Éléments discrets montés en cascades

Le modèle discret de la figure 2.13 présente une approximation des lignes uniformes. En utilisant les modèles discrets en π ou en T décrits dans la section 2.3.1, chaque segment de lignes couplées uniformes est remplacé par une cellule LC quand la structure est sans pertes. Autrement, les segments d'une structure avec pertes dans les conducteurs et dans le diélectrique sont remplacés par des cellules $RLGC$. Les paramètres de chaque cellule sont calculés en fonction des paramètres lignes et la longueur du segment correspondant.

L'erreur de ce modèle dépend directement du nombre de segments utilisés. Cependant, ce nombre dépend de la précision désirée, de la longueur de la structure et de la fréquence d'opération. Malgré la croissance du nombre de cellules avec la fréquence

maximale dans le spectre signal propagé et les limitations des modèles discrets, cette approximation présente une bonne estimation de l'effet de la diaphonie, *crosstalk*, entre les lignes ainsi que la distorsion du signal.

2.4.1.2 Sections de lignes non couplées montées en cascades

Une deuxième alternative dans la technique de segmentation et de *cascadage* consiste à remplacer les segments de lignes uniformes par leurs modèles de lignes non couplées équivalents, décrits dans la section 2.3.2. Suivant les dimensions de chaque segment on extrait les caractéristiques des modes de propagation qu'elle supporte et on déduit les paramètres du modèle modal équivalent. Cette technique présente une approximation acceptable des structures non uniformes au fur et à mesure qu'on augmente le nombre de segments. En effet, le temps de calcul reste tolérable même si le nombre de segments augmente car le modèle résultant est toujours composé de lignes simples (non couplées). Dans une situation donnée où une précision remarquable est exigée, cette approche rencontre les mêmes limitations du modèle modal des lignes uniformes. Notamment, cette approche ne peut pas tenir compte de la variation en fonction de la fréquence des paramètres lignes (phénomène de dispersion). D'autre part, elle ne tient pas compte des pertes dans les conducteurs et dans le diélectrique.

Dans la section suivante on présente une méthode d'analyse temporelle des structures non uniformes, avec pertes et sous différents types de terminaisons. Étant donné que les circuits d'interconnexion de N lignes couplées sont des circuits passifs de $2N$ ports, ils sont convenablement caractérisés par leurs paramètres S fréquentiels (voir chapitre I). Une fois calculés, ces paramètres sont utilisés comme fonction de Green pour calculer la réponse transitoire des circuits d'interconnexion sous différentes excitations et terminaisons linéaires et non linéaires.

2.4.2 Analyse temporelle des lignes de transmission non uniformes

La figure 2.14 montre la structure de N lignes de transmission, non uniformes et couplées. Une telle structure est utilisée fréquemment dans les circuits numériques rapides où les lignes d'interconnexion doivent être déformées pour satisfaire certaines contraintes spatiales. Ces contraintes sont souvent imposées par les dimensions des puces et l'espacement entre leurs broches. Dans ce cas, il est très important de savoir la réponse transitoire de la structure sous différentes excitations et avec différentes charges à ses ports. Au moment où une méthode générale peut être développée pour cette fin, il est plus efficace de considérer séparément les deux types de terminaisons, notamment les charges linéaires et les charges non linéaires. Les deux sections suivantes présentent une formulation détaillée de l'analyse transitoire, dans les deux cas de terminaison, basée sur les paramètres S des structures non uniformes calculés dans le chapitre précédent.

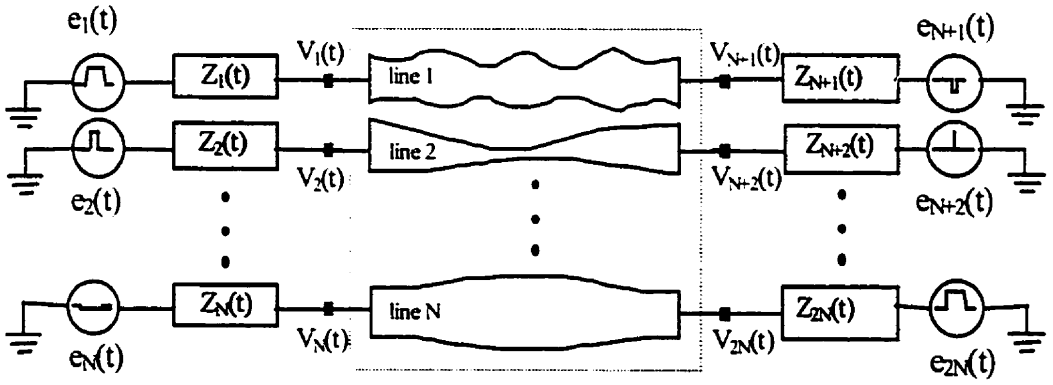


Figure 2.14 Configuration pour le calcul de la réponse transitoire d'une structure multiport non uniforme avec des terminaisons arbitraires.

2.4.2.1 Terminaisons linéaires

Quand toutes les terminaisons de la structure sont linéaires, il est plus efficace de développer une représentation fréquentielle de la réponse transitoire. En effet, la

majorité des terminaisons linéaires est caractérisée par leurs impédances fréquentielles. D'autre part, en utilisant le transformée de Fourier ou la série de Fourier, il est possible d'obtenir le spectre de n'importe quelle source d'excitation sous forme analytique. Par exemple, une impulsion *e(t)* d'amplitude e_0, de délai t_d, de temps de monté et de descente, respectivement t_r et t_f et de période t_w, peut être représentée par le spectre suivant:

$$e(\omega) = \frac{e_0}{\omega^2}\left[\frac{e^{-j\omega t_d}}{t_r}\left(e^{-j\omega t_r} - 1\right) - \frac{e^{-j\omega(t_r+t_w)}}{t_f}\left(e^{-j\omega t_f} - 1\right)\right] \qquad \text{pour } \omega>0$$

et

$$e(0) = \frac{e_0}{4}\left(t_r + 2t_w + t_f\right)$$

En se référant à la figure 2.15, les expressions des vecteurs de tension et de courant *V(ω)* et *I(ω)* aux *2N* ports de la structure sont données comme suite :

$$V(\omega) = R_{ref}^{-1/2}\left(Z_{ref}^{*}A(\omega) + Z_{ref}B(\omega)\right) \tag{2.23a}$$

$$I(\omega) = R_{ref}^{-1/2}\left(A(\omega) - B(\omega)\right) \tag{2.23b}$$

A(ω) et *B(ω)* dénotent respectivement les vecteurs d'ondes incidentes et d'ondes réfléchies. $Z_{ref} = diag\left(Z_{ref1}, Z_{ref2}, \ldots. Z_{ref2N}\right)$ représente la matrice diagonale des impédances de normalisations des paramètres S. $Z_{ref}^{*} = conj\left(Z_{ref}\right)$ est la matrice conjuguée complexe de Z_{ref} et $R_{ref} = real\left(Z_{ref}\right)$ est sa partie réelle. D'autre part, d'après la définition des paramètres S généralisés, *A(ω)* et *B(ω)* sont reliés par l'expression suivante :

$$B(\omega) = S(\omega)A(\omega) \tag{2.24}$$

où $S(\omega)$ est la matrice des paramètres S fréquentiels de la structure.

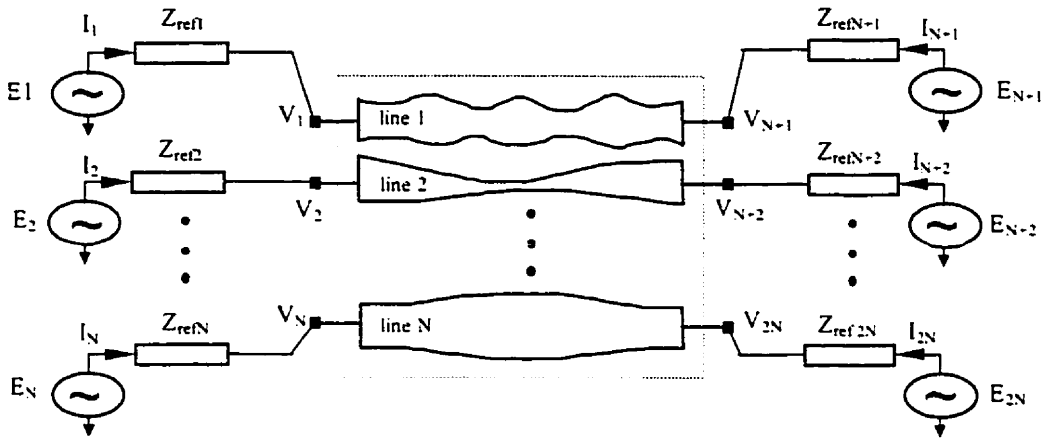


Figure 2.15 Présentation schématique de l'algorithme de calcul de la réponse transitoire des structures à terminaisons non linéaires

Théoriquement, une condition nécessaire et suffisante pour garantir la stabilité du calcul dans le domaine temporel, exige que les éléments de R_{ref} soient strictement positifs. Dans la plupart des cas, les paramètres S des circuits micro-ondes sont calculés dans un système de référence de 50Ω. D'autre part, les équations (2.23) et (2.24) sont valides pour tout circuit passif à $2N$ ports et non seulement aux N lignes de transmission couplées. Pour inclure les effets des sources d'excitation $e_i(\omega)$ et des terminaisons aux différentes port $Z_i(\omega)$, i = 1,2, ... $2N$, on applique la loi de Kirchoff aux conditions aux frontières de la structure pour avoir l'équation suivante :

$$V(\omega) = E(\omega) - Z(\omega)I(\omega) \tag{2.25}$$

En substituant (2.23) dans (2.25), on obtient :

$$A(\omega) = \mathrm{T}(\omega)E(\omega) + \Gamma(\omega)B(\omega) \tag{2.26}$$

où

$$\mathrm{T}(\omega) = R_{ref}^{1/2}\left(Z(\omega) + Z_{ref}^{*}\right)^{-1} \tag{2.26}$$

est la matrice diagonale des coefficients de transmission et

$$\Gamma(\omega) = \mathrm{T}(\omega)\left(Z(\omega) - Z_{ref}\right)R_{ref}^{-1/2} \tag{2.27}$$

est la matrice diagonale des coefficients de réflexion. Pour obtenir l'expression du vecteur tension $V(\omega)$, l'équation (2.24) est combinée avec l'équation (2.26) tel que :

$$V(\omega) = R_{ref}^{-1/2}\left(Z_{ref}^{*} + Z_{ref}S(\omega)\right)\left(I_d - \Gamma(\omega)S(\omega)\right)^{-1}\mathrm{T}(\omega)E(\omega) \tag{2.28}$$

Ainsi, le vecteur des réponses transitoires *V(t)* à chaque port de la structure est déduit directement du vecteur *V(ω)* par une transformation de Fourier inverse rapide. La précision des résultats dépend exclusivement de la précision du calcul des paramètres S et du nombre de points utilisé dans la transformée de Fourier inverse. Au fur et à mesure que les temps de montée et de descente de l'impulsion d'excitation diminuent, la bande de fréquences nécessaire pour le calcul des paramètres S s'élargit. En effet, cela est nécessaire pour une reconstitution acceptable des formes d'ondes de *V(t)*. Le tableau ci-dessous récapitule les relations entre les différents paramètres de la transformation de Fourrier.

Table 2.1: Relations entre les différents paramètres de la transformation FFT.

N_p	F_{max}	T_{max}	Δf	Δt
Donné	Donné	$\frac{N_p \pi}{2F_{max}}$	$\frac{2F_{max}}{N_p}$	$\frac{\pi}{F_{max}}$
Donné	$\frac{N_p \pi}{2T_{max}}$	Donné	$\frac{\pi}{T_{max}}$	$\frac{2T_{max}}{N_p}$
Donné	$\frac{N_p \Delta f}{2}$	$\frac{\pi}{\Delta f}$	Donné	$\frac{2\pi}{N_p \Delta f}$
Donné	$\frac{\pi}{\Delta t}$	$\frac{N_p \Delta t}{2}$	$\frac{2\pi}{N_p \Delta t}$	Donné

N_p : nombre de points d'échantillonnage temporel et frequentiel

T_{max} : temps de simulation maximal

F_{max} : fréquence de simulation maximale

Δt : séparation entre deux échantillons temporels

Δf : séparation entre deux échantillons fréquentiels

En utilisant la méthode d'analyse fréquentielle décrite dans le chapitre précédant, il est facile de calculer les paramètres S des lignes de transmission couplées et non uniformes, sur une large bande de fréquences, tout en conservant une précision acceptable. D'autre part, grâce à la simplicité de l'expression analytique de $V(\omega)$, le temps de calcul reste toujours tolérable même si le nombre de lignes augmente.

Dans l'analyse transitoire des structures à terminaisons non linéaires, la matrice d'impédances Z est obtenue à partir des techniques de modélisation décrites dans la deuxième section de ce chapitre, et qui se résument à l'utilisation des méthodes numériques de Newton-Raphson et du trapèze. Cette matrice d'impédances est non constante et dépend généralement de la variable de temps, $Z = Z(t)$. Dans une telle situation, un développement fréquentiel n'est pas possible, et une autre alternative est nécessaire.

2.4.2.2 Terminaisons non linéaires

L'inconvénient majeur dans l'analyse des terminaisons non linéaires réside dans la difficulté de les modéliser dans le domaine fréquentiel. Par conséquent, il est nécessaire de les caractériser par leurs impédances variables. D'autre part, il est à noter que la matrice $Z(t)$ n'est pas la transformée de Fourier de $Z(\omega)$ utilisée dans les terminaisons linéaires. Par contre, elle est la matrice des impédances instantanées vues par les ports de la structure à l'instant t. Ces impédances relient les vecteurs tension et courant instantanés avec le vecteur des excitations par l'expression suivante :

$$V(t) = E(t) - Z(t)I(t) \tag{2.29}$$

En même temps, $V(t)$ et $I(t)$ satisfont la forme temporelle de l'équation (2.26). Notamment, on a :

$$V(t) = Z_{ref}^{1/2}\left(A(t) + B(t)\right) \tag{2.30a}$$

$$I(t) = Z_{ref}^{-1/2}\left(A(t) - B(t)\right) \tag{2.30b}$$

où la matrice d'impédance de normalisation doit être réelle, $Z_{ref} = Z_{ref}^{*} = R_{ref}$. En combinant les équations (2.29) et (2.30), on a pu développer une relation de base entre les vecteurs d'ondes incidentes et d'ondes réfléchies de la façon suivante :

$$A(t) = \mathrm{T}_{inst}(t)\,E(t) + \Gamma_{inst}(t)\,B(t) \tag{2.31}$$

Encore une fois, cette équation est similaire à l'équation (2.26), mais elle ne représente pas sa transformée de Fourier. Par contre c'est une expression reliant des variables instantanées. Les vecteurs de coefficients de transmission et de réflexion instantanés sont exprimés comme suit :

$$T_{inst}(t) = Z_{ref}^{1/2}\left(Z(t) + Z_{ref}\right)^{-1} \tag{2.32a}$$

$$\Gamma_{inst}(t) = \mathrm{T}_{inst}(t)\left(Z(t) - Z_{ref}\right)Z_{ref}^{-1/2} \tag{2.32b}$$

Pour déterminer *V(t)* et par suite *I(t)*, une équation additionnelle entre *A(t)* et *B(t)* est nécessaire. A ce stade, on introduit des paramètres fréquentiels des lignes de transmission couplées et uniformes. La forme temporelle de l'équation (2.24) est donnée par :

$$B(t) = S(t) * A(t) \tag{2.33}$$

où "*" désigne un produit de convolution et *S(t)* représente la transformée de Fourier inverse des paramètres S fréquentiels *S(ω)*. En utilisant la forme discrète du produit de convolution donné par :

$$X(q) * Y(q) = \sum_{p=0}^{q} X(p)Y(q-p)\Delta t \tag{2.34}$$

l'équation (2.33) devient :

$$B(t) = S(0)A(t)\Delta t + M(t) \tag{2.35}$$

où *M(t)* est un vecteur formé par $2N$ sources indépendantes qui représente un terme de mémoire contenant l'histoire du réseau jusqu'à l'instant $(t-\Delta t)$. *M(t)* est donné par :

$$M(\xi) = \sum_{p=0}^{\xi-1} S(\xi-1)A(p)\Delta t \tag{2.36}$$

La combinaison de (2.31) avec (2.36) donne l'expression de *A(t)* suivante :

$$A(t) = \left(I_d - \Gamma_{inst}(t)S(0)\Delta t\right)^{-1}\left(\mathrm{T}_{inst}(t)E(t) + \Gamma_{inst}(t)M(t)\right) \tag{2.37}$$

Il est à noter que $M(t)$ est connu du fait qu'il dépend de $A(t')$ avec $t'=(n-1)\Delta t$ et $t=n\Delta t$. En calculant $A(t)$ et $B(t)$ à l'aide des équations (2.37) et (2.35), les vecteurs des tensions et des courants instantanés vus aux différents ports de la structure sont directement obtenus en utilisant les équations (2.30). Le schéma bloc de la figure 2.16 récapitule globalement l'algorithme de calcul temporel proposé.

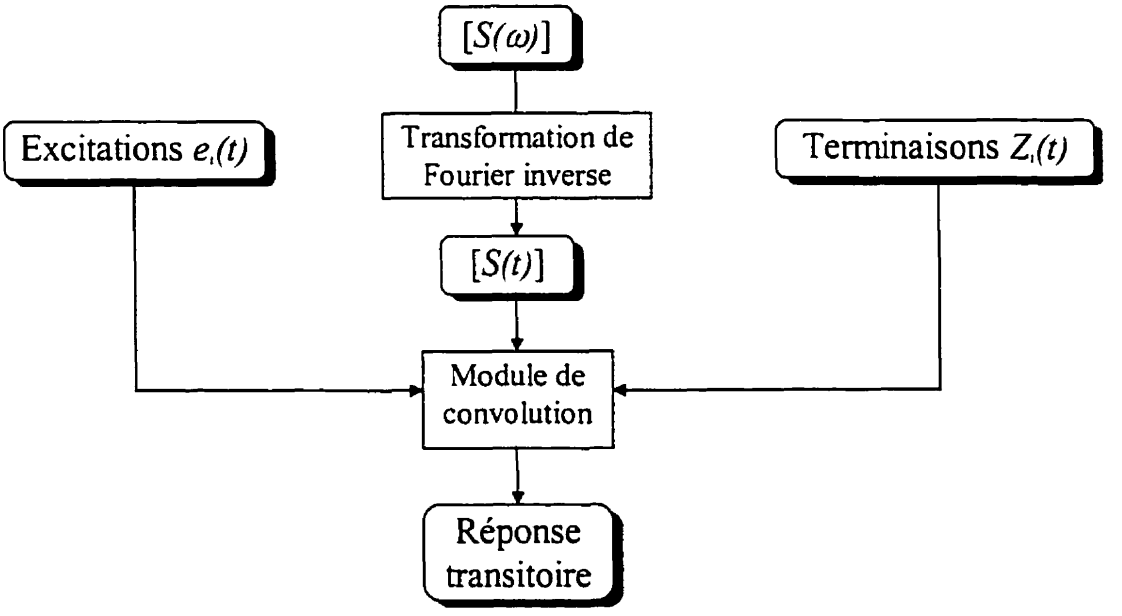


Figure 2.16 Présentation schématique de l'algorithme de calcul de la réponse transitoire des structures à terminaisons non linéaires.

2.4.3 Cas particuliers et discussion

L'approche d'analyse transitoire décrite dans la section précédente offre plusieurs avantages. A titre d'exemple, on peut citer les points suivants :

1) les paramètres S utilisés dans cette approche sont généralisés et non modaux. Par suite, cette analyse transitoire est applicable à n'importe quel circuit passif à N ports. Cela est particulièrement au profit de l'étude et la modélisation des discontinuités,

des non uniformités et toute configuration dans laquelle une technique modale n'est pas possible. Entre autres, cette technique est utilisable pour simuler la réponse temporel des réflectomètres. Accompagné d'un simulateur fréquentiel de champ électromagnétique, ces réflectomètres permettent de localiser les discontinuités dans les transitions entre les différents types de guides d'ondes. En plus, avec le biais de la technique de *cascadage*, les paramètres S des circuits d'interconnexion complexes peuvent être analysés efficacement dans le domaine temporel avec un seul circuit équivalent à N ports.

2) La technique proposée n'impose pas un système de normalisation donné dans le calcul des paramètres S. Cela donne une flexibilité additionnelle dans la gamme de structures passives à modéliser. Autrement dit, si on considère un système de normalisation d'ordre N, $Z_{ref} = 50\Omega * I_d$ dans l'algorithme de calcul de la réponse transitoire, où I_d est la matrice identité d'ordre N, les paramètres S normalisés au système arbitraire Z_a, et noté $S(\omega, Z_a)$, sont convertis aux paramètres $S(\omega, Z_{ref})$ normalisés au système Z_{ref} par la formule suivante :

$$S(\omega, Z_{ref}) = [R_{ref}]^{1/2} \cdot [Q + Z_{ref}]^{-1} \cdot [Q - Z_{ref}^{*}] \cdot [R_{ref}]^{-1/2} \tag{2.38}$$

$$Q = \left[[Z_a]^{*} \cdot [R_a]^{-1/2} + [Z_a] \cdot [R_a]^{-1/2} \cdot S(\omega, Z_a) \right] \cdot \left[I_d - S(\omega, Z_a) \right]^{-1} \cdot [R_a]^{1/2} \tag{2.39}$$

où $[R_a] = \mathrm{Re}([Z_a])$ et $[Z_a]^{*} = conj([Z_{ref}])$. Par le biais de cette transformation, il est possible d'incorporer des paramètres expérimentaux mesurés sous un système de normalisation arbitraire. L'approche présente ainsi une bonne interface entre l'algorithme de l'analyse transitoire et des données mesurées.

3) Un autre avantage qu'on peut tirer de cette transformation, réside dans la réduction du temps de calcul dans le cas des terminaisons purement linéaires. Dans ce cas on peut calculer la matrice S des lignes de transmission directement dans le système de normalisation Z. Autrement, l'équation (2.38) est utilisée pour convertir

la matrice $S(\omega,Z_a)$, normalisé à Z_a à une matrice $S(\omega,Z)$. Avec les nouveaux paramètres calculés, les équations (2.27) et (2.28) sont réduites respectivement à $\Gamma(\omega)=0$ et $V(\omega)=R_{ref}^{-1/2}\left(Z_{ref}^{*}+Z_{ref}S(\omega)\right)\mathrm{T}(\omega)E(\omega)$.

Cette possibilité de changement du système de normalisation nous permet d'étudier des structures terminées par des charges linéaires, sous différentes excitations, avec un temps de calcul très réduit.

2.5 Résultats

Pour valider l'approche d'analyse transitoire des lignes de transmission proposée, plusieurs structures couplées et simples ont été analysées sous différentes conditions d'excitations et de charges linéaires et non linéaires. Toutes les excitations utilisées sont sous formes d'impulsion carrée d'amplitude v_0, de temps de montée et de descente respectivement t_r et t_f, de délai t_d et de durée t_w. La figure 2.17 montre une description générale d'une impulsion d'excitation.

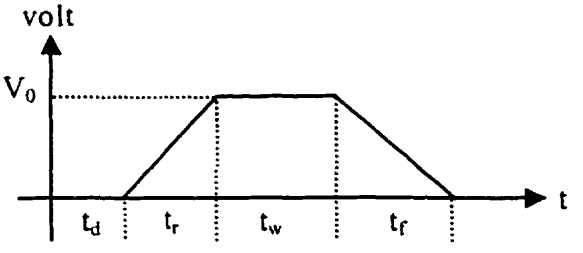


Figure 2.17 Description générale de l'impulsion d'excitation utilisée dans l'analyse transitoire.

2.5.1 Lignes uniformes

En absence de modèles fiables pour les lignes couplées et non uniformes, il est plus approprié de commencer la validation de l'approche proposée avec des lignes uniformes. D'autre part, vu qu'on connaît la solution exacte de la réponse transitoire de ces lignes, dans le cas idéal (sans pertes), il est possible d'étudier les effets des pertes et de la

dispersion dans ce type de structures. Pour cette fin, la configuration de la figure 2.18 est simulée avec différentes valeurs de la résistance ligne R qui caractérise les pertes dans le conducteur. Dans toutes les simulations de cette section, les pertes dans le diélectrique sont négligées et donc $G = 0$. En effet, ce choix est convenable pour la majorité des circuits d'interconnexion des circuits intégrés et circuits imprimés. La ligne micro-ruban de la figure 2.18 est excitée par une impulsion de paramètres : $t_d = 5$ ns, $t_r = t_f = 1$ns, $t_w =$ 30ns et $V_0 = 4$Volt. Nous avons utilisé la méthode proposée pour simuler la structure sans pertes ($R = 0\Omega$) et nous avons comparé les résultats obtenus avec la réponse exacte de la ligne. Dans le cas idéal (sans pertes), la valeur exacte de la tension dans un point x d'une ligne de transmission, terminée par des charges résistives Rs et Rc, est donnée par [14] :

$$V(x,t) = V_i(x,t) + V_r(x,t)$$

telle que

$$V_i(x,t) = T\sum_{k=0}^{\infty}\Gamma_s^k\Gamma_c^k E\left(t - \frac{x+2kl}{v_0}\right) \tag{2.40a}$$

$$V_r(x,t) = T\sum_{k=0}^{\infty}\Gamma_s^k\Gamma_c^{k+1} E\left(t + \frac{x-2(k+1)l}{v_0}\right) \tag{2.40b}$$

où T est le coefficient de transmission et Γ_s et Γ_c sont respectivement les coefficients de réflexions à la source et à la charge. Ces trois coefficients sont donnés par

$$T = \frac{Z_0}{R_s + Z_0}; \qquad \Gamma_s = \frac{R_s - Z_0}{R_s + Z_0}; \qquad \Gamma_c = \frac{R_c - Z_0}{R_c + Z_0}$$

où Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne, donnée par $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$, et v_0 est sa vitesse de propagation, telle que $v_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. La figure 2.19 montre que les deux groupes de résultats sont pratiquement identiques. En tenant compte des pertes dans le conducteur, les équations (2.40) ne sont plus valables. La structure est simulée avec la méthode proposée pour des fortes valeurs de la résistance ligne: R =

50Ω/m, R = 200Ω/m et R = 500Ω/m. Les résultats obtenus sont validés par le simulateur HSPICE en utilisant son modèle de ligne de transmission avec pertes. La figure 2.19b montrent les effets de distorsion du signal à la sortie de la ligne de transmission. D'autre part, ces résultats montrent la flexibilité de l'approche proposée dans l'intégration des effets de pertes dans la simulation des structures de transmission, sans aucun effort supplémentaire.

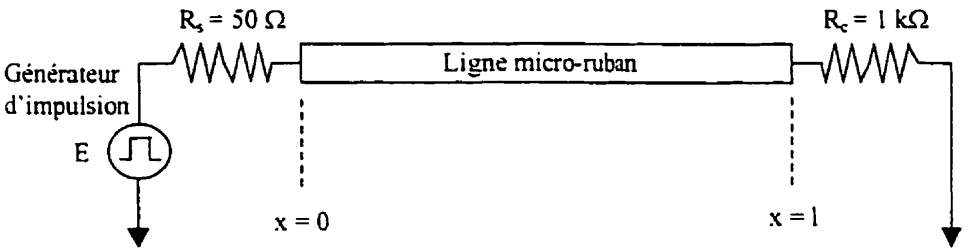
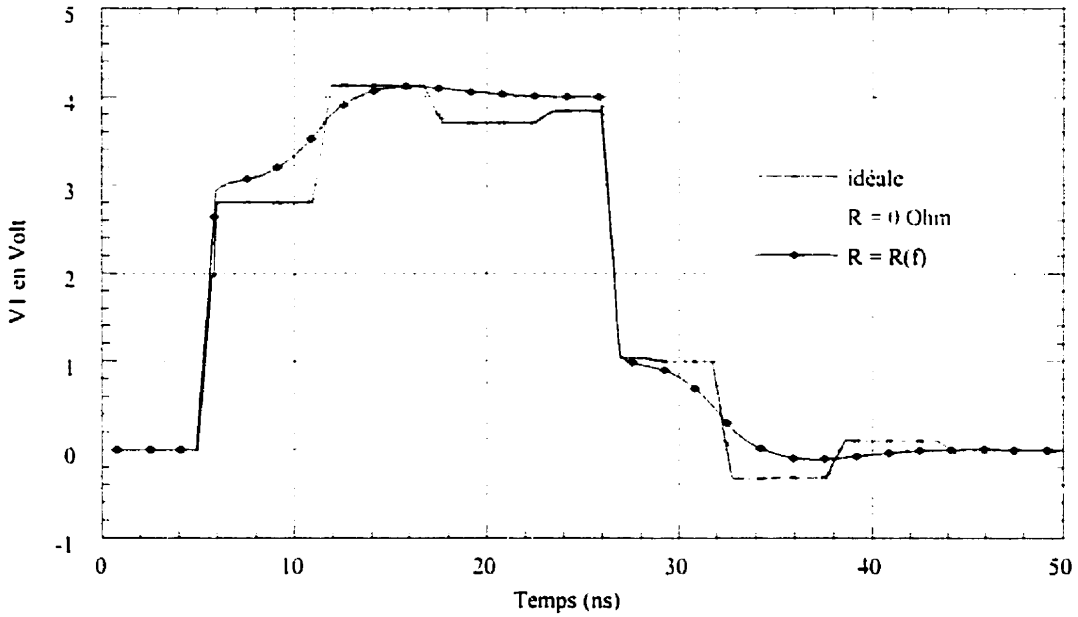


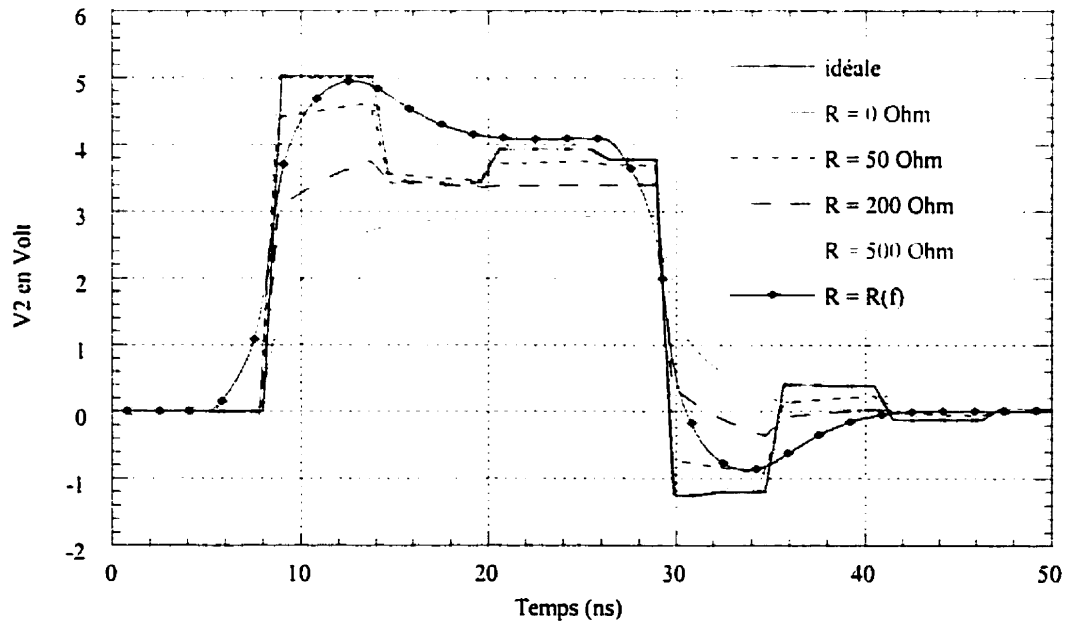
Figure 2.18 Configuration de ligne de transmission uniforme utilisée pour simuler l'effet des pertes dans le conducteur. l = 635 mm, C = 39 pF/m et L = 539 nH/m.

En réalité, la résistance ligne des circuits d'interconnexion n'est pas toujours constante. En effet, dans les structures dispersives comme les lignes micro-rubans, les pertes dans le conducteur, qui causent l'atténuation et la dégradation du signal, varient en fonction de la racine carrée de la fréquence d'opération. Pour illustrer l'effet de cette variation, la structure de la figure 2.18 a été simulée en considérant une résistance ligne $R = 1000\sqrt{f(GHz)}$. La figure 2.18b montre l'effet de cette résistance comparé à celui causé par les résistances constantes utilisées dans les simulations précédantes. La figure montre clairement la différence entre les deux types d'effets. Cette différence est due au fait que les pertes dépendant de la fréquence ont un effet variant en fonction de la densité énergétique spectrale de l'impulsion d'excitation. Par suite, il est très difficile de modéliser ces pertes par une résistance constante. Entre autres, cette constatation met en évidence l'avantage, offert par l'approche proposée, dans la considération des paramètres lignes dépendants de la fréquence. Enfin, on peut conclure en mentionnant la

supériorité de la présente technique, dans la simulation des lignes dispersives par rapport aux modèles classiques comme celui de HSPICE.



(a)



(b)

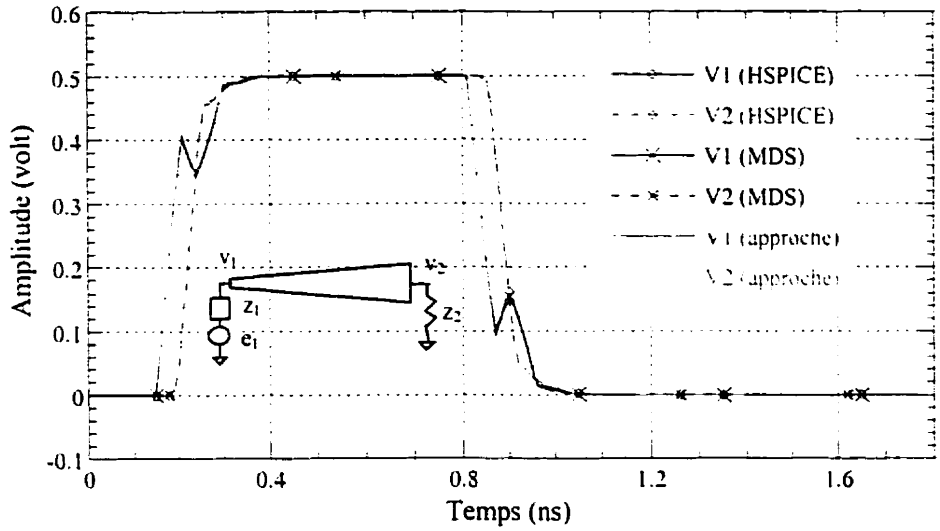
Figure 2.19 Réponse transitoire d'une ligne micro-ruban. (a) Tension au port d'entrée (b) Tension au port de sortie.

2.5.2 Lignes de transmission non uniformes

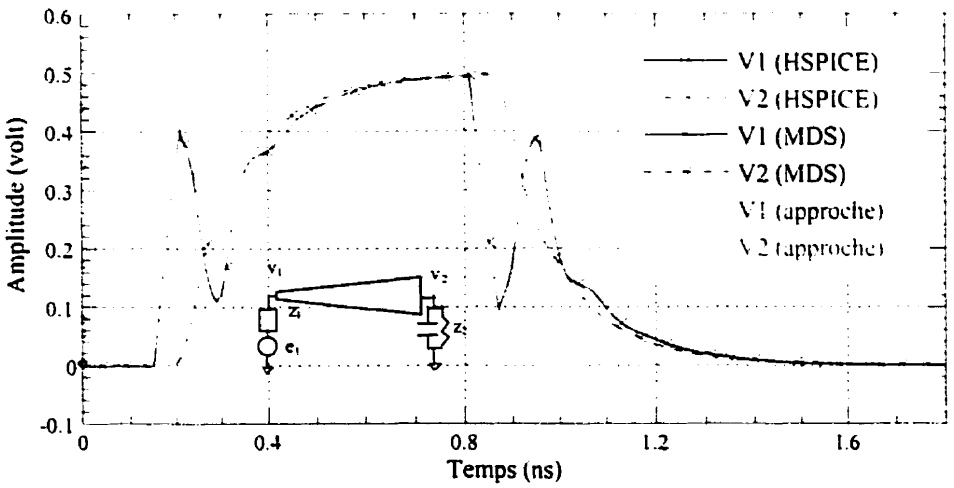
Après la validation de l'approche proposée par des lignes uniformes, il est important de vérifier ses performances dans l'analyse des structures non uniformes. En absence de simulateur fiable pour ce type de structures, il est adéquat de simuler des structures quasi arbitraires comme les transitions linéaires. En effet, une approximation de ces structures est possible à l'aide des simulateurs des circuits micro-ondes classiques comme MDS.

2.5.2.1 Ligne micro-ruban simple, en transition linéaire *(Tapered Microstrip Line)*

Dans cette simulation, la structure de la figure 1.5 du chapitre précédent a été utilisée. Le port 1 de la transition linéaire est excité par une impulsion telle que t_d = 150 ps, $t_r = t_f$ = 60 ps, t_w = 0.6 ns et V_0 = 1 volt. La durée de simulation est de 1.7 ns avec un pas de 10 ps. La ligne est terminée par des charges résistives à ses deux bouts ($Z_1 = Z_2 = 50\Omega$) et simulée avec trois méthodes différentes. En plus de l'approche proposée, la structure est analysée par le simulateur HSPICE en utilisant dix segments de lignes uniformes montées en cascades. D'autre part, la même structure est simulée par MDS, en utilisant son modèle prédéfini de ligne micro-ruban en transition linéaire, *tapered microstrip line*, sous les mêmes conditions de charges et d'excitation. Les trois groupes de résultats sont présentés dans la figure 2.20a et montrent que les trois solutions sont pratiquement identiques. La figure 2.20b présente des résultats de simulation similaires mais avec une terminaison réactive au deuxième port, ($Z_2 = 50\Omega//4pF$). Encore une fois, un bon accord entre les trois solutions a été observé.



(a)



(b)

Figure 2.20 Analyse transitoire d'une ligne micro-ruban en transition linéaire avec (a) des charges résistives et (b) des charges réactives.

2.5.2.2 Trois lignes de transmission non uniformes et couplées

Pour mieux valider l'approche proposée et sa flexibilité, une dernière simulation consiste à analyser une structure de trois lignes de transmission arbitraire [32], dont les matrices *L(z)* et *C(z)* dépendant de la position, sont les suivantes :

$$[L]=\begin{bmatrix} L_0 & L_m & 0 \\ L_m & L_0 & L_m \\ 0 & L_m & L_0 \end{bmatrix}, \qquad [C]=\begin{bmatrix} C_0 & C_m & 0 \\ C_m & C_0 & C_m \\ 0 & C_m & C_0 \end{bmatrix}$$

où $L_0(z) = l_0/(1+k_1(z))$; $L_m(z) = k_1(z)L_0(z)$; $k_1 = 0.1(1+0.6\sin(\pi z+\pi/4))$; $l_0 = 387$ nH/m. $C_0(z) = c_0/(1-k_2(z))$; $C_m(z) = -k_2(z)C_0(z)$; $k_2(z) = 0.15(1 + 0.6\sin(\pi z+\pi/4))$; $c_0 =$ 104.13pF/m et $R_m = R_0 = G_0 = G_m = 0$.

La figure 2.21 montre la configuration de la structure à trois lignes avec les charges de terminaisons à ses six ports. La première ligne de la structure est excitée par une impulsion décrite par t_d = 5 ns, t_r = 0.5 ns, t_f = 0.5 ns, t_w = 10 ns, et v_0 = 10 Volt, et terminée par une charge réactive. Les résultats de cette simulation sont montrés dans les figures 2.22 incluant une comparaison avec des résultats obtenus avec le simulateur HSPICE. Les simulations avec HSPICE ont été possibles en remplaçant la structure non uniforme par 40 segments de trois lignes couplées uniformes montés en cascades. Ensuite la technique modale décrite dans la section 2.4.1.2 a été utilisée pour extraire le modèle SPICE équivalent. La figure 2.22 montre un bon accord entre les deux groupes de résultats. Il est à noter que cette méthode prévoit deux étapes (segmentation et découplage) précédant l'exécution de HSPICE. En plus, sa convergence a nécessité l'utilisation d'au moins 40 segments.

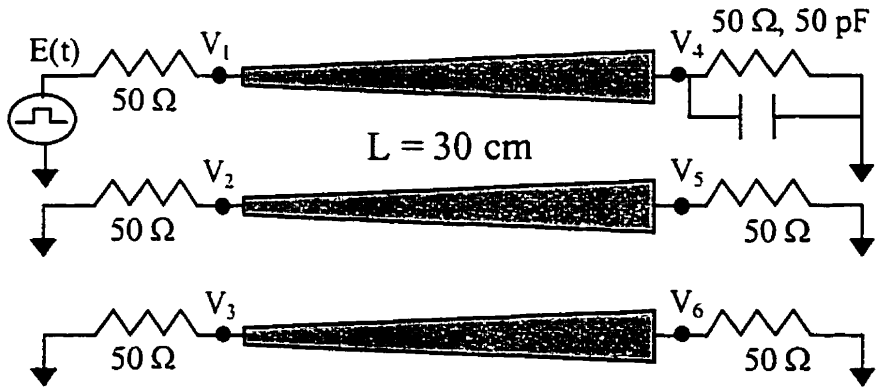
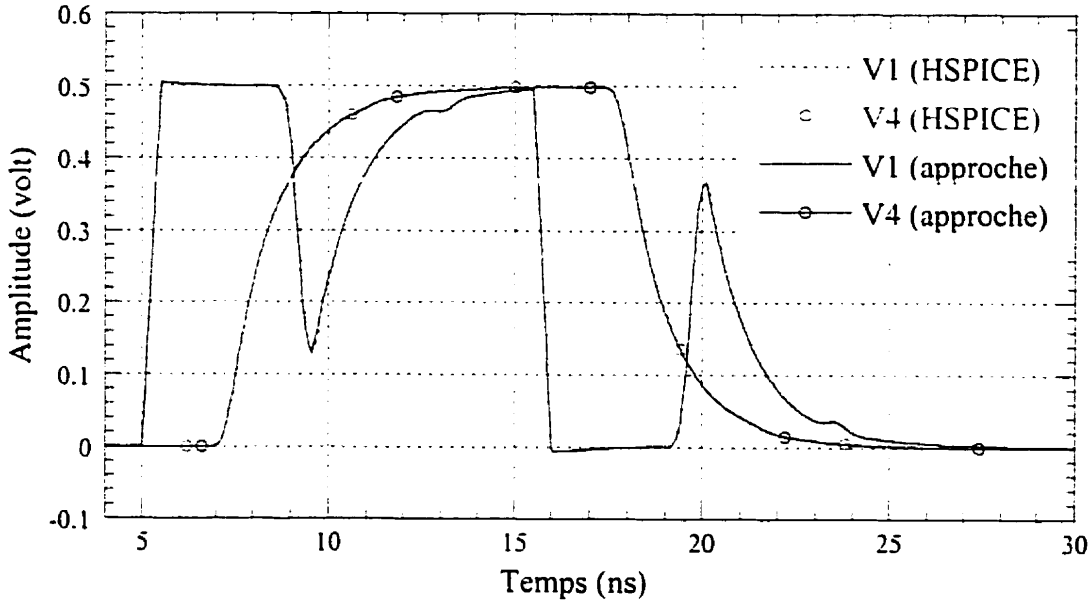
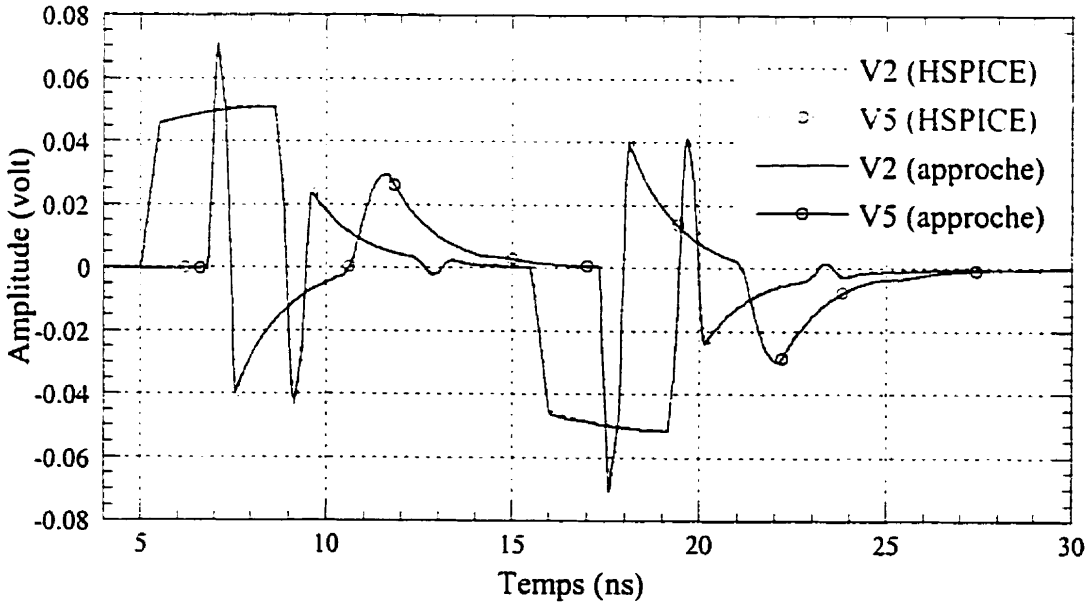


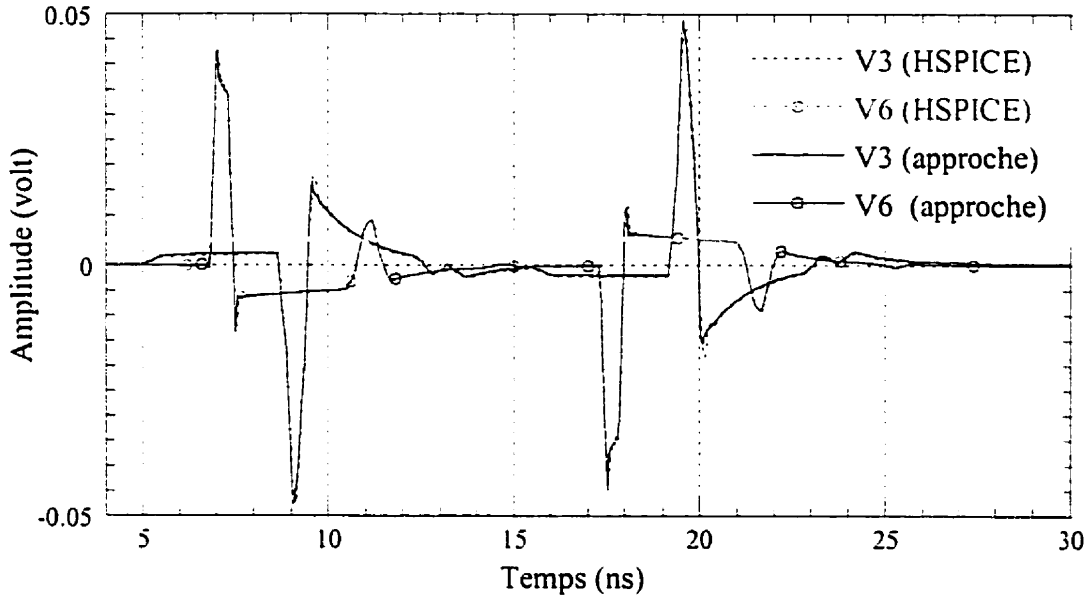
Figure 2.21 Configuration d'une structure à trois lignes de transmission non uniformes terminées par des charges réactives.


0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
-0.1
Amplitude (volt)
5
10
15
20
25
30
Temps (ns)
V1 (HSPICE)
V4 (HSPICE)
V1 (approche)
V4 (approche)

(a)


0.08
0.06
0.04
0.02
0
-0.02
-0.04
-0.06
-0.08
Amplitude (volt)
5
10
15
20
25
30
Temps (ns)
V2 (HSPICE)
V5 (HSPICE)
V2 (approche)
V5 (approche)

(b)



(c)

Figure 2.22 Analyse transitoire de la configuration de la figure 2.20. (a) Réponse aux noeuds 1 et 4: bouts de la ligne excitée. (b) Réponse aux noeuds 2 et 5: diaphonie dans la ligne du milieu. (c) Réponse aux noeuds 3 et 6: diaphonie dans la ligne non adjacente.

Pour montrer davantage la flexibilité et la versatilité de l'approche proposée, la même structure a été terminée par des charges non linéaires et simulée sous les mêmes conditions d'excitations que précédemment. La charge non linéaire utilisée dans cette simulation consiste en une diode régie par l'équation $I = I_s\left(e^{V/V_t} - 1\right)$ où I et V sont respectivement le courant entrant à la diode et la tension à ses bornes. I_s est le courant de saturation de la diode et V_t est sa tension thermique. La figure 2.24 montre les résultats de cette simulation. En plus, cette figure présente les réponses transitoires de la même configuration, obtenues en utilisant deux modèles de HSPICE différents. Le premier modèle est basé sur la méthode de segmentation et découplage de façon identique à celle utilisée dans le cas des charges linéaires. Le deuxième modèle est basé sur l'utilisation de 40 cellules d'éléments discrets (cellules en π) montées en cascade. D'après les résultats de ces deux autres simulations, il est à remarquer que le premier modèle de HSPICE et l'approche proposée donnent des solutions très comparables. Par contre,

même en augmentant le nombre de cellules à 60, le deuxième modèle de HSPICE ne réussit pas à atteindre les mêmes résultats.

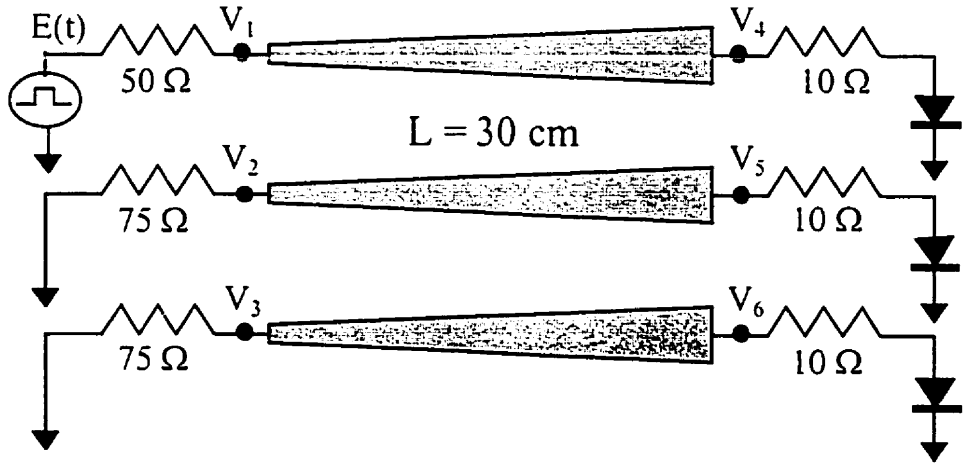
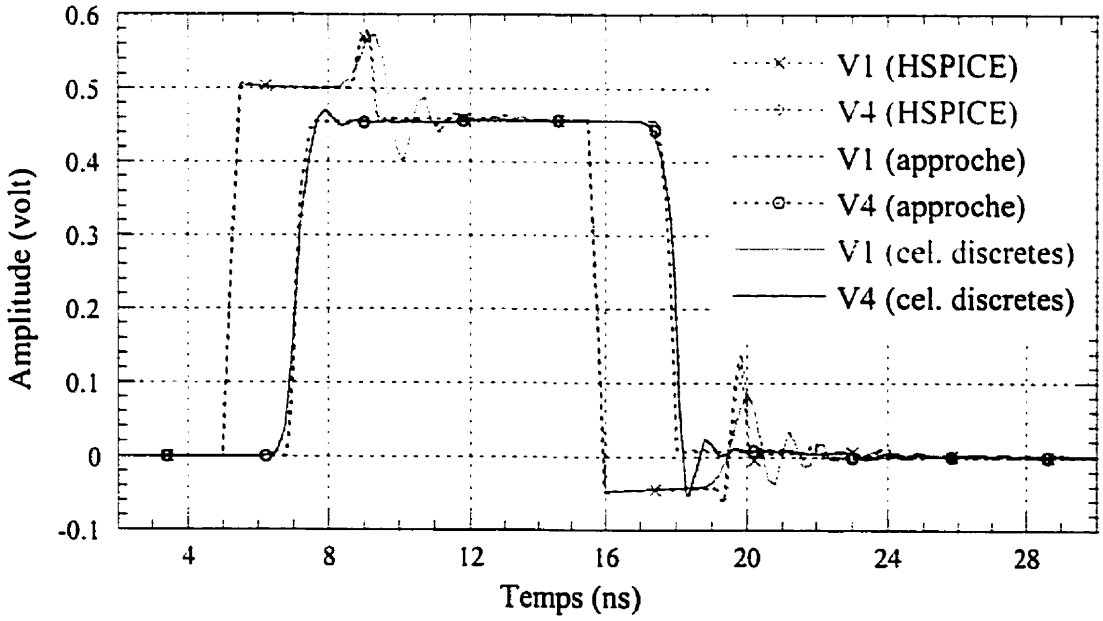
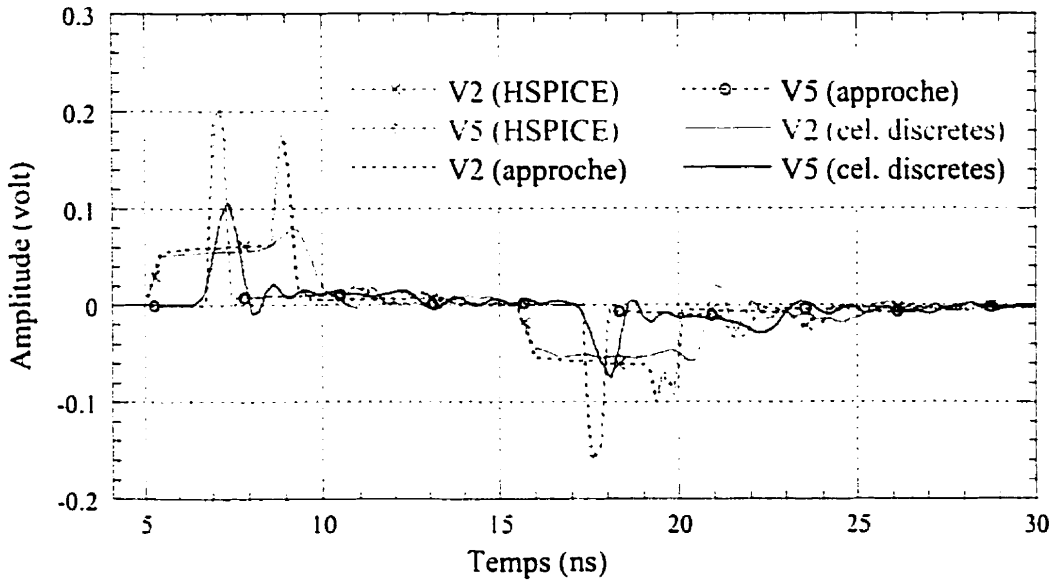


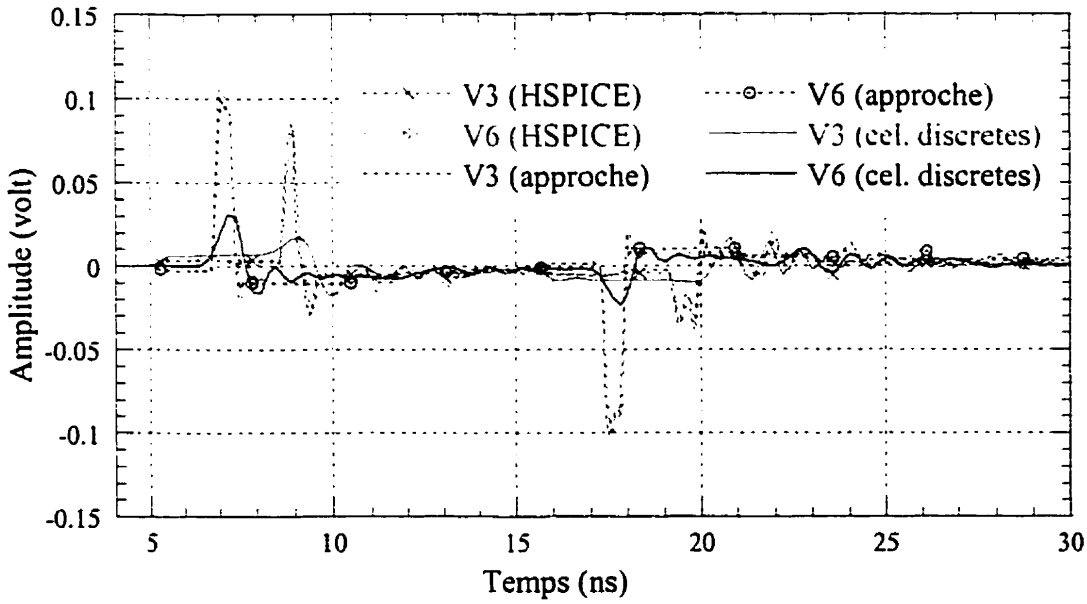
Figure 2.23 Configuration d'une structure de trois lignes non uniformes terminées par des charges non linéaires (diodes).



(a)



(b)



(c)

Figure 2.24 Analyse transitoire de la configuration de la figure 2.22. (a) Réponse aux noeuds 1 et 4: bouts de la ligne excitée. (b) Réponse aux noeuds 2 et 5: diaphonie dans la ligne du milieu. (c) Réponse aux noeuds 3 et 6: diaphonie dans la ligne non adjacente

2.5.3 Discussion

En vue des exemples de simulation traités précédemment et en vue de plusieurs autres exemples qui ne sont pas présentés dans ce rapport, nous sommes en mesure d'évaluer les performances de l'approche proposée. Comparée à d'autres techniques de simulations des lignes de transmission, cette approche est plus générale. En d'autres termes, elle permet de tenir compte des effets de toutes les contraintes géométriques et physiques qui font la différence entre les lignes de transmission idéales et les structures d'interconnexion réelles. En particulier, on peut noter les effets de la non uniformité et de la discontinuité, ainsi que les effets de dispersion et de dissipation. Par contre, cette technique ne présente pas un avantage particulier dans la simulation des structures simples comme les lignes uniformes et sans pertes. Par contre, dans ce type de problèmes, l'approche proposée est plus lente, comparée aux méthodes classiques. Dans le tableau montré ci-dessous on présente une étude comparative des performances des différentes approches, y compris la méthode présentée.

Table 2.2: Comparaison entre les différentes techniques de simulation des lignes de transmission.

	Modèle Discret	Segmentation et découplage	Méthode Proposée
Lignes uniformes sans pertes	P: *bonne* R: *bonne*	P: *bonne* R: *bonne*	P: *bonne* R: *moyenne*
Lignes non uniformes sans pertes	P: *moyenne* R: *moyenne*	P: *moyenne* R: *moyenne*	P: *bonne* R: *moyenne*
Lignes avec pertes	P: *faible* R: *bonne*	P: *faible* R: *moyenne*	P: *bonne* R: *moyenne*
Terminaisons non linéaires	P: *faible* R: *bonne*	P: *bonne* R: *bonne*	P: *bonne* R: *faible*
Longueur électrique importante $l > \lambda$	P: *faible* R: *bonne*	P: *moyenne* R: *moyenne*	P: *bonne* R: *moyenne*
Structure dispersive: $R = R(f)$, $L = L(f)$, $G = G(f)$ et $C = C(f)$	*Non applicable*	*Non applicable*	P: *bonne* R: *moyenne*

P : précision, R : rapidité

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre une méthode d'analyse des lignes de transmission couplées et non uniformes a été développée. Cette technique utilise les paramètres S de la structure à analyser, dans le domaine fréquentiel ou temporel. La méthode proposée n'utilise pas des paramètres S modaux, ce qui lui permet l'incorporation des valeurs expérimentales des paramètres S. Durant la validation de la technique proposée, les effets de pertes et de non-linéarité ont été examinés dans la simulation de différentes configurations d'interconnexion. Comparée à d'autres résultats, la présente approche s'est avérée précise dans la prédiction des effets de distorsion aussi bien que de la dégradation du temps de monté, de l'atténuation, de la diaphonie et d'autres effets de pertes et de dispersion.

CHAPITRE III
MESURE ET CARACTÉRISATION LNÉAIRES DES CIRCUITS MICRO-ONDES MULTIPORTS

3.1 Introduction

La caractérisation petit signal des circuits et des sous-systèmes RF à deux ports est souvent confiée aux analyseurs de réseaux vectoriels, ARV. La majorité des ARV commercialisés se basent généralement sur des méthodes de mesure hétérodynes [33]. Actuellement, d'autres systèmes de mesure utilisant des approches homodynes font l'objet de plusieurs de travaux de recherche [34-36]. Dans les deux types de systèmes mentionnés ci-dessus, une procédure d'étalonnage et de *de-embedding* est nécessaire pour corriger les données mesurées et éliminer les erreurs systématiques. Pour cette raison, plusieurs méthodes d'étalonnages et modèles d'erreurs ont été proposés dans la littérature [36-40], variant par leurs complexités, performances et domaines d'utilité. Tous ces travaux ont été dédiés aux circuits à deux ports. Dans la littérature, on distingue très peu de travaux portant sur la mesure des circuits à trois port [36], ou basés sur la connexions multiples d'un circuit multiport sous test à un analyseur de réseaux à deux ports ordinaire [41].

Dans ce chapitre, on présente un système de mesure hétérodyne multiport. Pour cette fin, on commence par une brève description des méthodes de mesure des circuits multiports préexistantes. Ensuite, on discute dans une troisième section la problématique du sujet en commençant par quelques considérations générales. Dans une quatrième section on décrit en détail le système proposé et son principe de fonctionnement. Vu l'importance de l'étalonnage et le *de-embedding*, une cinquième section décrit en détail le modèle d'erreur adopté. Enfin une dernière section présente des résultats expérimentaux permettant de comparer les performances du système proposé avec des méthodes de mesure usuelles.

3.2 Méthodes préexistantes

3.2.1 Utilisation d'un analyseur de réseaux à deux ports

La caractérisation des circuits multiports avec un analyseur de réseaux conventionnel (à deux ports) est une pratique courante [41]. Cette technique consiste à connecter les deux ports de l'analyseur de réseaux à deux ports du circuit multiport sous test (CMST), tout en terminant les ports restants avec des charges adaptées et en mesurant les paramètres S aux ports connectés. Cette procédure manuelle est répétée pour toutes les permutations possibles des ports, en changeant les connexions et déplaçant les charges adaptées. La figure 3.1 montre une étape de connexion dans laquelle l'analyseur de réseaux est connecté aux ports 2 et i du CMST.

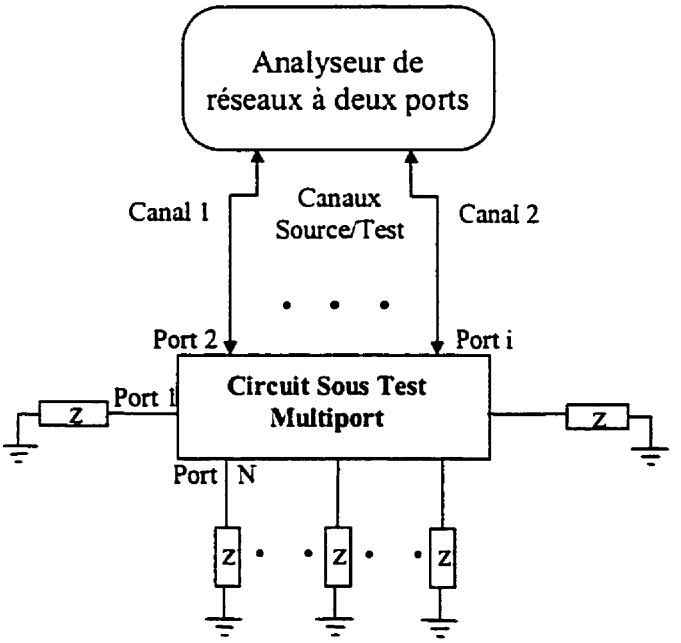


Figure 3.1 Méthode conventionnelle de mesure des circuits micro-ondes multiports

Les avantages majeurs de cette pratique sont :

1. L'utilisation d'un instrument conventionnel et l'exploitation de sa grande flexibilité et de ses nombreuses options telle que sa plage dynamique satisfaisante (typiquement 60 à 80 dB).

2. Aucune nécessité à des montages ou instruments additionnels augmentant le coût des mesures.

Parmi les inconvénients de cette approche on cite :

1. Au fur et à mesure que le nombre de ports du CMST augmente, la précision de cette pratique diminue. En effet, la précision des mesures dépend de la qualité des terminaisons des ports non connectés (typiquement $|\Gamma|$ = -20 à -35 dB) et de la difficulté à reproduire des connexions identiques *repeatability*.

2. Le temps d'opération élevé qui dépend du nombre de connexions et par suite du nombre de ports du CMST.

3. Cette technique de mesure des paramètres S d'un circuit à *N* ports ne permet pas de tenir compte du couplage électromagnétique entre les ports non adjacents. En raison de cette limitation matérielle, aucune procédure d'étalonnage ne permet de tenir compte de cet effet. Pourtant, ce couplage n'est pas toujours négligeable, et surtout dans les mesures sous pointe des circuits à puce, où les ports du CMST sont très proches.

3.2.2 Prototype de Fadhel Ghannouchi

Récemment, en 1994, Fadhel Ghannouchi a proposé dans [34] un système de mesure des circuits micro-ondes à *N* ports. Ce système se base sur l'utilisation des jonctions six-ports. La figure 3.2 montre le diagramme bloc du montage proposé. Dans ce montage, les *N* ports du CMST sont connectés à *N* jonctions six-ports (SP_1, SP_2, ...SP_N). Ces dernières sont suivies par des contrôleurs de phase et d'amplitude (CNT_1, CNT_2, ... CNT_N) qui contrôlent les ondes incidentes aux *N* jonctions. Les *N* branches ainsi

formées sont connectées à un diviseur de puissance ayant N sorties et permettant de subdiviser la puissance issue d'une source RF sur les N branches à la fois. Pour mesurer les paramètres S du CMST, N combinaisons d'excitations sont appliquées sur ses ports, à travers les N jonctions, et par le biais des contrôleurs CNT_i. En suite, les N coefficients de réflexions aux différents ports du CMST sont mesurés par les N jonctions six-ports. Cette opération est répétée pour chaque combinaison d'excitations, formant ainsi un système de NxN équations qui permet l'extraction des paramètres S du CMST.

De certains points de vue cette approche présente les avantages suivants :

1. L'utilisation des six-ports permet des mesures homodynes minimisant ainsi les erreurs systématiques du montage. En effet, dans ce type de mesure, les puissances des ondes sont détectées directement sans conversion de fréquence. Cela permet d'éviter l'utilisation des mélangeurs qui causent souvent des erreurs de distorsions non linéaires d'amplitude et de phase.
2. Contrairement à la méthode de mesure conventionnelle décrite dans la section précédente, cette approche nécessite une seule connexion du CMST ce qui diminue le temps d'opération et améliore la qualité des mesures.
3. Puisque le six-port est un circuit passif et relativement simple à réaliser, le coût du système global reste toujours concurrent par rapport aux analyseurs de réseaux conventionnels.

Par contre, cette approche présente des limitations qui deviennent majeures au fur et à mesure que le nombre de ports du CMST augmente. En particulier, on cite :

1. La complexité du diviseur de puissance et la puissance demandée de la source RF croissent avec le nombre de branches.
2. Vu que le nombre de jonctions six-ports, de détecteurs et de contrôleurs utilisés dépend directement du nombre de ports dans le CMST, le montage atteint rapidement une complexité qui peut diminuer sa rentabilité ou même empêcher sa réalisation.

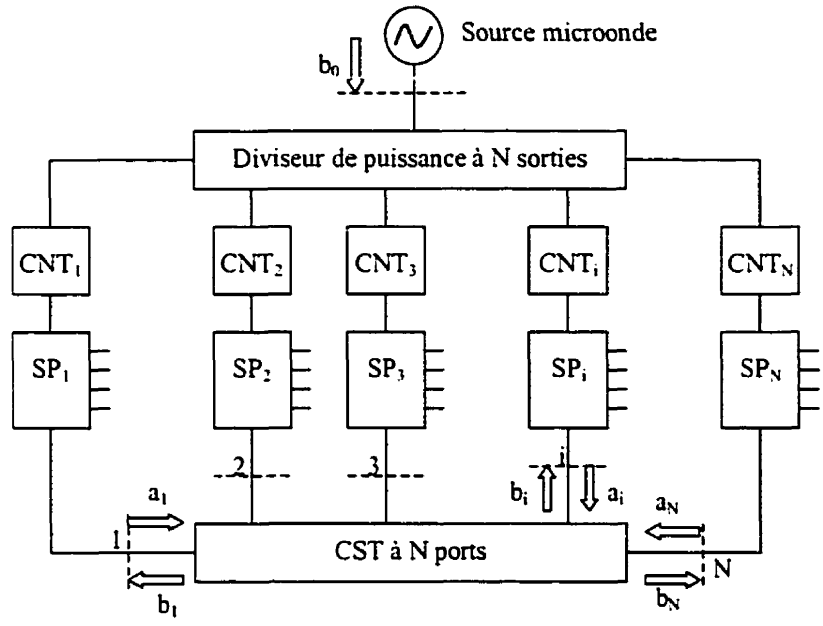


Figure 3.2 Système de mesure à base de jonctions six-ports pour la caractérisation des CMST à *N* ports.

3. La procédure d'étalonnage de ce système est très compliquée. En effet, en plus de l'étalonnage du système global qui se fait en plusieurs étapes, il est nécessaire d'étalonner au par avant les *N* six-ports de façon individuelle.

4. La bande de fréquences du système proposé dépend de celle des jonctions six-ports utilisées qui est souvent très inférieure à la bande de fréquences des analyseurs conventionnels.

Ainsi, l'élaboration d'un système de mesure des circuits micro-ondes multiports reste un sujet qui nécessite beaucoup d'efforts théoriques et pratiques.

3.3 Problématique et Considérations générales

3.3.1 Utilisation de l'onde de tension dans les mesures micro-ondes

Le rôle principal d'un analyseur de réseaux micro-onde est de caractériser le comportement des circuits et des composantes électroniques à hautes fréquences. Pour atteindre ce but, on excite le circuit sous test, CST, par un signal d'entrée et on mesure sa réponse. Cependant, il est à se questionner sur les quantités à mesurer pour décrire les signaux d'excitation et de réponse. En basses fréquences, ces signaux sont facilement décrits par la tension et le courant électrique. Cette description est possible grâce à la disponibilité de bons voltmètres et d'ampèremètres ainsi que des sources de tension et de courant pour fournir le signal d'excitation à ces fréquences. En hautes fréquences (généralement plus que 100MHz), les voltmètres et les ampèremètres ainsi que les sources de tension et de courant quasi idéaux ne sont plus valables. Le problème principal est la connexion entre la source de tension, le CST et le système d'acquisition de donnée. A des hautes fréquences, chaque câble de connexion utilisé possède une longueur qui n'est plus négligeable comparée à la longueur d'onde électromagnétique des signaux qu'il transporte. Chaque câble est alors considéré comme une ligne de transmission avec un certain délai et une certaine impédance caractéristique. Si la source de tension et le système d'acquisition ont respectivement des impédances de sortie et d'entrée qui ne sont pas adaptées à l'impédance caractéristique du câble d'interconnexion, des ondes stationnaires vont avoir lieu. Ces ondes stationnaires correspondent, à certaines fréquences, à une faible énergie véhiculée à travers le câble, résultant à des mauvaises mesures. Pour résoudre le problème qui apparaît dans tous les systèmes de mesure à hautes fréquences, il est nécessaire de choisir une impédance caractéristique fixe, soit Z_c, pour tous les câbles d'interconnexion utilisés. En plus, il faut s'assurer que toutes les impédances d'entrée des systèmes d'acquisition et les impédances de sortie des sources utilisées sont adaptées à Z_c. La plupart des instruments

commercialisés actuellement utilisent une impédance caractéristique de 50Ω. Néanmoin, d'autres instruments ayant une impédance caractéristique de 75Ω ont existé.

Une description pratique d'un signal d'excitation ou de réponse est alors donnée par des quantités appelées onde incidente (a) et onde réfléchie (b) et non pas par un courant (i) ou une tension (v). Ces quantités présentant des racines de puissances sont reliées à la tension et au courant du signal par les relations suivantes :

$$a = \frac{v + Z_c i}{2\sqrt{Z_c}} \tag{3.1a}$$

$$b = \frac{v - Z_c i}{2\sqrt{Z_c}} \tag{3.1b}$$

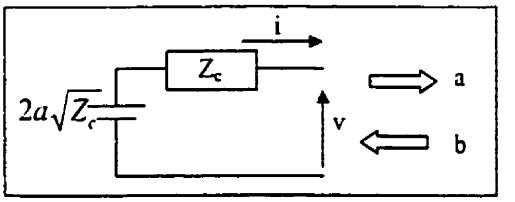


Figure 3.3 Représentation des ondes incidente et réfléchie à la sortie d'une source micro-onde

La figure 3.3 décrit entièrement le comportement d'un port formé d'une source de tension ayant une impédance de sortie Z_c et une amplitude de valeur $2a\sqrt{Z_c}$. La figure montre qu'une quantité a est disponible au niveau du port et elle est indépendante du comportement du CST. Cette quantité est idéale pour décrire une excitation durant un processus de mesure. Si on remplace Z_c dans les équations (3.1) par une impédance différente de l'impédance de sortie de la source, l'onde entrante au CST dépendra à la fois des caractéristiques de la source et du comportement du CST. Vu que le comportement de ce dernier n'est pas connu à priori, cela augmente considérablement la complexité du système de mesure.

3.3.2 Structure modulaire d'un analyseur de réseaux multiport

L'architecture globale d'un analyseur de réseaux micro-onde prévoit souvent une combinaison de différents modules:

- une source micro-onde qui génère le signal d'excitation.
- un module de routage qui échantillonne et achemine les ondes incidentes et réfléchies à chaque port du CMST.
- le module d'acquisition de données qui numérise les ondes détectées.

La figure 3.4 montre le schéma block d'un analyseur de réseaux multiport ARM.

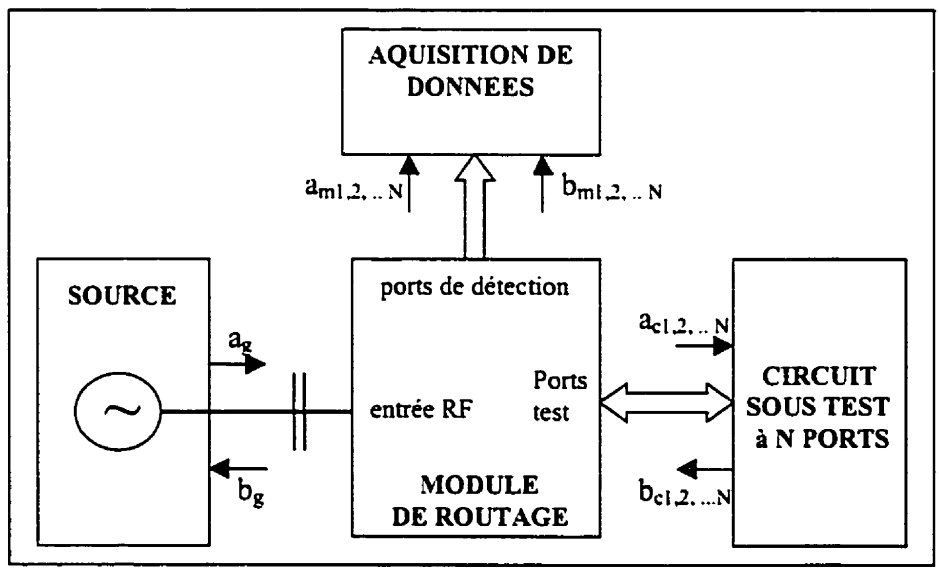


Figure 3.4 Schéma bloc d'un analyseur de réseaux micro-onde

Les définitions des différentes quantités et variables montrées dans cette figure sont les suivantes. Toutes les variables "a" réfèrent à des ondes de tensions incidentes au CMST, alors que les variables "b" réfèrent aux ondes réfléchies par ce dernier. Les indices "g", "m" et "c" indiquent les ports ou ces ondes sont définies. Respectivement, ces indices réfèrent au générateur, au système d'acquisition de données et au circuit sous test CMST.

D'autre part, les numéros qui suivent ces indices indiquent le numéro du port dans le CMST.

3.3.3 Récepteurs micro-ondes

Tenant compte de la structure modulaire discutée dans la section précédente, une solution proposée pour la conception d'un analyseur de réseaux multiport repose sur l'utilisation d'un récepteur conventionnel à deux ports. En effet, ces instruments sont souvent munis d'une excellente bande dynamique (typiquement 80 dB). D'autre part, il est convenable de se servir d'un instrument disponible et populaire dans la plupart des laboratoires micro-ondes. En plus, la complexité et le coût économique d'un récepteur micro-onde sont directement liés au nombre de canaux qu'il possède. Par suite un récepteur à deux ports suivi d'un module de routage présente un bon compromis entre la complexité, le coup et les performances du système de mesure.

En se rendant à ce stade dans le choix des modules composant le système de mesure, il est nécessaire de mettre le point sur les deux classes principales de récepteurs micro-ondes.

3.3.3.1 Récepteurs homodynes

Les jonctions six-ports représentent un exemple typique de cette classe de récepteurs. Vue la simplicité de son principe de fonctionnement, plusieurs travaux ont été faite au profit des analyseurs de réseaux à base des jonctions six-ports [34-35]. La particularité de cette technique réside essentiellement dans le traitement des signaux détectés au niveau des ports du circuit sous test CST. En se basant sur la figure 3.5, une utilisation typique du six-port consiste à mesurer le coefficient de réflexion $\Gamma = \frac{a_{out}}{b_{out}}$ dans le plan du port d'un CST. Après avoir exciter le CST par un signal RF à travers le port P_1 de la

jonction six-port, les modules de quatre quantités reliées au coefficient Γ sont mesurées dans les ports P_3, P_4, P_5 et P_6 du six-port. A partir des quatre quantités mesurées et les paramètres d'étalonnage connus à priori, l'amplitude et la phase du coefficient Γ sont déterminés.

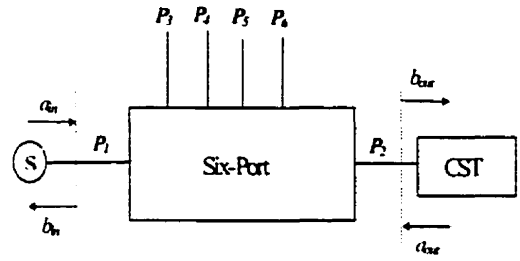


Figure 3.5 Schéma d'un reflétéctomètre à six-port

L'avantage majeur de cette technique réside dans la possibilité de mesurer une quantité vectorielle (amplitude et phase) à partir des lectures de puissances (mesure scalaire) avec un puissance-mètre. D'autre part, la réalisation de ce type de jonction passive est souvent facile. En effet, la majorité des réalisations proposées dans la littérature se basent sur l'utilisation des diviseurs de puissances, des coupleurs directionnels, des hybrides 180° H et des hybrides en quadrature Q. D'autre part, l'absence de circuits actifs, diminue énormément les erreurs non répétitives, améliorant ainsi la correction d'erreurs. Cependant, autre que les côtés positifs de cette technique de mesure, elle présente une limitation majeure qui réside dans sa bande de fréquences. Comparés aux techniques hétérodynes, les systèmes homodynes sont souvent à bande étroite.

3.3.3.2 Récepteurs hétérodynes

Les signaux électriques à basses fréquences sont souvent faciles à manipuler. En effet, les échantillonneurs bloqueurs et les convertisseurs analogiques/numériques opérants à des fréquences inférieures à ≈100MHz sont très répandus dans les systèmes d'acquisition de données en électronique classique. Les oscilloscopes conventionnels et les

oscilloscopes digitaux sont des instruments populaires qui utilisent ces circuits pour faire l'acquisition des signaux périodiques.

Dans le domaine des hyperfréquences, l'échantillonnage direct des signaux analogiques n'est pas possible. En effet, la conception des échantillonneurs et des convertisseurs opérants à des hautes fréquences (plus que $\approx$1GHz) est très coûteuse de nos jours. Cette limitation majeure a donné naissance aux systèmes de mesure hétérodynes. L'idée principale derrière cette catégorie de systèmes de mesure consiste à multiplier le signal périodique d'entrée avec un signal périodique fourni par un oscillateur local. Le signal obtenu à la sortie du mélangeur est filtré par un filtre passe bande. Le signal filtré présente une image du signal d'entrée dont le spectre est déplacé vers des fréquences inférieures. Ainsi, avec un choix adéquat de la fréquence de l'oscillateur local, il est possible de maintenir les fréquences significatives du signal d'entrée à l'intérieur de la bande d'opération des échantillonneurs et des convertisseurs conventionnels. Dans le cas d'un signal d'entrée sinusoïdal, une seule fréquence LO du signal de l'oscillateur local est suffisante pour avoir la fréquence intermédiaire IF désirée à la sortie du mélangeur. Par contre, pour pouvoir varier la fréquence d'entrée tout en gardant le signal de sortie à une fréquence constante IF, on utilise une technique appelée mélange harmonique. La figure 3.6 montre un montage typique permettant la conversion de fréquence avec cette technique.

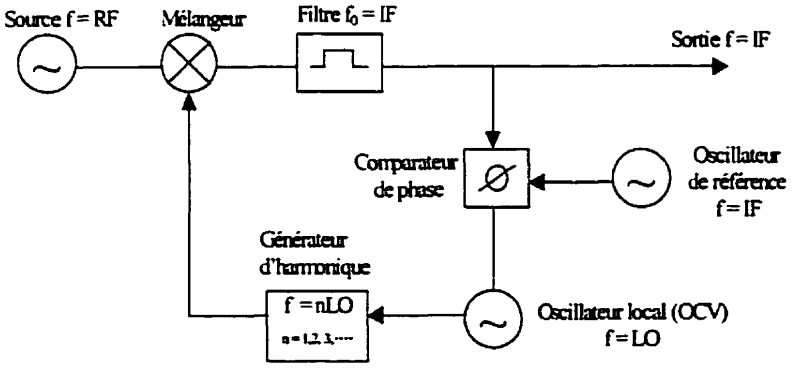


Figure 3.6 Schéma block d'un convertisseur de fréquence avec mélange harmonique.

La technique du mélange harmonique utilise le principe de la contre-réaction pour ajuster la fréquence de l'oscillateur local de type VCO, oscillateur contrôlé par une tension. Une technique appelée boucle de verrouillage de phase (PLL) utilise le VCO pour suivre la variation de la fréquence RF de façon automatique et sans l'intervention d'un contrôleur numérique. Dans un instrument de mesure hétérodyne, la conversion de fréquence conventionnelle et celle avec un mélange harmonique sont régies par les équations suivantes :

- Conversion de fréquence conventionnelle : $IF = |RF - LO|$
- Conversion de fréquence avec mélange harmonique : $IF = |nLO - RF|$ où n est un entier positif.

En plus de ces deux types de conversion de fréquence, plusieurs autres variétés sont aussi utilisées. Par exemple, une technique de mélange harmonique sans boucle de verrouillage de phase est utilisée pour compresser et convertir le spectre d'un signal d'entrée périodique non sinusoïdal. Une telle technique trouve son application dans les analyseurs de transitions micro-ondes décrit en détail dans les sections suivantes.

3.3.4 Solution envisagée

La technique hétérodyne nécessite plusieurs circuits actifs comme les oscillateurs, les générateurs harmoniques, les échantillonneurs bloqueurs et les convertisseurs numériques/analogiques. En plus du coût élevé qui en résulte, la non linéarité et la compression de ces circuits augmentent les erreurs non répétitives et les erreurs systématiques dans le système de mesure à concevoir. Cependant l'avantage majeur des systèmes hétérodynes réside dans leur fréquence d'opération, leur sensibilité et leur bande dynamique. Grâce à ces avantages, leur utilisation peut s'étaler à la caractérisation grand signal des circuits micro-ondes non linéaires.

Après l'étude approfondie des deux types de récepteurs dont on a montré un extrait, on a jugé approprié de choisir un récepteur hétérodyne. En effet, les performances, la facilité d'étalonnage et la largeur de bande de fréquences sont des critères qui favorisent le choix de cette technique par rapport aux systèmes homodynes. En plus, les récepteurs hétérodynes permettent l'extension du système à concevoir à d'autres types de mesures comme la caractérisation temporelle des dispositifs micro-ondes. Une telle caractérisation fera l'objet du chapitre prochain.

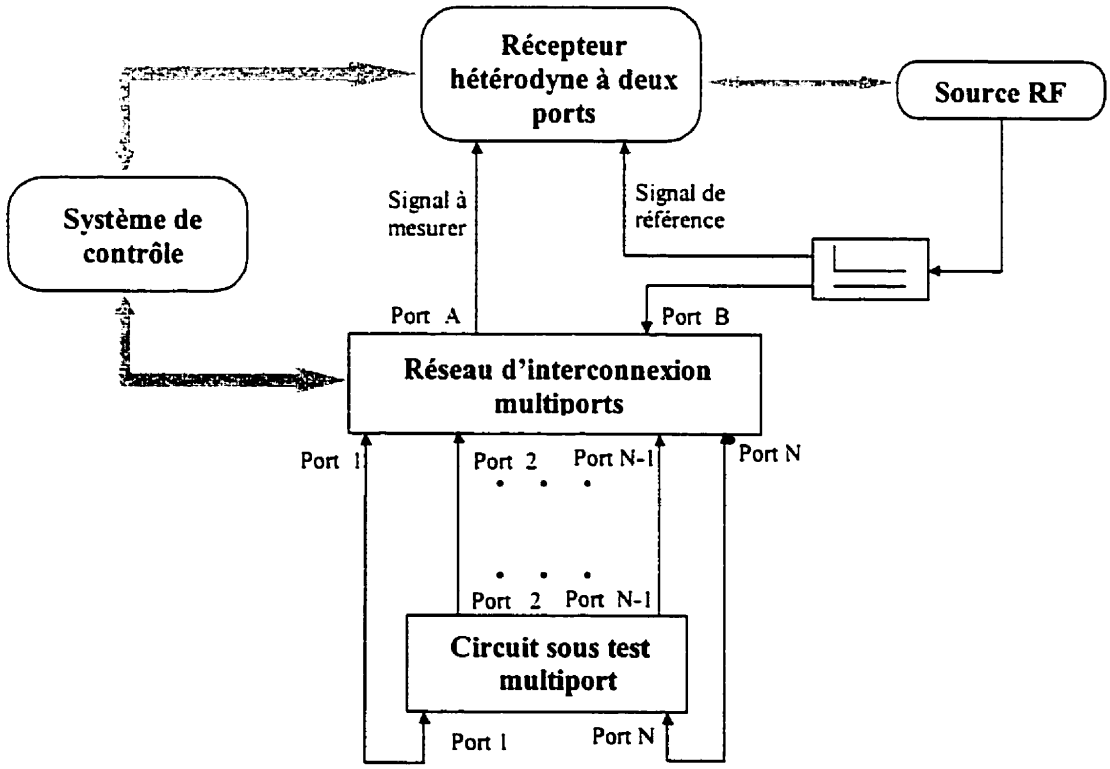


Figure 3.7 Système de mesure multiport automatisé

A la lumière de la discussion précédente sur le choix du récepteur, la figure 3.7 montre une structure possible d'un système de mesure des circuits micro-ondes multiports.

3.4 Système proposé

La figure 3.8 présente le schéma bloc de l'analyseur de réseaux à quatre ports développé. Toutefois, le fondement théorique de ce système traite le cas général de mesure des circuits à N ports. Le système montré comprend un analyseur de transitions micro-ondes (MTA HP 70820A) qui joue le rôle d'un récepteur hétérodyne. Une source RF synthétisée (MARCONI 2031), protégée par un isolateur, est utilisée pour exciter le CMST. Enfin, un module de routage permet de véhiculer les signaux entre la source RF, le récepteur micro-onde MTA et le CMST. Le signal de la source RF est acheminé vers l'un des ports du CMST par le biais d'une matrice de commutateurs *sources* dans le module de routage des signaux. Parmi les deux canaux du récepteur MTA, un premier canal CH1 reçoit un échantillon du signal source, utilisé comme référence de phase (trigger). Le second canal CH2 du MTA reçoit en tour de rôle, toutes les ondes incidentes et réfléchies issues des quatre ports du CMST. L'échantillonnage et l'acheminement de ces ondes se fait par les coupleurs et la matrice de commutateurs *récepteurs* dans le module de routage. Le système ainsi construit permet de mesurer le rapport entre chaque signal arrivant au canal CH2 du récepteur MTA et le signal de référence reçu à son canal CH1. Cette possibilité de mesure différentielle permet de minimiser les erreurs dans la lecture des amplitudes des signaux, comparée au mesures absolues.

L'extension du système réalisé pour la mesure des circuits à N ports est possible par le simple ajout des canaux dans les matrices de commutateurs et des coupleurs (un canal et deux coupleurs par port additionnel dans le CMST).

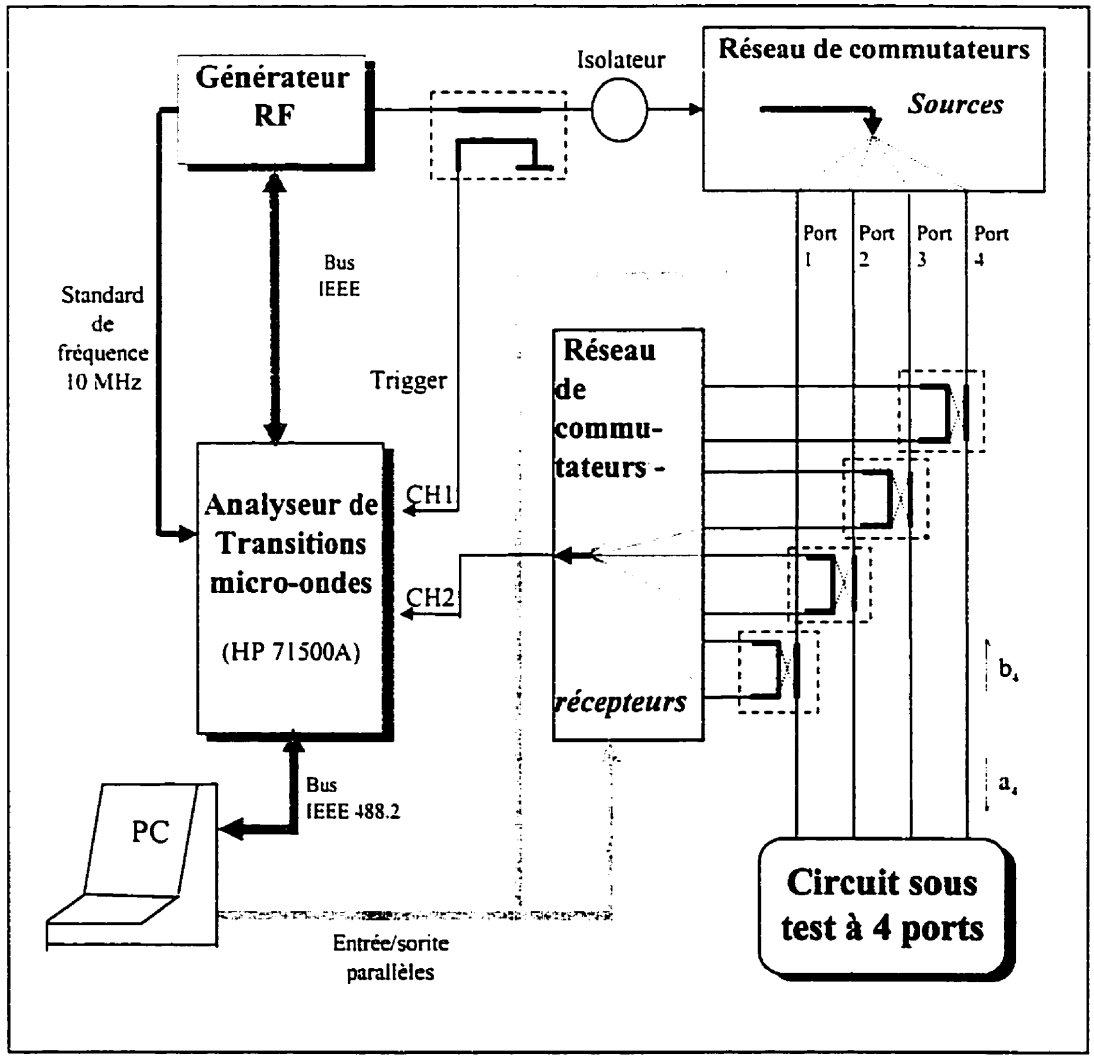


Figure 3.8 Système de mesure automatisé pour la caractérisation fréquentielle des circuits micro-ondes multiports.

Malgré que le récepteur peut couvrir une bande de fréquences de 40 GHz à partir du signal DC, la version actuelle de ce système est limitée par la largeur de bande des coupleurs et des commutateurs utilisés. Pour mieux comprendre le fonctionnement du présent système et vérifier ses performances, il est nécessaire de décrire en détail ses procédures de mesures et d'étalonnage ainsi que son contrôle automatisé. Cependant, il est primordial de présenter en premier lieu une brève description des principaux modules constituant le système.

3.4.1 Analyseur de transition micro-onde (MTA HP 70820A)

L'implantation matérielle de ce récepteur micro-onde est présentée dans la figure 3.9. Le MTA possède deux canaux identiques permettant l'échantillonnage des signaux d'entrée dans le domaine temporel. Chaque canal est muni d'un échantillonneur micro-onde *S* permettant de compresser le spectre du signal périodique d'entrée dans la bande de fréquences IF. A la sortie de *S*, un filtre passe bas est utilisé pour annuler les fréquences non désirées contenues dans le signal IF et améliorer son rapport signal-bruit, RSB. Ensuite, un amplificateur à gain ajustable permet de compenser la réponse fréqunetielle de l'échantillonneur *S* et ajuster le niveau du signal à l'entrée de l'échantillonneur/bloqueur et le convertisseur numérique/analogique, ADC. Enfin, Le signal numérisé est stocké dans une mémoire MEM pour être traité (ex. : transformation de Fourrier, de Hilbert, ...) par un DSP et affiché par un micro processeur µP. Grâce au générateur d'harmoniques Fs et au circuit d'enclenchement communs aux deux canaux, un échantillonnage synchrone de CH1 et CH2 permet une mesure précise de la phase relative entre les deux canaux. Dans le cas des signaux d'entrée périodiques, le mode d'échantillonnage standard (mélange harmonique) est utilisé. Les analyses fréquentielle et temporelle de ce mode sont détaillées dans [42]. Cette référence décrit aussi d'autres modes plus compliqués, utilisés pour l'acquisition des signaux à basses fréquences, des signaux modulés et des signaux non périodiques.

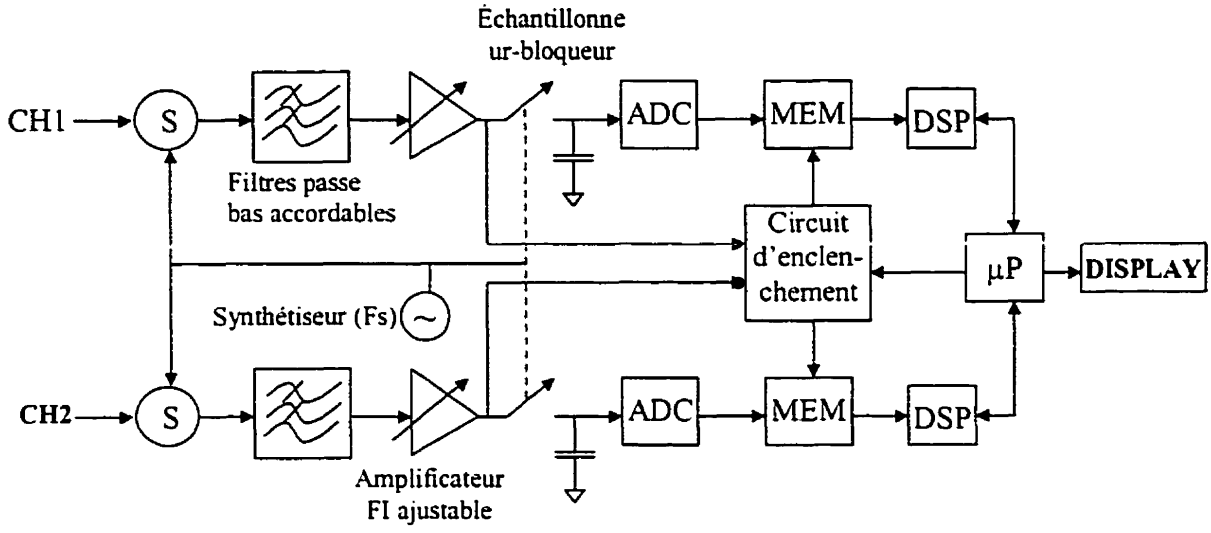


Figure 3.9 Diagramme bloc du récepteur MTA HP 70820A.

Du coté utilisateur, plusieurs modes de mesures sont pré-programmés dans le récepteur MTA. En particulier on peut citer le balayage fréquentiel, le balayage dans le domaine du temps, les mesures en RF pulsé, et l'acquisition des signaux non périodiques *single shot*. Cependant, le système de mesure qui fait l'objet de ce chapitre exploite seulement le mode de balayage fréquentiel. Le tableau 3.1 ci-dessous présente quelques spécifications utiles du récepteur MTA.

3.4.2 Source RF synthétisée (MARCONI 2031)

La source RF utilisé dans le système de mesure qu'on a développé est un générateur hyperfréquence de la compagnie MARCONI. Ce générateur couvre une bande de fréquences allant de 10KHz jusqu'à 2.7 GHz. En plus, il est entièrement contrôlable par le bus IEEE 488. Un tel avantage facilite l'automatisation du système de mesure comme il est détaillé dans une section ultérieure. D'autre part, ce générateur est doté d'un standard de fréquence interne de 10 MHz, accessible avec un connecteur BNC. En plus, le générateur MARCONI 2031 accepte un standard de fréquence externe. Cette particularité aide à bien synchroniser le générateur avec le récepteur MTA, doté de la

même option. La fréquence limite du générateur MARCONI 2031 ne présente pas un vrai handicap pour le système de mesure actuel. En effet, la fréquence limite du système de mesure développé est dictée par celle du module de routage qui est inférieure à 2.7 GHz. Quant à la puissance de sortie du générateur, sa valeur maximale de 13dBm est largement suffisante pour une caractérisation linéaire des circuits micro-ondes. Le tableau ci-dessous montre quelques spécifications du générateur MARCONI 2031 liées à son usage dans notre système de mesure.

Table 3.1: Quelques caractéristiques du récepteur MTA

Description	**Valeur**
Bande de fréquences du signal d'entrée	DC à 40 GHz
Puissance du signal d'entrée	Typique : -10 dBm, max : 0 dBm
Erreur de mesure de la puissance P_{RF} absolue (CH1 ou CH2) ou relative (CH1/CH2 et CH2/CH1)	±1.25dB à F_{RF} = dc et P_{RF} = 0 dBm ±4.0dB à F_{RF} = 40GHz et P_{RF} = -70 dBm
Erreur de mesure de la phase relative (CH1/CH2 et CH2/CH1)	$\pm(12.5^{o} + \delta\phi)$ à F_{RF} = dc et P_{RF} = 0 dBm $\pm(30^{o} + \delta\phi)$ à F_{RF} = 40GHz et P_{RF} = -70 dBm. $\delta\phi = 360^{o} * F_{RF} * 10ps$
T.O.S., adaptation à l'entrée de CH1 et de CH2	1.34 à F_{RF} = dc et 2.4 à F_{RF} = 40GHz
Bruit de fond + bruit relatif à la puissance P_{RF} d'entrée	-44dBm + -38dBc à F_{RF} = 100MHz -44dBm + -12dBc à F_{RF} = 40GHz
Sensibilité (0.5KHz < F_{RF} < 40GHz)	-40 dBm min.

Table 3.2: Caractéristiques de la source RF synthétisée.

Description	Valeur
Bande de fréquence	10 KHz à 2.7 GHz
Résolution en fréquence	0.1 Hz
Précision en fréquence	Celle du standard de fréquence
Amplitude de sortie	-144 dBm à 13 dBm
Résolution en amplitude	0.1 dB
Précision en amplitude	±1dB à $F_{RF} < 1.35$ GHz ±2dB à $F_{RF} > 1.35$ GHz
T.O.S.	pour $1.4 < F_{RF} < 2.7$ GHz

3.4.3 Module de routage

Le module de routage des signaux joue un rôle non négligeable dans le système de mesure multiport. En effet, ce module assure la liaison RF entre le générateur hyperfréquence, le récepteur hétérodyne et le circuit sous test CMST.

3.4.3.1 Description

La figure 3.10 montre un circuit de routage des signaux, à quatre ports. Le signal émanant de la source RF attaque l'entrée d'un commutateur SPDT *single pole double through*. A son tour, le commutateur excite par ses deux sorties les entrées de deux commutateurs secondaires. Le contrôle différentiel de chaque commutateur consiste à appliquer deux tensions différentes sur ses entrées de contrôle. Typiquement, une tension de –8 volt doit être appliquée à l'entrée de contrôle correspondante à la sortie RF destinée pour recevoir le signal RF. D'autre part, une tension de 0 volt est appliquée à l'entrée de contrôle correspondante à la sortie désactivée. Ainsi, quatre tensions de

contrôle sont suffisantes pour diriger le signal de la source RF vers quatre voies différentes qui correspondent aux quatre ports du système.

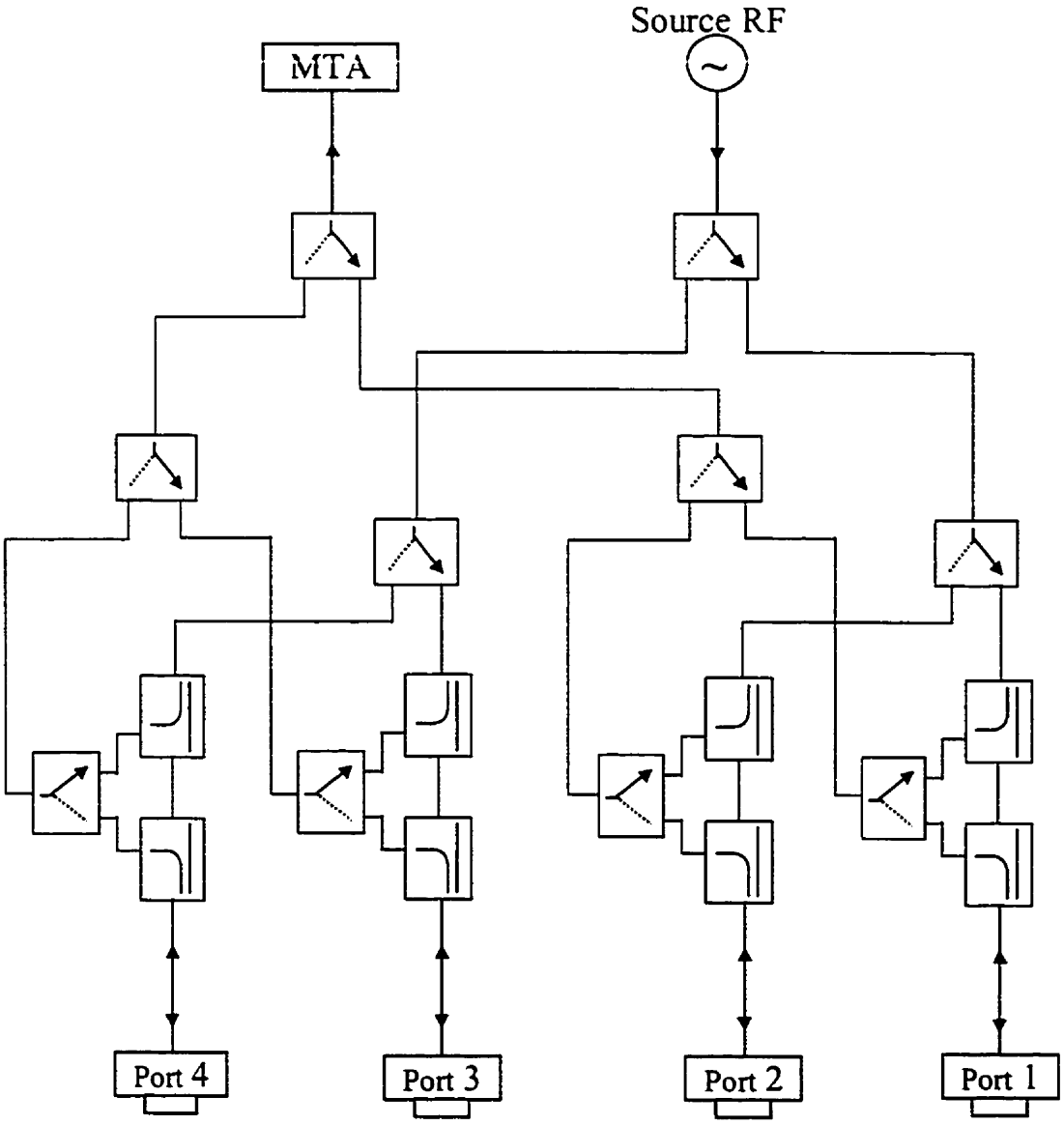


Figure 3.10 Module de routage des signaux RF

Comme le montre la figure 3.10, chaque sortie des deux commutateurs secondaires est connectée à deux coupleurs directionnels montés en tête-bêche. Chacun coupleur permet de prélever un échantillon de l'onde incidente a_i ou de l'onde réfléchie b_i, $i = 1,2,...N$, des signaux qui traversent leurs lignes principales. Les sorties des derniers coupleurs sont connectées à travers des câbles semi-rigides à des connecteurs de type SMA qui forment les quatre ports de l'analyseur de réseaux développé. En revenant aux coupleurs directionnels, on peut remarquer que deux coupleurs montés en tête-bêche forment un coupleur directionnel dual. Ce dernier joue le même rôle qu'un coupleur bidirectionnel qui possède deux ports de couplage, mais avec une isolation meilleures. En plus, dans le cas d'un coupleur directionnel dual, une mauvaise adaptation sur l'entrée de l'un de ses deux coupleurs directionnels n'affecte pas les performances du deuxième.

Pour diriger les ondes échantillonnées vers le canal CH2 du récepteur MTA à tour de rôle, les ports de couplage sont connectés à quatre commutateurs montés en cascade avec deux autres commutateurs. Ces deux derniers sont connectés à leur tour à un commutateur dont la sortie attaque le canal CH2. Tous les commutateurs utilisés dans la réception des ondes échantillonnées sont identiques à ceux qui composent le circuit de routage du signal source. Six tensions différentes sont alors suffisantes pour contrôler les sept commutateurs de réception et par la suite sélectionner à tour de rôle, les ondes à mesurer.

Les signaux de contrôle des commutateurs sont générés via une carte d'entrées/sorties parallèles commandée par ordinateur. Cette carte d'E/S est munie essentiellement d'un circuit PIO de type INTEL 8255 et d'un circuit de mise en forme TTL/-8volt. Cette interface permet d'établir et de verrouiller les tensions de contrôle des commutateurs issues de l'ordinateur avec des valeurs et un délai fixés par l'algorithme de mesure. D'autre part, cette interface contrôle des diodes LED permettant d'afficher le statut de

l'analyseur de réseaux et de montrer le trafic des signaux. La figure 3.11 montre un schéma bloc de l'interface parallèle.

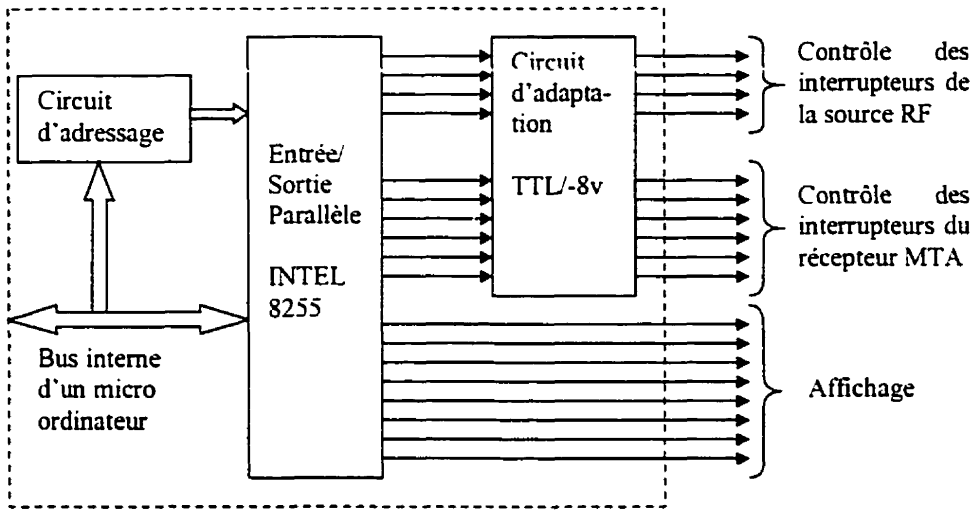


Figure 3.11 Interface d'entrée/sortie parallèle.

3.4.3.2 Caractérisation

En se référant à la description des récepteurs hétérodynes présentée dans la section 3.3.3.2, on peut noter que ces récepteurs permettent la mesure des ondes à hautes fréquences. Cependant, la fréquence d'opération des analyseurs de réseaux utilisant cette technique de mesure, est essentiellement limitée par la bande passante des coupleurs d'échantillonnage et des commutateurs de routage des signaux. Dans la version préliminaire de l'analyseur de réseaux multiport développée, les coupleurs utilisés ont une bande de fréquence allant de 0.001 à 2 GHz. Les spécifications pertinentes des coupleurs ainsi que celles des commutateurs constituants le module de routage sont présentées dans le tableau 3.3.

Table 3.3: Spécifications des coupleurs et des commutateurs du module de routage.

Description	*Valeur*
Coupleur directionnel (ZFDC-10-5 de Mini-Circuit)	
Fréquences d'opération	1-2000 MHz
Couplage	10.8 ±1.0 dB
Perte d'insertion	(1.72 à 1.95) dB
Directivité	(22.74 à 51.91) dB
T. O. S.	1.3
Puissance d'entrée maximale	0.5 Watt
Commutateur SPDT (ZFSWA-2-46 de Mini-Circuit)	
Fréquences d'opération	DC-4.6 GHz
Perte d'insertion	(0.8 à 1.5) dB
Isolation entrée/sortie	(45 à 25) dB minimum
Point de compression 1dB	(10 à 27) dBm typique
Puissance d'entrée maximale	0.5 Watt
T. O. S à l'entrée	1.12 à 1.55
T. O. S à la sortie	Canal activé : 1.12 à 1.87 Canal désactivé : 1.02 à 1.67

Les commutateurs dits *absorptive* terminent le canal désactivé par une charge interne de 50Ω. L'effet absorbant du canal désactivé représente un facteur important dans le choix des commutateurs. Ce choix est imposé par les coupleurs directionnels. En effet, l'utilisation des commutateurs de type *reflective* cause une réflexion totale dans le canal désactivé qui détériore la directivité du coupleur associé.

D'après la figure 3.10, la ligne principale entre la source RF et l'un des quatre ports de l'analyseur de réseaux est constituée de deux commutateurs et deux coupleurs. Par conséquent, en négligeant l'effet de l'adaptation imparfaite des composantes, la perte d'insertion totale PI_{princ} dans cette ligne est donnée par:

$$PI_{princ} \approx 2(PI_{\text{int}} + PI_{coup})$$

où PI_{int} et PI_{coup} désignent respectivement les pertes d'insertion dans les commutateurs et dans les coupleurs. Par ailleurs, la perte d'insertion $PI_{éch}$ dans la ligne d'échantillonnage connectant l'un des quatre ports au canal CH2 du récepteur MTA constituée d'un coupleur et trois commutateurs SPDT, est donnée par :

$$PI_{éch} \approx 3PI_{\text{int}} + C_{dB}$$

où C_{dB} est le facteur de couplage du coupleur. Quant à l'isolation de ces lignes d'échantillonnage, elle est limitée par le facteur d'isolation de chaque commutateur. Par suite, elle ne peut en aucun cas dépasser 45dB. La dégradation de l'isolation dans les lignes d'échantillonnage et de la directivité des lignes principales n'ont pas été examinées de prés. Toute fois, on s'est contenté de l'estimation ci-dessus. Cependant, leurs effets sur les mesures ont fait l'objet d'une section indépendante décrivant l'étalonnage entier du système. Avant d'attaquer cette section, on présente dans le paragraphe suivant l'automatisation du système de mesure.

3.5 Automatisation de l'analyseurs de réseaux et procédure de mesure

Autre que la partie RF, un analyseur de réseaux est souvent doté d'un système de contrôle permettant de gérer ses opérations internes et d'automatiser les procédures de mesure et d'étalonnage. Dans notre situation actuelle, un micro-ordinateur muni d'une interface HPIB est utilisé conjointement avec la carte d'entrée/sortie parallèle pour contrôler l'analyseur de réseaux multiport.

3.5.1 Automatisation

Comme le montre la figure 3.8, le récepteur MTA est exclusivement contrôlé par le micro-ordinateur. Ce récepteur doté d'un interpréteur IEEE 488.2 reçoit les commandes de mesure et de configuration via l'interface HPIB. Il contrôle à son tour la source RF via le même protocole. Cela permet une bonne synchronisation entre la source RF et le récepteur. Cette synchronisation est très utile pour le bon fonctionnement du système. En effet, le récepteur MTA n'est pas doté d'une boucle de verrouillage de phase qui lui permet un balayage continu de la fréquence. Par conséquent, ce dernier doit contrôler la source RF pour pouvoir ajuster sa fréquence de réception, chaque fois qu'il change la fréquence de la source. Toute fois, il est possible aussi d'insérer un délai entre l'ajustement de la fréquence de la source et le déclenchement des mesures.

Les commutateurs du module de routage sont contrôlés par le micro-ordinateur via la carte d'E/S parallèle. Pour chaque sélection d'un port d'excitation et d'un port de lecture, une combinaison logique de dix bits est envoyée à l'interface d'E/S parallèle. Cette dernière maintien une combinaison de tensions correspondante au mot logique envoyé, sur les entrées de contrôle des commutateurs.

Dans un autre niveau de développement, une interface utilisateur a été programmée sur une plate-forme: Windows 95 de 32 bits. En utilisant le compilateur "Microsoft Visual C++" une programmation orientée objet a permit de développer un programme de contrôle modulaire. Faisant ainsi, des modules de pilotage, *drivers,* décriant la fonctionnalité de la source et celle du récepteur MTA ont été crées indépendamment. Cette technique offre la possibilité de changer la source ou le récepteur du système sans trop modifier le programme de contrôle. Le programme de contrôle développé permet aussi de contrôler un nombre indéfini de ports. Dans une application qui ne nécessite pas l'utilisation de tous les ports de l'analyseur de réseau, le programme de contrôle permet

d'activer les ports nécessaires seulement. Cette option permet d'éviter les mesures des ondes inutiles, lues sur des ports non utilisés, ce qui permet d'améliorer le temps de mesure. La structure modulaire du logiciel de contrôle permet également de programmer d'autres types de mesure. Dans ce cas il suffit d'implanter leurs algorithmes et ajouter leurs noms dans le menu des mesures.

L'interface utilisateur décrite ci dessus permet d'effectuer toutes les opérations responsables au bon fonctionnement de l'analyseur de réseaux multiport. En particulier on décrit les opérations suivantes

3.5.1.1 Configuration

Cette opération concerne la partie matérielle de l'analyseur au temps que la partie contrôle. En particulier la configuration du système comprend :

a. choix du kit d'étalonnage : il s'agit de charger, d'éditer et de sauvegarder les informations concernants les standards utilisés dans la procédure d'étalonnage.
b. assignation des ports : il s'agit d'affecter des numéros (des ports logiques) aux ports physiques dans l'analyseur. Cette affectation permet aussi de désactiver les ports non utilisés.
c. sélection des adresses HPIB : elle nous permet de modifier les adresses HPIB du récepteur et de la source RF.
d. sélection des instruments : choisir les programmes de pilotage, *drivers*, correspondants au récepteur et à la source RF utilisés dans le montage.
e. définition de la source RF : en utilisant une source RF non reconnue par le récepteur MTA, il est nécessaire de définir toutes ses commandes dans l'environnement du récepteur.

f. sélection de l'algorithme d'étalonnage : dans le cas où plusieurs types d'étalonnage sont disponibles, il est possible de sélectionner l'algorithme le plus approprié aux les mesures en question.

3.5.1.2 Initialisation

Pour manipuler l'analyseur multiport via l'interface utilisateur, il est nécessaire en premier lieu d'effectuer une initialisation à tout son environnement. En particulier, cette opération inclue les taches suivantes

a. Initialiser la carte d'E/S parallèles : mise à jour initiale de l'affichage et des états des commutateurs.
b. Initialiser le récepteur MTA : appliquer la commande RESET, sélectionner le mode "balayage en fréquence", choisir le standard de fréquence (interne ou externe), configuration de l'acquisition des signaux (canal à numériser, format des données,...).
c. Initialiser la source RF : fixer la puissance de sortie et le standard de fréquence (interne ou externe).
d. Initialiser la base de données
e. Charger les coefficients de correction : dans le cas d'un étalonnage antérieur, les coefficients de correction qui en résultent sont chargés et utilisés par défaut.

Autre que la configuration et l'initialisation de l'analyseur de réseaux, l'interface utilisateur contrôle aussi les procédures d'étalonnage du système et la mesure des CMST. Vu l'importance du fondement théorique de ces deux procédures, elles seront traitées dans des paragraphes séparés.

3.5.2 Mesure des paramètres S d'un circuit multiport

Dans le domaine des micro-ondes, les paramètres S d'un circuit multiport sont suffisants pour décrire son fonctionnement en régime linéaire. En effet, ces paramètres relient les ondes incidentes et les ondes réfléchies dans tous ports du circuit. Pour mesurer ces paramètres S avec l'analyseur multiport développé, les ports du CMST sont excités à tour de rôle. Considérant que

$$A_m = \begin{bmatrix} a_{m1} \\ a_{m2} \\ . \\ . \\ a_{mN} \end{bmatrix} \quad (3.1), \qquad B_m = \begin{bmatrix} b_{m1} \\ b_{m2} \\ . \\ .. \\ b_{mN} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

sont les vecteurs d'ondes incidentes et réfléchies des N ports du CMST, mesurées par le récepteur MTA, la matrice des paramètres S mesurés du CMST est définie par

$$B_m = S_m A_m \tag{3.3}$$

où l'indice m désigne des quantités mesurées. Pour mesurer le paramètre S_{mik} entre les ports i et k du CMST, la source est appliquée au port k et le rapport $\frac{b_{mi}}{a_{mk}}$ est numérisé par le récepteur MTA. Durant cette opération, les autres ports du CMST sont idéalement terminés par une charge de 50Ω tel que $a_{mj} = 0$ pour tout $j \neq k$. En pratique, les commutateurs imparfaits conduisent à une lecture non nulle des ondes a_{mj}. Dans le but d'évaluer les paramètres S_m corrigés, ces ondes parasites sont numérisées et leurs effets sont corrigés par logiciel.

En connectant la source RF au port k du CMST, a_{mk} est la seule variable indépendante du système. En mesurant les $(N\text{-}1)$ rapports $\frac{a_{mi}}{a_{mk}}$, tel que N est le nombre de ports dans le CMST, l'ensemble de N équations (une pour chaque port) de N^2 inconnus S_{mij} obtenu est donné par le système d'équation suivant :

$$
\begin{aligned}
\frac{b_{m1}}{a_{mk}} &= S_{m11}\frac{a_{m1}}{a_{mk}} + S_{m12}\frac{a_{m2}}{a_{mk}} + \ldots\ldots S_{m1k} + \ldots\ldots S_{m1N}\frac{a_{mN}}{a_{mk}} \\
&\vdots \\
\frac{b_{mk}}{a_{mk}} &= S_{mk1}\frac{a_{m1}}{a_{mk}} + S_{mk2}\frac{a_{m2}}{a_{mk}} + \ldots\ldots S_{mkk} + \ldots\ldots S_{mkN}\frac{a_{mN}}{a_{mk}} \\
&\vdots \\
\frac{b_{mN}}{a_{mk}} &= S_{mn1}\frac{a_{m1}}{a_{mk}} + S_{mk2}\frac{a_{m2}}{a_{mk}} + \ldots\ldots S_{mkk} + \ldots\ldots S_{mkN}\frac{a_{mN}}{a_{mk}}
\end{aligned}
\tag{3.4}
$$

Par la commutation de la source vers les N positions à tour de rôle, un système linéaire de N^2 équations et N^2 inconnus peut être formé en regroupant N ensembles d'équations similaires aux équations (3.4). La résolution de ce système permet ensuite de déterminer les paramètres S_m du CMST. Le diagramme bloc de la figure 3.12 montre un algorithme décrivant la procédure de mesure des paramètres S d'un CMST à N ports en fonction de la fréquence. Toute fois, il est à noter que le montage réalisé permet également un balayage en puissance. Dans ce cas, un étalonnage en puissance est nécessaire.

3.6 Étalonnage

Dans un analyseur de réseaux micro-onde, les erreurs de mesure se divisent en deux groupes distincts, incluant des erreurs aléatoires et des erreurs systématiques. Les erreurs aléatoires sont des variations de mesure non répétitives dues aux bruits, à la variation de la température et à d'autres changements physiques dans le système de mesure. Par contre, les erreurs systématiques sont des variations de mesure répétitives dans le système qui peut les mesurer et en tenir compte.

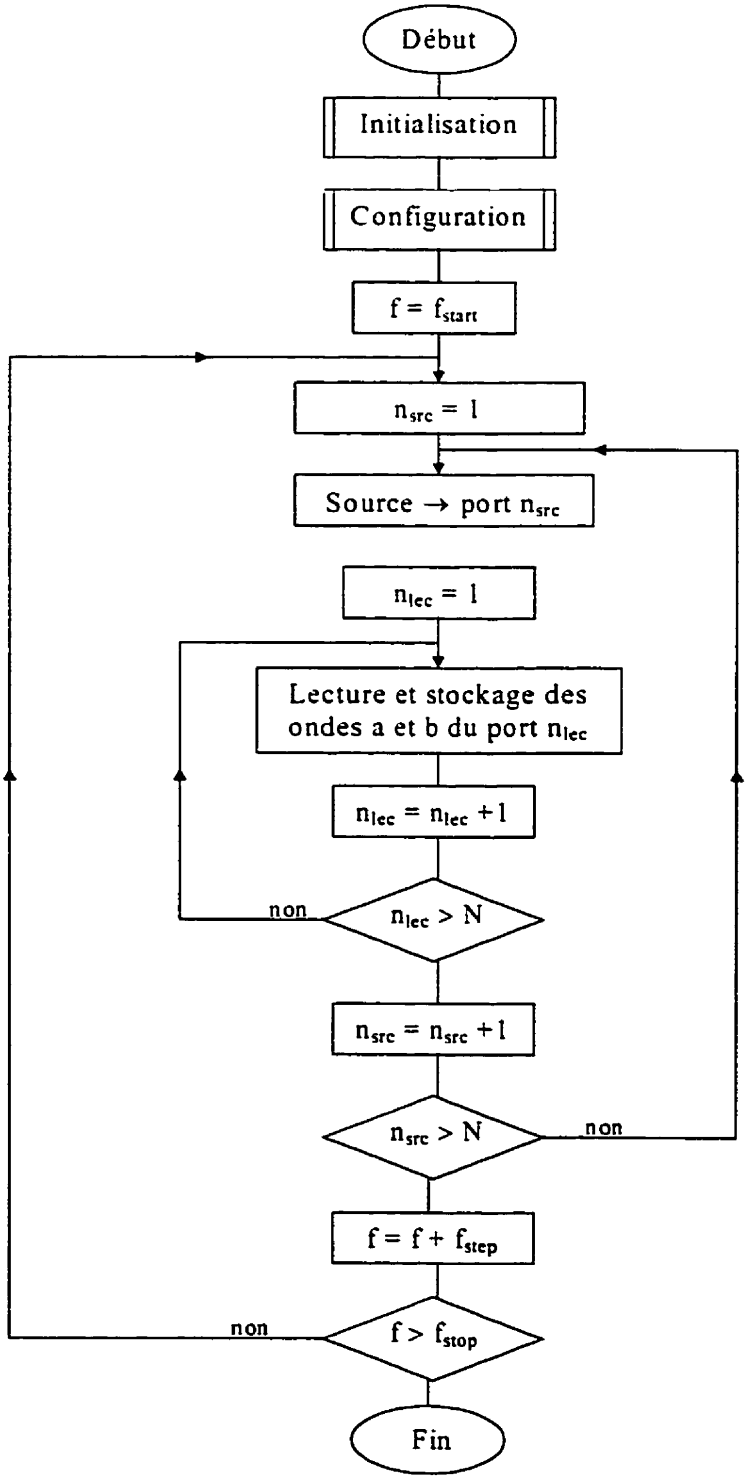


Figure 3.12 Algorithme de mesure des paramètres S d'un CMST à *N* ports.

Dans la plupart des systèmes de mesure micro-ondes, les erreurs systématiques sont les sources d'incertitudes les plus significatives. A leur tour, ces erreurs systématiques se composent de deux classes de distorsions linéaires et non linéaires. Puisque la majorité des composantes du système proposé sont des circuits passifs et linéaires, comme les coupleurs, les câbles, les connecteurs, et les atténuateurs, seuls le récepteur MTA et les commutateurs sont responsables des erreurs de distorsion non linéaire. En effet, les amplificateurs et les diodes formant les deux échantillonneurs micro-ondes du MTA sont des circuits non linéaires typiques. Néanmoins, il est toujours possible de réduire considérablement ces erreurs en contrôlant la puissance du signal à l'entrée du MTA de façon à faire fonctionner ces circuits en bas de leurs points de compression.

Les erreurs de distorsion linéaire sont dues aux circuits passifs du système global. Elles constituent, désormais la source d'incertitude la plus importante et mérite d'être décrites avec plus de détails.

a. directivité globale: c'est la somme vectorielle de tous les signaux dus à l'imperfection des circuits de séparation des ondes incidentes et ondes réfléchies des ports du CMST. Elle inclut les effets de la réflexion des câbles et des adaptateurs placés entre les ports de mesures et les circuits de séparation. Dans le cas du présent système de mesure, cette source d'erreur indépendante du CMST, concerne en premier lieu le module de routage. L'impact de la directivité globale se manifeste dans la mesure des coefficients de réflexion. En particulier, cet impact est plus grave dans la mesure des faibles coefficients. Si ces derniers sont comparables à la directivité globale du système, l'erreur peut atteindre une valeur de 100%.

b. adaptation imparfaite de la source: une seconde erreur systématique dans la mesure des coefficients de réflexion est due à la mauvaise adaptation de la source RF du système de mesure. Elle est définie comme la somme vectorielle des signaux qui

apparaissent à l'entrée du récepteur à cause de la difficulté à maintenir une puissance incidente constante au port excité du CMST. Cette source d'erreur, dont l'effet dépend du CMST inclut aussi les effets des câbles et des adaptateurs introduits dans le chemin de l'onde incidente. Le niveau d'incertitude due à l'adaptation de la source est plus significative dans la mesure des circuits micro-ondes à hauts coefficients de réflexion.

c. réponse fréquentielle du système de mesure: la détérioration de la réponse fréquentielle globale du système de mesure augmente l'erreur de mesures. L'effet de cette source d'erreur dans les mesures des coefficients de réflexion et de transmission dépend également de ces coefficients.

d. adaptation imparfaite des terminaisons: suivant la théorie des paramètres S des circuits multiports micro-ondes, la mesure du coefficient de réflexion d'un port nécessite l'excitation de ce dernier et la terminaison par des charges adaptées le reste de ports non mesurés. En pratique les impédances des ports du système (souvent égales à 50Ω) ne présentent pas toujours des charges adaptées aux ports du CMST. Cette mauvaise adaptation induit alors des ondes réfléchies qui s'ajoutent à la réflexion du port à mesurer. L'effet de cette source d'erreur dépend directement des coefficients de transmission du CMST. Son impact est souvent ignoré quand la perte d'insertion minimale entre deux ports du CMST dépasse la valeur de 6dB. En effet, cette perte produit une isolation de 12dBm entre ces deux ports.

e. isolation: le couplage d'énergie entre le canal de référence et le canal de test dans un analyseur de réseaux introduit des erreurs dans les mesures des coefficients de transmission d'un CMST. L'erreur due à l'isolation ne dépend pas de ce dernier. Cependant, la mesure d'un CMST ayant une perte d'insertion importante est beaucoup affectée par cette source d'erreur. D'autre part, le rapprochement non

désiré des ports du système de mesure renforce le phénomène de couplage. Une telle situation se manifeste dans les mesures sous pointes, *on wafer measurements*.

Pour corriger et minimiser les effets de ces différentes sources d'erreurs systématiques, une procédure d'étalonnage du système de mesure développé doit nécessairement précéder les mesures. La base théorique de cette procédure d'étalonnage commence par l'adoption d'un modèle d'erreur.

3.6.1 Modèle d'erreur

La généralisation du problème d'étalonnage pour des systèmes de mesure à N ports, conduit souvent à un calcul très complexe. Pour pouvoir caractériser le système de mesure en question, un modèle de $4N$ coefficients d'erreur est utilisé. Ce modèle est basé sur les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Les ondes aux ports du CMST sont en relations linéaires avec les ondes mesurées.
- Il n'y a pas de fuite (*Leakage*) [43] entre les ports.

D'une part, Les sources d'erreurs majeures dans le système de mesure sont des circuits passifs (coupleurs, câblage, terminaisons ...). D'autre part, la plage dynamique des récepteurs hétérodynes dépasse souvent 60dB. Pour cette raison, la première condition est satisfaite dans la plus part des cas. Par contre la deuxième condition n'est pas toujours vraie. Pour corriger les erreurs systématiques du système de mesure proposé, on adopte le modèle d'erreur [44], [45] présenté par la figure 3.13.

Chaque boite d'erreur E_i, $i = 1,2,\ldots N$, est placée entre le port i du CMST et le port i d'un récepteur idéal. La boite d'erreur E_i est caractérisée par des coefficients d'erreur tels que

$$E_i = \begin{bmatrix} e_i^{00} & e_i^{01} \\ e_i^{10} & e_i^{11} \end{bmatrix} \tag{3.5}$$

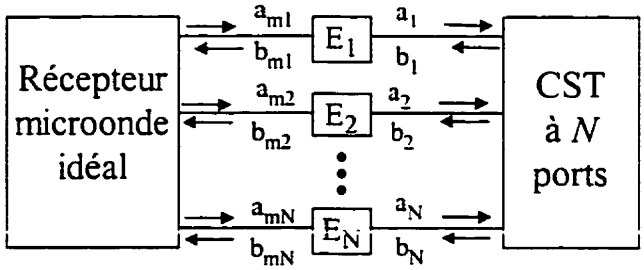


Figure 3.13 Modèle d'erreur d'un système de mesure multi-ports

Les quantités a_{mi} et b_{mi} sont les ondes incidentes et réfléchies mesurées sur les ports du récepteur idéal et reliées par l'équation (3.3). D'autre part les ondes a_i et b_i, au niveau des N ports du CMST, sont reliées par les paramètres S réels de ce dernier, soit :

$$B = S\,A \tag{3.6}$$

avec $A = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ . \\ \\ a_N \end{bmatrix}$ (3.7), $B = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ . \\ .. \\ b_N \end{bmatrix}$ (3.8)

Pour chaque boîte d'erreur E_i correspondant au port i, les quatre ondes montrées dans la figure 3.13 sont reliées par :

$$b_{mi} = e_i^{00} a_{mi} + e_i^{01} b_i \tag{3.9a}$$

$$a_i = e_i^{10} a_{mi} + e_i^{11} b_i \tag{3.9b}$$

Les équations (3.9) sont décrites par le graphe de fluence montré dans la figure 3.14.

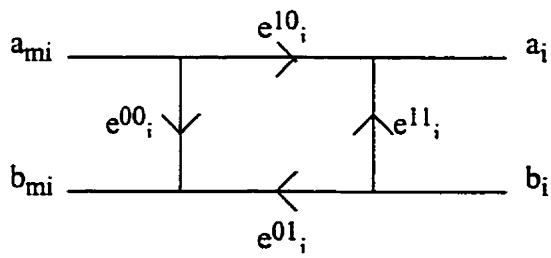


Figure 3.14 Diagramme de fluence d'une boite d'erreur E_i

Une manipulation algébrique adéquate des équations (3.4), (3.6), et (3.9) permet d'aboutir à la relation suivante:

$$K\Gamma_{00} + SK\Gamma_{11}S_m - SK\Delta - KS_m = 0 \tag{3.10}$$

où

$$K = e_1^{01}\Gamma_{01}^{-1} \tag{3.11}$$

$$\Delta = \Gamma_{00}\Gamma_{11} - \Gamma_{01}\Gamma_{10} \tag{3.12}$$

avec

$$\Gamma_{00} = diag\left(e_1^{00},\ldots e_i^{00},\ldots e_N^{00}\right) \tag{3.13a}$$

$$\Gamma_{01} = diag\left(e_1^{01},\ldots e_i^{01},\ldots e_N^{01}\right) \tag{3.13b}$$

$$\Gamma_{10} = diag\left(e_1^{10},\ldots e_i^{10},\ldots e_N^{10}\right) \tag{3.13c}$$

$$\Gamma_{11} = diag\left(e_1^{11},\ldots e_i^{11},\ldots e_N^{11}\right) \tag{3.13d}$$

Une équation d'étalonnage et de "de-embedding", en accord avec l'équation (3.10), est donnée par :

$$S = K\left(S_m - \Gamma_{00}\right)\left(\Gamma_{11}S_m - \Delta\right)^{-1}K^{-1} \tag{3.14}$$

Ainsi, le but d'une procédure d'étalonnage est d'évaluer Γ_{00}, K, Δ et Γ_{11} à partir des mesures d'un ensemble de standards appropriés.

3.6.2 Extraction des coefficients d'erreur

A première vue, on constate que le modèle d'erreur présenté contient $4N$ inconnus qui constituent les éléments de N boites d'erreur. Une technique conventionnelle pour l'étalonnage des systèmes à deux ports, utilise un modèle formé de sept coefficients d'erreur. Une généralisation de cette technique a montré que pour mesurer les paramètres S d'un circuit à N ports, seuls ($4N$ - 1) coefficients d'erreur sont suffisants pour l'étalonnage du système. En effet d'après l'équation (3.10), le premier terme de la

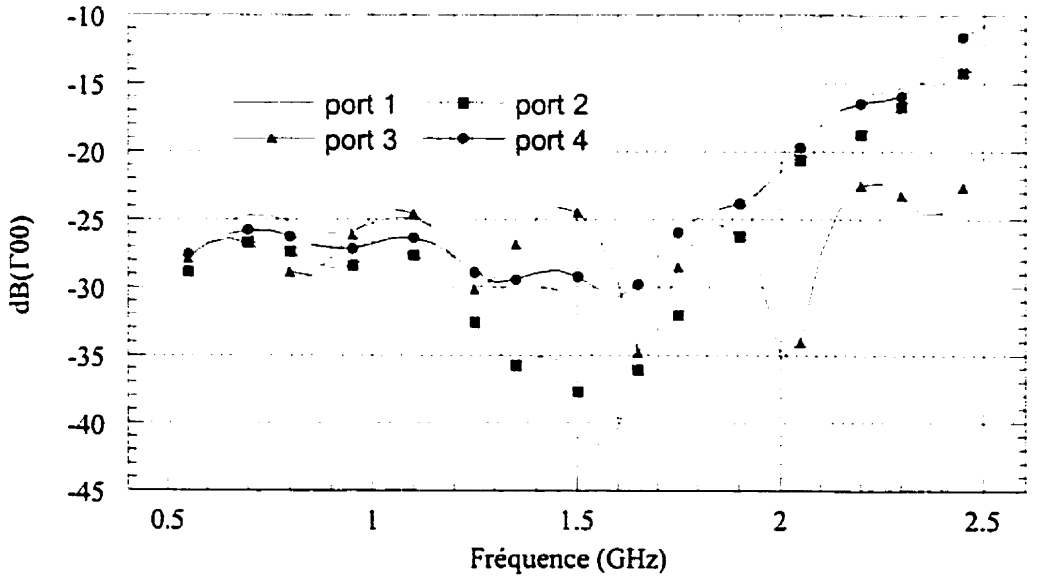
matrice diagonale K est normalisé à 1. Dans d'autres types de mesures, les $4N$ coefficients sont indispensables pour la correction des mesures.

Semblablement à l'étalonnage des analyseurs de réseaux à deux ports, des charges de référence, appelées *standards*, sont mesurés pour extraire les coefficients d'erreur du modèle proposé. Après la mesure des paramètres S_m de chaque standard, ses paramètres S réels sont utilisés pour former une équation de type (3.10). Puisqu'il s'agit d'extraire ($4N$ - 1) coefficients d'erreur, ($4N$-1) équations linéaires de même type sont nécessaires pour résoudre entièrement le problème d'étalonnage. Cette condition est essentielle dans le choix des types de standards utilisés et leur nombre. Toutefois, il est préférable de se limiter à des standards de un et de deux ports, en raison de leur disponibilité sur le marché. Une étude faite sur ce sujet [44] a démontré les trois conditions suivantes :

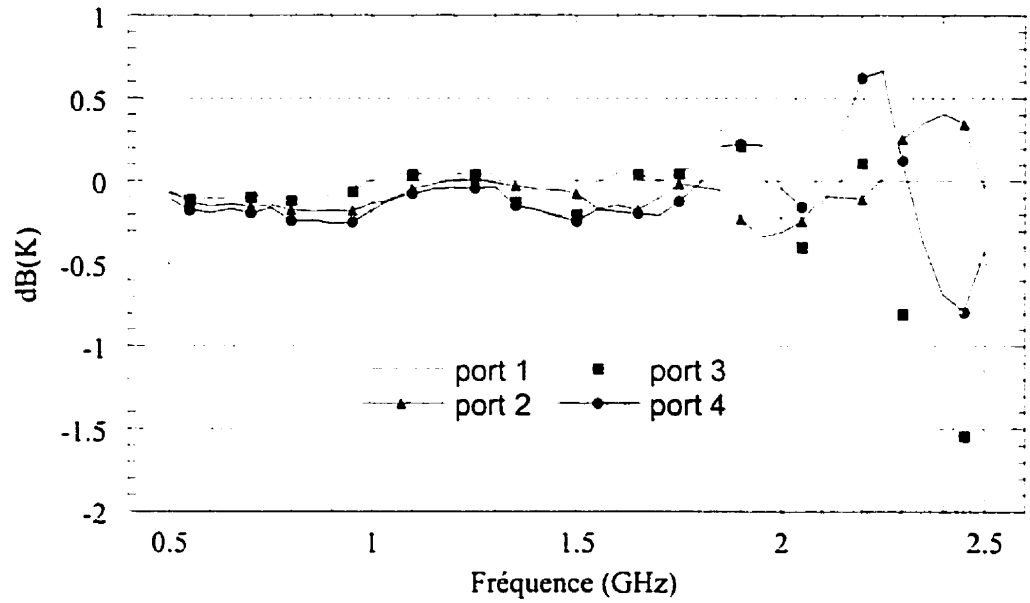
- La mesure de standards à un seul port ne permet pas de générer plus que $3N$ équations linéaires de type (3.10), quelque soit le nombre de standards et de connections utilisés.
- L'utilisation d'un seul standard à deux ports ne permet en aucun cas de résoudre le problème d'étalonnage, même si le nombre d'équations qu'on peut atteindre avec ses connections multiples, $\binom{N}{2}$, est supérieur au nombre d'inconnus, ($4N$ - 1).
- Si ($4N$ - 4) équations indépendantes sont données par un seul standard à deux ports, au moins deux standards à un port différents, proprement connectés, sont nécessaires pour générer les trois équations linéaires restantes.

Compte tenu des conditions mentionnées ci dessus, un ensemble de trois standards à un seul port et un standard à deux ports, a été choisi pour faire l'étalonnage du système proposé. Une charge de 50Ω, (MAURY MICROWAVE, 8031A4), en association avec un standard double *open/short*, (WILTRON, 225F50), constituent les standards à un seul

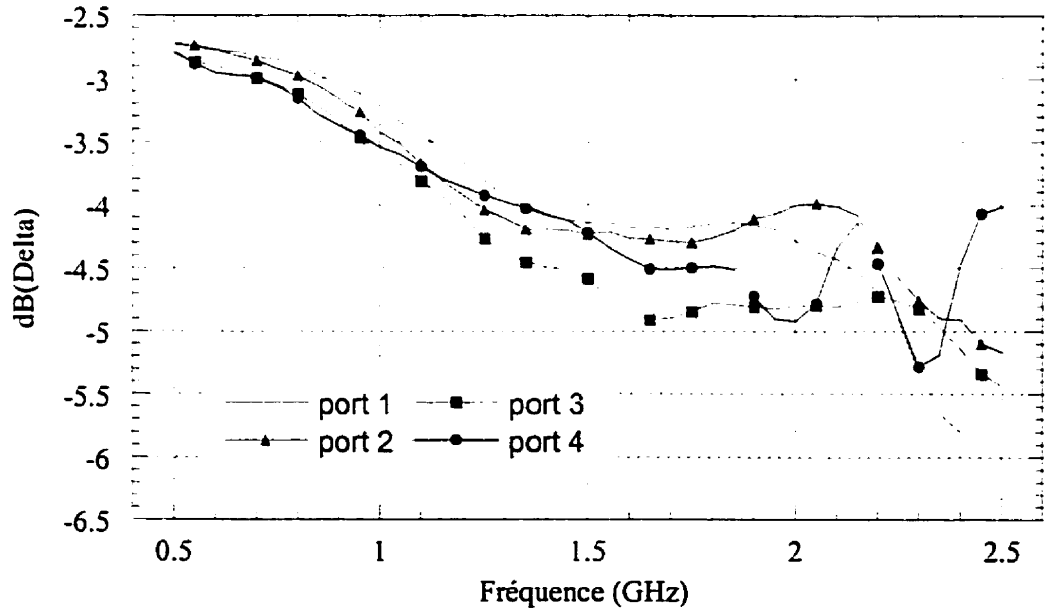
port. Ces standards sont connectés à tour de rôle aux quatre ports de l'ARM pour générer douze équations indépendantes. Les trois équations restantes, nécessaires pour l'étalonnage du système, sont obtenues part trois connections différentes d'une ligne micro-ruban d'un délai de 492 ps. Les figures 3.15 montrent les modules et les phases des coefficients Γ_{00}, K, Δ et Γ_{11} à chaque ports de l'analyseur de réseaux à quatre ports développé. Ces figures montrent une bonne cohérence entre les courbes correspondantes à un même coefficient d'erreur e^{ij} mesuré sur les quatre ports du système. Par contre on peut remarquer une divergence de ces courbes pour des fréquences supérieures à 2GHz. Cette divergence est due à la limitation en fréquence des coupleurs directionnels utilisés dans le module de routage.



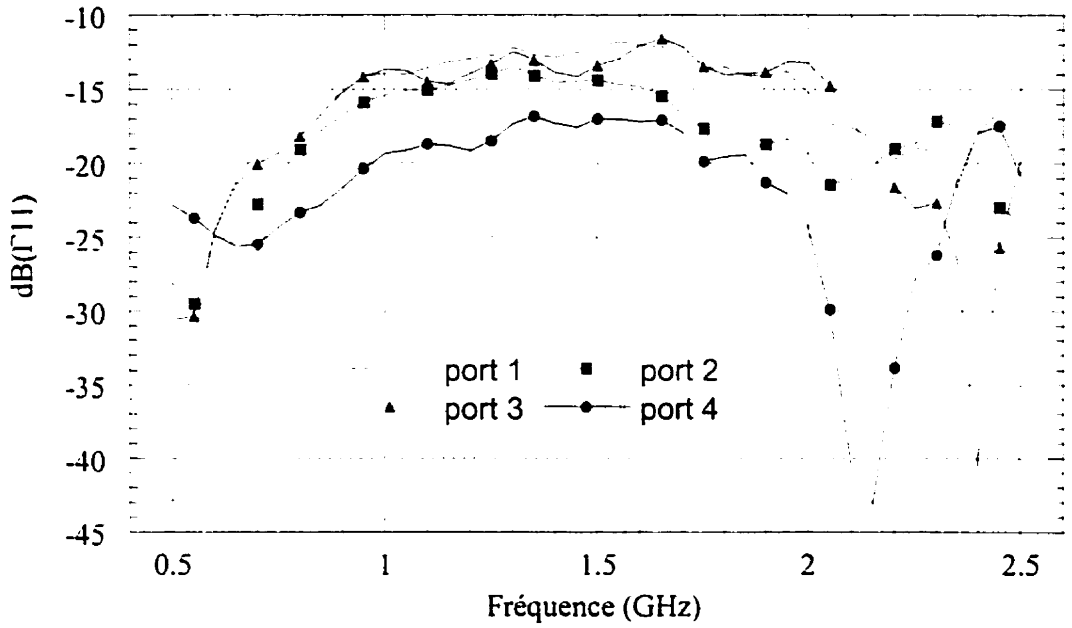
(a)


1
0.5
0
-0.5
-1
-1.5
-2
dB(K)
port 1
port 2
port 3
port 4
0.5
1
1.5
2
2.5
Fréquence (GHz)

(b)

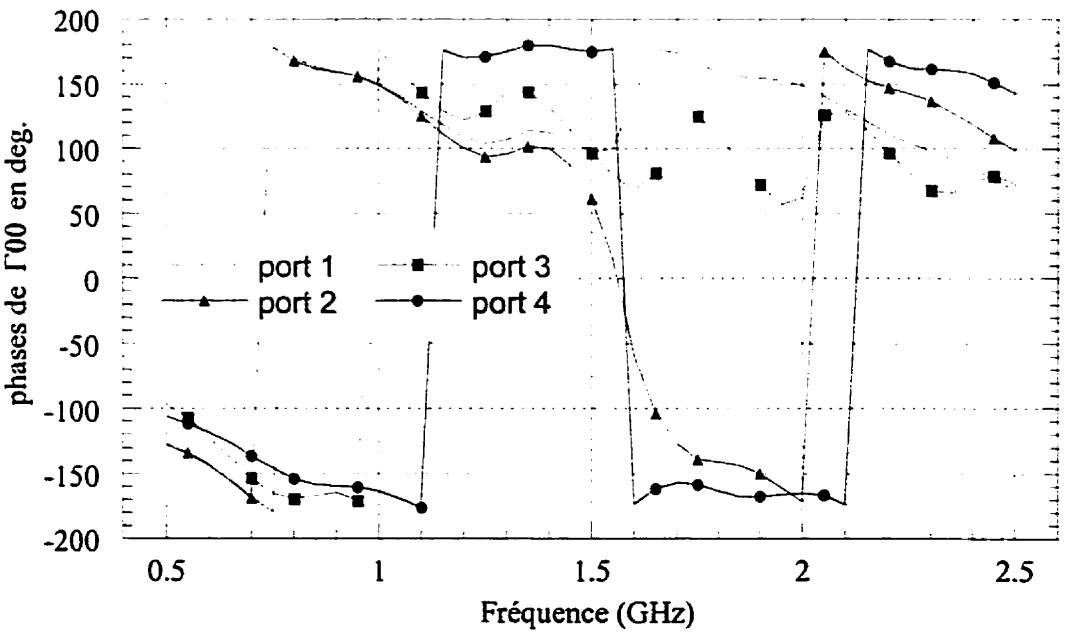

-2.5
-3
-3.5
-4
-4.5
-5
-5.5
-6
-6.5
dB(Delta)
port 1
port 2
port 3
port 4
0.5
1
1.5
2
2.5
Fréquence (GHz)

(c)

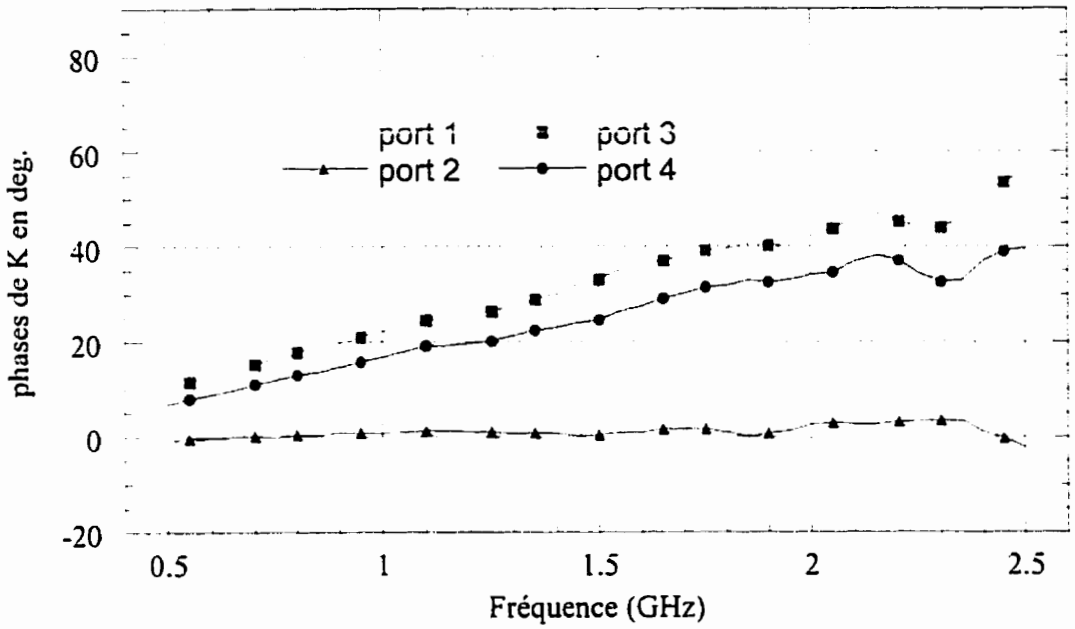


(d)

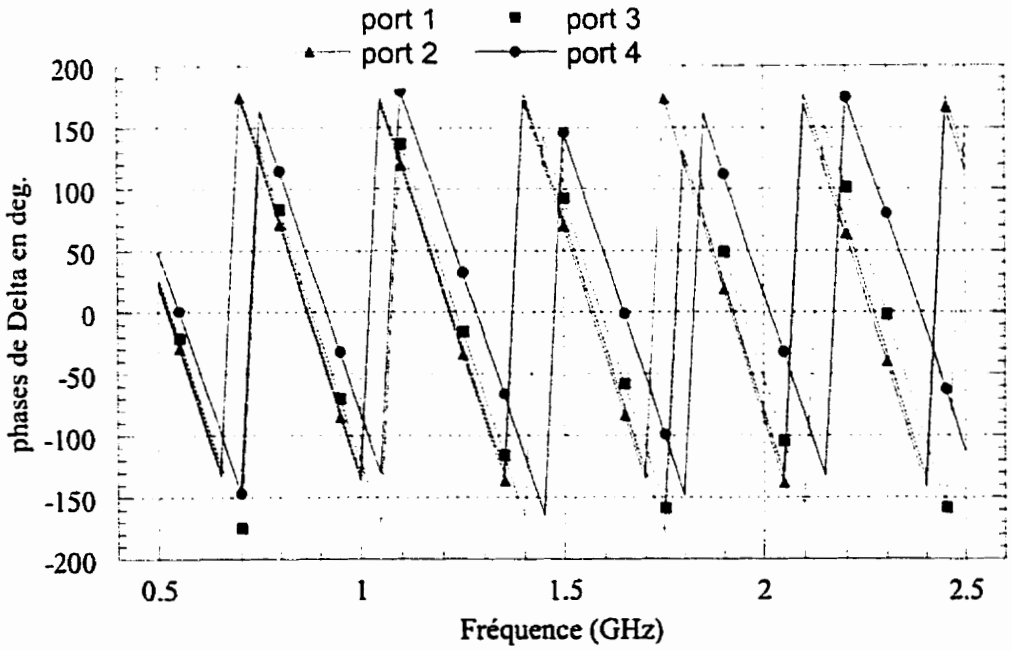
Figure 3.15 Amplitudes en dB des coefficients d'erreurs de l'analyseur de réseaux à quatre ports. (a) Coefficients Γ_{00}. (b) Coefficients K. (c) Coefficients Δ. (d) Coefficients Γ_{11}.



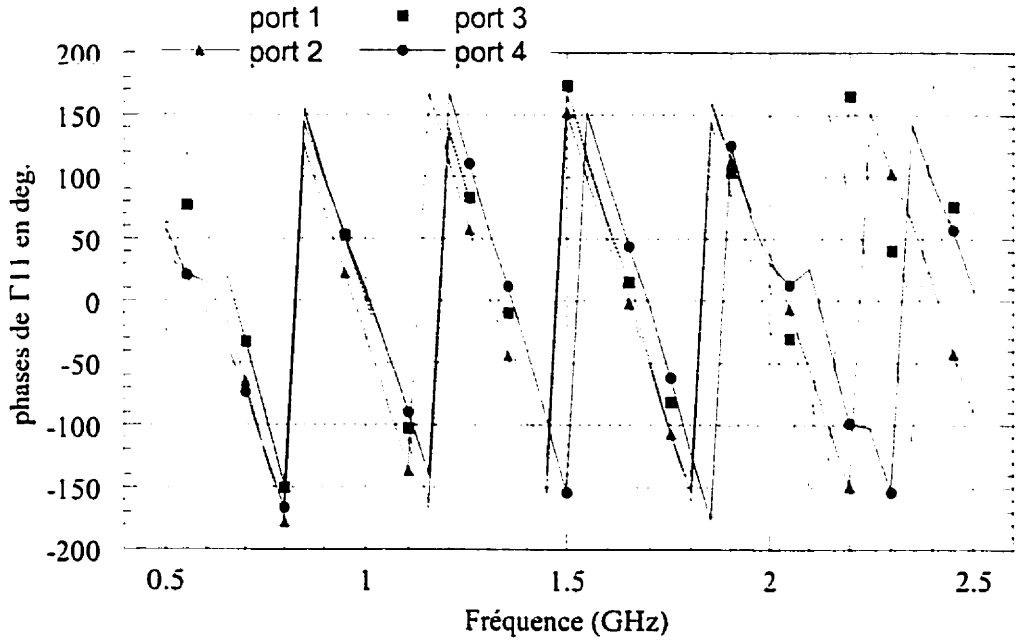
(a)


port 1
port 2
port 3
port 4
phases de K en deg.
80
60
40
20
0
-20
0.5
1
1.5
2
2.5
Fréquence (GHz)

(b)


port 1
port 2
port 3
port 4
phases de Delta en deg.
200
150
100
50
0
-50
-100
-150
-200
0.5
1
1.5
2
2.5
Fréquence (GHz)

(c)



(d)

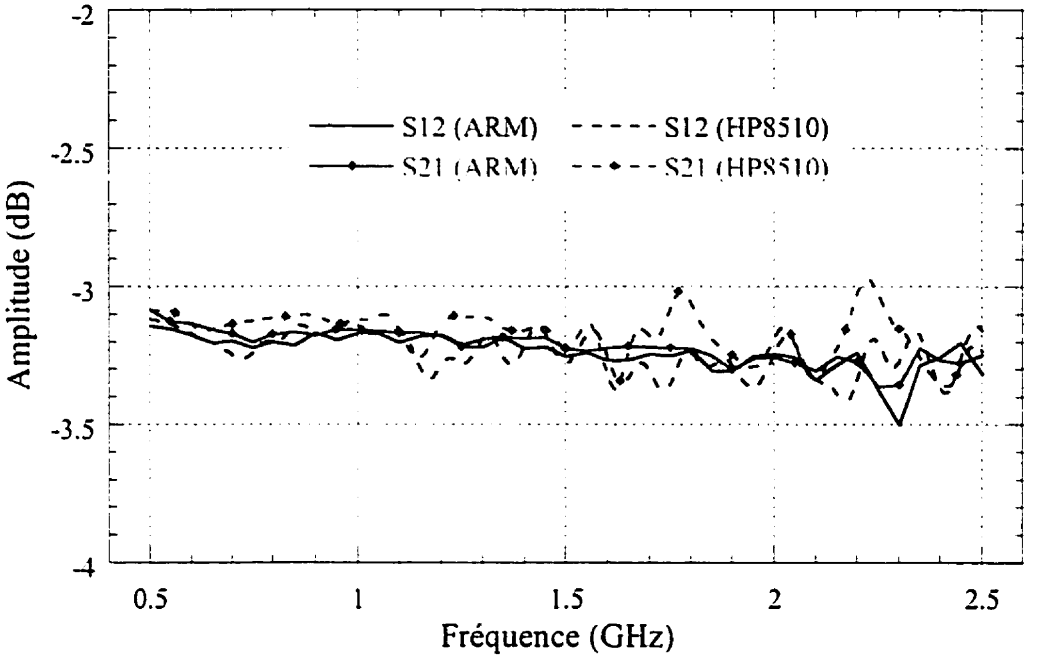
Figure 3.16 Phases en degré des coefficients d'erreurs de l'analyseur de réseaux à quatre ports. (a) Coefficients e^{00}. (b) Coefficients e^{01} normalisés par $e^{01}{}_1$. (c) Coefficients e^{10}. (d) Coefficients e^{11}.

3.7 Validation expérimentale et discussion

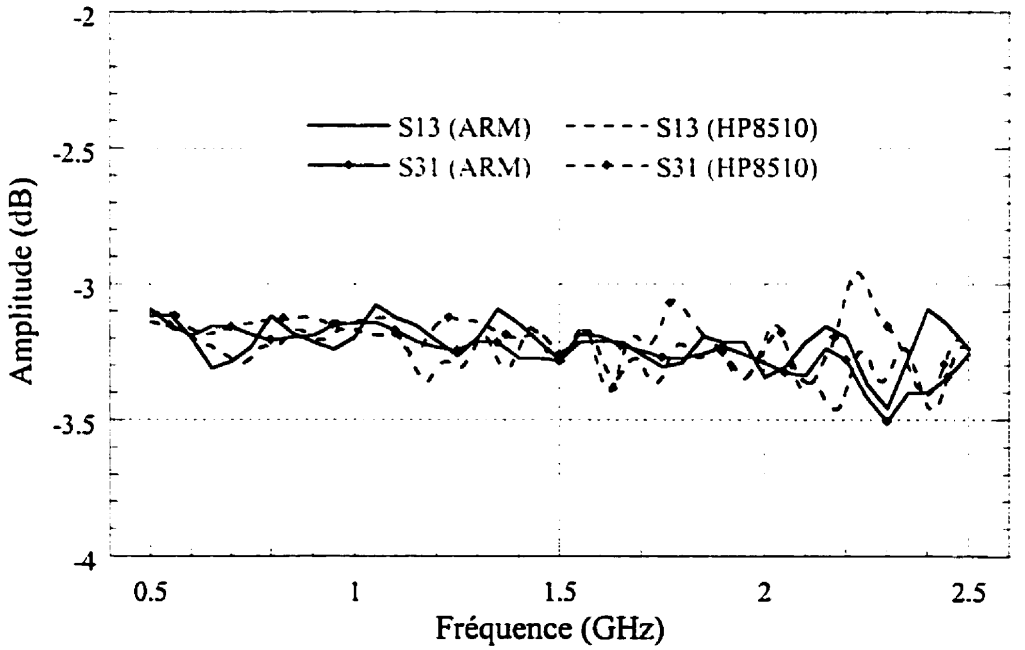
Pour valider l'efficacité du système de mesure proposé et la consistance de ses résultats, les paramètres S de deux circuits micro-ondes passifs ont été mesurés.

3.7.1 Diviseur de puissance

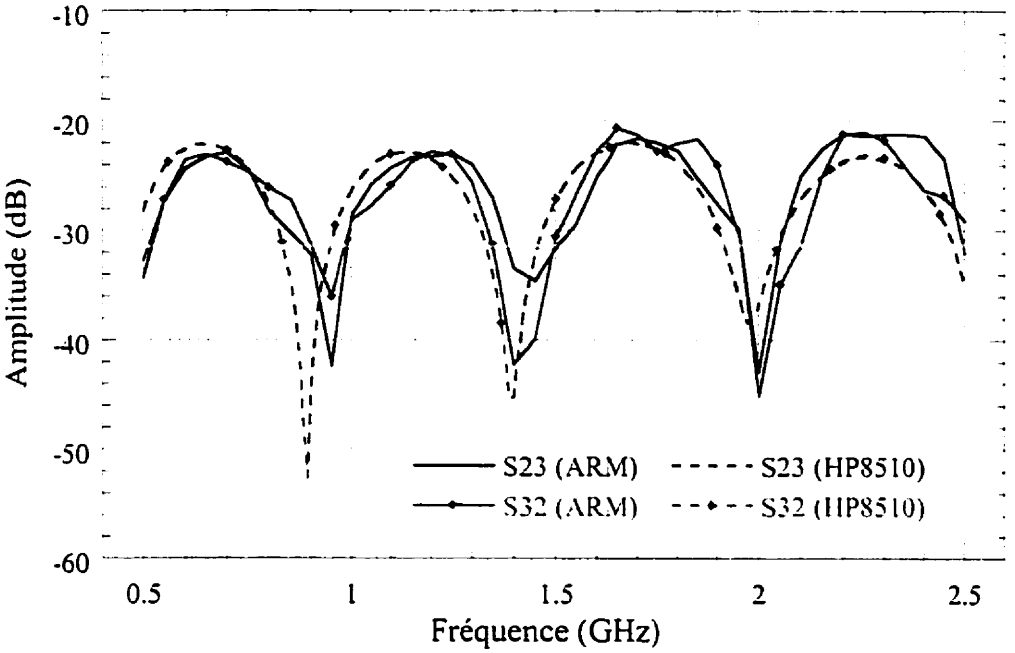
En premier lieu, un diviseur de puissance 3dB commercial (ANAREN-41620), a été utilisé comme un circuit sous test à trois ports. Les caractéristiques de ce diviseur de puissance sont les suivantes: fréquences d'opération: (0.5-3.0)GHz; isolation: 15dB min.; TOS: 1.6 (entrée et sorties); pertes d'insertion: 0.75dB max.; fluctuation d'amplitude: 0.5dB et fluctuation de phase: 8°. Les coefficients de transmission et de réflexion aux trois ports (entrée: port1, sorties: port2 et port3) du diviseur de puissance, sont mesurés par le système proposé dans la bande de fréquences (0.5-2.5)GHz. Dans la même bande de fréquences, le circuit sous test a été mesuré avec l'analyseur de réseaux conventionnel (HP8510), étalonné par la technique TRL, *thru-reflect-line*. Durant les mesures faites par le HP8510, deux ports du CMST sont connectés simultanément à l'analyseur de réseau tandis que le port restant par une charge de 50Ω. Une comparaison entre les deux ensembles de résultats est montrée dans les figures 3.17. Un bon accord entre les deux groupes de résultats a été observé. Vu qu'il n'y a pas de standards multiports reconnus, la propriété de réciprocité des circuits passifs offre un bon critère pour vérifier la précision des mesures. En plus, un bon accord entre les données de mesures et les spécifications du manufacturier du diviseur de puissance a été observé. Par ailleurs, il est à noter que les résultats de mesures présentés n'ont subit aucune opération de filtrage ou de moyennage. A l'aide du système proposé, la mesure de tous les coefficients de transmission et de réflexion du CMST, en une seule connexion, a permis d'obtenir des mesures répétables. L'utilisation d'un analyseur de réseaux à deux ports pour mesurer un circuit multiport en plusieurs étapes, diminue la chance d'avoir des mesures répétable. En effet, les ports non connectés sont terminés par des charges imparfaites [41]. La figure 3.17.e montre le coefficient S_{22} du diviseur de puissance mesuré par l'analyseur (HP8510), en connectant, en premier lieu le port 1 et le port 2, et en deuxième lieu le port 2 et le port 3. La différence entre les deux courbes présente une bonne démonstration du point discuté ci dessus.


-2
-2.5
-3
-3.5
-4
Amplitude (dB)
S12 (ARM)
S12 (HP8510)
S21 (ARM)
S21 (HP8510)
0.5
1
1.5
2
2.5
Fréquence (GHz)

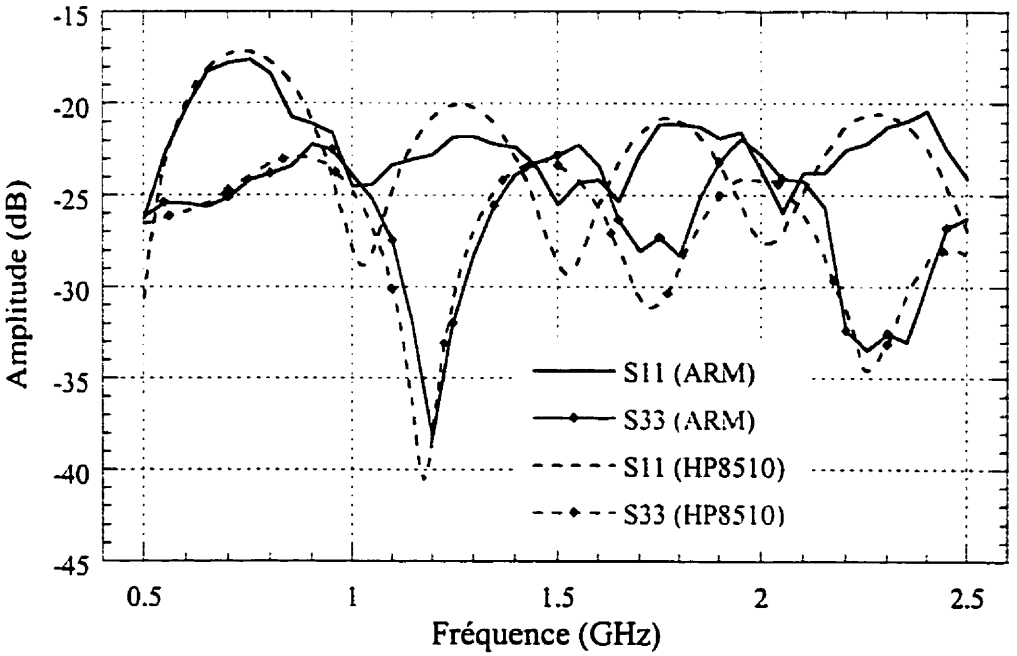
(a)


-2
-2.5
-3
-3.5
-4
Amplitude (dB)
S13 (ARM)
S13 (HP8510)
S31 (ARM)
S31 (HP8510)
0.5
1
1.5
2
2.5
Fréquence (GHz)

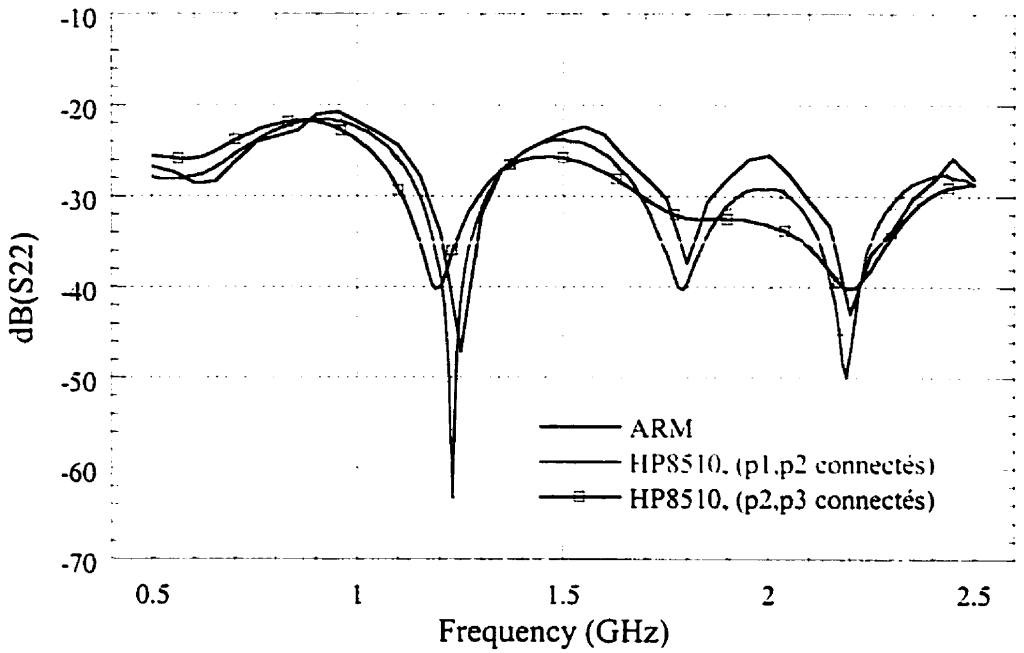
(b)


-10
-20
-30
-40
-50
-60
Amplitude (dB)
0.5
1
1.5
2
2.5
Fréquence (GHz)
S23 (ARM)
S23 (HP8510)
S32 (ARM)
S32 (HP8510)

(c)


-15
-20
-25
-30
-35
-40
-45
Amplitude (dB)
0.5
1
1.5
2
2.5
Fréquence (GHz)
S11 (ARM)
S33 (ARM)
S11 (HP8510)
S33 (HP8510)

(d)



(e)

Figure 3.17 Résultats de mesures d'un diviseur de puissance commercial.
(a) Transmission entre port1 et port2. (b) Transmission entre port1 et port3. (c) Isolation entre port1 et port2. (d) Réflexion au port1 et au port3. (e) S_{22}, mesurée par l'ARM et par le HP8510 avec deux combinaisons de connexions différentes.

3.7.2 Coupleur bidirectionnel

Une deuxième validation du système proposé consiste à mesurer les paramètres S d'un coupleur 10dB bidirectionnel (MAC TECHNOLOGY-C2045_10) par l'ARM sur la bande de fréquence (0.5-2.5)GHz. La figure 3.18 montre la connexion du coupleur sous test aux différents ports de l'ARM. Dans la même bande de fréquences, le coupleur a été mesuré par l'analyseur de réseaux conventionnel (HP8753), étalonné avec la technique SOLT, *short-open-load-thru*, en utilisant un kit d'étalonnage de type (HP85033C) avec des connecteurs 3.5 mm. La figure 3.19 montre les modules et les phases des coefficients de transmission dans la ligne principale (entrée-sortie) et celles de la ligne secondaire

(couplage-isolation) du coupleur sous test. La figure montre un très bon accord entre les mesures faites par le HP8753 et celles obtenues par le système proposé. D'autre part, la figure 3.20 montrent les résultats de mesures des coefficients de couplage du coupleur bidirectionnel. Encore une fois, un bon accord a été observé entre les deux groupes de mesures. Les figures 3.21 présentent les deux coefficients d'isolation du coupleur sous test. La différence entre les mesures du système proposé et celles du HP8753 montre la limite de la bande dynamique du système développé. En effet, la qualité des coupleurs et des commutateurs utilisés dans le module de routage ne permet pas une précision meilleure pour des rapports d'ondes inférieurs à –40dB. D'autre part, la caractérisations des standards d'étalonnage peut introduire une erreur supplémentaire. En particulier, en peut noter la caractérisation des délais dans les standards à deux ports.

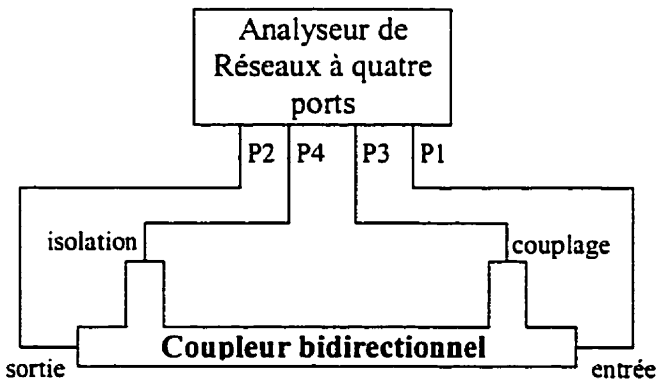
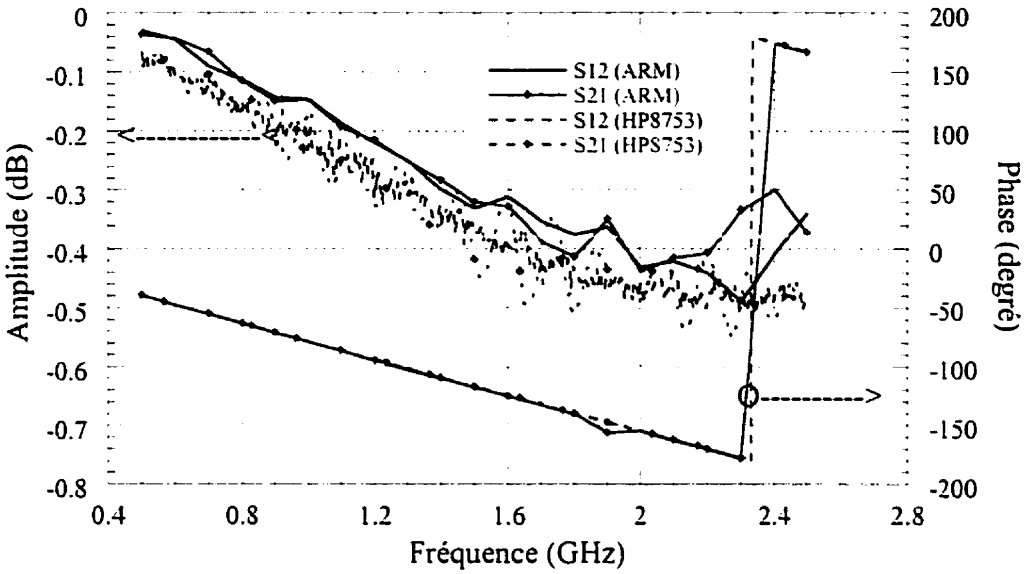
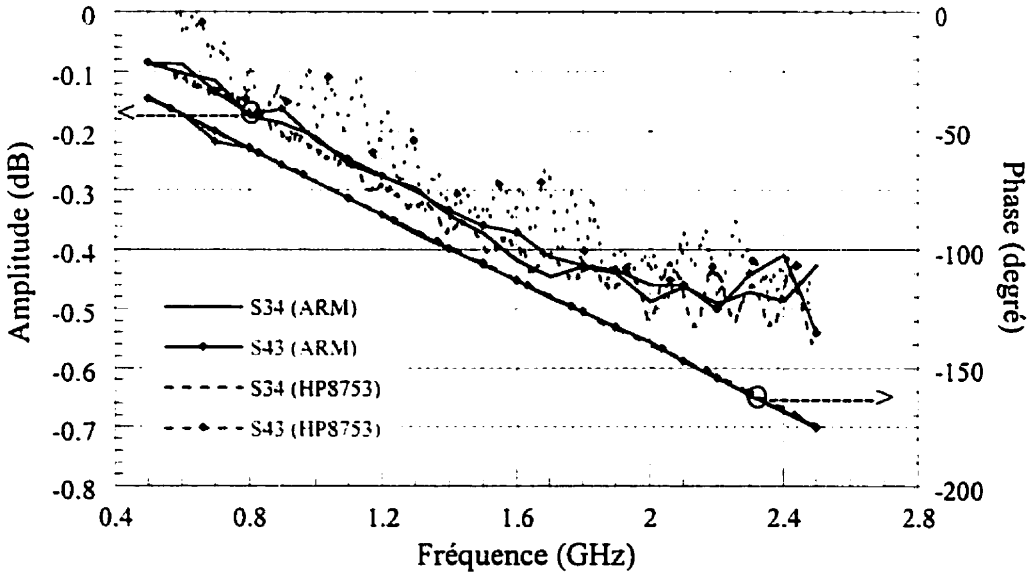


Figure 3.18 Schéma de connexion du coupleur sous test à l'ARM.

Les figures 3.22 qui présentent les coefficients de réflexion aux quatre ports du coupleur sous test, montrent aussi une légère différence entre les deux groupes de mesures. Les causes de cette différence sont similaires à celles mentionnées ci haut. Cependant, on peut remarquer dans les mesures du HP8753 une différences dans les valeurs des coefficients de réflexion mesurés dans un même port mais avec des combinaisons de connexions différentes.



(a)



(b)

Figure 3.19 Modules et phases des coefficients de transmission du coupleur sous test. (a) entrée-sortie. (b) couplage-isolation.

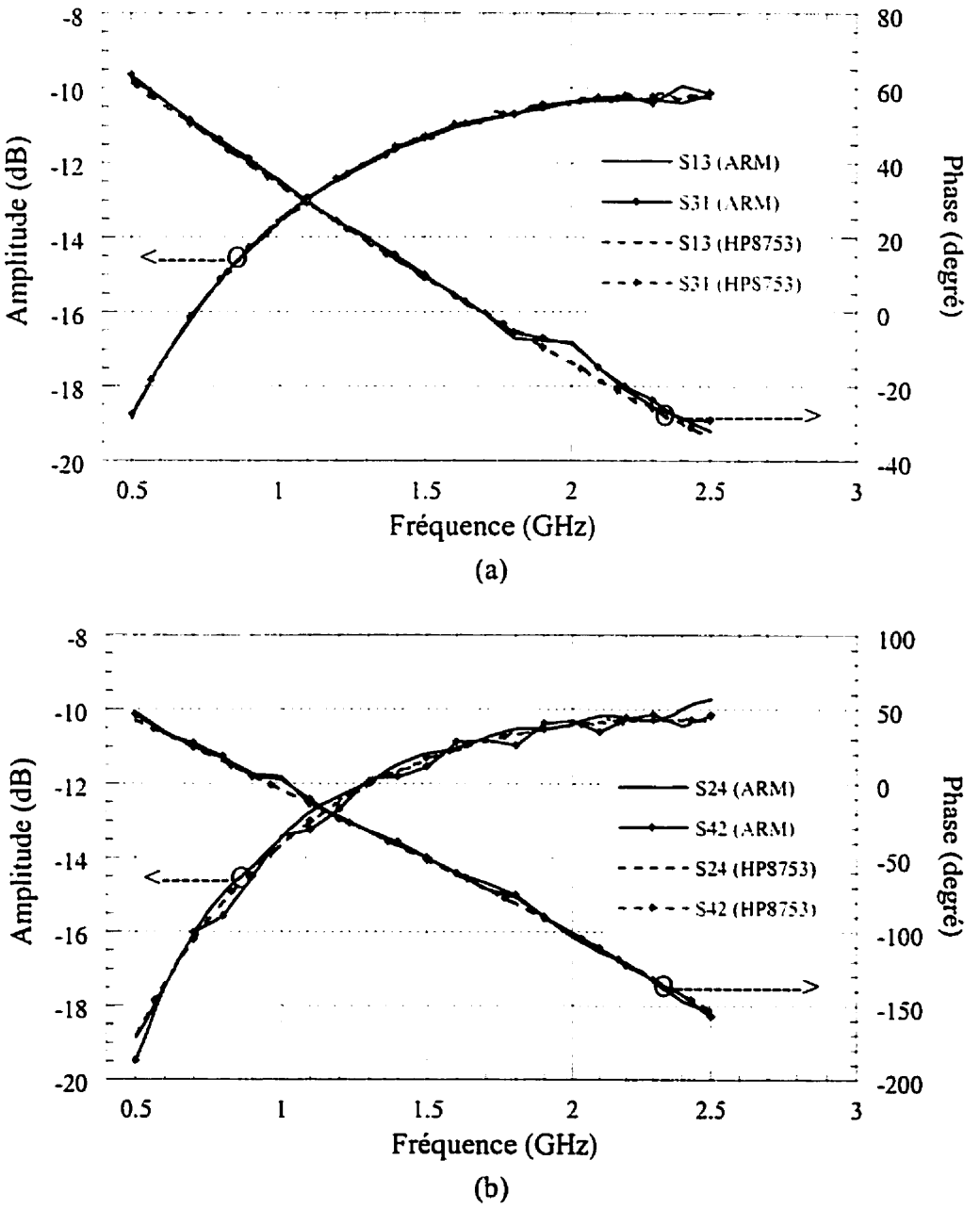
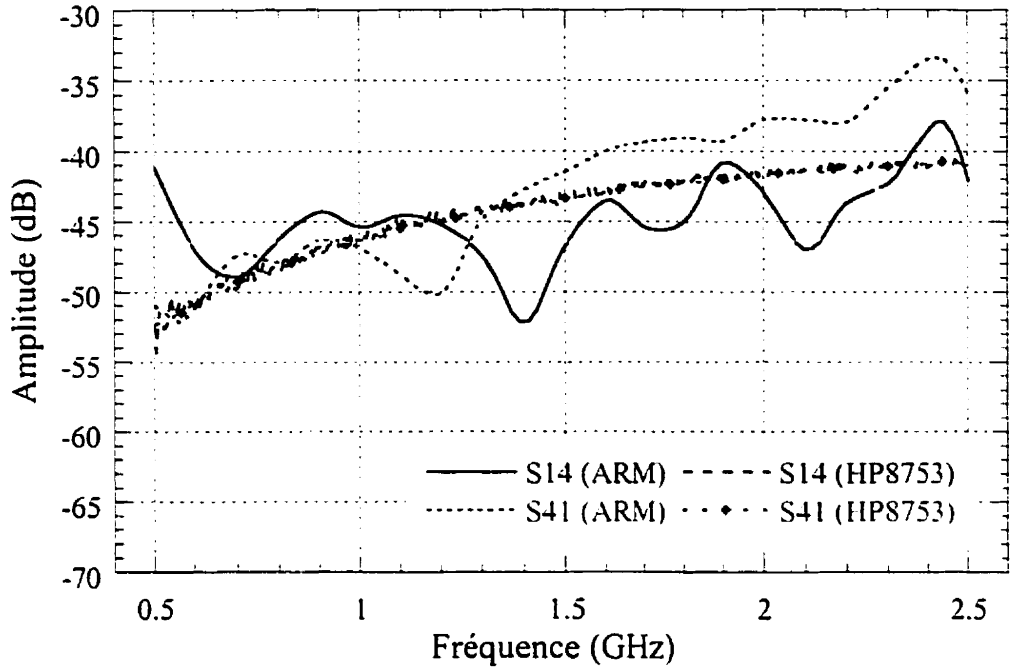
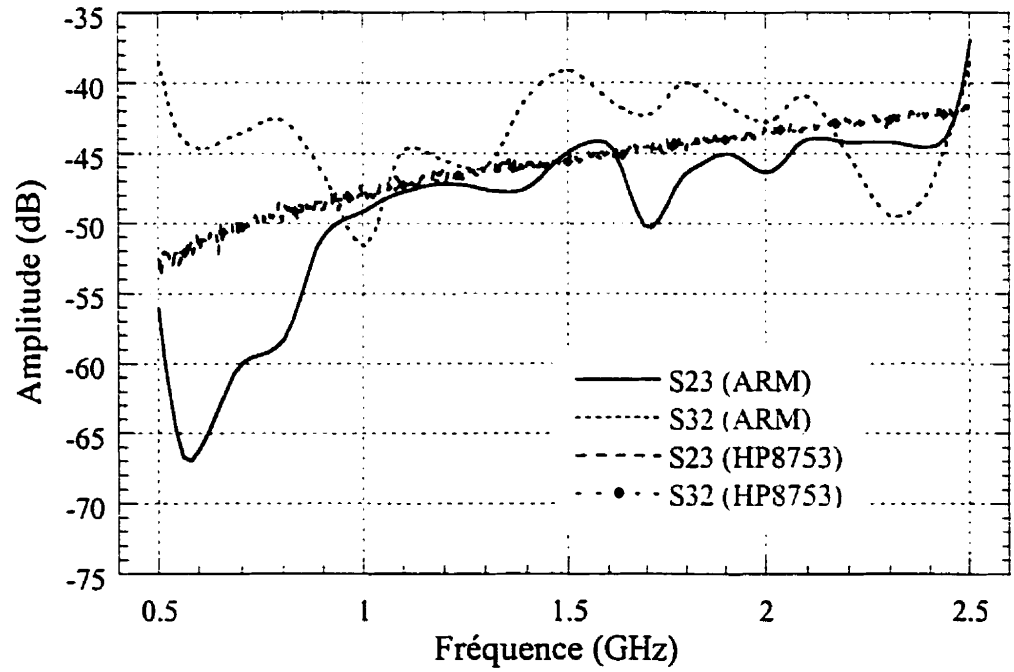


Figure 3.20 Modules et phases des deux facteurs de couplage du coupleur sous test. (a) entrée-couplage. (b) sortie-isolation.



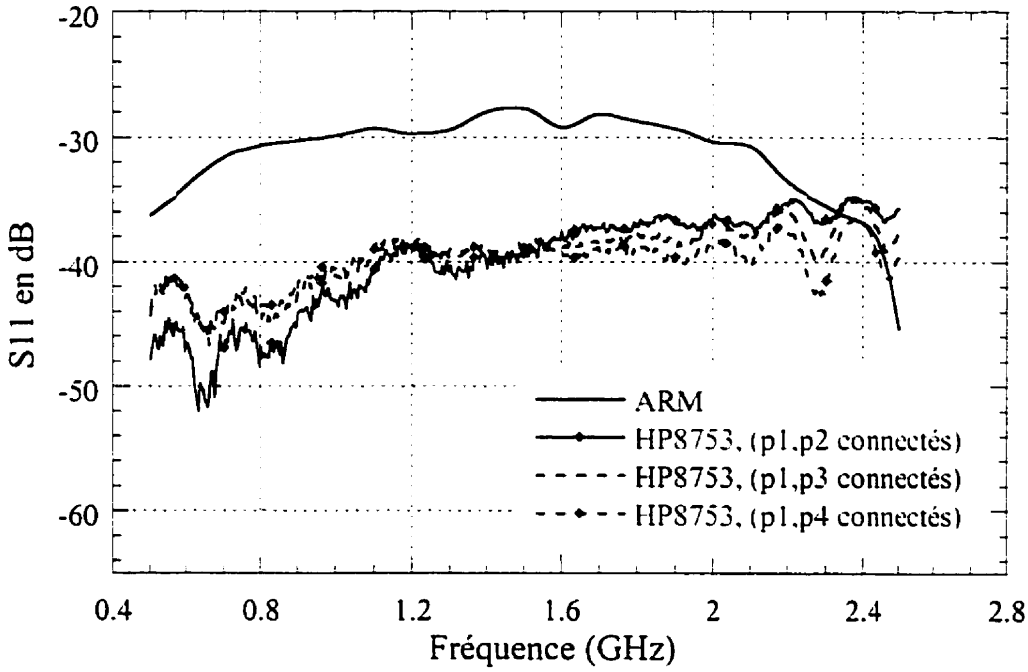
(a)



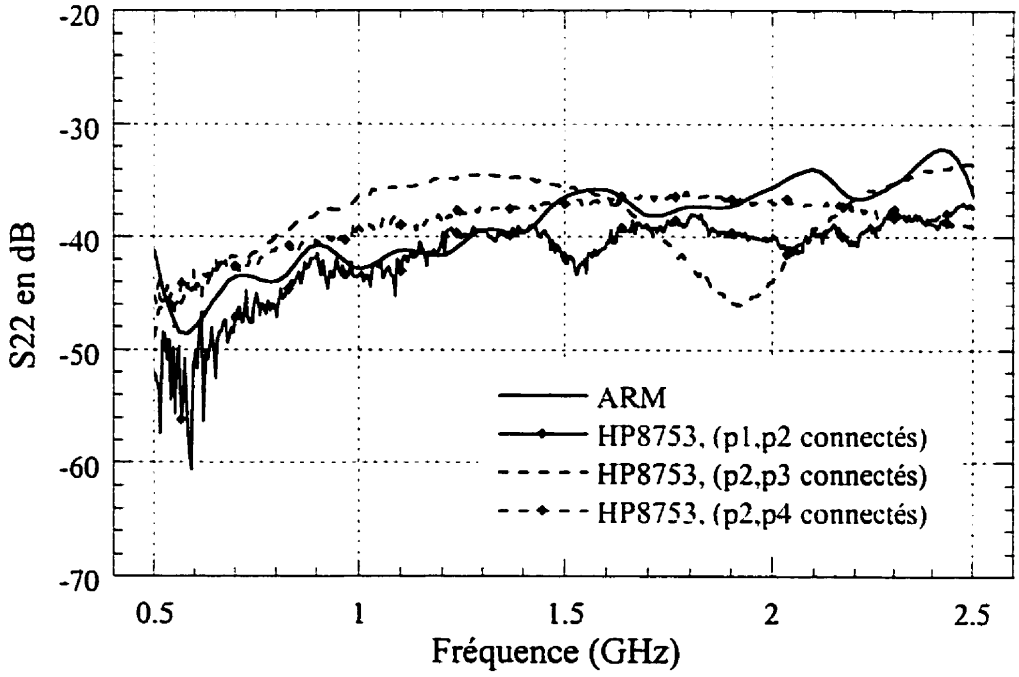
(b)

Figure 3.21 Modules et phases des deux facteurs d'isolation du coupleur sous test.

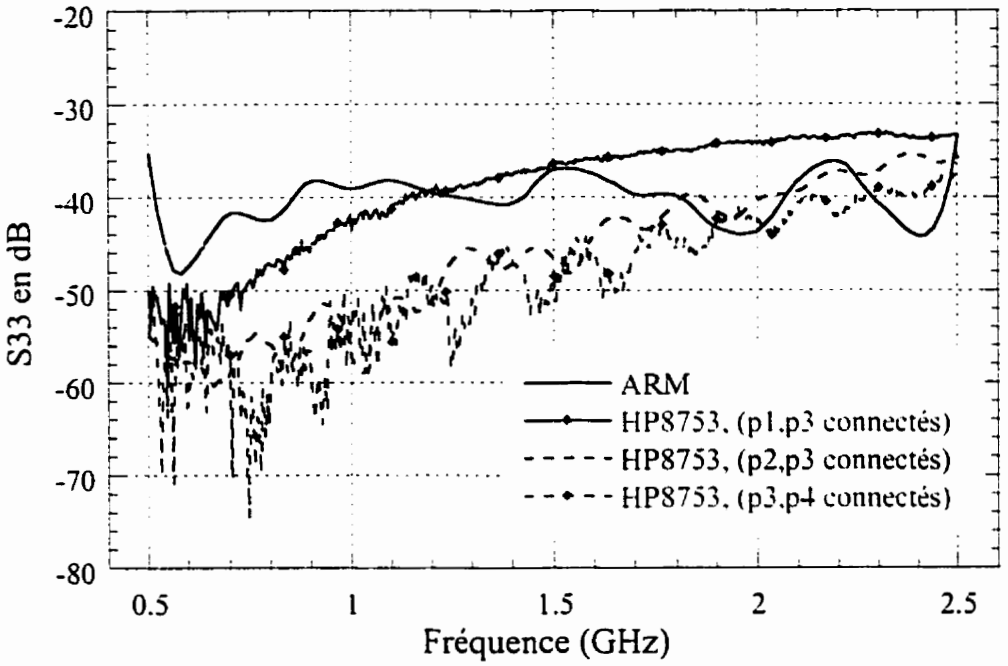
(a) entrée-isolation. (b) sortie-couplage.


-20
-30
-40
-50
-60
S11 en dB
0.4
0.8
1.2
1.6
2
2.4
2.8
Fréquence (GHz)
ARM
HP8753, (p1,p2 connectés)
HP8753, (p1,p3 connectés)
HP8753, (p1,p4 connectés)

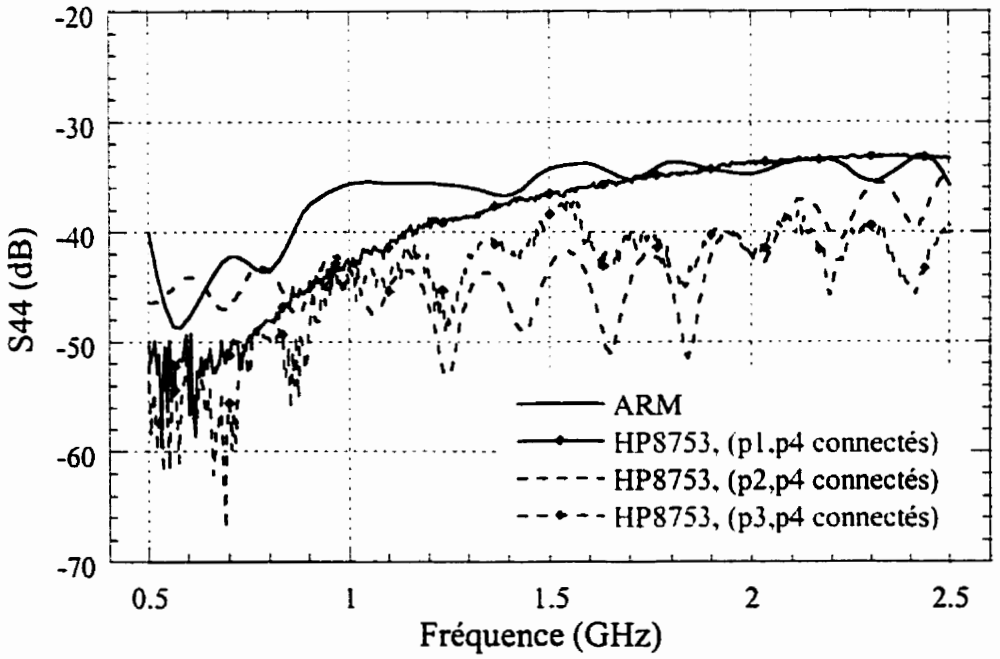
(a)


-20
-30
-40
-50
-60
-70
S22 en dB
0.5
1
1.5
2
2.5
Fréquence (GHz)
ARM
HP8753, (p1,p2 connectés)
HP8753, (p2,p3 connectés)
HP8753, (p2,p4 connectés)

(b)



(c)



(d)

Figure 3.22 Mesure des coefficients de réflexion sur les quatre ports du coupleur sous test, mesurés par le ARM et par le HP8753 avec différentes combinaisons de connexions.

3.8 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons étudié le développement d'un système de mesure des circuits micro-ondes permettant la caractérisation fréquentielle des circuits linéaires multiports. Un prototype du système proposé a été conçu pour la mesure des circuits à quatre ports. Parmi ses avantages, ce système permet la caractérisation des circuits multiports en une seule connexion. Pour valider les performances du système proposé, deux circuits de trois et quatre ports ont été mesurés. La comparaison des résultats avec ceux obtenus par deux analyseurs de réseaux conventionnels, HP8510 et HP8753, a montré l'efficacité du système proposé. Ces mesures ont montré également que le temps de mesure est relativement long. La lenteur des mesures est justifiée par l'absence d'une boucle de verrouillage de phase dans le récepteur MTA. Par conséquent, le balayage continu de la fréquence n'est pas possible et le temps de mesure augmente.

CHAPITRE IV
MESURE TEMPORELLE ET CARACTÉRISATION NON LINÉAIRE DES CIRCUITS MICRO-ONDES MULTIPORTS

4.1 Introduction

L'étude des circuits non linéaires n'est complète qu'avec une caractérisation minutieuse de leur comportement dans le domaine temporel. En effet, leurs réponses fréquentielles ne donnent pas souvent une information suffisante sur les harmoniques qu'ils génèrent sous une excitation grand signal. En basses fréquences, cette caractérisation est facilement réalisable à l'aide des oscilloscopes conventionnels. A des fréquences UHF et micro-ondes la situation est différente en quelque sorte. Les circuits micro-ondes actifs fonctionnant en mode harmonique non linéaire donnent naissance à des formes d'ondes de tension et de courant complexes ayant un contenu harmonique important. La mesure précise de ces formes d'ondes aide à la compréhension et la modélisation de ces circuits. Par exemple, la mesure des formes d'ondes des tensions et des courants non sinusoïdaux d'un amplificateur de puissance monolithique (MMIC) facilite considérablement sa conception.

Généralement, il est difficile de mesurer les formes d'ondes de la tension et du courant à des fréquences micro-ondes. Les oscilloscopes rapides existaient depuis longtemps mais ils ne sont pas généralement dédiés aux mesures des circuits micro-ondes. En effet, ces mesures nécessitent la considération de la réponse fréquentielle de l'instrument de mesure, la mauvaise adaptation, les réflexions multiples,... . La caractérisation temporelle des circuits micro-ondes à deux ports a été l'objet de plusieurs travaux de recherche [46-47] dont une variété d'instruments de mesure commerciaux en résulte. Des algorithmes de corrections d'erreurs ont également été proposés [48-49]. Par contre, beaucoup moins de travail a été fait pour caractériser les circuits micro-ondes multiports. Encore moins, la caractérisation des circuits transpositeurs de fréquences.

Dans ce chapitre, on présente une approche pour la caractérisation temporelle des circuits micro-ondes non linéaires. Elle sera basée sur l'utilisation du système de mesure décrit dans le chapitre précédent. Dans cette approche, les circuits transpositeurs de fréquences seront traités d'une façon particulière. Dans le paragraphe suivant, on décrit brièvement quelques méthodes préexistantes de mesure temporelles des circuits micro-ondes. Ensuite on discute dans une troisième section, la problématique du sujet en commençant par quelques considérations générales. Dans une quatrième section on décrit en détail l'approche de caractérisation proposée. Ensuite, on étudie dans une cinquième section la mesure des circuits transpositeurs de fréquences. On termine ce chapitre par une validation expérimentale de l'approche proposée suivie par une conclusion.

4.2 Méthodes préexistantes

Afin de décrire les contributions les plus remarquables dans le domaine des mesures non linéaires, les prototypes évoqués dans cette section concernent la mesure des circuits à deux ports. Toutefois, il faut mentionner que tous ces prototypes sont dotés de contrôleurs qui ne seront pas montrés ou mentionnés explicitement. Ces contrôleurs prennent en charge le calcul nécessaire pour l'étalonnage, l'exécution des transformations de Fourrier sur les données acquises, et le contrôle des sources, des récepteurs, des commutateurs, des atténuateurs, ..., pendant la procédure de mesure.

4.2.1 Prototype de Markku Sipilä

La caractérisation des transistors micro-onde est l'utilisation typique du système de mesure proposé par Markku Sipilä [50] en 1988 (figure 4.1).

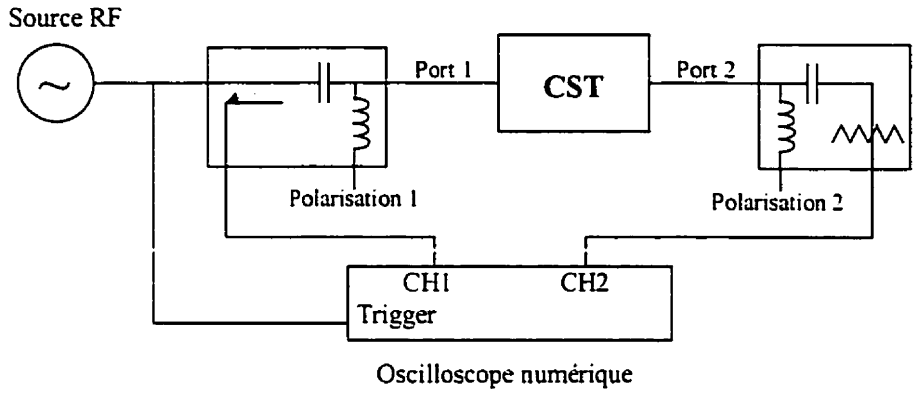


Figure 4.1. Prototype de Markku Sipilä

Ce prototype comporte un coupleur et un T de polarisation au port 1 et un autre T de polarisation suivie d'un atténuateur à l'entrée du port2. Les T de polarisations sont utilisés pour la polarisation du transistor sous test. Un oscilloscope digital à deux canaux CH1 et CH2, de largeur de bande de 14GHz, est utilisé pour l'acquisition des signaux. Une proportion du signal issu de la source RF synthétisée est dirigée vers l'entrée d'enclenchement (*Trigger*) de l'oscilloscope.

D'après Markku Sipilä, le bon fonctionnement du système proposé nécessite les conditions suivantes :

1. La source RF et l'oscilloscope doivent êtres parfaitement adaptés ou leurs coefficients de réflexions sont bien connus. L'insertion d'un atténuateur à la sortie de la source permet d'isoler cette dernière et améliorer son adaptation.
2. La réponse fréquentielle des têtes d'échantillonnage de l'oscilloscope doit avoir une amplitude constante et phase linéaire. Cette condition est souvent satisfaite si la plus grande harmonique contenue dans le signal à mesurer est sous la fréquence limite de la tête d'échantillonnage.
3. Les échantillonneurs de l'oscilloscope fonctionnent en régime linéaire. Cela est contrôlable en utilisant des atténuateurs appropriés.

4. La connaissance des paramètres S du coupleur et des T de polarisation est nécessaire. Un analyseur de réseaux vectoriel commercial permet la caractérisation de ces composantes.

De première vue, on constate que seule l'onde réfléchie au port 1 est détectée. Pour mesurer l'onde incidente, le transistor sous test est remplacé par un court-circuit. Dans la suite, on présente quelques commentaires sur cet ancien prototype.

Un avantage de ce système de mesure est sa simplicité. Par contre, une étude approfondie montre que ce dernier a des limitations sévères.

1. Le vitesse de mesure est lente. La plupart des oscilloscopes numériques sont des instruments lents avec une fréquence d'échantillonnage de quelques KHz et une bande dynamique limitée. Pour atteindre une bande dynamique de 50dB environ, un temps de mesure d'une minute est typiquement nécessaire.
2. Le remplacement manuel du transistor sous test par un court-circuit pour mesurer l'onde incidente augmente le temps de mesure et les sources d'erreurs.
3. L'étalonnage du système dépend de certaines conditions et nécessite la connexion et la déconnexion des réseaux de couplage (T de polarisation, coupleur et atténuateur). Il est à noter aussi que la caractérisation des circuits linéaires à trois ports n'est pas une procédure conventionnelle. En effet, seuls des analyseurs de réseaux à deux ports sont commercialisés et des procédures spéciales sont nécessaires pour caractériser des circuits à trois ports. Un tel sujet a fait l'objet du chapitre précédent.

4.2.2 Prototype de Urs Lott

Urs Lott [51] en 1989 a proposé une approche différente. Un schéma simplifié du système correspondant est montré dans la figure 4.2. Le but de ce système est la mesure précise des formes d'ondes des transistors micro-ondes sous une excitation grand signal. Puisqu'il ne mesure les ondes réfléchies, le montage est relativement simple. A l'entrée,

un coupleur détecte la puissance incidente pour être mesurer par un puissance-mètre. Des atténuateurs prennent en charge l'amélioration de l'isolation du générateur et l'adaptation à l'entrée du transistor sous test. Ils permettent également d'éviter la compression de l'échantillonneur. D'autre part, deux T de polarisation sont placés à l'entrée et à la sortie du transistor sous test pour fournir la polarisation DC nécessaire pour son fonctionnement. Un analyseur de réseaux classique est utilisé pour la détection des amplitudes et des phases de la composante fondamentale et des harmoniques crées par le CST. L'idée ingénieuse de cette détection cohérente est expliquée comme suite.

La source RF utilisée dans le prototype de Urs Lott est dotée d'une sortie auxiliaire, en plus de la sortie RF principale. Cette sortie génère la $n^{\text{iéme}}$ harmonique r_n du signal RF et dont la fréquence est désignée dans la figure 4.2 par nf. Le signal r_n attaque ensuite l'entrée RF de l'analyseur de réseaux qui le dirige à son tour au port 1. Un échantillon de r_n est additionné au signal multi-harmonique, issu du transistor sous test, à l'aide d'un coupleur unidirectionnel. La somme des deux signaux attaque le port 2 de l'analyseur de réseaux. Le rapport des signaux des ports 1 et 2 est mesuré à la fréquence nf. Si on considère que le CST (transistor) produit la composante harmonique d_n à la fréquence nf et si l'analyseur de réseaux mesure la composante s_n à la même fréquence, on aura :

$$d_n = s_n - r_n \tag{4.1}$$

Ainsi une première étape de mesure consiste à attaquer l'entrée du CST par un signal RF de fréquence f et en même temps, la sortie auxiliaire de la source génère une harmonique de fréquence nf ($nf = n*f$, n = 1, 2, 3, ...). Pour chaque valeur de n la quantité d_n est mesurée en amplitude et en phase. D'après le prototype proposé, on peut remarquer qu'une deuxième étape de mesure est nécessaire. En effet, l'équation vectorielle (4.1) montre que la quantité mesurée s_n est relative au vecteur r_n. Afin d'avoir l'amplitude et la phase absolues de d_n,. Pour l'étalonnage en amplitude, un court circuit remplace le CST et le port 2 de l'analyseur de réseaux est substitué par un puissance mètre. La mesure de la puissance, à chaque harmonique r_n, permet l'évaluation de la longueur de r_n. La détermination de la phase sa est basée sur l'utilisation d'un standard non linéaire.

Ce standard consiste à une diode rapide montée en parallèle avec une ligne de transmission 50Ω. Un modèle adéquat de la diode permet de prédire les phases des harmoniques, générées par sa non linéarité, relativement à la fondamentale. Ainsi, le CST est remplacé par le standard non linéaire et les phases des signaux r_n sont mesurées par l'analyseur de réseaux. En comparant les résultats de mesures aux harmoniques obtenues par le modèle, il est possible de déterminer les phases de r_n (n = 1, 2, 3, ..).

Quelques avantages du prototype d'Urs Lott sont les suivants :

1. L'utilisation d'un analyseur de réseaux permet une acquisition rapide des signaux avec une bande dynamique plus large que dans le prototype de Sipilä. En effet, la bande dynamique de ce type d'instrument peut atteindre typiquement 70dB avec un temps de mesure de quelques secondes.
2. Contrairement au prototype de Sipilä, la référence de phase dans le système de Urs Lott n'est pas confiée au récepteur qui a souvent une erreur de phase non négligeable.
3. L'utilisation d'un puissance mètre et d'un standard non linéaire dans la procédure d'étalonnage permet d'établir une référence de mesure. En particulier, cela est possible si les laboratoires de standard principaux essayent de mettre en place des techniques de mesure et de caractérisation des références de phase.

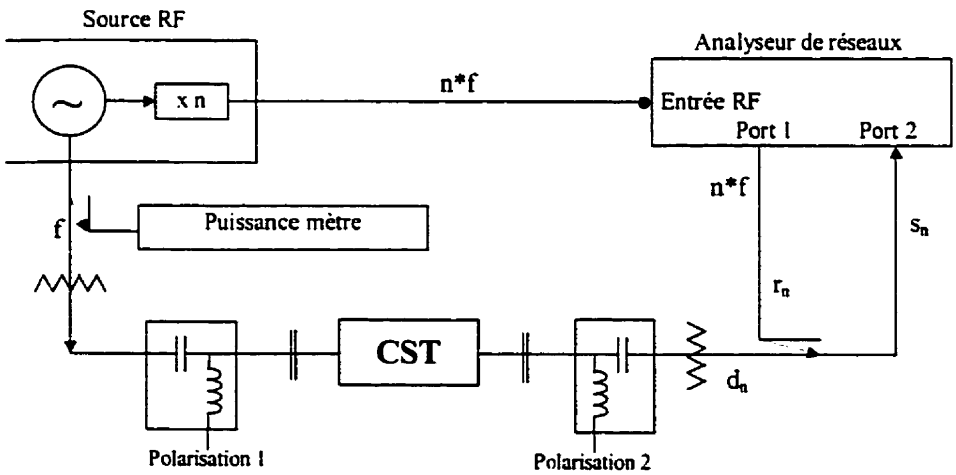


Figure 4.2. Prototype de Urs Lott

Malgré les avantages et l'originalité du système proposé par Urs Lott, il présente les limitations suivantes :

1. L'utilisation de ce système est limitée aux mesures des ondes incidentes. Son extension à la mesure des coefficients de réflexion et à la charge optimale, *load pull*, est compliquée.
2. La fréquence du signal RF d'entrée est limitée à cause du principe de multiplication utilisé à l'intérieur du générateur.
3. L'erreur de phase entre le modèle et le circuit réel limite le nombre d'harmoniques mesurables. Dans la publication de Urs Lott, cette erreur est de 6° à partir de la quatrième harmonique. Cette limitation empêche la mesure des circuits fortement non linéaires.
4. La technique proposée exige relation de phase constante entre le signal RF issu de la sortie du générateur et ses harmoniques générées par la sortie auxiliaire. Or l'utilisation des amplificateurs et des filtres dans le processus de multiplication à l'intérieur du générateur rend cette relation sensible à la température.

4.2.3 Prototype de Günther Kompa

En 1990, Günther kompa et Friedbert van Raay [52] ont proposé une extension considérable du prototype de Sipilä. Le schéma simplifié du nouveau système est présenté dans la figure 4.3. Le signal RF injecté à l'entrée du réseau d'interconnexion est guidé vers le port 1 pour exciter le CST. L'onde incidente détectée à l'entrée du réseau d'interconnexions apparaît de nouveau à sortie REF. La sortie TEST détecte l'onde de tension transmise (dirigé vers le port 2) ou l'onde réfléchie (dirigé vers le port 1), dépendamment du mode d'opération du réseau d'interconnexion (mesure de transmission ou de réflexion). Il faut noter que tous les signaux peuvent contenir des harmoniques. Deux commutateurs déterminent si les signaux REF et TEST vont êtres détectés par un oscilloscope à large bande ou par un analyseur de réseaux.

L'oscilloscope à large bande est utilisé pour mesurer les harmoniques de façon cohérente. Cependant, l'analyseur de réseaux est utilisé pendant la procédure d'étalonnage pour mesurer avec précision le comportement de la fondamentale.

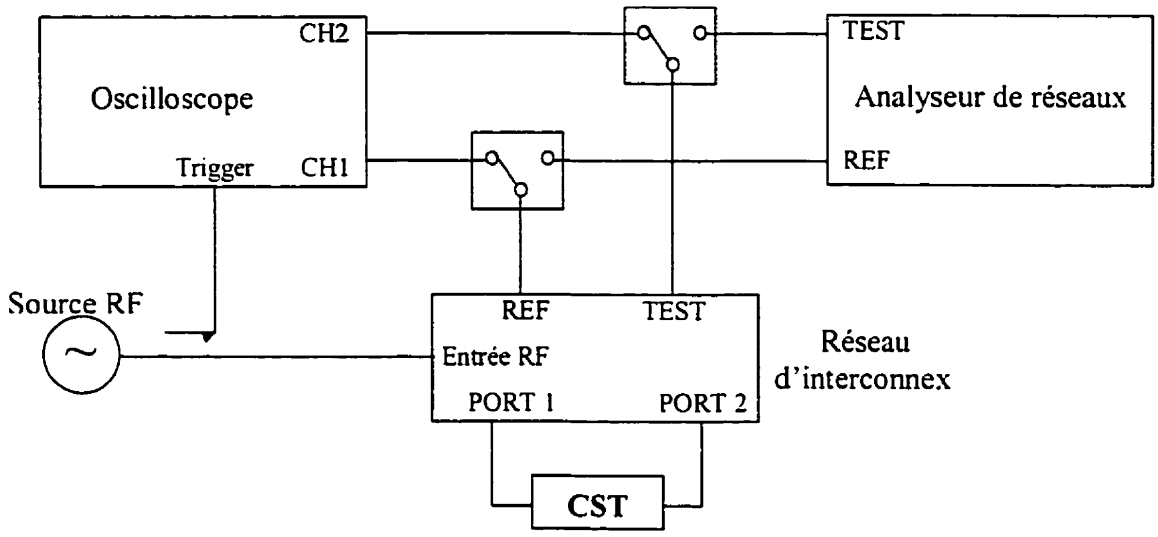


Figure 4.3. Prototype de Günther Kompa

La méthode d'étalonnage développée par Kompa utilise l'analyseur de réseau pour caractériser complètement le système de mesure. Au début, une procédure d'étalonnage classique est effectuée en utilisant des standards à deux ports tel qu'un court-circuit, un circuit ouvert et une charge adaptée. Ensuite trois mesures supplémentaires sont effectuées. Dans une première mesure, l'entrée TEST de l'analyseur de réseau est connectée à la sortie REF du réseau d'interconnexion et vice versa avec un court-circuit connecté au port 1. Deuxièmement, le court-circuit est maintenu au port 1 et les entrées de l'oscilloscope sont connectées au réseau d'interconnexion où CH2 de l'oscilloscope est remplacée par un puissance mètre. Finalement, l'entrée TEST de l'analyseur de réseaux est connectée au port 1 du réseau d'interconnexion et son entrée REF est branchée à la sortie TEST du même réseau. En même temps, une charge est placée à la sortie REF du même réseau d'interconnexion. D'après [52], ses mesures sont suffisantes

pour une caractérisation complète du réseau d'interconnexion et un étalonnage d'amplitude précis.

La méthode de mesure de Kompa admet plusieurs avantages, à savoir :

1. Elle permet de mesurer la fondamentale et les harmoniques des ondes incidentes, réfléchies et transmises. D'autre part, il est à noter que des harmoniques peuvent être présentes dans le signal d'excitation.
2. La mesure du signal d'excitation et les ondes réfléchie et transmise élimine les effets de décalage du signal d'enclenchement de l'oscilloscope rencontrés dans le système proposé par Sipilä [50]. En effet, le signal d'excitation joue le rôle du signal d'enclenchement (*trigger*) qui fut une référence de temps. Par suite, un délai dans ce signal affecte les canaux d'entrée et de sortie par la même quantité.
3. La procédure d'étalonnage permet la correction précise de la distorsion, de tous les signaux, causée par la non-idéalité des circuits du montage et la correction précise en puissance du système entier.

Des problèmes communs du système de Sipilä sont.

1. Une seule excitation au port 1 est possible.
2. Le temps de mesure est relativement long à cause de l'utilisation d'un oscilloscope à échantillonnage.
3. Dans la correction de la phase, on suppose que l'échantillonneur de l'oscilloscope n'introduit aucune distorsion de phase. Seule l'erreur de phase introduite par les circuits du montage est tenue en compte. La distorsion de phase intrinsèque à l'oscilloscope n'est pas considérée.

4.2.3 Prototype de Markus Demmler

Un système plus avancé a été développé par Markus Demmler en 1994 [53]. Plus tard, en 1995, J. G. Leckey [54] et C. J. Wei [55] [56] ont utilisé un système similaire. Un

schéma simplifié du montage de Demmler est montré dans la figure 4.4. Ce système permet des mesures harmoniques jusqu'à 40GHz.

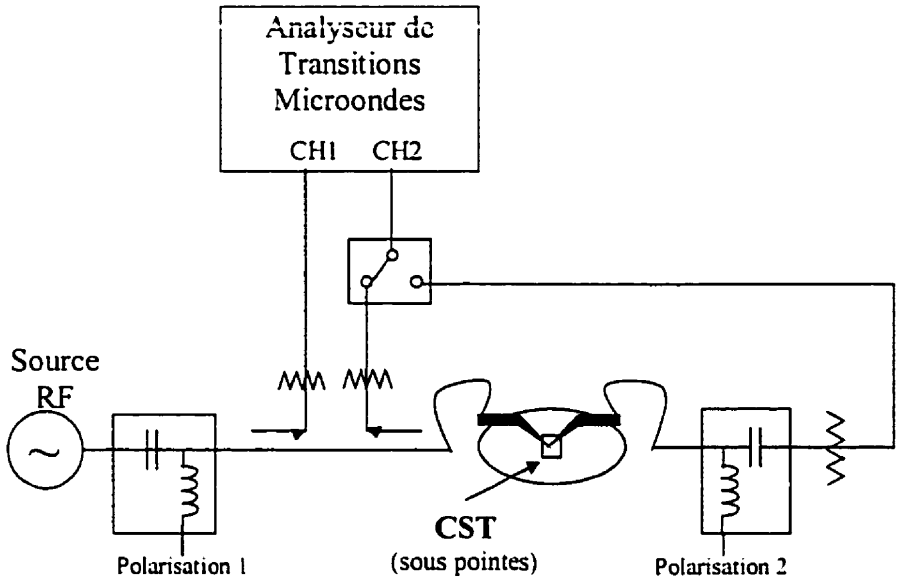


Figure 4.4. Prototype de Markus Demmler

La fonctionnalité des coupleurs et des commutateurs est la même que celle du réseau d'interconnexion utilisé dans le prototype de Kompa. Par contre, l'utilisation des sondes à pointes dans le système de Demmler permet d'effectuer des mesures des circuits micro-ondes monolithiques MMIC. Ces sondes n'ont pas étaient disponible avant 1990. La différence principale entre les deux systèmes est l'utilisation, par Demmler, de l'analyseur de transitions micro-ondes [57] pour l'acquisition des signaux. Cet instrument commercial, décrit en détail dans le chapitre précédent, a était introduit en 1991. Il permet la mesure des phases et des amplitudes de la fondamentale et des harmoniques des signaux présents aux deux canaux d'entrée CH1 et CH2, à une fréquence allant jusqu'à 40GHz. Il permet une acquisition de données environ 100 fois plus rapide que les oscilloscopes rapides puisqu'il est basé sur le principe du mélange

harmonique [42]. En plus, la bande dynamique en puissance est meilleure dans le cas de l'analyseur de transitions micro-ondes (mieux que 50dB typiquement).

Les principes de base de l'étalonnage de ce système sont les mêmes que ceux utilisés par Kompa. Par contre, au lieu d'utiliser séparément un analyseur de réseaux, comme dans la figure 4.3, l'analyseur de transitions micro-ondes sert lui-même pour étalonner tout le montage. Le principe de réciprocité entre les pointes des sondes et les autres connecteurs est utilisé pour éviter l'utilisation des senseurs de puissance à pointes. Cela permet de transférer l'étalonnage en puissance de la technologie des connecteurs standard des puissance-mètres à la technologie des guides d'ondes coplanaires des pointes des sondes. La procédure d'étalonnage sous pointes est entièrement similaire à la technique utilisée dans [58].

L'avantage majeur de ce montage, comparé à celui de Kompa, est sans doute la rapidité de l'acquisition de données qui prend typiquement quelques secondes par mesure. Un désavantage qui persiste dans ce montage réside dans la difficulté d'exciter les deux ports du CST en même temps. D'autre part, on considère toujours que l'analyseur de transitions micro-ondes n'introduit aucune distorsion de phase.

4.3 Système de mesure temporelle des circuits multiports non linéaires

Contrairement aux circuits digitaux, où on s'intéresse essentiellement à leurs réponses à un train d'impulsion, la majorité des circuits micro-ondes sont excités par des signaux RF modulés ou non modulés. Le composant clé dans un système de mesure temporel est le récepteur ou le module d'acquisition de signaux. En effet, la sensibilité de ce dernier aux problèmes liés à la base du temps affecte considérablement les résultats de mesure du système entier.

4.3.1 Choix du récepteur

Dans le système de mesure fréquentiel décrit dans le chapitre précédent, l'analyseur de transitions micro-ondes MTA a joué le rôle d'un récepteur micro-ondes. Également, le MTA est largement qualifié pour le rôle d'un récepteur hétérodyne dans le domaine temporel. En effet, cet instrument versatile est capable de détecter des composantes harmoniques de fréquences allant à 40 GHz dans un signal périodique. Un autre instrument classique qualifié pour ce rôle est l'oscilloscope rapide. Grâce à la technique d'échantillonnage à temps équivalent, cet instrument est capable d'acquérir des signaux de fréquences allant à 14 GHz [59]. Une telle bande de fréquences est nettement supérieure à sa fréquence d'échantillonnage. Par contre, les performances des circuits internes d'enclenchement des oscilloscopes rapides sont souvent limitées. Pour des applications spécifiques le fonctionnement des oscilloscopes rapides nécessite des circuits d'enclenchement externes ainsi que des lignes de délai qui dégradent leurs sensibilités. Ce problème est surmonté dans le MTA par son circuit d'enclenchement interne très élaboré. En plus, la sensibilité de cet instrument est meilleure que celle des oscilloscopes rapides (mieux que –60dBm). Elle peut atteindre –90dBm grâce aux filtres numériques associée au filtrage analogique standard qu'elle possède. D'autre par comme il est mentionné dans 4.2.3, le temps d'acquisition du MTA est beaucoup plus court que celui des oscilloscopes grâce au principe de mélange harmonique qu'il utilise dans l'échantillonnage des signaux. Une description de toutes les caractéristiques du MTA et une comparaison avec les oscilloscopes rapides et d'autres instruments de mesure sont détaillées dans [42].

4.3.2 Montage proposé

La figure 4.5 montre le schéma bloc du système proposé. De première vue, on constate qu'il s'agit d'un version peu modifiée du système de mesure fréquentiel présenté dans le

chapitre III. En effet, la différence majeure entre les deux systèmes réside dans deux points essentiels décrits dans les deux paragraphes suivants.

4.3.2.1 Insertion des jonctions T et d'un module de mesure de tension DC

Les mesures dans le domaine du temps concernent souvent les circuits non linéaires. En régime non linéaire, un circuit micro-onde présente à sa sortie, en réponse à une excitation sinusoïdale, un signal périodique non sinusoïdal. Généralement, un signal périodique peut avoir une composante DC superposée avec ses composantes harmoniques. Cette composante DC peut être mesurée via le récepteur MTA qui la sépare du reste du signal à son entrée avant que cette composante atteint l'échantillonneur micro-onde de la canal en question [42]. Elle sera ensuite additionnée au signal de fréquences intermédiaires IF dont le spectre représente la version compressée et translatée de celui du signal d'entrée.

Vu que les signaux à mesurer atteignent l'entrée du MTA à travers des circuits de routage comportant des commutateurs et des coupleurs, il est nécessaire de vérifier le comportement de ces circuits vis à vis des signaux à très faibles fréquences. D'après les spécifications des coupleurs (1-2000 MHz) et des commutateurs (10-2500 MHz) utilisées dans le module de routage du système proposé, on remarque que la composante DC est en dehors de leurs bandes passantes. Par conséquent, elle subit une distorsion majeure. Pour remédier à ce problème, on a isolé les composantes DC au niveau des ports du CST pour les mesurer séparément. Pour cette fin, des T de polarisation de type (ZFBT-4R2G Mini-Circuits) sont utilisées comme le montre la figure 4.5. Les sorties DC des T de polarisation sont alors connectées à un module de mesure DC multi-canal contrôlé par l'ordinateur qui automatise le fonctionnement du système via le câble HPIB.

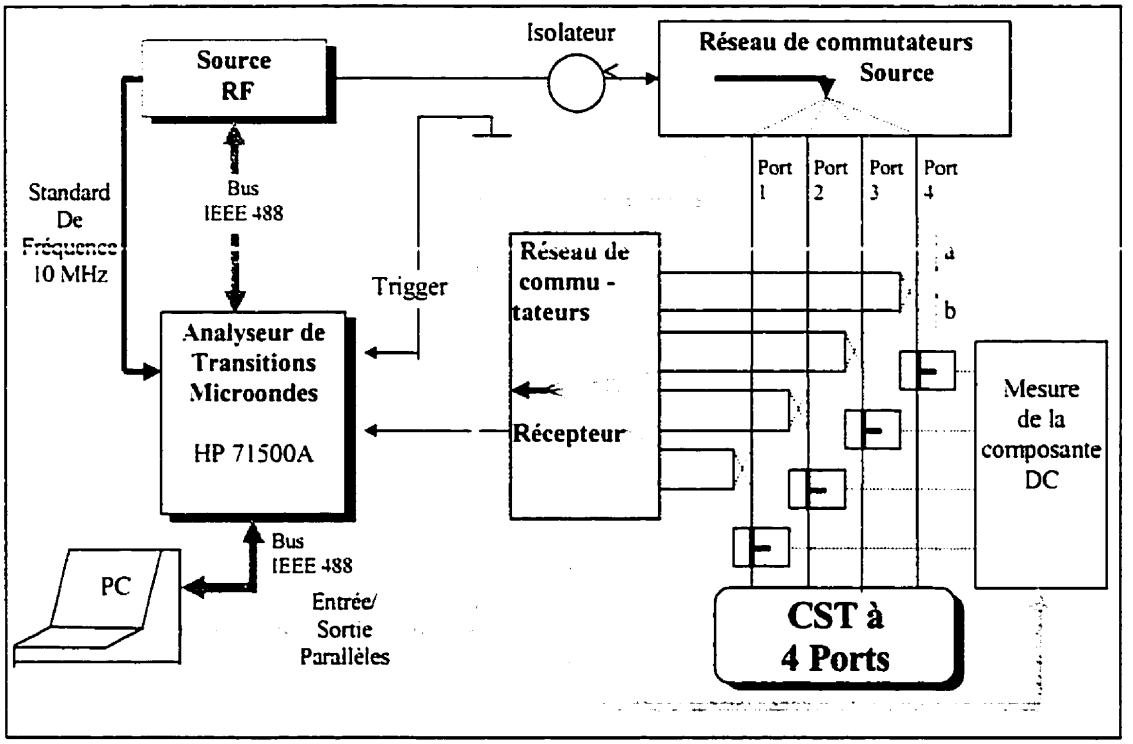


Figure 4.5. Système de mesure automatisé pour la caractérisation temporelle des circuits multiports non linéaires

4.3.2.2 Fonctionnement de l'analyseur de transitions micro-ondes

Le deuxième point marquant la différence entre le système de mesure fréquentiel et le présent système découle du fonctionnement du récepteur MTA. En effet, dans le cas des mesures temporelles des circuits non linéaires, les CMST sont excités par un signal sinusoïdal de fréquence fixe f_0, tandis que sa sortie multi-harmonique est mesurée pour f_0 et un nombre suffisant de multiples de f_0. Dans des mesures temporelles plus avancées, le CMST peut être excité par des signaux modulés, des signaux RF pulsés, ainsi que des signaux à fréquences multiples. Ces types de mesures ne font pas l'objet du présent système.

Dans les conditions mentionnées ci-haut, le MTA est utilisé dans le mode *table* au lieu du mode *balayage fréquentiel* exploité dans les mesures fréquentielles. Dans ce mode, le

MTA offre une bonne aptitude à mesurer les signaux multi-harmoniques. En particulier, il permet de mesurer les modules et les phases d'au plus 16 harmoniques des signaux présents à ses deux entrées CH1 et CH2. En plus, ce mode permet une comparaison vectorielle des deux entrées (CH1/CH2 et CH2/CH1) pour chacune des 16 harmoniques. La mesure des phases des harmoniques relativement à la phase de la fondamentale représente le point le plus fort de ce mode. Une telle habilité n'est pas disponible dans la majorité des systèmes de mesure des signaux micro-ondes comme les analyseurs de réseaux, les analyseurs de spectres et les systèmes de mesure à base des jonctions six-ports. Cette facilité est d'une importance capitale dans le système de mesure temporel proposé. En effet, la connaissance des phases des harmoniques est indispensable pour la reconstitution de la forme d'onde du signal en question.

4.3.3 Détermination des formes d'ondes

La tension et le courant périodiques aux ports d'un circuit non linéaire multiport sont constitués d'une superposition d'ondes incidentes $a^{(n)}$ et réfléchies $b^{(n)}$ des ports du CMST. Ces ondes normalisées sont données par :

$$a_i^{(n)} = \frac{V_i^{(n)} + Z_0 I_i^{(n)}}{2\sqrt{2Z_0}} \tag{4.1}$$

$$b_i^{(n)} = \frac{V_i^{(n)} - Z_0 I_i^{(n)}}{2\sqrt{2Z_0}} \tag{4.2}$$

où Z_0 est l'impédance de référence (50Ω dans ce cas pour tous les harmoniques et tous les ports), n est l'ordre de l'harmonique, et $V_i^{(n)}$ et $I_i^{(n)}$ sont respectivement les $n^{\text{ième}}$ coefficients de Fourier de la tension et le courant au port i du CMST. La normalisation des ondes a et b est faite de telle façon que les puissances transmises par $a^{(n)}$ et $b^{(n)}$ sont respectivement $\left|a^{(n)}\right|^2$ et $\left|b^{(n)}\right|^2$. Le facteur 2 sous la racine carrée est dû au fait que $V_i^{(n)}$ et $I_i^{(n)}$ sont des valeurs maximales et non des valeurs efficaces (rms) de la tension et du

courant. Le but des mesures est de déterminer ces coefficients en module et en phase pour reconstituer les formes d'ondes des tensions V_i et des courants I_i aux différents ports i, i = 1,2,3,... N, du CMST. En effet, à partir des équations (1) et (2), les composantes fondamentales et harmoniques de ces deux variables sont données par :

$$V_i^{(n)} = \sqrt{2Z_0}\left(a_i^{(n)} + b_i^{(n)}\right) \tag{4.3}$$

$$I_i^{(n)} = \sqrt{\frac{2}{Z_0}}\left(a_i^{(n)} - b_i^{(n)}\right) \tag{4.4}$$

Ces équations s'appliquent sur chaque harmonique séparément. La tension et le courant totaux dans le domaine temporel sont donnés par des simples expressions du série de Fourier :

$$v_i(t) = \sum_{n=-N_h}^{N_h} V_i^{(n)} e^{(2n\pi f_0 t)} \tag{4.5}$$

$$i_i(t) = \sum_{n=-N_h}^{N_h} I_i^{(n)} e^{(2n\pi f_0 t)} \tag{4.6}$$

$$V_i^{(-n)} = \left(V_i^{(n)}\right)^* \tag{4.7a}$$

$$I_i^{(-n)} = \left(I_i^{(n)}\right)^* \tag{4.7b}$$

avec f_0 est la fréquence fondamentale, i désigne le numéro du port du CMST et N_h est le nombre d'harmoniques considérées. Le choix de N_h dépend du niveau de la non-linéarité du CMST mais il est aussi limité à 16 harmoniques par le mode *table* utilisé par le récepteur MTA. D'autre part, il est à noter que les équations (4.3-4.6) sont valables seulement si les conditions de stabilité du CMST sont vérifiées. En d'autres termes, il ne faut pas que le CMST, excité par un grand signal, soit dans un état chaotique, où il peut osciller à des fréquences autres que nf_0. La validité de cette condition peut être vérifiée par un analyseur de spectre.

Pour mesurer les coefficients $a_i^{(n)}$ et $b_i^{(n)}$ à chaque port i du CMST, on utilise le programme de contrôle et de pilotage du système de mesure. La configuration et l'initialisation appropriées pour les mesures temporelles sont effectuées à l'aide de l'interface utilisateur décrite dans le chapitre précédent. Ces deux procédures incluent notamment l'activation du mode *table* du récepteur MTA, la sélection de la puissance du signal d'excitation au niveau de la source RF et ainsi que son routage vers le port du CMST désiré. Durant l'acquisition des signaux on effectue les étapes suivantes :

1. Acquisition des phases des composantes fondamentales

   Cette étape consiste à mesurer les phases des ondes, $a_i^{(1)}$ et $b_i^{(1)}$ avec $i = 1,2,\ldots N$, tel que N est le nombre de ports dans le CMST. Pour cela, une proportion du signal incident dirigé vers l'entrée CH1 du récepteur MTA est utilisé comme référence de phase pour le signal CH2 (voir figure 4.5). Ainsi la phase de CH2 relative à celle de CH1, (arg(CH2/CH1)), est numérisée pour toutes les ondes incidentes et réfléchies des N ports du CST.

2. Acquisition des modules et des phases des composantes harmoniques

   L'idée clé dans le système de mesures temporelles proposé consiste à utiliser le récepteur MTA comme référence de phase dans la mesure des composantes harmoniques. En effet, dans cette deuxième étape d'acquisition, le MTA numérise le module et la phase de chaque composante harmonique contenue dans l'onde présente à son entrée CH2, relativement à ceux de la composante fondamentale de cette onde. Par exemple, si une onde S est présente à l'entrée CH2 du MTA, et si ρ^i et φ^i désignent respectivement le module et la phase de la $i^{\text{ième}}$ harmonique contenue dans S, alors le MTA numérise les quantités suivantes :

   $$\left(\rho^1,\varphi^1-\varphi^1=0\right),\left(\rho^2/\rho^1,\varphi^2-\varphi^1\right),\left(\rho^3/\rho^1,\varphi^3-\varphi^1\right)\ldots\ldots\left(\rho^{N_h}/\rho^1,\varphi^{N_h}-\varphi^1\right).$$

   Cette mesure est répétée $2N$ fois pour faire l'évaluation de toutes les a_i et les b_i avec $i = 1,2, \ldots N$. A la fin de cette deuxième étape de mesure, les informations obtenues

pendant la première étape sont utilisées pour *dénormaliser* les valeurs relatives des composantes harmoniques des ondes mesurées et extraire leurs valeurs absolues correspondantes.

3. Étalonnage dans le domaine fréquentiel

   A la suite de l'acquisitions des ondes multi-harmoniques a et b, on applique une procédure d'étalonnage afin de corriger les coefficients de Fourrier $a_i^{(n)}$ et $b_i^{(n)}$. Cet étalonnage précède les mesures. Les coefficients d'erreur associés à la fréquence fondamentale et aux fréquences harmoniques considérées, doivent être stockés au paravent.

4. Reconstitution des formes d'ondes

   Enfin, les équations (4.3) et (4.4) sont utilisées pour calculer les variables fréquentielles de tension et de courant et les équations (4.5) et (4.6) permettent d'établir les expressions des formes d'ondes. L'algorithme de la figure 4.6 récapitule les étapes principales dans la procédures de mesure temporelle des circuits non linéaires.

4.4 Étalonnage absolu du système de mesure

4.4.1 Introduction

Le système présenté dans la figure 4.5 est loin d'être parfait. En plus des erreurs de bruit aléatoire, les signaux acquis par le système sont altérés par des erreurs systématiques significatives, classées en erreurs de distorsion linéaire et en erreurs de distorsion non-linéaire. Comme il est décrit dans le paragraphe 3.6, les erreurs de distorsion non linéaire sont suffisamment minimisées via le contrôle des niveaux des signaux aux entrées CH1 et CH2 du MTA.

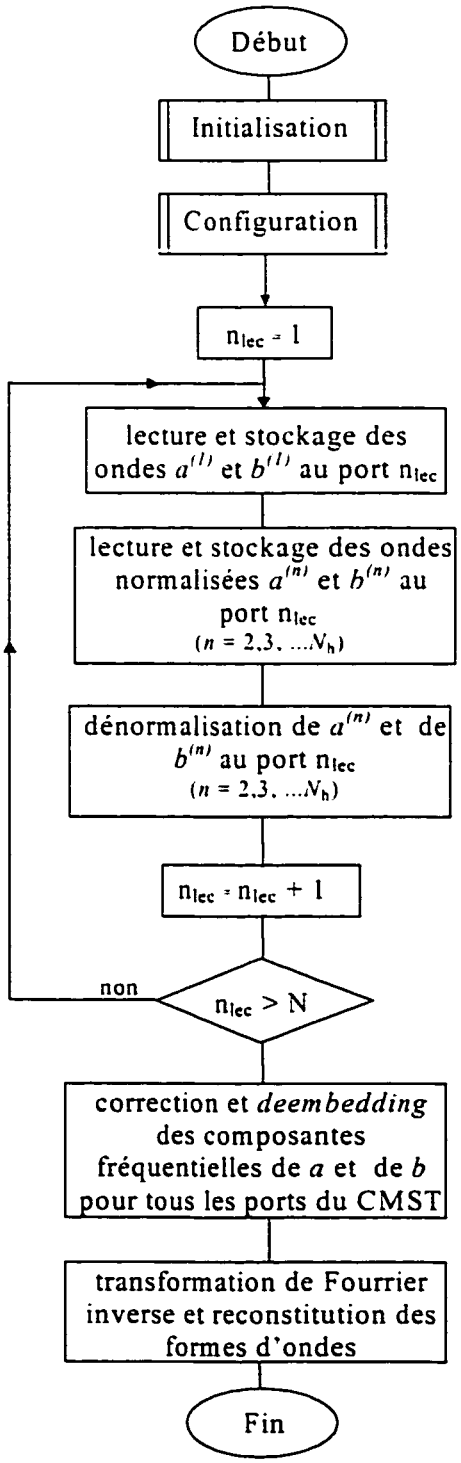


Figure 4.6. Algorithme de mesure des formes d'ondes d'un CMST non linéaire à N ports

En effet, une forte puissance à une entrée du MTA conduit à la compression de ses circuits actifs introduisant une distorsion d'amplitude et de phase non négligeable. D'autre part, une très faible puissance à l'entrée augmente la contribution des erreurs dues au bruit de fond dont la valeur est estimée à –44dBm à la fréquence 1GHz.

Les erreurs de distorsion linéaire sont introduites par:

- les pertes dues à l'effet pelliculaire dans les câbles de connexion
- les différences entre les longueurs électriques des chemins entre les ports du système et le port d'acquisition des signaux (entrée CH2)
- la distorsion linéaire dans les coupleurs et dans les chemins RF et IF des mélangeurs du MTA
- la directivité finie des coupleurs.....

Dans le but d'éliminer ces erreurs systématiques, Le modèle d'erreur et la procédure d'étalonnage, présentés dans le paragraphe 3.6 sont utilisés. D'autre part, contrairement au système de mesure fréquentiel où l'étalonnage vise à corriger des rapports d'ondes sans dimensions (paramètres S), l'étalonnage du présent système vise la correction des quantités de puissances avec dimensions. Par conséquent, en plus de la procédure d'étalonnage *relative* détaillée dans le chapitre précédent, une étape d'étalonnage dite *absolue* est également nécessaire.

4.4.2 Étalonnage absolu du système de mesure temporel

En utilisant le modèle d'erreur décrit dans le paragraphe 3.6 une manipulation des équations (3.9) permet de développer les expressions des ondes incidentes et réfléchies réelles du CMST en fonction des ondes mesurées par le MTA. Ainsi, on obtient :

$$B = \Gamma_{01}^{-1} B_m - \Gamma_{01}^{-1} \Gamma_{00} A_m \tag{4.7}$$

$$A = \Gamma_{01}^{-1}\Gamma_{11}B_m - \left(\Gamma_{01}^{-1}\Gamma_{00}\Gamma_{11} - \Gamma_{10}\right)A_m \tag{4.8}$$

Où Γ_{00}, Γ_{01}, Γ_{10} et Γ_{11} et dénotent les matrices diagonales définies par les équations (3.13). A et B représentent les vecteurs d'ondes aux ports du CMST définis par les équations (3.17) et (3.18). Les vecteurs d'ondes mesurées A_m et B_m sont définis par :

$$A_m = \begin{bmatrix} a_{m1} \\ a_{m2} \\ . \\ \\ a_{mN} \end{bmatrix} \quad (4.9), \qquad B_m = \begin{bmatrix} b_{m1} \\ b_{m2} \\ . \\ .. \\ b_{mN} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

En posant $K_p = \Gamma_{01}^{-1}$ et $\Delta = \Gamma_{11}\Gamma_{00} - \Gamma_{01}\Gamma_{10}$ les équations (4.7) et (4.8) deviennent :

$$B = K_p B_m - K_p \Gamma_{00} A_m \tag{4.11}$$

$$A = K_p \Gamma_{11} B_m - K_p \Delta A_m \tag{4.12}$$

D'après les deux équations précédentes, la reconstitution des formes d'ondes nécessite la détermination des matrices diagonales Γ_{00}, Γ_{11}, K_p et Δ qui constituent $4N$ coefficients indéterminés. D'autre part, l'étalonnage *relatif* décrit dans le chapitre précédent permet seulement l'évaluation de ($4N$-1) coefficients. En effet, cette méthode d'étalonnage vise à mesurer Γ_{00}, Γ_{11}, Δ et K tel que $K = e_1^{01} K_p$. En d'autre terme, la matrice K est normalisée par le coefficient e_1^{01}. Par suite e_1^{01} est le seul coefficient indéterminé qui persiste après la pratique d'une procédure d'étalonnage relative. Ainsi, on peut conclure que la procédure d'étalonnage *absolu* se résume en une étape additionnelle qui suit un étalonnage *relatif* et qui permet d'évaluer le coefficient e_1^{01}.

D'après les équations (4.11) et (4.12), on remarque qu'un décalage arbitraire de la phase de e_1^{01} n'a aucun effet autre qu'un décalage dans le temps de toutes les ondes présentes aux ports du CMST. Dans le cas de notre application, ce décalage est sans importance. Par conséquent, la détermination du module de e_1^{01} est suffisante pour reconstituer les

vecteurs d'ondes A et B. A partir de l'équation vectorielle 4.12, on peut dériver une équation reliant les ondes incidentes et réfléchies au port 1 :

$$a_1 = \frac{e_1^{11} b_{m1} - \Delta_1 a_{m1}}{e_1^{01}} \tag{4.13}$$

avec $\Delta_1 = e_1^{11} e_1^{00} - e_1^{01} e_1^{10}$.

De l'équation (4.13) on déduit l'expression de e_1^{01} :

$$e_1^{01} = e_1^{11} \frac{b_{m1}}{a_1} - \Delta_1 \frac{a_{m1}}{a_1} \tag{4.14}$$

Connaissant les coefficients e_1^{11} et Δ_1 après un étalonnage *relatif*, le coefficient e_1^{01} est déterminé par l'évaluation des rapports d'ondes $\frac{b_{m1}}{a_1}$ et $\frac{a_{m1}}{a_1}$. Pour mesurer ces rapports, le port 1 du système de mesure est connecté directement à l'entrée CH1 (ancienne entrée de référence) du MTA, permettant la mesure de a_1. En même temps, l'entrée CH2 du MTA reçoit à tour de rôle l'onde incidente a_{m1} et réfléchie b_{m1} du même port. Durant ces deux mesures, les (N-1) ports restants sont terminés par des charges adaptées pour éviter les réflexions.

La méthode proposée ci dessous pour déterminer e_1^{01} utilise le récepteur MTA comme une référence de module et de la phase. Une autre alternative pour mesurer e_1^{01} consiste à utiliser un puissance mètre où on tiens compte de la réflexion au niveau du senseur utilisé. L'avantage de cette dernière méthode est la précision du puissance mètre dans la mesure des modules des signaux RF. Par contre, cette méthode ne permet pas de mesurer la phase de e_1^{01} qui est sans importance dans notre application.

4.4.3 Résultat

A la suite de la procédure d'étalonnage *relative* pratiquée sur le système de mesure à quatre ports réalisé, le coefficient d'erreur e_1^{01} a été mesuré dans une bande de fréquence

de 0.5 à 2.5GHz avec un pas de 0.1 GHz. La figure 4.7 montre la variation du module de e_1^{01} en fonction de la fréquence.

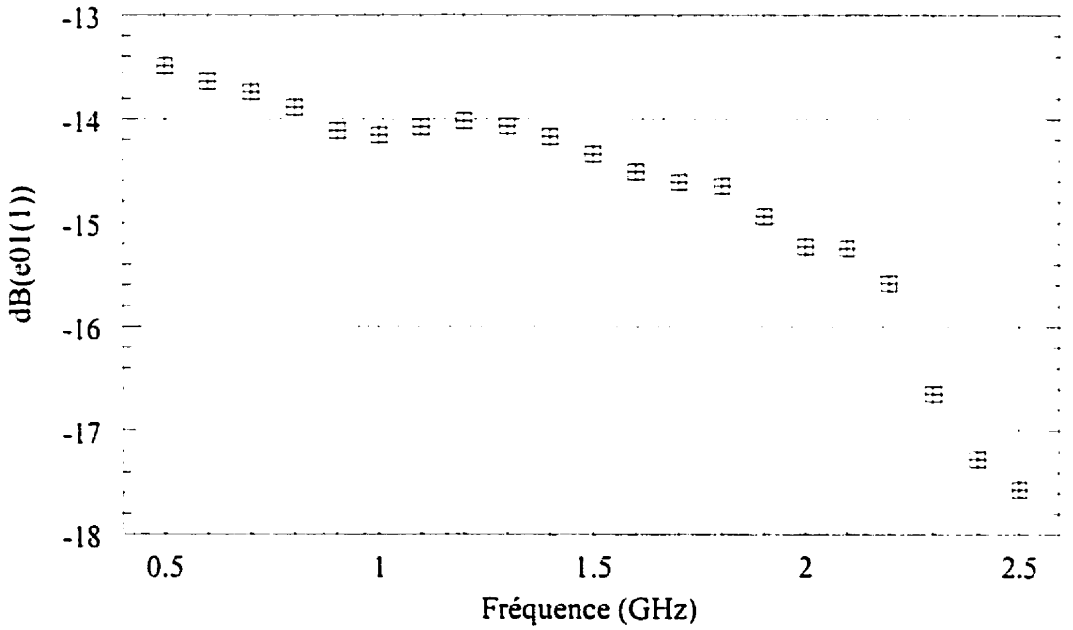


Figure 4.7. Amplitude en dB du coefficient d'erreur e_1^{01} du système de mesures temporels à quatre ports.

D'après la figure 4.7, on remarque une dégradation de la valeur de e_1^{01} à partir de la fréquence 2GHz. Cette dégradation est due à la détérioration de la réponse fréquentielle des coupleurs utilisés dans le module de routage dont la fréquence limite d'opération est également 2GHz. Durant les deux étapes d'étalonnage (*relative et absolu*), la bande de fréquence des mesures a été étalée, à une fréquence supérieure à la limite d'opération des coupleurs (2.5GHz), intentionnellement pour inspecter le comportement des coefficients d'erreurs du système dans une telle situation. La procédure d'étalonnage *absolu* a été répétée pour différentes valeurs de la puissance RF d'entrée entre –30dBm et +5dBm pour la même bande de fréquence. Les résultats de ces mesures ont montré une variation très négligeable dans les valeurs du coefficient e_1^{01} déterminé. Cela peut être justifié par la nature du chemin caractérisé par le coefficient e_1^{01}. En effet, ce chemin

est constitué par des circuits passifs dont la réponse est linéaire et des commutateurs dont la compression commence à une puissance d'entrée de +15dBm.

4.5 Mesure des circuits transpositeurs de fréquences (FTD)

4.5.1 Méthodes préexistantes

La technique la plus commune pour la mesure des circuits transpositeurs de fréquences, (FTD, *Frequency Translating Devices*), est basée sur l'utilisation d'un analyseur de réseaux avec un FTD *standard*, ou de *référence* [60-61]. La méthode utilisée dans [61] est limitée car elle ne permet pas des mesures absolues de la phase et de l'amplitude des ondes aux ports du FTD sous test. En plus, la précision des mesures dépend directement de la qualité du modèle utilisé pour caractériser le FTD standard. Dans [60], la transmission d'un mélangeur sous test est déterminée en connectant avec ce dernier un deuxième mélangeur en série et en mesurant la réponse du système entier pour six différents décalages de phase entres les signaux LO des deux mélangeurs. Bien que cette méthode mesure la réponse en phase du FTD sous test, elle nécessite l'accès à son port LO. Par conséquent, elle ne peut pas caractériser les circuits à oscillateur local interne. Dans le but de surmonter ce problème, [62] propose une nouvelle technique basée sur l'utilisation de l'analyseur de transitions micro-ondes, MTA, avec ses modules de modulation/démodulation pré-programmés. Cette méthode n'utilise pas des standards ou des références externes. Par contre, elle permet la mesure du groupe délai des FTD seulement et sa précision est inférieure à celles des systèmes basés sur les analyseurs de réseaux vectoriels. D'autre part, elle ne convient pas à la caractérisation des FTD à bandes doubles (DSB, *Double Side Band*).

4.5.2 Système de mesure proposé

Le système de mesure présenté dans la figure 4.8 est une version modifiée du système de mesure des circuits multiports non linéaires de la figure 4.5. Pour permettre l'excitation

de deux ports à la fois, le système de mesure de la figure 4.8 est doté d'une source RF à deux sorties. Dans le cas du système réalisé, les deux sorties RF sont générées à partir de la source RF ordinaire (figure 4.5). D'après la figure 4.8, la sortie de la source RF attaque, à travers un isolateur, un générateur d'harmonique à base d'une diode, connu sous le nom de SRD *(Step Recovery Diode)*. En tant que circuit non linéaire, la diode SRD génère un train d'impulsion en réponse à un signal sinusoïdal appliqué à son entrée. Après son amplification, le signal de la sortie de la diode est dirigé vers l'entrée un diviseur de puissance de 3dB. Ce diviseur alimente à son tour deux filtres *YIG*. Les filtres *YIG* à bandes passantes contrôlées par ordinateur, permettent de sélectionner deux harmoniques différentes jouant les rôles des signaux RF et LO dans la mesure des mélangeurs de fréquences. Après un contrôle d'amplitude, par deux amplificateurs et deux atténuateurs, les signaux RF et LO sont dirigés, par contrôle automatique, vers deux ports différents du FTD sous test par le biais d'un réseau de commutateurs *sources*. L'entrée CH1 du récepteur MTA reçoit un échantillon du signal RF de départ utilisé comme référence de phase. L'entrée CH2 reçoit à tour de rôle chacune des ondes incidentes et réfléchies échantillonnées avec les coupleurs du module de routage et guidées par le réseau de commutateurs *récepteurs*, comme le montre la figure 4.8. Pour les signaux non sinusoïdaux, les composantes DC sont isolées par des T de polarisation et mesurées séparément. Malgré que la bande d'opération du récepteur MTA a une limite supérieure de 40GHz, la fréquence limite du système est dictée par la bande passante des coupleurs et des commutateurs utilisés. Dans notre application, les coupleurs couvrent seulement une bande de fréquence entre 1MHz et 2GHz.

4.5.3 Méthode de mesure

Les circuits transpositeurs de fréquences servent souvent à la modulation et la démodulation des signaux. Vue la multitude de types de modulation et la complexité des spectres des signaux modulés, l'acquisition des signaux avec le récepteur MTA en mode

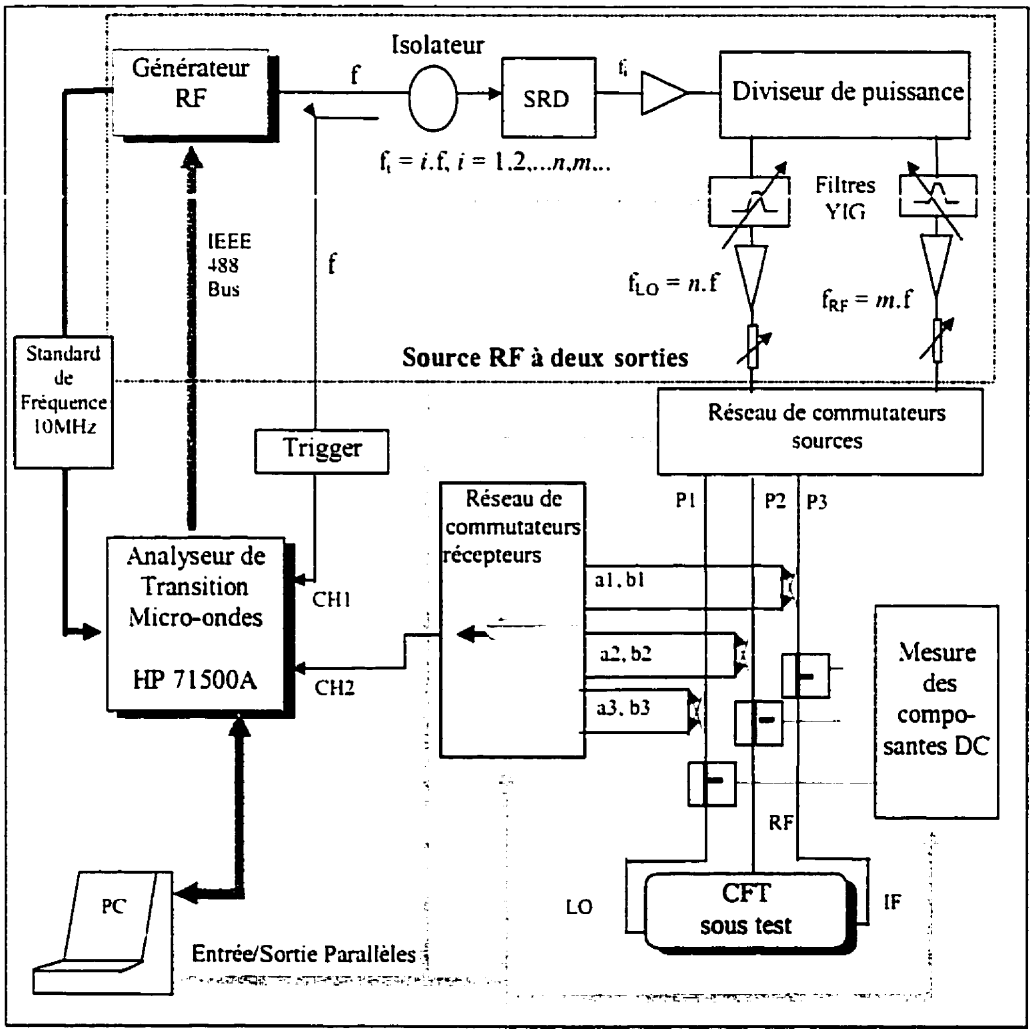


Figure 4.8. Système de mesure temporel des circuits transpositeurs de fréquences.

table est inefficace. En effet, ce mode d'acquisition permet de mesurer au plus 16 composantes harmoniques d'un signal périodique. Ceci est beaucoup inférieure au contenu du spectre d'un signal modulé. Pour cette raison, le MTA est utilisé en mode *balayage dans le temps* où 1024 échantillons peuvent être acquis. Les données échantillonnées sont alors converties au domaine fréquentiel par un transformé de Fourier discrète pré-programmée dans le récepteur MTA. Les données fréquentielles subissent ensuite une opération de correction et de *de-embedding* pour transférer le plan

de référence des mesures de l'entrée CH2 du MTA au plan du FTD sous test. Comme le chemin des signaux à mesurer est le même que celui dans le système précédent, les mêmes procédures d'étalonnage *relative* et *absolue* sont applicables. Les données corrigées sont ensuite utilisées pour évaluer les caractéristiques fréquentielles du FTD sous test, comme le groupe délai, l'isolation, la perte de conversion, ... Ces données sont converties de nouveau au domaine temporel pour servir à reconstituer les formes d'ondes des signaux aux différents ports du FTD sous test [50-63]. La figure 4.9 résume les différentes étapes de mesure proposée dans l'approche.

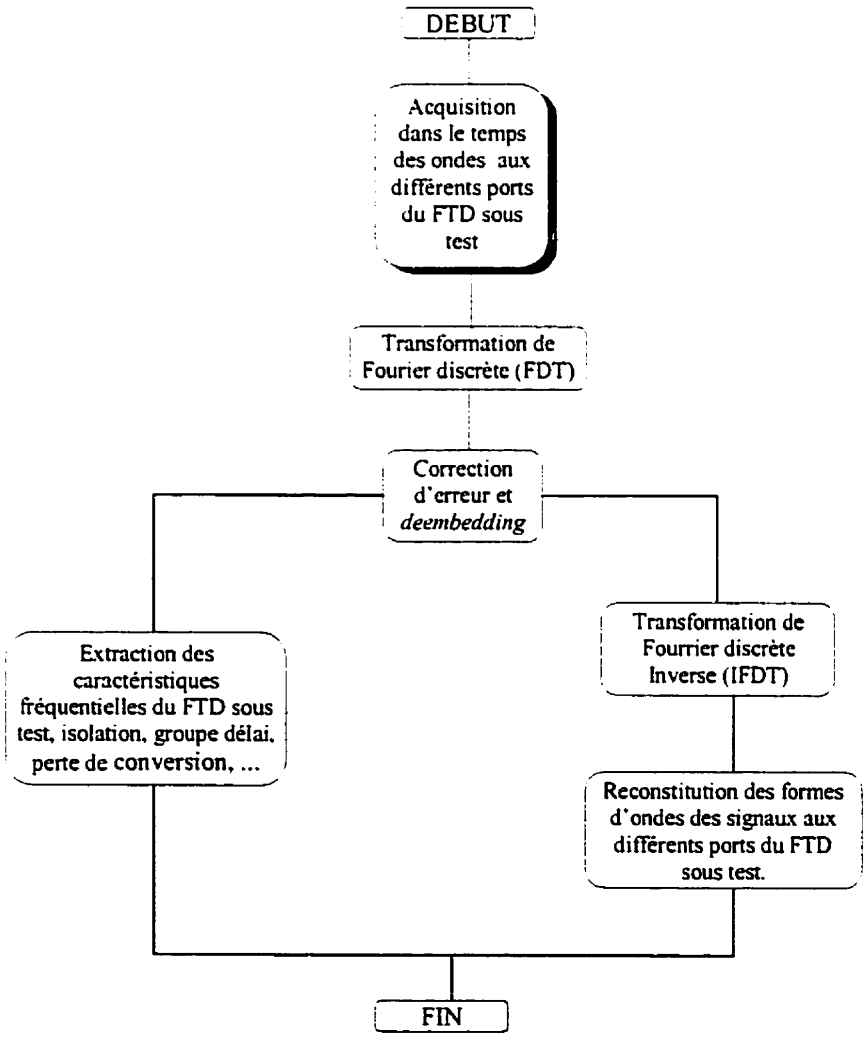


Figure 4.9. Diagramme bloc des différentes étapes de la caractérisation des FTD.

4.6 Validation expérimentale et discussion

Pour évaluer les performances des deux systèmes de mesures non linéaires présentés dans ce chapitre, Nous avons caractérisé deux circuits à trois ports. On présente dans ce que suit une présentation et une discussion des résultats de ces deux expériences.

4.6.1 Mesure d'un circuit non linéaire à trois ports

La figure 4.10 montre un circuit à trois ports constitué d'un amplificateur de type ERA5 de Mini-Circuits suivi d'un diviseur de puissance de type ANAREN-41620. Une des sorties du diviseur de puissance attaque un filtre passe bas dont la fréquence de coupure est égale à 1GHz. La figure 4.10 montre l'assignation des ports. Pour opérer ce circuit en régime non linéaire sachant que la compression de l'amplificateur commence à une puissance de 0dBm, on a présenté un signal sinusoïdal de fréquence 0.5GHz et de puissance 10dBm au port 1 du circuit sous test. A l'aide du système de mesure de la figure 4.5 les ondes incidentes et réfléchies aux trois ports du CMST ont été mesurées pour cinq composantes harmoniques incluant la composante fondamentale. Nous avons mesuré l'onde sortante du port 3 par un analyseur de spectre. Le tableau 4.1 montre une comparaison en amplitude entre les deux mesures faites sur l'onde b_3. Les formes d'ondes des tensions et des courants aux trois ports du CMST sont présentées respectivement dans les figures 4.11 et 4.12.

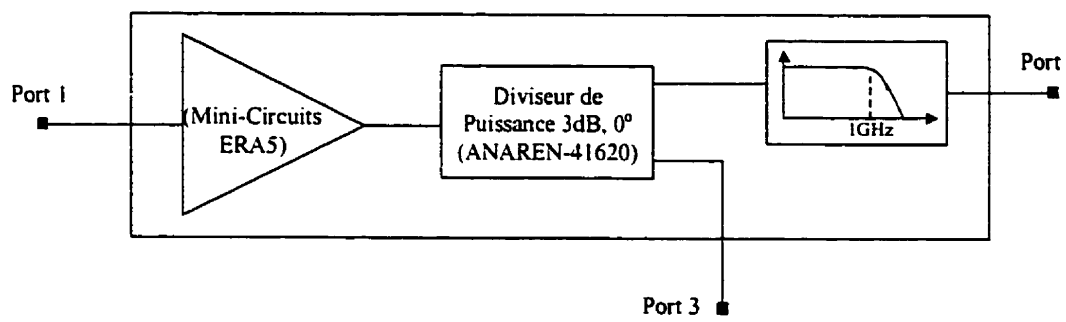


Figure 4.10. Schéma block d'un circuit non linéaire à trois ports.

Table 4.1 Mesure de la fondamentale et des harmoniques de l'onde b_2

Fréquence (GHz)	$b_{2,\ \text{système proposé}}$ (dBm)	$b_{2,\ \text{analyseur de spectre}}$ (dBm)
0.5	14.82	15
1.0	2.83	3
1.5	-32.02	-32.3
2.0	-44.46	-66.5
2.5	-58.83	-67.3

Table 4.2 Mesure de la fondamentale et des harmoniques de l'onde b_3

Fréquence (GHz)	$b_{3,\ \text{système proposé}}$ (dBm)	$b_{3,\ \text{analyseur de spectre}}$ (dBm)
0.5	16.71	15.33
1.0	2.21	3
1.5	2.09	1.33
2.0	-13.73	-10.17
2.5	-5.26	-7

D'après les tables 4.1 et 4.2, on remarque une légère différence entre les données obtenues par le système proposé et celles de l'analyseur de spectre. Cette erreur est probablement due à la différence entre le coefficient de réflexion de l'analyseur de spectre et les ceux définis aux ports 2 et 3 du système de mesure. Une meilleure modélisation des standards utilisés dans l'étalonnage du système proposé peut améliorer les résultats de mesures. Les figures 4.11 et 4.12 montrent que la tension et le courant à l'entrée du CMST ne sont pas parfaitement sinusoïdaux. Cela est dû à l'adaptation imparfaite du CMST qui cause une onde réfléchie sur le même port d'entrée et qui comportent des harmoniques résultant de la compression de l'amplificateur. Cet exemple d'application du système de mesure montre bien l'avantage qu'offre la visualisation des formes d'ondes aux ports des CMST opérant en régime non linéaire.

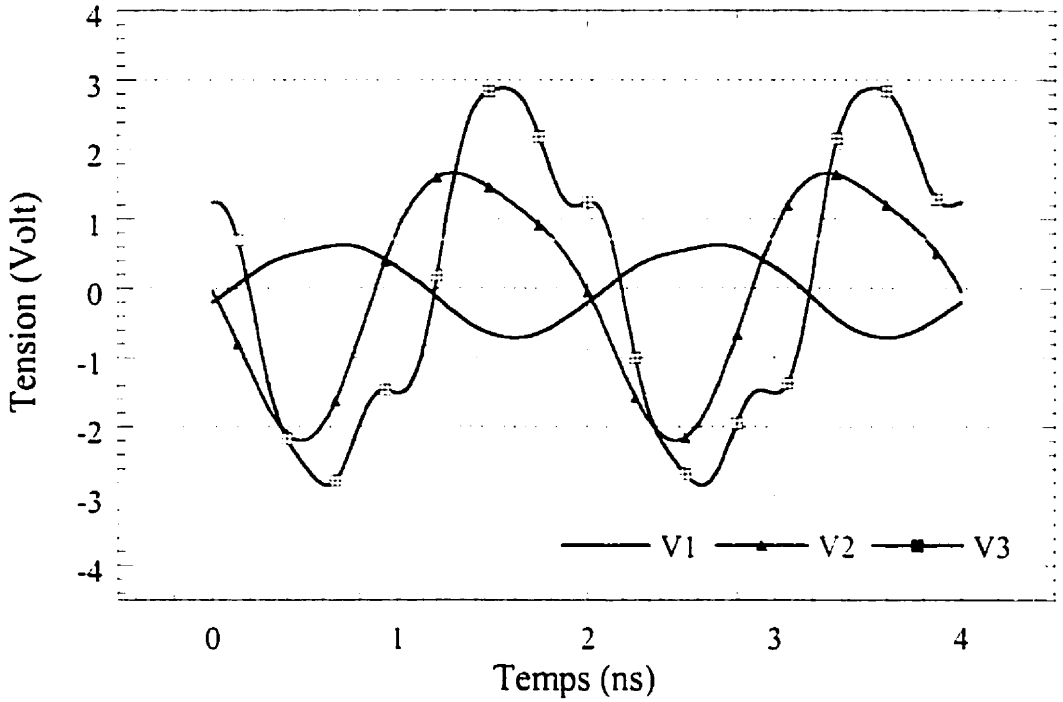


Figure 4.11 Formes d'ondes des tensions aux différents ports du CMST.

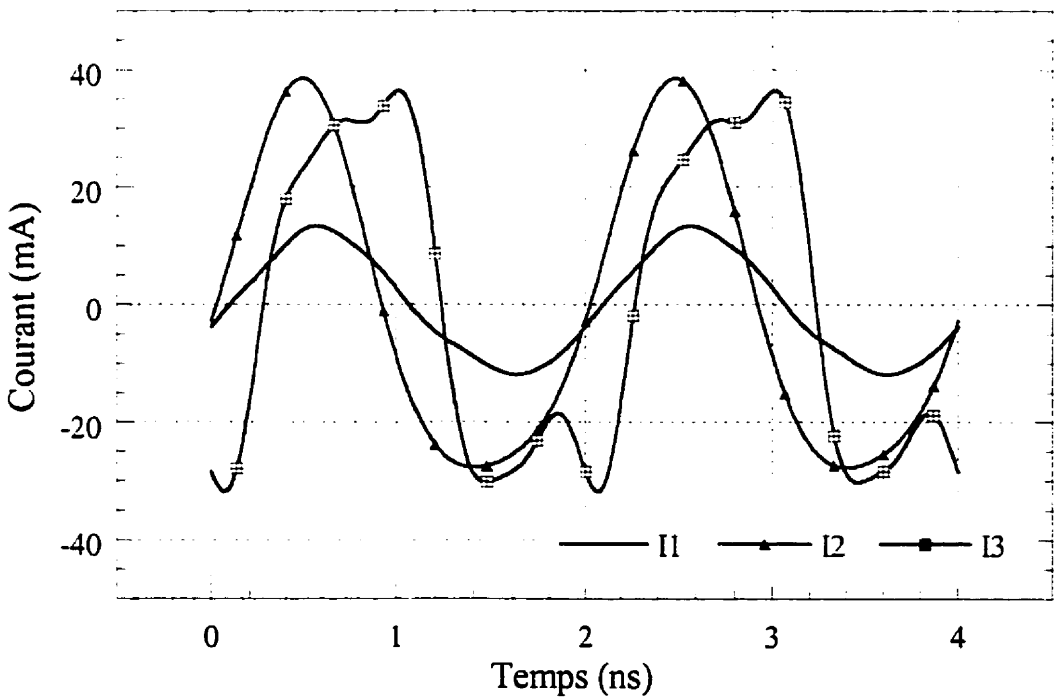


Figure 4.12 Formes d'ondes des courants aux différents ports du CMST.

4.6.2 Mesure d'un mélangeur de fréquence

Nous nous sommes servis d'un mélangeur commercial de type WJ-M8C-7 pour le mesurer à l'aide du système proposé dans la figure 4.8. Pour caractériser ce circuit, il est important de générer des signaux LO et RF cohérents à partir d'une seule source afin d'avoir des mesures de phase stables et précises. Un signal RF de fréquence $f = 0.2$GHz est utilisé pour générer un signal LO de fréquence 1.8GHz et un signal RF de fréquence 2.0GHz.

Pour justifier le choix de f, on peut remarquer que si $f_{LO} = m.f$ et $f_{RF} = n.f$ avec m et n sont des entiers positifs, il est très approprié de choisir f de façon que m et n soient premiers entre eux. Cette condition peut se traduire par un choix de f comme étant le plus grand commun diviseur, *PGCD*, de f_{LO} et f_{RF}. En effet, si f n'est pas un diviseur commun de f_{LO} et de f_{RF}, ces deux fréquences ne peuvent pas être des harmoniques de f simultanément. Par conséquent, la génération de f_{LO} ou f_{RF} n'est plus possible via la SRD. D'autre part, si f n'est pas le plus grand commun diviseur de f_{LO} et de f_{RF}, ses harmoniques seront inutilement éloignées de la fréquence fondamentale f et leurs puissances seront plus faibles.

Comme une première validation, le port IF du mélangeur sous test est mesuré de deux différentes manières : (i) avec le système de mesure proposé et (ii) avec un analyseur de spectre. La figure 4.13 montre le bon accord obtenu entre les deux résultats. Les spectres des signaux RF et LO mesurés par le système proposé sont montrés dans la figure 4.14. Les formes d'ondes correspondants aux trois signaux sont aussi exposées dans la figure 4.15. Il est à noter que le signal de sortie au port IF contient une petite contribution des signaux LO et RF. Pour avoir un signal IF propre, un filtre passe bas de fréquence de coupure 0.4GHz est placé à la sortie IF du mélangeur. Les nouveaux résultats qui incluent l'effet du filtre sont montrés dans les figures 4.16 et 4.17.

Malgré les résultats favorables du système proposé, il est toujours utile de rappeler que ce dernier est limité dans le sens où il ne permet pas l'excitation du FTD sous test par des signaux de fréquences arbitraires. En effet, la diode SRD jouant le rôle d'un générateur d'harmoniques ne permet pas la création d'un spectre large même sous une forte excitation. Par exemple, sous une puissance de 13dBm, seule une douzaine d'harmoniques à sa sortie est exploitable. Pour remédier à ce problème, il est toujours possible d'utiliser un générateur RF à deux sorties, pourvu que la synchronisation de ces deux sorties soit stable. Une deuxième limitation du système de mesure proposé réside dans son récepteur MTA qui génère une erreur de phase importante dans la mesure des signaux faibles en présence de grands signaux. Un étalonnage en phase du récepteur MTA seul [40] peut minimiser cette erreur et améliorer les performances du système.

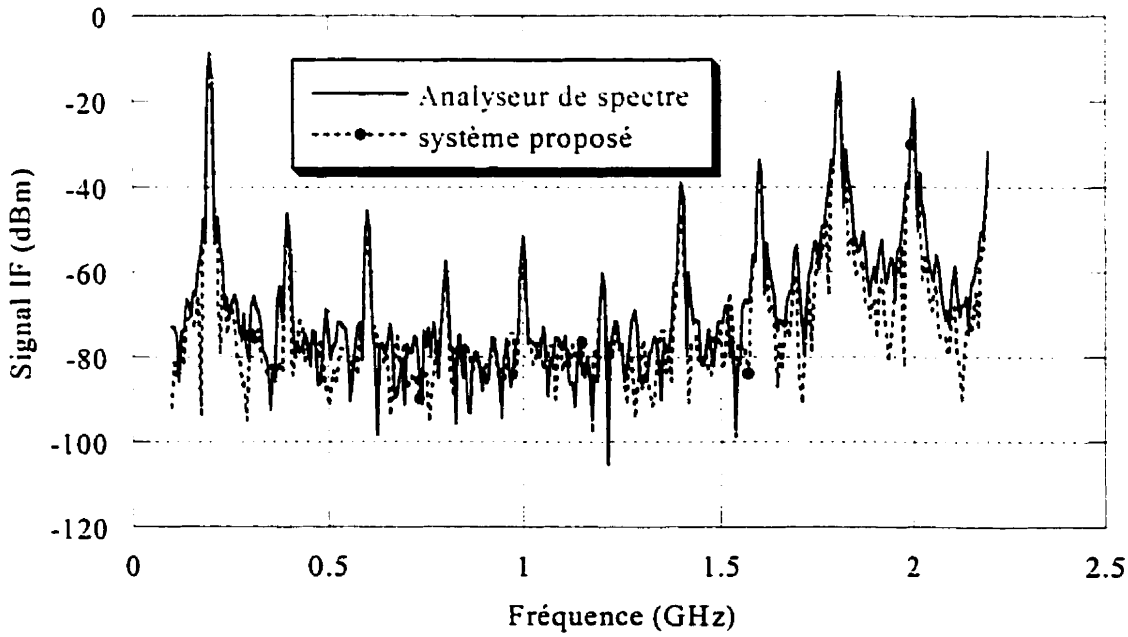
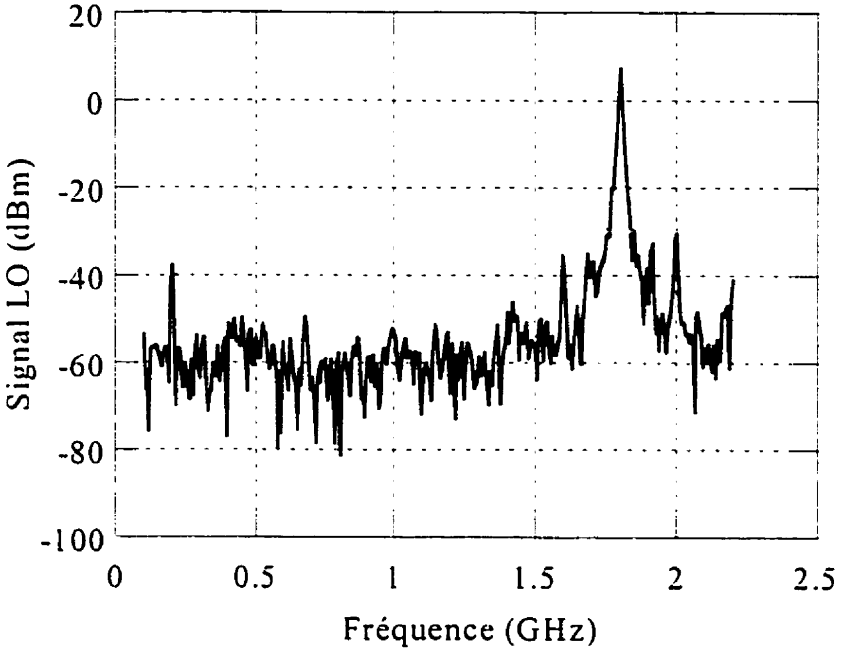
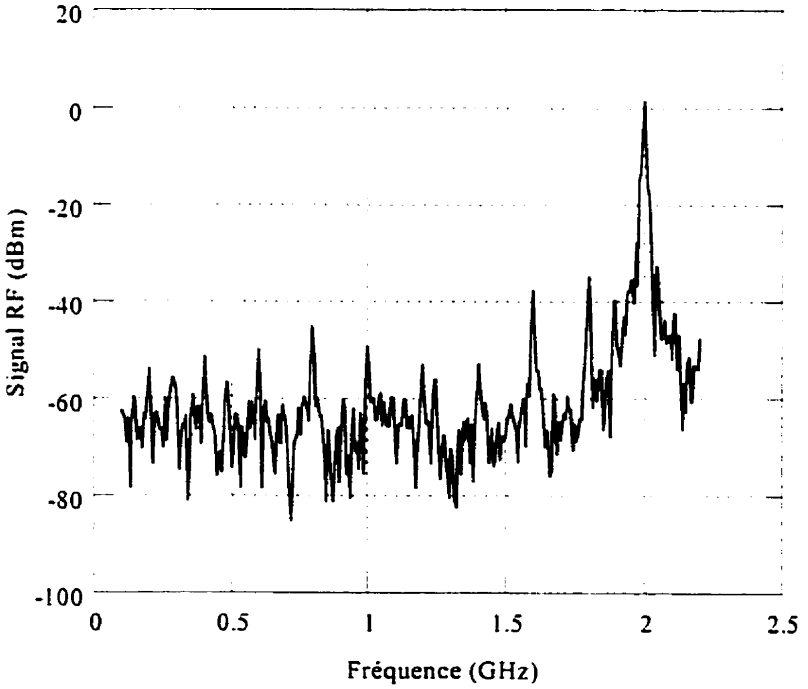


Figure 4.13 Représentation spectrale du signal à la sortie IF du mélangeur sous test.



(a)



(b)

Figure 4.14 Spectres des signaux aux entrées du mélangeur sous test.

(a) Signal LO. (b) Signal RF.

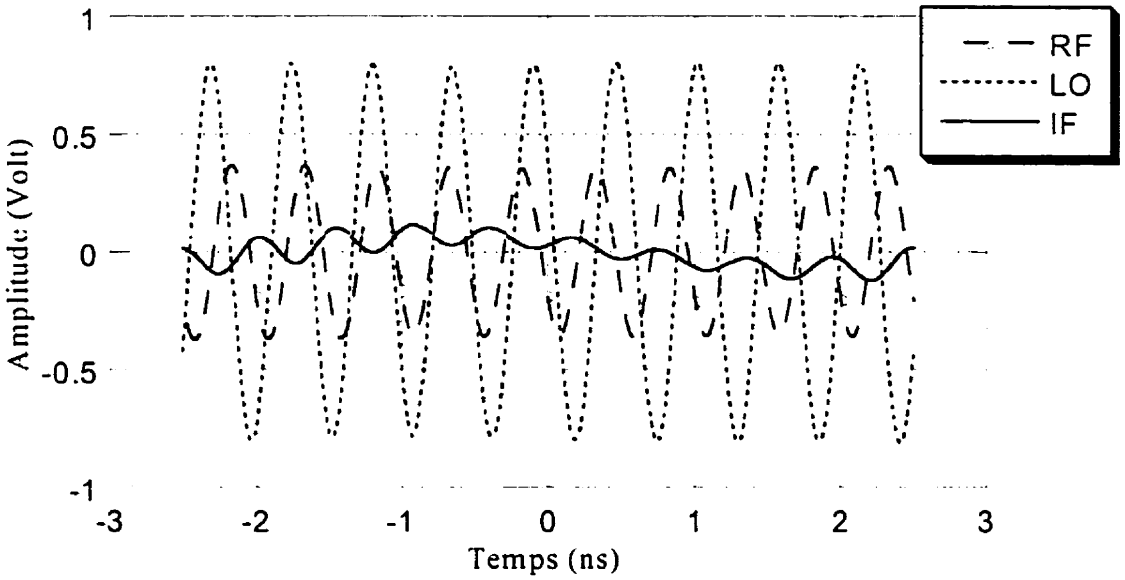
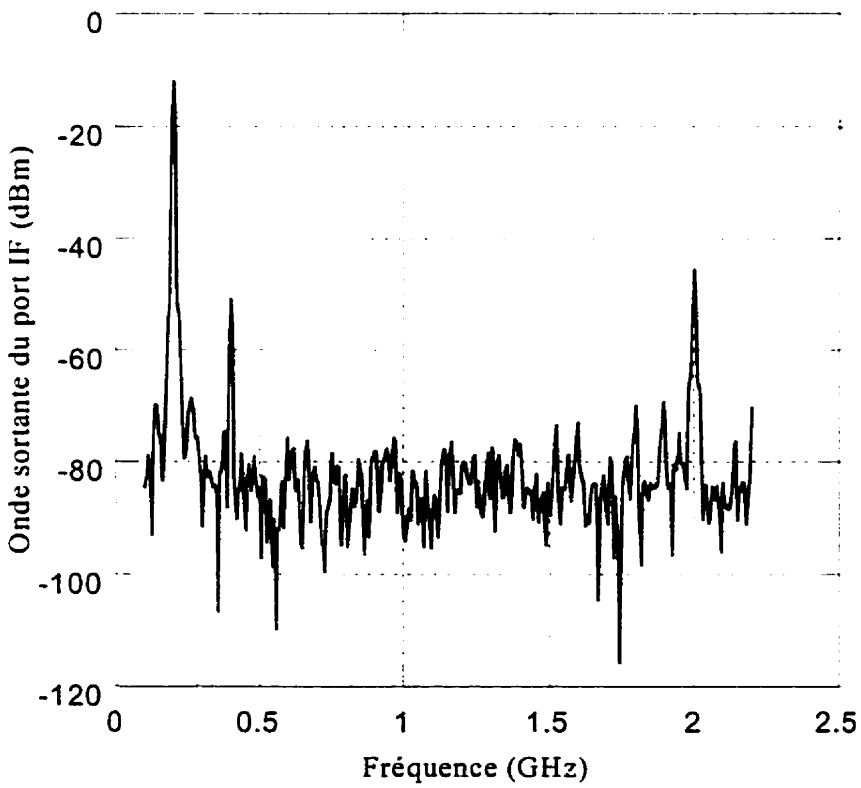
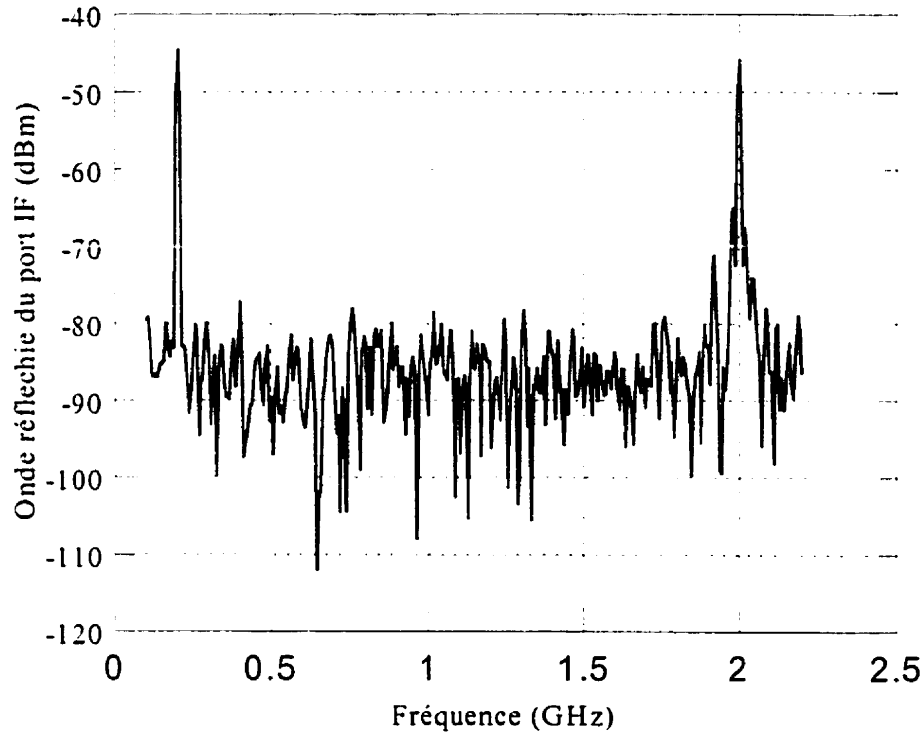


Figure 4.15 Formes d'ondes des tensions aux différents ports du mélangeur sous test.



(a)



(b)

Figure 4.16 Spectres des ondes au port IF filtré du mélangeur sous test.
(a) Onde incidente. (b) Onde réfléchie.

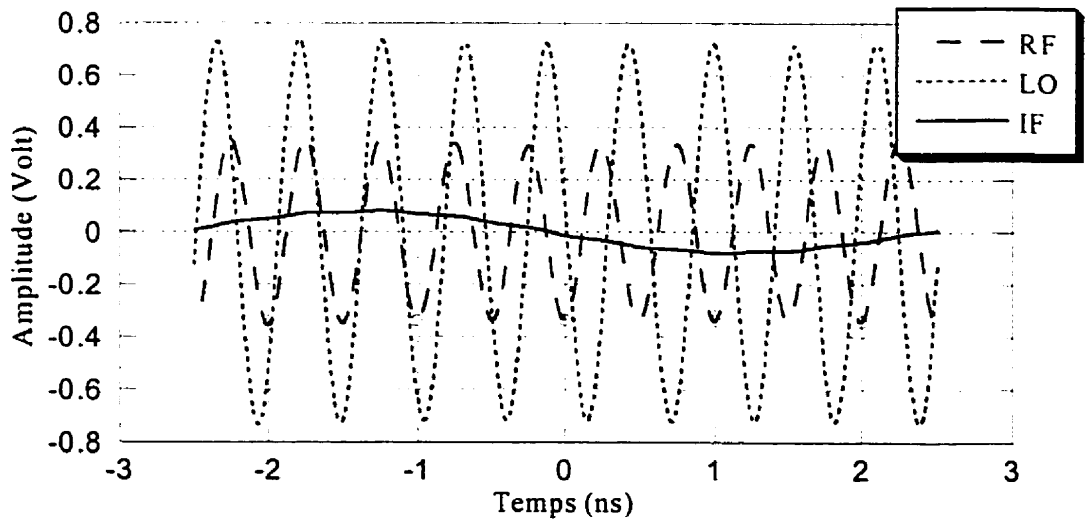


Figure 4.17 Formes d'ondes des tensions aux différents ports du mélangeur sous test avec la sortie IF filtrée.

4.7 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons présenté un système de mesure temporelle des circuits non linéaires basé sur le système de mesure des paramètres S présenté dans le chapitre précédent. Ce nouveau système permet la reconstitution des formes d'ondes aux différents ports du circuit sous test. Le récepteur micro-onde du présent système est employé comme référence de phase. Pour une validation des performances, nous avons effectué des mesures d'un circuit non linéaire à trois ports. Une comparaison avec l'analyseur de spectre a montré l'efficacité du système proposé.

Une version modifiée du système de mesure non linéaire à permis de caractériser les circuits transpositeurs de fréquences dans les domaines fréquentiel et temporel. Pour valider ce nouveau système, un mélangeur commercial a été mesuré dans les deux domaines et les résultats sont comparés avec celles d'un analyseur de spectre. Un bon accord entre les deux groupes de résultats montre l'efficacité du système proposé. Par contre une limitation de ce dernier réside dans le choix limité des fréquences des signaux d'excitation qu'il peut générer.

CONCLUSION

Durant cette thèse, l'analyse numérique et la caractérisation expérimentale des lignes de transmission non uniformes et des circuits micro-ondes multiports ont été abordées.

Une formulation pour les analyses temporelle et fréquentielle des lignes de transmission couplées, non uniformes et avec pertes a été présentée. L'analyse fréquentielle utilise des fonctions de base dépendant de la fréquence dans une approche basée sur la méthode des moments. La nature des fonctions de base choisies et leur variation avec la fréquence ont permis d'atteindre une précision acceptable sur une large bande de fréquence, tout en utilisant un nombre de fonctions de base modéré. D'autre part, ces fonctions complexes, ont permis de tenir compte des pertes dans les conducteurs et des pertes diélectriques ainsi que les effets de dispersion dans la structure, sans aucun effort additionnel. Des structures d'illustration de lignes simples, couplées et des structures de trois lignes ont été analysées avec succès. L'efficacité de l'approche présentée a été aussi démontrée en optimisant les performances d'un coupleur ayant une bande de fréquences ultra-large avec un effort minime. Comme toute approche numérique, la méthode d'analyse présentée connaît deux limitations essentielles. Une première limitation découle directement de l'utilisation des équations de Télégraphiste. En effet, ces équations, sur les quelles se base la méthode présentée, prévoient une variation unidirectionnelle du courant le long de la direction de propagation. Autrement dit, des largeurs de lignes de transmission qui ne sont plus faibles par rapport à la longueur d'onde du signal propagé donnent naissance à un courant transversal non considéré par la méthode présenté. Par suite la précision des résultats se trouve dégradée. Dans le cas d'analyse des structures où le courant est bidirectionnel, l'utilisation d'un simulateur de champs électriques comme HFSS ou MOMENTUM est plus appropriée. Une deuxième limitation dans cette méthode d'analyse se manifeste dans l'étude des structures ayant des variations géométriques très brusques. En effet, une variation brusque dans la largeur des lignes de

transmission excite des modes de propagation d'ordres supérieurs et cause une perte de radiation non modélisable par cette méthode.

En plus qu'elle soit un outil de simulation bien autonome, cette méthode d'analyse peut constituer le coeur d'un outil de synthèse des circuits à base de lignes de transmissions non uniformes, tels que les circuits d'adaptation, les filtres et les coupleurs bidirectionnels à très larges bandes. De tels composants ont une importance capitale dans les circuits des communications modernes. Une deuxième application de cette méthode se résume à son intégration dans un simulateur micro-onde comme MDS où N lignes de transmission avec pertes, couplées et non uniformes seront représentées par une boite noire caractérisée par sa matrice S carrée d'ordre N, calculée par la présente approche.

L'approche d'analyse temporelle utilise les paramètres S de la structure à analyser ainsi que les conditions d'excitations et de charges à ses ports pour déterminer sa réponse transitoire. Suivant que les terminaisons aux différents ports de la structure sont purement linéaires ou comportent des charges non linéaires, les paramètres S sont utilisés dans leur domaine fréquentiel ou transformés dans le domaine temporel. Tant que le cas général d'analyse exige de considérer des terminaisons non linéaires et réactives, une modélisation temporelle de ces dernières a été nécessaire. Des algorithmes itératifs comme celui de Newton-Raphson et la méthode du Trapèzes ainsi que des techniques d'intégration et de dérivation numériques ont été alors exploités. Le fait que les paramètres S utilisés tiennent compte des pertes dans la structure passive à analyser, ces effets sont automatiquement inclus dans la réponse transitoire de la structure. Des résultats pour des lignes de transmissions couplées montrant les différents effets de distorsion comme la réflexion, les délais de propagation et la diaphonie ont été comparés au simulateur SPICE et aux données expérimentales. Cette comparaison a montré que la méthode d'analyse temporelle présentée offre une précision satisfaisante pour une large gamme de structures sous différentes conditions d'excitations et de charges. Par contre,

cette approche hérite les mêmes limitations de l'analyse fréquentielle utilisée dans le calcul des paramètres S.

Autre que le domaine des micro-ondes, cette approche d'analyse temporelle trouve une application pertinente dans l'étude des interconnexions inter et intra-modulaire dans les circuits intégrés. L'intégration de cette technique dans un simulateur des circuits discrets, comme SPICE, lui permet de franchir la barrière des hautes fréquences et de prédire les effets des éléments distribués réels.

Dans la deuxième partie de la thèse, un système de mesure des paramètres S des circuits à quatre ports a été réalisé. Autre que la réalisation pratique, la base théorique des procédures d'étalonnage et de contrôle du système réalisé a été dédiée aux mesures des circuits à N ports. Parmi les avantages de ce système entièrement automatisé on cite la caractérisation des circuits à N ports en une seule connexion. D'autre part, grâce à sa structure modulaire, un étalonnage vectoriel (en module et en phase) du système a été possible. Pour valider le système proposé, nous avons mesuré des circuits micro-ondes commerciaux. La comparaison des résultats obtenus avec ceux d'un analyseur de réseaux conventionnel (HP8510A) a permis de mettre en évidence les performances du système proposé et de valider son fondement théorique.

La versatilité du récepteur micro-onde utilisé, qui est l'analyseur de transitions micro-ondes, MTA, nous a invités à penser aux mesures temporelles. Une version modifiée du premier système a permis de faire l'acquisition des formes d'ondes aux différents ports d'un circuit multiports. Le nouveau système proposé a été testé avec succès sur un circuit non linéaire à trois ports. Ce type de mesures temporelles trouve une application pertinente dans la caractérisation des transistors et les circuits non linéaires, où les mesures fréquentielles des paramètres S sont insuffisantes. En tant que référence de phase pour le système entier, le récepteur MTA doit être étalonné séparément avant l'étalonnage global du système. Pour cette fin, une technique portant le nom de *nose-to-*

nose calibration _décrite dans [40] peut être appliquée. Contrairement aux oscilloscopes rapides, le récepteur multifonction MTA exige une périodicité très stable du signal d'excitation et une bonne synchronisation avec la source RF. Un tel inconvénient limite le choix de la source RF utilisée dans le système.

Enfin une troisième version du système de mesure a été dédiée à la caractérisation tempo-fréquentielle des circuits transpositeurs de fréquences. Ce type de circuits est difficile à caractériser dû au fait que ses ports opèrent à des fréquences différentes. Le nouveau système utilise un générateur d'harmonique SRD, pour générer deux signaux d'excitation de fréquences différentes. Ce système a été validé par la caractérisation d'un mélangeur de fréquence commercial. Les résultats obtenus ont montré un bon accord avec l'analyseur de spectres. Par contre une limitation de ce système réside dans le choix limité des fréquences des deux signaux d'excitation qu'il peut générer.

Autres que les trois types de mesures abordés dans le cadre de cette thèse, la versatilité du récepteur MTA ouvre une grande porte pour la caractérisation spécialisée des circuits multiports. En particulier, des modifications matérielles et logicielles mineures dans le système de mesures fréquencielles permet d'effectuer des mesures en RF pulsées. Ce type de mesure concerne la caractérisation des circuits sensibles à la température. D'autre part, la structure modulaire du logiciel de pilotage du système ainsi que son interface utilisateur développées, sur une plate-forme Microsoft Visual C++, offrent une grande souplesse dans la configuration du système en termes de fréquence, de puissance RF, d'assignation des ports, ... D'autre part, cette structure modulaire permet l'adaptation du logiciel aux changements du type de récepteur ou du générateur dans le système en changeant tout simplement le *driver* approprié. Cette habilité offre la possibilité d'élaborer d'autres types de mesures comme la recherche des charges optimales des transistors, mesure *load pull*, et la mesure des signaux à modulation numérique.

RÉFÉRENCES

[1] A. Hamade, A. B. Kouki, and F. M. Ghannouchi, "A CAD suitable approach for the analysis of non-uniform MMIC and MHMIC transmission lines", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 44, No. 9, pp. 1614-1617, Sept. 1996.

[2] A. B. Kouki, A. Hamade and F. M. Ghannouchi, "A New Formulation for the Analysis of Nonuniform Transmission Lines Using Frequency-Varying Basis Functions," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 817-820 Orlando May 1995.

[3] Qingjian Yu, "Exact Moment Matching Model of Transmission Lines and Application to Interconnect Delay Estimation," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 3, No. 2, pp. 127-138, Jun. 1995.

[4] J. E. Schutt-Aine, "Scattering Parameter Transient Analysis of Transmission Lines Loaded with Nonlinear Terminations," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 36, No. 3, pp. 529-535, Mar. 1988.

[5] Pierre Bouchard and Réal R. J. Gagné, "Transient Analysis of Lossy Parabolic Transmission Lines with Nonlinear Loads," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*, Vol. 43, No. 6, pp. 1330-1334, Jun. 1995.

[6] Richard L. Veght, "Dispersion of Transient Signals in Microstrip Transmission Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*, Vol. 34, No. 12, pp. 1427-1435, Dec. 1986.

[7] Chen-To Tai, "Transients on Lossless Terminated Transmission Lines," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, Vol. AP-26, No. 4, pp. 556-561, July 1978.

[8] Ching-Wen Hsue, "Modified Time-Domain-Scattering-Parameter Formulation for Incident and Reflected Waves on Lossless, Nonuniform Transmission Lines," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 4, No. 6, pp. 189-190, Dec. 1994.

[9] M. A. Mehalic and R. Mittra, "Investigation of tapered multiple microstrip lines for VLSI circuits," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 38, No. 11, pp. 1559-1567, Nov. 1990.

[10] M. Annaraton, "Digital CMOS Circuit Design," *Boston: Kluer Academic Publisher*, 1986, ch. 5.

[11] G. Ghione, I. Maio and G. Vecchi, "Modeling of Multiconductor Buses and Analysis of Crosstalk, Propagation Delay, and Pulse Distorsion in High-Speed GaAs Logic Circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol.* 37, No. 3, pp. 445-455, Mar. 1989.

[12] G. Pan, G. J. Wunsch and B. K. Gilbert "Frequency-Domain Analysis of Coupled Nonuniform Transmission Lines Using Chebychev Pseudo-Spatial Techniques," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 40, No. 11, pp. 2025-2033, Nov. 1992.

[13] J. Kuo, "Riccati Matrix Differential Equation Formulation for the Analysis of Nonuniform Multiple Coupled Microstrip Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 44, No. 6, pp. 2025-2033, June. 1996.

[14] J. E. Schutt-Aine, R. Mittra, "Modeling and Simulation of High-Speed Digital Circuit Interconnections," *Electromagnetic Communication Laboratory*, Technical Report No. 88-2, April 1988.

[15] N. Boulejfen, A. B. Kouki, and F. M. Ghannouchi, "A Robust and Efficient Method for the Frequency Domain Analysis of Nonuniform, Lossy Multi-Line Transmission Structures," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Baltimore July 1998.

[16] HP Microwave Design System (MDS), Building and Analyzing Circuits, *Hewlett Packard*, USA, May 1990.

[17] O. A. Palusinski and A. Lee, "Analysis of Transients in Nonuniform and Uniform Multiconductor Transmission Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 37, No. 1, pp. 127-138, Jan. 1989.

[18] High Frequency Integrated Simulator (HIFIS), *Integrated Microwave Technologies Inc.*, Canada, April 1997.

[19] S. Uysal, "Nonuniform Line Microstrip Directional Couplers and Filters," *Artech House Inc.*, 1993.

[20] P. Waldow and I. Wolf, "The Skin-Effect at High Frequencies," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 33, No. 10, pp. 1076-1082, Oct. 1985.

[21] G. L. Matthaei et al., "The Nature of Charges, Currents, and Fields in and about Conductors Having Cross-Sectional Dimensions of the Order of a Skin Depth," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 38, No. 8, pp. 1031-1035, Aug. 1989.

[22] J. E. Schutt-Aine, R. Mittra, "Scattering parameter transient analysis of transmission lines, " *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 36, No. 7, pp. 959-967, Jul. 1989.

[23] J. E. Schutt-Aine and R. Mittra, "Nonlinear transient analysis of coupled transmission lines, " *IEEE Circuit & Systems*. Vol. 36, No. 7, pp. 959-966, 1989.

[24] K. D. Marx, R. I. Eastin, "A configuration-oriented SPICE model for multiconductor transmission lines with homogeneous dielectric, " IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 38, No. 8, pp. 1123-1129, Aug. 1990.

[25] V. K. Tripathi and J. B. Rettig, "A SPICE Model for Multiple Coupled Microstrips and Other Transmission Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 33, No. 12, pp. 1513-1518, Dec. 1985.

[26] V. K. Tripathi and R. J. Bucolo, "Analysis of Multilevel Parallel and Crossing Interconnection Lines," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-34, No. 3, pp. 650-658, March 1987.

[27] V. K. Tripathi and Neven Orhanovic, "Time domain Characterization and Analysis of Dispersive Dissipative interconnects," *IEEE Transactions on Cir. And Syst.*, Vol. 39, No. 11, pp. 938-945, 1992.

[28] J. R. Griffith and M. S. Nakhla, "Time-Domain Analysis of Lossy Coupled Transmission Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 38, No. 10, pp. 1480-1486, Oct. 1990.

[29] G. Pan, K. S. Olson and B. K. Gilbert, "Improved Algorithmic Methods for the Prediction of Wavefront Propagation Behavior in Multiconductor Transmission Lines for High Frequency Digital Signal Processors," *IEEE Trans. Computer Aided Design*, Vol. 8, No. 6, pp. 608-621, June 1989.

[30] G. Pan, G. Wang and B. K. Gilbert, "Analysis of Nonlinear Termination Networks for Coupled Lossy and Dispersive Transmission Lines, " *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 41, No. 3, pp. 531-535, March. 1993.

[31] L. O. Chua and P. M. Lin, "Computer-aided Analysis of electronic circuits," *Englewoods Cliffs: Printice Hall*, 1995.

[32] J. Mao and Z. Li, "Analysis of the Time Response of Multiconductor Transmission Lines with Frequency-Dependent Losses by Convolution-Characteristics, " *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 40, pp. 637-644, Apr. 1992.

[33] J. Verspecht, "Calibration of a Measurement System for High Frequency Devices," Vrije University Brussel, Faculteit Toegepaste Wetenschappen, Thesis report, Sep. 1995.

[34] F. M. Ghannouchi, Y. Xu, R. Bosisio, "One-step Connection Method for the Measurement of N-port Microwave networks Using Six-port Technique", *IEEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, Vol. 141, 285-289, Aug. 1995.

[35] G. F. Engen, and C. A. Hoer, ""True-Reflect-Line": An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 37, No. 12, pp. 987-993, Dec. 1979.

[36] F. M. Ghannouchi, "A Calibration and Measurement Method of a Tri-Six-port Network Analyzer Suitable for On-wafer Characterization of Three-port Devices," *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. 42, No. 4, pp. 864-866, Apr. 1993.

[37] F. M. Ghannouchi, "A De-embedding Technique for Reflection-Based S-Parameter Measurements of HMICs and MMICs," *Microwave and Optical Letters*, vol. 10, No. 4, pp. 218-221, Nov. 1995.

[38] D. Rubin, "De-Embedding mm-Wave MICs with TRL", *Microwave Journal*, pp 141-150, Jun. 1990.

[39] K. J. Silvonen, "A General Approach to Network Analyzer Calibration," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 40, No. 4, pp. 754-759, Apr. 1992.

[40] J. Verspecht and K. Rush, "Individual Characterization of Broadband Sampling Oscilloscopes with a Nose-to-Nose Calibration Procedure," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 43, NO. 2, pp. 347 354, April 1994.

[41] J. C. Tippet and R. A. Speciall, "A Rigorous Technique for Measuring the Scattering Matrix of a Multiport Devices with a 2-Port Network Analyzer ", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 30, No. 5, pp. 661-666, May 1982.

[42] *HEWLETT PACKARD*, " The Microwave Transition Analyser: Measure 25 ps Transitions in Switched and Pulsed Microwave Components", Product Note 70820-2.

[43] R. A. Speciale, "A Generalization of the TSD Network-Analyzer Calibration Procedure, Covering n-Port Scattering-Parameter Measurements, Affected by

Leakage, " *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 25, No. 12, pp. 1100-1115, Dec 1977.

[44] A. Ferrero, U. Pisani and K. Kerwin, "A New Implementation of Multiport Automatic Network Analyzer, " *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 40, pp. 2078-2085, Nov. 1992.

[45] A. Ferrero, F. Sanpietro and U. Pisani, " Multiport Vector Network Analyzer Calibration : A General Formulation, " *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 42, NO. 12, pp. 2455-2461, Dec. 1994.

[46] N. S. Nahman, "Picosecond-Domain Waveform Measurement: Status and Future Direction, " *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement.*, Vol. 32, No. 1, pp. 117-124, March 1983.

[47] A. Ferrero, F. Sanpietro and U. Pisani, "Novel Hardware and Software Solutions for a Complete Linear and Nonlinear Microwave Device Characterisation, " *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, Vol. 43, No. 2, pp. 299-305, Apr. 1994.

[48] T. Dhaene, L. Martens and D. De Zutter, "Calibration and Normalization of Time Domain Network Analyzer Measurements, " *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement.*, Vol. 42, No. 4, pp. 117-124, Apr. 1994.

[49] V. G. Gelnovatch, "A Computer Program for the Direct Calibration of Two-Port Reflectometers for Automated Microwave Measurements," *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement.*, pp. 46-48, January 1976.

[50] M. Sipila, K. Lehtinen and al., " High-Frequency Periodic Time-Domain Waveform Measurement System, " *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 36, NO. 10, pp. 1397 1405, October 1988.

[51] U. Lott, " Measurement of Magnitude and Phase of Harmonic Generated in Nonlinear Microwave Two-Ports ", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 37, NO. 10, pp. 1506- 1511, October 1989.

[52] G. Kompa and F. V. Ray, "Error-Corrected Large Signal Waveform Measurement System Combining Network Analyzer and Sampling Oscilloscope Capabilities," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 38, No. 4, pp. 358-365, Apr. 1990.

[53] M. Demmler, P. J. Tasker and M. Schlechtweg, "On-Wafer Large Signal Power, S Paramter and Waveform Measurement System", *Conference Record of the INMMC'94 – Third International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimiterwave Circuits* (Duisburg-Germany), pp. 153-158, Oct. 1994.

[54] J. G. Leckey, A. D. Patterson and J. A. C. Stewart, "A vector Corrected Waveform and Load Line Measurement System for Large Signal Transistor Characterization," *Conference Record of the IEEE Trans. Microwave Theory Symposium 1995.*, Orlando, Florida, USA, pp. 127-130, May. 1995.

[55] C. J. Wei, Y. Lan, J. C. M. Hwang, W. J. Ho and J. A. Higgins, "Waveform Characterization of Microwave Power Heterojunction Bipolar Transistor," *Conference Record of the IEEE Trans. Microwave Theory Symposium 1995.*, Orlando, Florida, USA, pp. 1243-1242, May. 1995.

[56] C. J. Wei, Y. A. Tkachenko, J. C. M. Hwang, "Internal-Node Waveform Probing of MMIC Power Amplifiers," *Conference Record of the IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium 1995*, Orlando, Florida, USA, pp. 127-130, May. 1995.

[57] J. Brown, "Transition Analyzer Scans Amplitude and Phase of 40-GHz pulses," *Microwave & RF*, March 1991.

[58] A. Ferrero, and U. Pisani, "An Improved Calibration Technique for OnWafer Large-Signal Transistor Characterization," *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement.*, Vol. 41, No. 2, pp. 360-364, Apr. 1993.

[59] E. Walters, "Sampling Oscilloscopes for Economical High-Frequency Measurement," *Microwave Journal*, pp. 155-160, Jan. 19987.

[60] C. J. Clark, A. A. Moulthrop and al., " Transmission Response Measurement of Frequency Translating Devices, " *1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol 3. pp. 1285-1288, June 1996

[61] HEWLETT PACKARD, " Microwave Component Measurements Amplitude & Phase Measurements of Frequency Translation Devices Using the HP 8510 Network Analyzer ", Product Note 8510-7.

[62] HEWLETT PACKARD, " HP 71500A Microwave Transition Analyzer Group Delay Personality ", Product Note 70820-10.

[63] J. Verspecht, P. Debie and al., " Accurate On Wafer Measurement of Phase and Amplitude of the Spectral Components of Incident and Scattered Voltage Waves at the Signal Ports of a Nonlinear Microwave Device, " 1995 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol 3. pp. 1029-1031, May 1995.

ANNEXE

Formulation des paramètres S généralisés des lignes de transmission uniformes et couplées

Dans le cas des lignes uniformes et couplées, une solution analytique des paramètres S est possible. Dans la section 2.2.3, on a présenté une méthode pour calculer les paramètres S modaux. Cette méthode considère que la structure est excité par des tensions et des courant modaux et terminée par des charges modales adaptées (vues par les modes). En se basant sur cette méthode on peut développer une expression pour les paramètres S généralisés des lignes de transmission couplées et uniformes. Pour cette fin, l'équation (2.34) peut encore être utilisée, à l'exception que les tensions V_{mn}, sont maintenant déduits de l'équation suivante:

$$\overline{V}(f,z) = E^{-1}\left(W(-z)\overline{A} + W(z)\overline{B}\right) \tag{A.1}$$

où $\overline{A}$ et $\overline{B}$ sont deux vecteurs de tensions associées respectivement aux ondes incidentes et réfléchies. On peut démontrer facilement que ces vecteurs satisfont les équations suivantes:

$$\begin{bmatrix} E^{-1} + Z_{ref}^{0} H^{-1} Z_m^{-1} & E^{-1} - Z_{ref}^{0} H^{-1} Z_m^{-1} \\ \left(E^{-1} - Z_{ref}^{l} H^{-1} Z_m^{-1}\right) W(-l) & \left(E^{-1} + Z_{ref}^{l} H^{-1} Z_m^{-1}\right) W(l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{A} \\ \overline{B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} diag\left(\overline{E}_0\right) & 0_N \\ 0_N & diag\left(\overline{E}_l\right) \end{bmatrix} \tag{A.2}$$

où $W(z) = diag\left(e^{\gamma_1 z}, e^{\gamma_2 z}, \ldots e^{\gamma_N z}\right)$, $Z_m = \left(diag(\overline{\gamma})\right)^{-1} EZH^{-1}$ et E et H sont définies dans l'équation (2.5). En utilisant la solution de l'équation (A.2) pour les vecteurs A et B, sous différentes excitations, dans l'équation (A.1) et substituant les tension V_{nm} résultantes dans l'équation (2.34), on obtient les paramètres S généralisés des lignes uniformes et couplées.