UNIVERSITE DE MONTREAL

METHODE NUMERIQUE D'ANALYSE ET MESURES MICRO-ONDES DE COUPLEURS A STRUCTURE PLANAIRE

par

Michel KARAM
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
ECOLE POLYTECHNIQUE

MEMOIRE PRESENTE EN VUE DE L'OBTENTION
DU GRADE DE MAITRISE ES SCIENCES APPLIQUEES (M. Sc. A.)
Décembre 1990

© Michel Karam 1990

National Library
of Canada

Canadian Theses Service

Ottawa, Canada
K1A 0N4

Bibliothèque nationale
du Canada

Service des thèses canadiennes

The author has granted an irrevocable non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of his/her thesis by any means and in any form or format, making this thesis available to interested persons.

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

L'auteur a accordé une licence irrévocable et non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de sa thèse de quelque manière et sous quelque forme que ce soit pour mettre des exemplaires de cette thèse à la disposition des personnes intéressées.

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

ISBN 0-315-69679-6

Canada

UNIVERSITE DE MONTREAL

ECOLE POLYTECHNIQUE

Ce mémoire intitulé :

METHODE NUMERIQUE D'ANALYSE ET MESURES MICRO-ONDES DE COUPLEURS A STRUCTURE PLANAIRE

présenté par : Michel KARAM

en vue de l'obtention du grade de : Maître ès Sciences Appliquées (M.Sc.A.)

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

Cevdet AKYEL	D.Sc.A., président-rapporteur
Renato BOSISIO	M.Sc.A., directeur
Yves DEMERS	D.Sc.A., co-directeur
Romuald WROBLEWSKI	Ph.D.

A mon pays adoptif

SOMMAIRE

L'objet de ce mémoire est la création d'un outil CAO dédié à l'analyse des circuits intégrés micro-ondes (CIM).

Sur le plan théorique, nous proposons une formulation générale de la méthode spectrale qui permet, pratiquement, de caractériser toute structure planaire composée de différentes couches de diélectriques. Les rubans conducteurs peuvent être placés arbitrairement à l'intérieur de cette structure. La caractérisation se base sur le calcul des capacités quasi-statiques des conducteurs.

Le fruit de cette étude est un ensemble de programmes capables de caractériser une structure, prédéfinie géométriquement, en calculant l'impédance caractéristique, la constante diélectrique effective, la longueur d'onde guidée, le facteur de couplage, etc...

Différentes configurations multicouches de lignes de transmission simples et de coupleurs sont explorées et analysées. La comparaison de nos résultats avec ceux d'autres auteurs nous a permis de valider le calcul par la

méthode spectrale.

L'objectif de l'étude se concrétise par l'application de la méthode spectrale, pour la première fois, à la caractérisation de coupleurs multicouches comportant un conducteur au potentiel flottant. Ce type de coupleurs se distingue par des facteurs de couplage très élevés ainsi qu'une bonne directivité. Ceci nous a permis de réaliser un coupleur 2.5 dB et de le mesurer avec succès.

ABSTRACT

A CAD program is developped for the caracterization of microwave integrated circuits (MIC).

The analysis is achieved as a result of the application of the spectral domain method to a general planar multilayer structure in which conducting strips are located anywhere between the dielectric layers. This analysis yield the quasi-static capacitances of the conductors. Therefore, caracteristic impedances, relative permittivities, guided wavelengths, coupling factors, etc... can be calculated.

Several multilayer configurations for single lines and high directivity couplers are thoroughly studied and analyzed. Thus, the validation of our analysis by the spectral domain method is carried through with the comparison of our results to those published.

Finally, the spectral domain method is applied, for the first time, to the analysis of multilayer couplers with floating potential conductors. These couplers can achieve both high directivity and extremely strong coupling. One such coupler (2.5 dB) is built and tested successfully.

REMERCIEMENTS

Je voudrais sincèrement remercier M. Renato BOSISIO pour avoir accepté d'être mon directeur de recherche et pour avoir tracé les grandes lignes de ce projet. Il a souvent marqué l'intérêt qu'il portait à l'avancement de mes recherches. Je le remercie également pour son aide financière et son encouragement tout au long de ce projet.

Par sa compétence, sa disponibilité constante ainsi que ses grandes qualités humaines, M. Yves Demers, mon co-directeur de recherche, a largement contribué à la réussite de ce travail. Qu'il veuille trouver ici l'expression de ma très sincère reconnaissance.

Des remerciements sincères sont dûs à mon confrère M. Ricardo BRICOUT pour les maints services rendus.

Je tiens aussi à remercier MM. Jules GAUTHIER et René ARCHAMBAULT pour la qualité de leur support technique. De même, je ne saurais oublier d'exprimer ma gratitude à M. Yvon LEMIRE ainsi qu'à tous mes confrères étudiants pour leur aide précieuse.

TABLE DES MATIERES

page

SOMMAIRE v

ABSTRACT vii

REMERCIEMENTS viii

LISTE DES FIGURES xv

INTRODUCTION 1

CHAPITRE 1 - COUPLEURS DIRECTIONNELS EN CIRCUITS INTEGRES MICRO-ONDES (CIM) 4

1.1 Théorie des coupleurs symétriques 4

1.1.1 Structure d'un coupleur en technologie microruban 4

1.1.2 Propriétés et caractéristiques de la transmission de puissance 6

1.1.3 Modes de propagation TEM et quasi-TEM . . . 9

1.1.3.1 Mode TEM 9

1.1.3.2 Mode quasi-TEM 9

1.1.4 Analyse des coupleurs symétriques en mode TEM 12

1.1.4.1 Découplage des équations de

propagation 15
1.1.4.2 Modes propres de propagation 18
1.1.4.3 Caractéristiques des modes pair et impair 21
1.1.4.4 Expression de l'impédance caractéristique en fonction des capacités . 24
1.1.5 Expressions analytiques des caractéristiques d'un coupleur 26
1.1.5.1 Mode pair 27
1.1.5.2 Mode impair 28
1.1.5.3 Impédance caractéristique, directivité et couplage 29
1.2 Structures de coupleurs à facteurs de couplage élevés 32
1.2.1 Structure du microruban à substrat suspendu 34
1.2.1.1 Pertes 35
1.2.1.2 Validité de l'étude quasi-statique . 38
1.2.2 Structure multicouche à conducteurs au potentiel flottant 39
1.2.2.1 Structure à diélectrique homogène . 40
1.2.2.2 Structure à diélectrique inhomogène 42

CHAPITRE 2 - LA METHODE SPECTRALE 46
2.1 Introduction à la méthode spectrale 47
2.2 Structure générale multicouche étudiée 49
2.3 Conditions aux frontières dans le domaine (x,y) . 52

2.4 Transformée de Fourier de l'équation de Laplace . 54
2.5 Transformée de Fourier des conditions aux frontières 58
2.6 Fonctions de Green et système d'équation exactes . 59

CHAPITRE 3 - Méthode de solution 65
3.1 Définition de la méthode de Galerkin 65
3.2 Application de la méthode de Galerkin. 68
3.3 Système final d'équations 72
3.4 Capacités linéiques des lignes 76
3.5 calcul numérique des capacités et choix des fonctions de base 78
3.6 Etude de la convergence 81
3.7 Programmes de calcul 85

CHAPITRE 4 - Validation de la méthode spectrale . . . 89
4.1 Fonctions de base 90
4.1.1 Lignes de transmission simples 91
4.1.2 Lignes de transmission couplées 92
4.1.3 Septums 99
4.1.4 Structures CIM possibles à caractériser . . 102
4.2 Comparaison de résultats 103
4.2.1 Microruban à couche diélectrique superposée 103
4.2.2 Microruban à substrat suspendu 106
4.2.3 Microruban à substrat suspendu avec septums 109
4.2.4 Microruban multidiélectrique à substrat

suspendu 113
4.3 Courbes de design 119
4.3.1 Ligne de transmission microruban à substrat suspendu 120
4.3.2 Ligne de transmission microruban multi-diélectrique à substrat suspendu 121
4.3.3 Ligne de transmission à substrat suspendu avec septums 125
4.3.4 Coupleur microruban à substrat suspendu . . 128
4.3.5 Coupleur microruban multidiélectrique à substrat suspendu 131

CHAPITRE 5 - Etude numérique et expérimentale du microruban à conducteur au potentiel flottant (MCF) 139
5.1 Fonctions de base 140
5.1.1 Lignes de transmission couplées 142
5.1.2 Conducteur au potentiel flottant 147
5.1.3 Validation partielle des fonctions de base . 154
5.2 Courbes de design 159
5.2.1 Coupleurs MCF 160
5.2.2 Coupleurs microruban multidiélectrique à conducteur au potentiel flottant (MMCF) . . 177
5.2.3 Effet de l'espacement interligne sur les caractéristiques des coupleurs MCF 185
5.3 Résultats expérimentaux 191

5.3.1 Mesures des capacités de ligne sur des sections de coupleurs MCF 191
5.3.1.1 Première structure MCF mesurée . . . 193
5.3.1.2 Deuxième structure MCF mesurée . . . 195
5.3.1.3 Discussion des résultats 197
5.3.2 Test d'un coupleur -2.5 dB MCF 200
5.3.3 Tests de Lignes de transmission à substrat suspendu 208
5.3.3.1 Ligne de transmission à substrat suspendu 209
5.3.3.2 Ligne de transmission à substrat suspendu avec septums 213

CONCLUSION 217

BIBLIOGRAPHIE 220

ANNEXE A - Calcul des fonctions de Green 227
A.1 Première interface 227
A.2 Deuxième interface 230
A.3 Troisième interface 231

ANNEXE B - Expressions analytiques des éléments des matrices [K] et [P] 234
B.1 Matrice [K] 234
B.2 Matrice colonne [P] 238

ANNEXE C - Manuel d'utilisation de deux programmes de calcul typiques 240

C.1 LINENOSEP.F 241

C.2 4LCPFLMAL.F 244

ANNEXE D - Transformées de Fourier des fonctions de base 249

D.1 Transformées de Fourier des fonctions (4.1) à (4.7) 249

D.2 Transformées de Fourier des fonctions (5.1) à (5.9) 255

LISTE DES FIGURES

page

1.1 (a) Section de deux lignes de transmission microruban couplées. (b) Circuit d'un coupleur microruban 5

1.2 Ligne de transmission à ruban équilibré 10

1.3 (a) Lignes de transmission TEM couplées. (b) Circuit équivalent 13

1.4 Excitation des modes pair (UI=UII) et impair (UI=-UII) sur un coupleur microruban 22

1.5 (a) Configurations de coupleurs à facteur de couplage élevé. (b) Coupe transversale d'un coupleur Lange 33

1.6 Ligne de transmission à substrat suspendu . . . 36

1.7 Coupe transversale d'un coupleur à conducteur(s) A au potentiel flottant. (a) Version lignes coaxiales. (b) Version circuit imprimé 41

1.8 Structure à diélectrique inhomogène d'un coupleur à conducteur au potentiel flottant . . 43

2.1 Coupe transversale d'une structure planaire

multidiélectrique et multiconducteur 50

3.1 Convergence de l'impedance caractéristique d'une ligne microruban à substrat suspendu en fonction du nombre de Fourier N 82

3.2 Convergence de l'impédance caractéristique, en modes pair et impair, d'un coupleur microruban multidiélectrique à conducteur au potentiel flottant, en fonction du nombre de Fourier N . . 84

4.1 Fonctions de base utilisées pour décrire la distribution de charges sur une ligne de transmission de largeur 2W. Nous considérons ici la moitié droite de la ligne (0<x<W) 93

4.2 Fonctions de bases utilisées pour décrire la distribution de charges sur des lignes de transmission couplées, de largeur W 95

4.3 Fonction de base utilisée pour décrire la distribution de charge sur des lignes de transmission couplées, de largeur W (suite) . . 96

4.4 Illustrations, pour les modes pair et impair, des distributions de charge sur deux lignes de transmission couplées (de largeur W) par l'intermédiaire d'un espacement S très réduit. . 98

4.5 Fonctions de base utilisées pour décrire la distribution de charges sur des septums de

largeur A (L-A<x<L) 100

4.6 Illustration d'une disposition possible des septums à l'intérieur d'une structure CIM multicouche 101

4.7 Coupe transversale d'un coupleur microruban à couche diélectrique superposée 104

4.8 Comparaison avec les résultats de Paolino de l'impédance caractéristique en fonction de l'espacement interligne. $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=10.1$, $\epsilon_{r3}=1.0$, W/b=0.4, h1/b=1.0, t/b=10.0, L/b=15.0 107

4.9 Coupe transversale d'un coupleur microruban à substrat suspendu 108

4.10 Comparaison avec Smith de l'impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r3}=1.0$, $\epsilon_{r2}=9.8$, h1/b=0.2, S/b=0.15, t/b=5.0, L/b=15.0 110

4.11 Coupe transversale d'un coupleur microruban à substrat suspendu avec septums 111

4.12 Comparaison avec les résultats d'Aikawa de l'impédance caractéristique en fonction de la largeur des septums. $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r3}=1.0$, $\epsilon_{r2}=2.4$, W=1.48, h1=1.64, t=16.4, b=8.2, L=16.4, S=0.67 (dimensions en mm) 114

4.13 Coupe transversale d'un coupleur microruban multidiélectrique à substrat suspendu 116

4.14 Comparaison avec Koul de l'effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur l'impédance caractéristique. ϵ_{r1}=9.6, ϵ_{r3}=3.78, $\epsilon_{r2}=\epsilon_{r4}$=1.0, W/(b+h1)=1.0, S/(b+h1)=0.2, h2/(b+h1)=0.508, L/(b+h1)= 18.0, t/(b+h1)=10.0 . 117

4.15 Coupe transversale d'une ligne de transmission microruban à substrat suspendu 122

4.16 Impédance caractéristique en fonction de la largeur de ligne. $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r3}$=1.0, t/(b+h1)=10.0 L/W=20. (a) ϵ_{r2}=2.2 (b) ϵ_{r2}=9.8 123

4.17 Coupe transversale d'une ligne de transmission microruban multidiélectrique à substrat suspendu 124

4.18 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur l'impédance caractéristique. $\epsilon_{r2}=\epsilon_{r4}$=1.0, ϵ_{r1}=9.8, ϵ_{r3}=2.2, t/(b+h1)=10.0, h2/(b+h1)=0.1, L/W=20.0 126

4.19 Coupe transversale d'une ligne de transmission microruban à substrat suspendu avec septums . . 127

4.20 (a) Impédance caractéristique en fonction de la largeur du septum, W/h1=0.8. (b) Impédance caractéristique en fonction de la largeur de ligne, ϵ_{r2}=3.8. Note: pour le microruban, A=L. (a) et (b) $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r3}$=1.0, L/h1=B/h1=t/h1=10.0 . . 129

4.21 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r3}$=1.0, ϵ_{r2}=2.2,

b/h1=1.0, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0
(a) Mode pair (b) Mode impair 130

4.22 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r3}=1.0$, $\epsilon_{r2}=2.2$, b/h1=4.0, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0
(a) Mode pair (b) Mode impair 132

4.23 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r3}=1.0$, $\epsilon_{r2}=9.8$, b/h1=1.0, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0
(a) Mode pair (b) Mode impair 133

4.24 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r3}=1.0$, $\epsilon_{r2}=9.8$, b/h1=4.0, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0
(a) Mode pair (b) Mode impair 134

4.25 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur l'impédance caractéristique. $\epsilon_{r1}=9.8$, $\epsilon_{r2}=\epsilon_{r4}=1.0$, $\epsilon_{r3}=2.2$, h2/(b+h1)=0.5, S/(b+h1)=0.1, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0 (a) Mode pair (b) Mode impair . 135

4.26 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur les vitesses de phase normalisées. $\epsilon_{r1}=9.8$, $\epsilon_{r2}=\epsilon_{r4}=1.0$, $\epsilon_{r3}=2.2$, h2/(b+h1)=0.5, S/(b+h1)=0.1, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0. W/(b+h1)=0.5 (a) et 1.0 (b) . . 136

4.27 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur les vitesses de phase normali-

sées. ϵ_{r1}=9.8, ϵ_{r2}=ϵ_{r4}=1.0, ϵ_{r3}=2.2, h2/(b+h1)=0.5, S/(b+h1)=0.1, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0. W/(b+h1)=2.0 (a) et 4.0 (b) . . 138

5.1 Coupe transversale d'un coupleur microruban à conducteur au potentiel flottant (MCF) 141

5.2 Fonctions de base utilisées pour décrire la distribution de charge sur des lignes couplées, de largeur W, en présence d'un conducteur au potentiel flottant de largeur F. 145

5.3 Fonction de base utilisée pour décrire la distribution de charge sur des lignes couplées, de largeur W, en présence d'un conducteur au potentiel flottant de largeur F (suite) 146

5.4 Fonctions de base utilisées pour décrire la distribution de charge sur un conducteur au potentiel flottant de largeur F, en présence de deux lignes couplées en mode pair, de largeur W. 149

5.5 Fonction de base utilisée pour décrire la distribution de charge sur un conducteur au potentiel flottant, de largeur F, en présence de deux lignes couplées en mode pair, de largeur W. L'espacement entre ces lignes est S 151

5.6 Fonctions de base utilisées pour décrire la distribution de charge sur un conducteur au potentiel flottant, de largeur F, en présence de deux

lignes couplées en mode impair, de largeur W . . 153

5.7 Fonction de base utilisée pour décrire la distribution de charge sur un conducteur au potentiel flottant, de largeur F, en présence de deux lignes couplées en mode impair, de largeur W. L'espacement entre ces lignes est S 155

5.8 Coupe transversale de la structure multidiélectrique du coupleur à deux conducteurs aux potentiels flottants, utilisée par Sachse . . . 156

5.9 Comparaison avec les résultats de Sachse de l'impédance caractéristique en mode impair, en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon_{r1}=1.0$, $\epsilon_{r2}=\epsilon_{r4}=9.8$, $\epsilon_{r3}=5.4$, S/t=0.05, h1/t= 0.5, b/t=15.0, L/(W+S/2)=15.0, F=2W . . . 158

5.10 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=2.2$, $\epsilon_{r3}=1.0$, h1/b=0.2, S/b=0.1, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0 (a) Mode pair (b) Mode impair 161

5.11 (a) Couplage et (b) Rapport des vitesses de phase, en fonction de la largeur des lignes. (a) et (b) $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=2.2$, $\epsilon_{r3}=1.0$, h1/b=0.2, S/b=0.1, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0 162

5.12 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=2.2$, $\epsilon_{r3}=1.0$, h1/b=0.1, S/b=0.1, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0 (a) Mode pair (b) Mode impair 163

5.13 (a) Couplage et (b) Rapport des vitesses de phase, en fonction de la largeur des lignes. (a) et (b) $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=2.2$, $\epsilon_{r3}=1.0$, h1/b=0.1, S/b=0.1, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0 164

5.14 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=2.2$, $\epsilon_{r3}=1.0$, h1/b=0.05, S/b=0.1, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0 (a) Mode pair (b) Mode impair 165

5.15 (a) Couplage et (b) Rapport des vitesses de phase, en fonction de la largeur des lignes. (a) et (b) $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=2.2$, $\epsilon_{r3}=1.0$, h1/b=0.05 S/b=0.1, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0 166

5.16 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=2.2$, $\epsilon_{r3}=1.0$, h1/b=0.025, S/b=0.1, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0 (a) Mode pair (b) Mode impair 167

5.17 (a) Couplage et (b) Rapport des vitesses de phase, en fonction de la largeur des lignes. (a) et (b) $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=2.2$, $\epsilon_{r3}=1.0$, h1/b=.025 S/b=0.1, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0 168

5.18 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=9.8$, $\epsilon_{r3}=1.0$, h1/b=0.2, S/b=0.05, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0 (a) Mode pair (b) Mode impair 169

5.19 (a) Couplage et (b) Rapport des vitesses de phase, en fonction de la largeur des lignes.

(a) et (b) $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=9.8$, $\epsilon_{r3}=1.0$, h1/b=0.2,
S/b=0.05, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0 170

5.20 Impédance caractéristique en fonction de la
largeur des lignes. $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=9.8$, $\epsilon_{r3}=1.0$,
h1/b=0.1, S/b=0.05, t/(b+h1)=10.0,
L/(W+S/2)=15.0 (a) Mode pair (b) Mode impair 171

5.21 (a) Couplage et (b) Rapport des vitesses de
phase, en fonction de la largeur des lignes.
(a) et (b) $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=9.8$, $\epsilon_{r3}=1.0$, h1/b=0.1,
S/b=0.05, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0 172

5.22 Impédance caractéristique en fonction de la
largeur des lignes. $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=9.8$, $\epsilon_{r3}=1.0$,
h1/b=0.05, S/b=0.05, t/(b+h1)=10.0,
L/(W+S/2)=15.0 (a) Mode pair. (b) Mode impair 173

5.23 (a) Couplage et (b) Rapport des vitesses de
phase, en fonction de la largeur des lignes.
(a) et (b) $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=9.8$, $\epsilon_{r3}=1.0$, h1/b=0.05
S/b=0.05, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0 174

5.24 Impédance caractéristique en fonction de la
largeur des lignes. $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=9.8$, $\epsilon_{r3}=1.0$,
h1/b=0.025, S/b=0.05, t/(b+h1)=10.0,
L/(W+S/2)=15.0 (a) Mode pair. (b) Mode impair 175

5.25 (a) Couplage et (b) Rapport des vitesses de
phase, en fonction de la largeur des lignes.
(a) et (b) $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=9.8$, $\epsilon_{r3}=1.0$, h1/b=.025
S/b=0.05, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0 176

5.26 Coupe transversale d'un coupleur microruban multidiélectrique à conducteur au potentiel flottant (MMCF) 178

5.27 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur les vitesses de phase normalisées. ϵ_{r1}=9.8, $\epsilon_{r2}=\epsilon_{r4}$=1.0, ϵ_{r3}=2.2, h2/(b+h1)=0.1, S/(b+h1)=0.1, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0, F/(2W+S)=1.0 179

5.28 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur l'impédance caractéristique. ϵ_{r1}=9.8, $\epsilon_{r2}=\epsilon_{r4}$=1.0, ϵ_{r3}=2.2, h2/(b+h1)=0.1, S/(b+h1)=0.1, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0, F/(2W+S)=1.0 (a) Mode pair (b) Mode impair 180

5.29 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur le couplage. ϵ_{r1}=9.8, $\epsilon_{r2}=\epsilon_{r4}$=1.0, ϵ_{r3}=2.2, h2/(b+h1)=0.1, S/(b+h1)=0.1, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0, F/(2W+S)=1.0 181

5.30 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur les vitesses de phase normalisées. ϵ_{r1}=9.8, $\epsilon_{r2}=\epsilon_{r4}$=1.0, ϵ_{r3}=2.2, h2/(b+h1)=0.05, S/(b+h1)=0.1, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0, F/(2W+S)=1.0 182

5.31 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur l'impédance caractéristique.

ϵ_{r1}=9.8, ϵ_{r2}=ϵ_{r4}=1.0, ϵ_{r3}=2.2,
h2/(b+h1)=0.05, S/(b+h1)=0.1, t/(b+h1)=10.0,
L/(W+S/2)=15.0, F/(2W+S)=1.0 (a) Mode pair
(b) Mode impair 183

5.32 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur le couplage. ϵ_{r1}=9.8,
ϵ_{r2}=ϵ_{r4}=1.0, ϵ_{r3}=2.2, h2/(b+h1)=0.05,
S/(b+h1)=0.1, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0,
F/(2W+S)=1.0 184

5.33 Impédance caractéristique en fonction de l'espacement interligne. ϵ_{r1}=ϵ_{r2}=2.2,
ϵ_{r3}=1.0, W/h1=11.0, b/h1=10.0, t/b=10.0,
L/(W+S/2)=15.0 (a) Mode pair (b) Mode impair 186

5.34 (a) Impédance caractéristique et (b) Coulage en fonction de l'espacement interligne. (a) et (b)
ϵ_{r1}=ϵ_{r2}=2.2, ϵ_{r3}=1.0, W/h1=11.0,
b/h1=10.0, t/b=10.0, L/(W+S/2)=15.0 188

5.35 Impédance caractéristique en fonction de l'espacement interligne. ϵ_{r1}=ϵ_{r2}=9.8,
ϵ_{r3}=1.0, W/h1=3.0, b/h1=10.0, t/b=10.0,
L/(W+S/2)=15.0 (a) Mode pair. (b) Mode impair 189

5.36 (a) Impédance caractéristique et (b) Coulage en fonction de l'espacement interligne. (a) et (b)
ϵ_{r1}=ϵ_{r2}=9.8, ϵ_{r3}=1.0, W/h1=3.0,
b/h1=10.0, t/b=10.0, L/(W+S/2)=15.0 190

5.37 (a) Coupe transversale de la première structure

MCF et (b) Mesures des capacités, en modes pair et impair, en fonction de la largeur du conducteur au potentiel flottant F. ϵ_{r2}=2.2, ϵ_{r1}=2.1 (dim en mm) 194

5.38 (a) Coupe transversale de la deuxième structure MCF et (b) Mesures des capacités, en modes pair et impair, en fonction de la largeur du conducteur au potentiel flottant F. ϵ_{r2}=2.2, ϵ_{r1}=1.03 (dim en mm) 196

5.39 Masque du circuit à deux faces (d'un côté et de l'autre du substrat) d'un coupleur MCF 2.5 dB . 204

5.40 Mesure des paramètres S du coupleur MCF 2.5 dB . F=5.73, ϵ_{r1}=2.1, ϵ_{r2}=2.2. La fréquence centrale calculée du coupleur est 2.75 Ghz. (dim en mm) 206

5.41 Coupe transversale de la structure testée d'une ligne de transmission microruban à substrat suspendu placée dans un boîtier métallique (dim en mm). $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r3}$=1.0, ϵ_{r2}=2.31 210

5.42 Mesure de la réflexion S11 (module et phase) sur la ligne de transmission à substrat suspendu, 50 Ohms, présentée à la figure 5.41 . 212

5.43 Coupe transversale de la structure testée d'une ligne de transmission microruban à substrat suspendu, avec septums, placée dans un boîtier métallique (dim en mm). $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r3}$=1.0,

ϵ_{r2}=2.31 214

5.44 Mesure de la réflexion S11 (module et phase) sur la ligne de transmission à substrat suspendus, avec septums, 50 Ohms, présentée à la figure 5.43 215

Introduction

Au cours des vingt dernières années on assiste à un développement rapide dans la technologie des circuits intégrés micro-ondes (CIM). La modélisation des structures passives planaires (micro-ruban, ligne à fente, guide d'onde coplanaire, etc.) fait l'objet de recherches, de plus en plus poussées, dans les milieux universitaires et industrielles.

La complexité des CIM, unicouche ou multicouche, rend par contre presqu'impossible la tâche de mettre leurs caractéristiques électriques (impédance caractéristique, longueur d'onde guidée, etc.) sous forme d'expressions analytiques.

L'analyse par l'une des différentes méthodes numériques existantes; telles que la méthode des éléments finis, la méthode des moments, la méthode des lignes de transmission, la méthode spectrale, etc, s'avère donc, selon le cas, un outil indispensable pour la caractérisation des structures planaires passives. La rapidité, ainsi que la capacité de calcul de plus en plus grande, des ordinateurs modernes

ramène les temps de calcul à des niveaux raisonnables.

Nous avons utilisé la méthode spectrale, développée en 1968 par YAMASHITA [26] et utilisée extensivement depuis par ITOH et MITTRA [27]. Notre but est celui de caractériser une structure planaire à plusieurs couches de diélectriques différents comme le montre la figure 2.1, où plusieurs conducteurs peuvent être disposées simultanément sur les différentes interfaces (dielectrique - dielectrique) de la structure. Il serait indispensable de noter la différence entre notre logiciel et la majorité des autres logiciels commerciaux. Ces derniers traitent généralement des structures figées géométriquement au préalable; créant ainsi une limitation quant à la diversité des structures qu'ils sont capables d'étudier. Ceci constitue un obstacle pour le concepteur de CIM désirant innover en utilisant des structures "non conventionnelles" lors d'un design, mais se trouvant confronté au problème de la caractérisation de ces dernières.

Ce mémoire regroupe cinq chapitres. Le premier fait un rappel détaillé de la théorie des coupleurs directionnels et explore les structures qui se prêtent à l'obtention de de facteurs de couplage très élevés.

Le deuxième chapitre détaille l'application de la

méthode spectrale à la caractérisation d'une structure générale multidiélectrique et multiconducteur. La solution, qui permet de calculer la charge sur chacun des conducteurs de la structure générale, est trouvée suite à l'application de la méthode de Galerkin au cours du troisième chapitre.

Le quatrième chapitre est dédié à la validation de la méthode de calcul développée en procédant à une comparaison de nos résultats de caractérisation de plusieurs configurations de coupleurs et de lignes de transmission multidiélectriques à ceux d'autres auteurs.

Finalement, nous appliquons dans le chapitre cinq la méthode de calcul à la caractérisation de coupleurs incorporant des conducteurs au potentiel flottant. De plus, des courbes de design et des résultats de mesure de ces coupleurs, à facteur de couplage très élevés, y sont exposés.

CHAPITRE 1

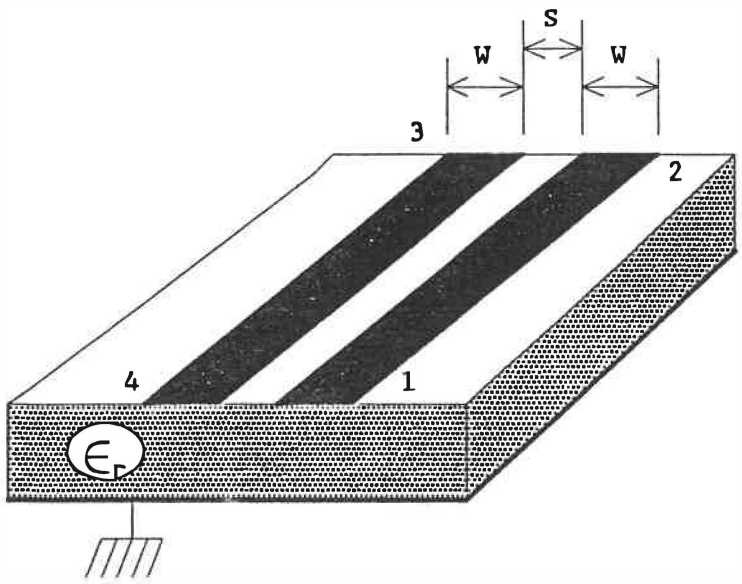
COUPLEURS DIRECTIONNELS EN CIRCUITS INTEGRES MICRO-ONDES (CIM)

Les dispositifs micro-ondes requièrent souvent l'usage de coupleurs directionnels dans le but de diviser, de combiner ou d'échantilloner la puissance. Ainsi, les coupleurs se retrouvent dans les circuits des mélangeurs équilibrés, des amplificateurs équilibrés, des modulateurs et des ponts de mesures.

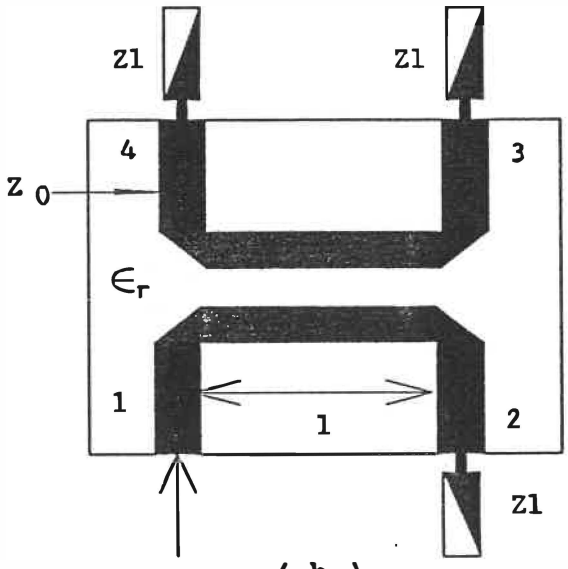
1.1 Théorie des coupleurs symétriques

1.1.1 Structure d'un coupleur en technologie microruban

La structure de base d'un coupleur en technologie microruban est exposée à la figure 1.1 (a). Elle consiste



(a)



(b)

Figure 1.1 (a) Section de deux lignes de transmission microruban couplées.
(b) Circuit d'un coupleur microruban.

en deux lignes microbandes parallèles séparées par un espacement constant et reposant sur un substrat diélectrique, isotropique et non magnétique. Ce substrat est soutenu par un plan de masse inférieur. Les deux lignes sont électromagnétiquement couplées. Un voltage appliqué à l'un des conducteurs produit un champ électrique dont les lignes induiront un voltage dans l'autre conducteur créant ainsi un couplage électrique. Le couplage magnétique est dû, par contre, au passage du courant dans l'un des conducteurs, générant ainsi un champ magnétique. Ce dernier induit alors un courant dans l'autre conducteur.

1.1.2 Propriétés et caractéristiques de la transmission de puissance

Les coupleurs ont la propriété d'une transmission directionnelle :

une partie de la puissance incidente au port 1 du coupleur microruban, montré à la figure 1.1 (b), est couplée au port 4. Le port 3 reste isolé (idéalement !); alors que le port 2 reçoit le restant de la puissance incidente. La propriété de transmission directionnelle, avec un port isolé, est acquise seulement dans le cas où chacun des ports est adapté (Z1=Z0). A noter que le couplage est fonction de la

fréquence, il est maximal quand la longueur de la zone de couplage l est égale au quart de la longueur d'onde guidée. Dans ce cas, la transmission au port 2 est minimale. Le facteur de couplage est fonction de l'inverse de l'espacement des deux conducteurs.

La matrice de répartition d'un coupleur directionnel symétrique et idéal est celle d'un quadriporte réciproque, adapté et sans pertes. Elle est donnée par:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & s_{12} & 0 & s_{14} \\ s_{12} & 0 & s_{23} & 0 \\ 0 & s_{23} & 0 & s_{34} \\ s_{14} & 0 & s_{34} & 0 \end{bmatrix} \qquad (1.1)$$

où :

$$s_{12} = s_{34} = p \qquad (1.2)$$

$$s_{14} = s_{23} = j\,q \qquad (1.3)$$

p et q représentent respectivement les coefficients de de transmission et de couplage, avec :

$$p^2 + q^2 = 1 \qquad (1.4)$$

A titre d'exemple, pour un coupleur directionnel -3 dB symétrique et idéal, nous avons :

$$p = q = 1 / \sqrt{2} \qquad (1.5)$$

Un coupleur est généralement caractérisé par les paramètres suivants:

- Couplage: C'est une mesure du niveau de puissance au port couplé P4 par rapport à celle du port d'entrée P1.

$$\text{Couplage (dB)} = -10 \log(P4/P1) \qquad (1.6)$$

- Directivité: Le port 3, théoriquement isolé, reçoit en pratique une fraction de la puissance RF. La directivité est donc une mesure de l'isolation du coupleur. Elle est donnée par le rapport des puissances aux ports isolé P3 et couplé P4.

$$\text{Directivité (dB)} = -10 \log(P3/P4) \qquad (1.7)$$

- Isolation: C'est une deuxième façon de quantifier le niveau de fuite de puissance du port isolé. La puissance au port d'entrée est la référence.

$$\text{Isolation (dB)} = -10 \log(P3/P1) \qquad (1.8)$$

En pratique, les coupleurs peuvent avoir des performances, en particulier l'isolation, qui sont loin

d'être idéales.

1.1.3 Modes de propagation TEM et quasi-TEM

1.1.3.1 Mode TEM

Une ligne de transmission micro-ondes placée dans un milieu diélectrique homogène (ϵ_r=constante) peut supporter un mode de propagation TEM simple, au moins dans un intervalle donné de fréquences. Les modes TEM se distinguent par des champs électriques et magnétiques admettant seulement des composantes transversales, c'est-à-dire perpendiculaires à la direction de propagation. La ligne à ruban équilibré (en anglais Stripline), montrée à la figure 1.2, appartient à cette classe.

1.1.3.2 Mode quasi-TEM

Les lignes de transmission à milieu diélectrique inhomogène sont caractérisées par des champs électrique et magnétique ayant des composantes longitudinales non nulles. Un mode TEM ne peut pas exister sur de telles lignes. La

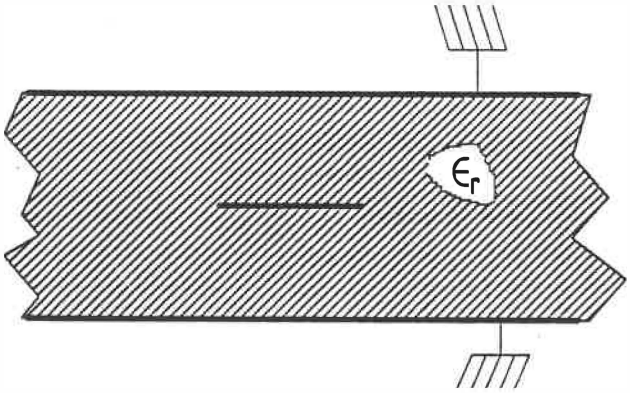


Figure 1.2 Ligne de transmission à ruban équilibré.

ligne microruban et la ligne microruban à substrat suspendu, entre autres, appartiennent à cette catégorie [1], puisqu'elles comportent deux milieux de propagation de propriétés distinctes (en général de l'air et du substrat diélectrique). Dans de telles structures le mode dominant se comporte en basse fréquence pratiquement comme un mode TEM. Il est alors appelé mode quasi-TEM. En effet, la distribution des champs le long du ruban conducteur ressemble d'assez près à celle du mode TEM. Les composantes longitudinales des champs, bien que non nulles, ont une amplitude nettement inférieure à celles des composantes transverses.

La propagation d'un mode quasi-TEM peut être étudiée approximativement par l'électrostatique. On remplace dans ce but la structure inhomogène par une structure homogène équivalente. La permittivité effective du milieu homogène équivalent est déterminée par une étude électrostatique de la structure. Cette étude consiste à calculer les capacités de la ligne en présence des diélectriques de la structure, et ensuite celles de la même structure remplie cette fois-ci d'air. Ce modèle simplifié n'est valable qu'en dessous d'une certaine fréquence, qui dépend de la géométrie et des dimensions. Aux fréquences élevées l'amplitude des composantes longitudinales des champs prend de l'importance par rapport à celle des composantes

transversales. Le mode dominant est un mode hybride qui possède six composantes non nulles des champs électromagnétiques.

Les lignes quasi-TEM admettent aussi des modes hybrides d'ordre supérieur dont les fréquences de coupures sont finies.

Il est important de noter qu'au cours de ce projet nous n'étudierons que des coupleurs et des lignes de transmissions simples propageant des mode quasi-TEM.

1.1.4 Analyse des coupleurs symétriques en mode TEM

Une paire de lignes de transmission TEM couplées, ainsi que son schéma équivalent sont présentées à la figure 1.3. Les tensions (e1, e2) appliquées aux deux lignes couplées et sans pertes sont reliées aux courants (i1, i2) par l'ensemble des équations différentielles suivantes [2]:

$$\frac{\partial e1}{\partial z} + L_1 \frac{\partial i1}{\partial t} + L_m \frac{\partial i1}{\partial t} = 0 \qquad (1.9)$$

$$\frac{\partial i1}{\partial z} + C_1 \frac{\partial e1}{\partial t} - C_m \frac{\partial e2}{\partial t} = 0 \qquad (1.10)$$

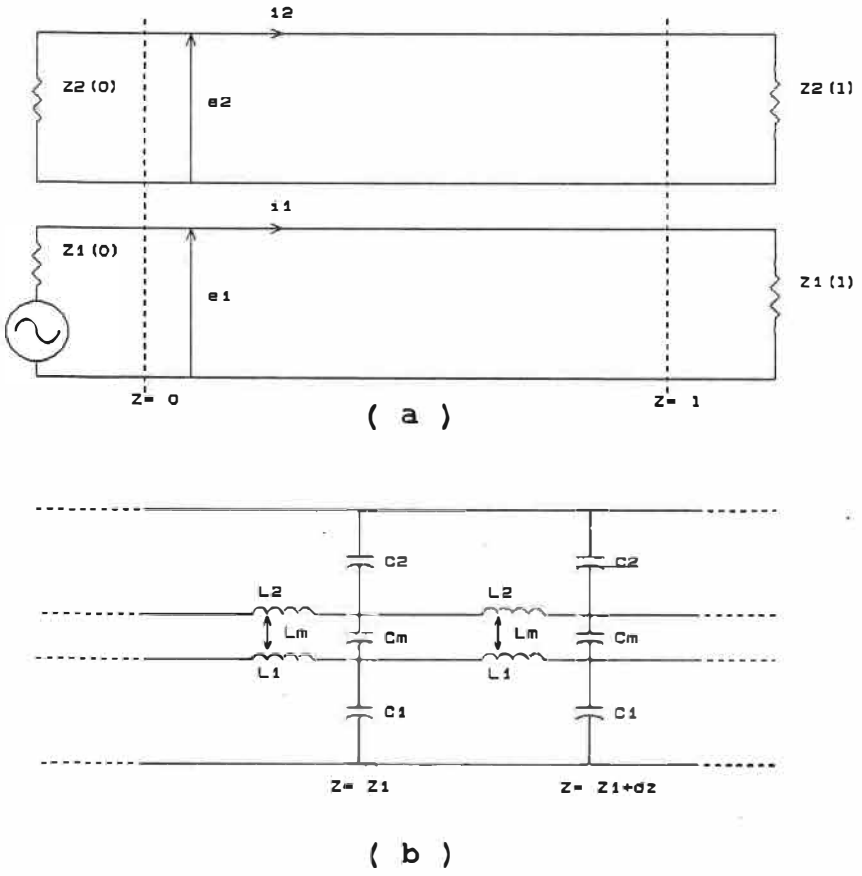


Figure 1.3 (a) Lignes de transmission TEM couplées.
(b) Circuit équivalent.

$$\frac{\partial e2}{\partial z} + L_2 \frac{\partial i2}{\partial t} + L_m \frac{\partial i1}{\partial t} = 0 \qquad (1.11)$$

$$\frac{\partial i2}{\partial z} + C_2 \frac{\partial e1}{\partial t} - C_m \frac{\partial e1}{\partial t} = 0 \qquad (1.12)$$

où L_j et C_j j=1, 2 sont respectivement l'inductance propre et la capacité propre, par unité de longueur, de la ligne j en présence de la ligne k (k=1, 2 et k#j). L_m et C_m sont respectivement l'inductance mutuelle et la capacité mutuelle par unité de longueur. Toutefois, nous nous limitons dans cette étude au cas où les deux conducteurs sont symétriques par rapport à la masse, $L_1 = L_2$ et $C_1 = C_2$. Les équations (1.9) à (1.12) peuvent s'écrire sous la forme matricielle suivante:

$$\frac{\partial e}{\partial z} + [L] \frac{\partial i}{\partial t} = 0 \qquad (1.13)$$

$$\frac{\partial i}{\partial z} + [C] \frac{\partial e}{\partial t} = 0 \qquad (1.14)$$

Où :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_1 & L_m \\ L_m & L_1 \end{bmatrix} \qquad (1.15)$$

$$[C] = \begin{bmatrix} C_1 & -C_m \\ -C_m & C_1 \end{bmatrix} \qquad (1.16)$$

$$e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \qquad \text{et} \qquad i = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \qquad (1.17)$$

1.1.4.1 Découplage des équations de propagation

Nous allons, dans ce qui suit, découpler les équations (1.13) et (1.14) afin d'en trouver les valeurs propres et les vecteurs propres.

L'application de la transformée de Laplace à ces équations permet d'écrire :

$$\frac{-\partial e}{\partial z} = j\,\omega\,[L]\,i \qquad (1.18)$$

$$\frac{-\partial i}{\partial z} = j\,\omega\,[C]\,e \qquad (1.19)$$

Ensuite, une dérivation appropriée des équations (1.18) et (1.19) donne ce qui suit.

$$\left(\frac{\partial^2 [U]}{\partial z^2} + \omega^2 [G] \right) i = 0 \qquad (1.20)$$

$$\left(\frac{\partial^2 [U]}{\partial z^2} + \omega^2 [H] \right) e = 0 \qquad (1.21)$$

où [U] est la matrice unité et ω la pulsation de l'excitation sinusoïdale. Les matrices [H] et [G] sont données par:

$$[L]\,[C] = [H] \qquad (1.22)$$

$$[C]\,[L] = [G] \qquad (1.23)$$

II est facile de vérifier que nous avons toujours $[G]=[H]^t$ (car $[L]=[L]^t$ et $[C]=[C]^t$). Il s'en suit que les équations (1.20) et (1.21) sont identiques. Nous nous limitons donc à l'étude de l'équation (1.20). Cette équation a une parenté évidente avec l'équation classique de Lagrange [3] qui traduit l'état d'un système vibratoire à n (deux dans notre cas) degrés de liberté. Par dualité, on en déduit que :

- le système de deux lignes couplées possède deux modes de propagation (autant que de lignes) qui constituent un système fondamental de solution;

- à chaque mode (I ou II) est associé un nombre d'onde propre (β^I ou β^{II} respectivement);

- les $(\beta^I)^2$ ou $(\beta^{II})^2$ sont les valeurs propres de l'opérateur $\omega^2[G]$.

Soit [T] l'opérateur qui diagonalise [G]. Nous pouvons amener immédiatement l'équation (1.20) à la forme diagonale suivante :

$$\left(\frac{\partial^2 [U]}{\partial z^2} + [B]^2 \right) \hat{i} = 0 \qquad (1.24)$$

où l'on a posé :

$$B] = \begin{bmatrix} \beta^I & 0 \\ 0 & \beta^{II} \end{bmatrix} \qquad (1.25)$$

et

$$\hat{i} = [T]\, i \qquad (1.26)$$

L'équation (1.24) représente un système de 2 équations qui se trouvent automatiquement découplées dans la nouvelle base où $\omega^2[G]$ est diagonal.

$$[B]^2 = (\omega^2 [G])_d, \text{ (d : pour opérateur diagonalisé)} \qquad (1.27)$$

et

$$[T]^{-1}\ [G]\ [T] = [G]_d \qquad (1.28)$$

1.1.4.2 Modes propres de propagation

Le système de deux lignes parallèles couplées possède deux valeurs propres distinctes α^I et α^{II}, solutions de l'équation caractéristique :

$$|\ [G] - \alpha[U]\ | = 0 \quad , (\ |\ |\ : \text{déterminant}\ ) \qquad (1.29)$$

où, $$\beta^n = \omega \sqrt{\alpha^n} \quad n=I,\ II. \qquad (1.30)$$

β^n est un élément de [B] et α^n la valeur propre correspondante de [G]. Il en résulte deux modes propres de propagation correspondant à des ondes qui se propagent simultanément sur les deux lignes couplées avec des vitesses données par :

$$v^n = (\alpha^n)^{-1/2} \quad n=I,\ II. \qquad (1.31)$$

pour le mode n.

Le calcul de α^I et α^{II}, à partir de l'équation (1.29), donne :

$$\alpha^{I} = (L_1 + L_m)\ (C_1 - C_m) \tag{1.32}$$

$$\alpha^{II} = (L_1 - L_m)\ (C_1 + C_m) \tag{1.33}$$

Les vitesses de phases correspondantes sont trouvées par l'équation (1.31). Ainsi, nous obtenons :

$$v^{I} = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_m)\ (C_1 - C_m)}} \tag{1.34}$$

$$v^{II} = \frac{1}{\sqrt{(L_1 - L_m)\ (C_1 + C_m)}} \tag{1.35}$$

La matrice [T] de changement de base, qui permet de mettre [G] sous forme diagonale (voir équation (1.28)), peut s'écrire sous la forme :

$$[T] = [T^{I}\ ;\ T^{II}] \tag{1.36}$$

où, T^{n} n=I, II représente le vecteur propre de [G] correspondant au mode propre n de vitesse propre v^{n}. Il est obtenu en résolvant l'équation suivante :

$$[G]\ T^n = \alpha^n\ T^n \qquad (1.37)$$

Après calcul, nous trouvons :

$$T^I = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \qquad (1.38)$$

et

$$T^{II} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \qquad (1.39)$$

Pour imposer sur l'ensemble des deux lignes une propagation à la seule vitesse v^n, il faudra appliquer sur chaque ligne une tension ($V_1{}^I$ pour la ligne 1 et $V_2{}^I$ pour la ligne 2) convenable. L'ensemble de ces deux tensions forme le vecteur V^n c'est-à-dire le vecteur tension propre du mode n.

Or, puisque [L][C] et [C][L] (en d'autres termes [H] et [G]) sont des matrices adjointes, les modes propres de la tension et du courant sont identiques. Ils ont la même valeur propre, donc la même vitesse de phase. Marx [4] a démontré que les vecteurs propres du courant J^n et de le tension V^n sont associés aux valeurs propres de la matrice [G]. Or ces valeurs propres, pour chacun des modes I et II,

sont représentées par la matrice [T]. Ainsi, les vecteurs propres de la tension V^I et V^{II}, correspondant aux modes I et II respectivement, sont donnés par :

$$V^I = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \tag{1.40}$$

et

$$V^{II} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \tag{1.41}$$

A cause de leur symétrie, les modes propres I et II sont appelés respectivement les modes pair et impair. Ces derniers sont caractérisés par leur impédance respective Z_p et Z_i.

1.1.4.3 Caractéristiques des modes pair et impair

L'excitation du mode pair est accomplie par l'application d'une même tension (Ua=Ub), en amplitude et en phase, sur chacune des deux lignes de transmission symétriques et parallèles du coupleur microruban illustré à figure 1.4. Ceci produit un champ électrique dont les

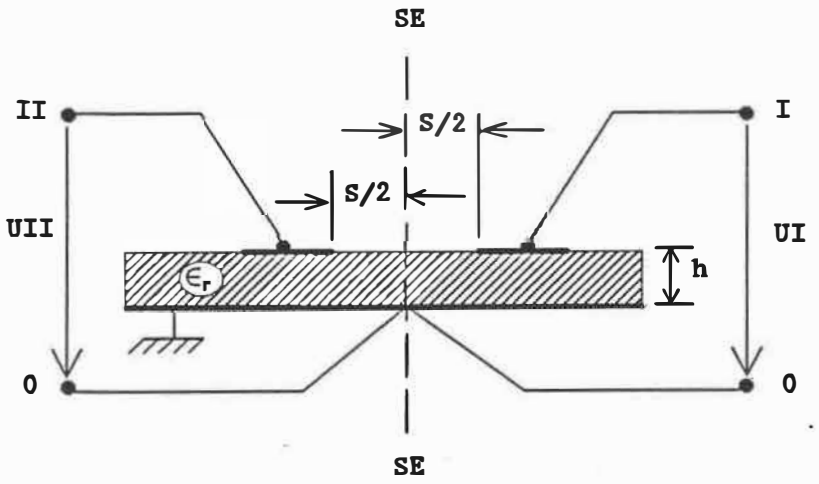


Figure 1.4 Excitation des modes pair (UI=UII) et impair (UI=-UII) sur un coupleur microruban.

composantes sont tangentielles à l'axe de symétrie SE. Cet axe peut être remplacé par un mur magnétique et le circuit peut donc être divisé en deux moitiés. Le mode pair est caractérisé par une impédance caractéristique Z_p, une permittivité effective $E_{eff,p}$, des constantes de circuit L_p et C_p et une vitesse de phase v_p.

L'excitation du mode impair est accomplie par l'application de deux tensions à phases opposées et de même amplitude (Ua=-Ub) aux deux lignes de transmission du coupleur. Ceci produit un champ électrique dont les composantes sont normales à l'axe de symétrie SE. D'où, cet axe de symétrie est remplacé par un mur électrique et le circuit peut, une fois de plus, être divisé en deux parties égales. De même, le mode impair est caractérisé par Z_i, $\epsilon_{eff,i}$, L_i, C_i et v_i.

Les relations entre les paramètres inductifs et capacitifs, mutuels et propres d'une part, pairs et impairs d'autre part, pour deux lignes symétriques couplées sont trouvées dans ce qui suit.

La vitesse de phase du mode pair est, par définition, donnée par la relation :

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{L_p\ C_p}} \qquad (1.42)$$

Or, un retour à l'équation (1.34) nous donne cette même vitesse (précédemment appelée vitesse du mode I) en fonction des capacités et inductances, mutuelles et propres. Une comparaison entre les équations (1.34) et (1.42) nous permet d'établir les relations suivantes :

$$L_p = L_1 + L_m \qquad (1.43)$$

$$C_p = C_1 - C_m \qquad (1.44)$$

Pour le mode impair, nous trouvons par le même raisonnement

$$L_i = L_1 - L_m \qquad (1.45)$$

$$C_i = C_1 + C_m \qquad (1.46)$$

1.1.4.4 Expression de l'impédance caractéristique en fonction des capacités

Nous pouvons éliminer le calcul de l'inductance linéique L_p et le remplacer par celui de $C_{p,air}$ qui

représente C_p ; ayant remplacé tous les dielectriques dans la structure étudiée par de l'air (ϵ_r=1). De la même façon, L_i peut être remplacé par $C_{i,air}$. La démonstration de ce qui précède se base sur les définitions suivantes [5] :

L'impédance caractéristique d'une ligne de transmission placée dans une structure, où tous les diélectriques sont remplacés par de l'air, est donnée par :

$$Z_{0,air} = \sqrt{\frac{L}{C_{air}}} \qquad (1.47)$$

et aussi par :

$$Z_{0,air} = c\,L \qquad (1.48)$$

c, étant la vitesse de propagation dans le vide. Elle est donnée par l'expression :

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \qquad (1.49)$$

Ceci nous permet d'écrire :

$$Z_{0,pair} = \frac{L^2}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \qquad (1.50)$$

Les équations (1.47) et (1.50) conduisent à la relation générale suivante :

$$L\, C_{air} = \mu_0\, \epsilon_0 \qquad (1.51)$$

En mode pair, cette relation permet de relier L_p à $C_{p,air}$. Il en est de même pour $C_{i,air}$ et L_i en mode impair

La relation (1.51) nous permet ainsi de calculer l'impédance caractéristique à partir des valeurs de capacité C_{air} et C. En effet, cette impédance est donnée par l'équation (1.52) :

$$Z_0 = \frac{1}{c\sqrt{C\, C_{air}}} \qquad (1.52)$$

1.1.5 Expressions analytiques des caractéristiques d'un coupleur

Nous avons utilisé la méthode spectrale au cours de ce projet, afin de pouvoir calculer les capacités des modes pair et impair de tout coupleur symétrique en CIM propageant un mode TEM ou quasi-TEM. Deux capacités pour chacun des modes seront calculées. Pour le mode pair, par

exemple, on calculera les capacités C_p et $C_{p,air}$ (ϵ_r=1). A noter que ces capacités sont linéiques et exprimées en pF/cm.

A partir des quatres valeurs de capacités nous pouvons calculer toutes les caractéristiques du coupleur.

1.1.5.1 Mode Pair

a) Impédance

$$Z_p = 120\ \pi / \sqrt{ (C_p/\epsilon_0) (C_{p,air}/\epsilon_0) } \qquad (1.53)$$

b) Permittivité effective

$$\epsilon_{eff,p} = C_p / C_{p,air} \qquad (1.54)$$

c) Vitesse de propagation

$$v_p = c / \sqrt{ (C_p/C_{p,air}) } \qquad (1.55)$$

d) Longueur d'onde guidée

$$\lambda_{g,p} = \lambda_0 \; / \; \sqrt{\left(C_p / C_{p,air} \right)} \qquad (1.56)$$

De même pour le mode impair, nous trouvons :

1.1.5.2 Mode impair

a) Impédance

$$Z_i = 120 \; \pi \; / \; \sqrt{(C_i/\epsilon_0)\,(C_{i,air}/\epsilon_0)} \qquad (1.57)$$

b) Permittivité effective

$$\epsilon_{eff,i} = C_i \; / \; C_{i,air} \qquad (1.58)$$

c) Vitesse de propagation

$$v_i = c \; / \; \sqrt{\left(C_i / C_{i,air} \right)} \qquad (1.59)$$

d) Longueur d'onde guidée

$$\lambda_{g,i} = \lambda_0 \; / \; \sqrt{\left(C_i / C_{i,air} \right)} \qquad (1.60)$$

1.1.5.3 Impédance caractéristique, directivité et couplage

Les expressions générales de l'impédance caractérisique Z_0, du facteur de couplage C et de la directivité D d'un coupleur symétrique, en mode TEM ou quasi-TEM, sont présentées dans ce qui suit :

L'impédance caractéristique Z_0 du coupleur est donnée par la relation :

$$Z_0 = \sqrt{ (Z_p \; Z_i) \; (A / B) } \qquad (1.61)$$

où,

$$A = (Z_p \; \sin\theta_p) + (Z_i \sin \theta_i)$$

et

$$B = (Z_p \; \sin\theta_i) + (Z_i \sin \theta_p)$$

A noter que θ_p et θ_i représentent les longueurs électriques de la zone de couplage en modes pair et impair respectivement.

Le facteur de couplage C est donné par la relation :

$$C = \frac{Z_p\ Z_i\ \cos\theta_p + j\ Z_p^2\ \sin\theta_p}{2\ Z_p\ Z_i\ \cos\theta_p + j\ (Z_p^2 + Z_i^2)\ \sin\theta_p} - \frac{Z_p\ Z_i\ \cos\theta_i + j\ Z_i^2\ \sin\theta_i}{2\ Z_p\ Z_i\ \cos\theta_i + j\ (Z_p^2 + Z_i^2)\sin\theta_i}$$

(1.62)

La directivité D du coupleur est donnée par la relation:

$$D = \left| \frac{\chi\ Z_p\ Z_i - \Psi\ Z_p\ Z_i}{\chi\ (\ Z_p\ Z_i\ \cos\theta_p + j\ Z_p^2\ \sin\theta_p\ ) - \Psi\ (\ Z_p\ Z_i\ \cos\theta_i + j\ Z_i^2\ \sin\theta_i\ )} \right|$$

(1.63)

où :

$$\chi = 2\ Z_p\ Z_i\ \cos\theta_i + j\ (\ Z_p^2 + Z_i^2\ )\ \sin\theta_i$$

et

$$\Psi = 2\ Z_p\ Z_i\ \cos\theta_p + j\ (\ Z_p^2 + Z_i^2\ )\ \sin\theta_p$$

Cependant, si les vitesses de phases en modes pair et impair sont égales, les longueurs électriques θ_p et θ_i le sont aussi, et les expressions de Z_0, C et D se trouvent ainsi largement simplifiées :

$$Z_0 = \sqrt{(Z_p \; Z_i)} \qquad (1.64)$$

$$C = (Z_p - Z_i) / (Z_p + Z_i) \qquad (1.65)$$

$$D = + \infty \qquad (1.66)$$

Pour de légères différences entre les vitesses de phase pair et impair d'un coupleur, les expressions (1.64) et (1.65) de Z_0 et C représentent une approximation suffisante.

A noter que les coupleurs symétriques en mode TEM présentent la même vitesse de phase en modes pair et impair, alors que ceux en mode quasi-TEM ont généralement des vitesses de phase différentes.

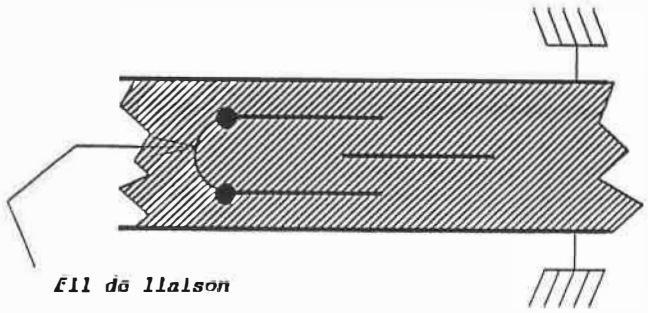
Il est maintenant clair que la caractérisation quasi-TEM d'un coupleur se base sur le calcul des capacités linéiques C et C_{air} des lignes pour les modes pair et impair. Nous verrons, au cours des chapitres 2 et 3, le processus du calcul de ces capacités lequel se base sur la solution de l'équation de Laplace, par la méthode spectrale, à l'intérieur des frontières du coupleur.

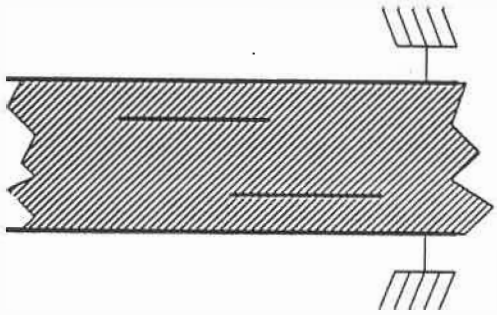
1.2 Structures de coupleurs à facteurs de couplage élevés

L'étude théorique, que nous avons effectuée dans la première partie de ce chapitre, nous permet de caractériser les coupleurs symétriques propageant un mode TEM ou quasi-TEM. Cette familiarisation avec la théorie des coupleurs nous permet ainsi d'entamer l'objectif principal de ce projet : Trouver des structures planaires en CIM qui s'adaptent bien à la conception de coupleurs à facteurs de couplage très élevés (supérieurs à -3 dB) et ayant une bonne directivité. Ces coupleurs sont fréquemment utilisés dans les circuits intégrés micro-ondes tels que, les jonctions à six accès, les amplificateurs balancés et les diviseurs de puissance.

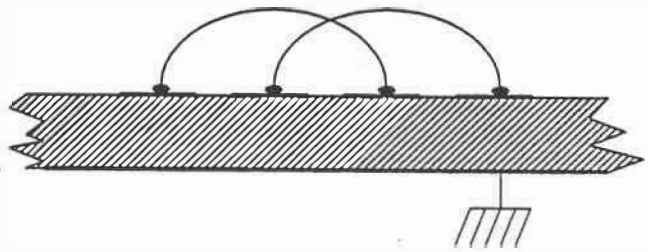
La structure du microruban conventionnel est mal adaptée à la réalisation de ce type de coupleur. En effet, elle exige un espacement entre les deux lignes couplées inférieur à 10 μm. De telles dimensions peuvent poser de sérieux problèmes de fabrication.

Plusieurs structures micro-ondes ont été développées dans le passé afin d'atteindre des facteurs de couplage très élevés. Cependant, ces structures semblent être mal adaptées, d'une façon ou d'une autre, à l'intégration ou à la fabrication. Les coupleurs présentés à la figure 1.5 (a)





(a)



(b)

Figure 1.5 (a) Configurations de coupleurs à facteur de couplage élevé.
(b) Coupe transversale d'un coupleur Lange.

par exemple, sont fréquemment utilisées, mais leurs ports d'entrée et de sortie se trouvent dans des plans différents [6]. En microruban, le coupleur Lange [7] montré à la figure 1.5 (b) est largement utilisé pour la réalisation de coupleurs -3 dB. Toutefois, ce type de coupleurs à lignes de transmission multiples nécessite l'emploi de techniques de fabrication complexes, dû aux dimensions critiques (largeurs des conducteurs et leur espacement), ainsi qu'une technique de soudage compliquée et coûteuse.

La structure du microruban à substrat suspendu et la structure planaire multicouche incorporant un (ou deux) conducteur(s) au potentiel flottant (en anglais Re-Entrant) sont deux solutions possibles. Elles constituent un alternatif au coupleur Lange, puisqu'elles se prêtent à la réalisation de facteurs de couplage très forts sans exiger des processus difficiles et coûteux de fabrication. De plus, leur structure est planaire et intégrable dans un circuit micro-ondes en technologie microruban.

1.2.1 Structure du microruban à substrat suspendu

La structure planaire du microruban à substrat suspendu, une autre structure CIM, semble surmonter le problème de la réalisation de coupleurs à facteurs de

couplage élevés. En comparaison au microruban conventionnel, la structure du microruban à substrat suspendu offre des dimensions transversales plus larges et requiert ainsi, pour le même facteur de couplage, un espacement entre les lignes couplées qui est sensiblement plus grand.

La figure 1.6 montre une coupe transversale d'une ligne microruban à substrat suspendu. Le ruban conducteur est placé sur un substrat diélectrique mince, rigide et à faibles pertes. Cette couche de substrat est séparée du plan de masse inférieur par une couche d'air ayant généralement une épaisseur beaucoup plus importante. Pour suspendre le substrat, on le place dans un boîtier de type guide d'ondes. Il est alors supporté mécaniquement par des fentes localisées dans les parois verticales du guide, le long de la direction de propagation.

Le microruban à substrat suspendu offre aussi les avantages d'une ligne à faibles pertes et peu dispersive.

1.2.1.1 Pertes

Trois phénomènes distincts contribuent à affaiblir le signal qui se propage sur une ligne de transmission en CIM.

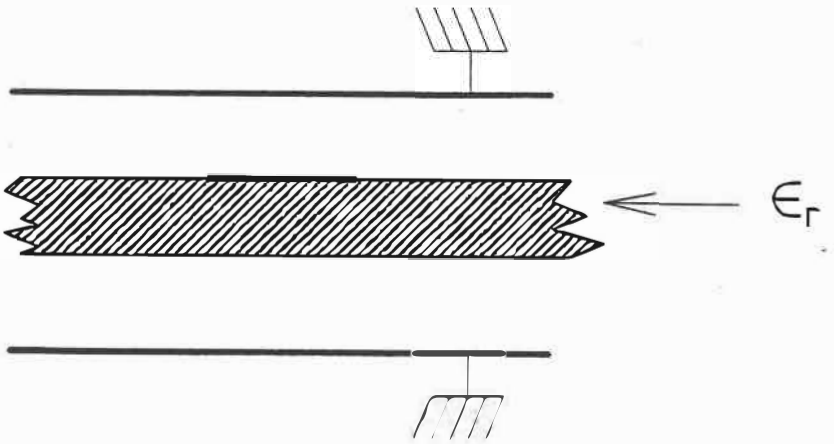


Figure 1.6 Ligne de transmission à substrat suspendu.

Tout d'abord, de même que dans un guide d'ondes, une partie du signal échauffe les conducteurs par effet Joule. De plus, les champs se propagent en partie dans un isolant qui n'est pas absolument sans pertes, de sorte qu'une partie du signal est transformée en chaleur par pertes diélectriques. Finalement, pour une ligne ouverte, une partie du signal disparaît sous forme de rayonnement. Les pertes par rayonnement sont éliminées par un blindage adéquat de la ligne. Lors d'une étude comparative des pertes totales dans les différentes structures de lignes en CIM, Spielman [8] a classé la ligne microruban à substrat suspendu comme celle ayant les pertes les plus faibles et, par conséquent, le facteur Q le plus élevé.

La portion majeure des lignes du champ électrique entre le ruban conducteur et le plan de masse, à l'intérieur de la structure d'une ligne microruban à substrat suspendu, se retrouve dans la région sans pertes, c'est-à-dire dans l'air. Les pertes diélectriques sont donc négligeables pour cette structure. Quant aux pertes ohmiques, elles sont sensiblement inférieures à celles du microruban conventionnel. En effet, puisque le diélectrique majoritaire de la structure suspendue est l'air, la valeur de la permittivité effective ϵ_{eff} est alors assez proche de l'unité. Il s'ensuit que les dimensions transversales des lignes sont plus grandes. Ainsi, une ligne microruban à

substrat suspendu, d'impédance caractéristique 50 Ω, est généralement 3 à 4 fois plus large qu'une ligne microruban conventionnelle. Cet avantage, propre aux structures planaires à substrat suspendu, se manifeste dans les circuits micro-ondes opérant à des fréquences de plus en plus élevées, là où la structure du microruban conventionnel provoque une atténuation trop importante pour être négligée. Par ailleurs, la structure du microruban à substrat suspendu offre la possibilité de réaliser des lignes de transmission d'impédances caractéristiques supérieures à 150 Ω. Cette possibilité est mise à profit lors de la conception des circuits d'adaptation des amplificateurs à faible bruit [9].

L'avantage des faibles pertes s'ajoute à celui de la possibilité d'utiliser les deux faces du substrat dans le cas de certains coupleurs [10] à substrat suspendu.

1.2.1.2 Validité de l'étude quasi-statique

Une autre conséquence de la présence de la couche d'air sous le substrat est une dispersion (variation en fonction de la fréquence) réduite de la constante de propagation $\beta(f)$. Cette dispersion est réduite, généralement, à un tel point qu'une caractérisation quasi-statique (fréquence

nulle) reste valide à des fréquences élevées. Tomar et Bhartia [11] ont observé une faible dispersion de 7% sur la longueur d'onde guidée dans la structure de la figure 1.6 (pour ϵ_r=2.2) et ceci sur une bande de fréquence allant de 1 à 100 Ghz. Selon Smith [12], la dispersion de la vitesse de phase est approximativement de 0.3%, par Gigahertz, dans le cas d'une ligne de transmission 50 Ω en microruban à substrat suspendu. D'autre part, la validité de la caractérisation quasi-statique de plusieurs circuits a été confirmé puisque ces derniers ont opéré à 10 Ghz selon les prédictions [13].

En se basant sur les preuves données ci-dessus, nous déduisons que la caractérisation quasi-statique de dispositifs en microruban à substrat suspendu demeure valide aux fréquences très élevées.

1.2.2 Sructure multicouche à conducteurs au potentiel flottant

La structure d'un coupleur à lignes coaxiales et incorporant un conducteur au potentiel flottant a été introduite, en premier, par Cohn [14]. Le but était de surmonter le problème de la réalisation de couplages très forts exigés dans les sections centrales des coupleurs

large bande à multisection [15] [16]. La figure 1.7 (a) illustre une coupe transversale du coupleur à conducteur au potentiel flottant. Les deux lignes de transmission semblent isolées et blindées l'une de l'autre par le conducteur intermédiaire. En réalité, elles sont fortement couplées à travers la capacité entre le conducteur intermédiaire, dont le potentiel est flottant, et les plans de masse du boîtier. Utilisant cette structure, Cohn a réalisé un coupleur -1.28 dB sans avoir à faire face à des contraintes sur les dimensions.

1.2.2.1 Structures à diélectrique homogène

Lavendol et Taub [17] ont introduit et testé la version circuit imprimé du coupleur de Cohn, réalisée en ligne à ruban équilibré. La coupe transversale correspondante est présentée à la figure 1.7 (b). Cependant, la caractérisation de cette structure par ces auteurs est approximative puisqu'ils supposent que les deux lignes sont découplées grâce à un espacement interligne assez grand (s/b2 > 0.5). Le couplage entre les deux lignes de transmission a été pris en considération, plus tard, lors de la caractérisation de la même structure, symétrique [18], puis assymétrique [19], par Cristal. Ainsi, les équations nécessaires à la conception des coupleurs à

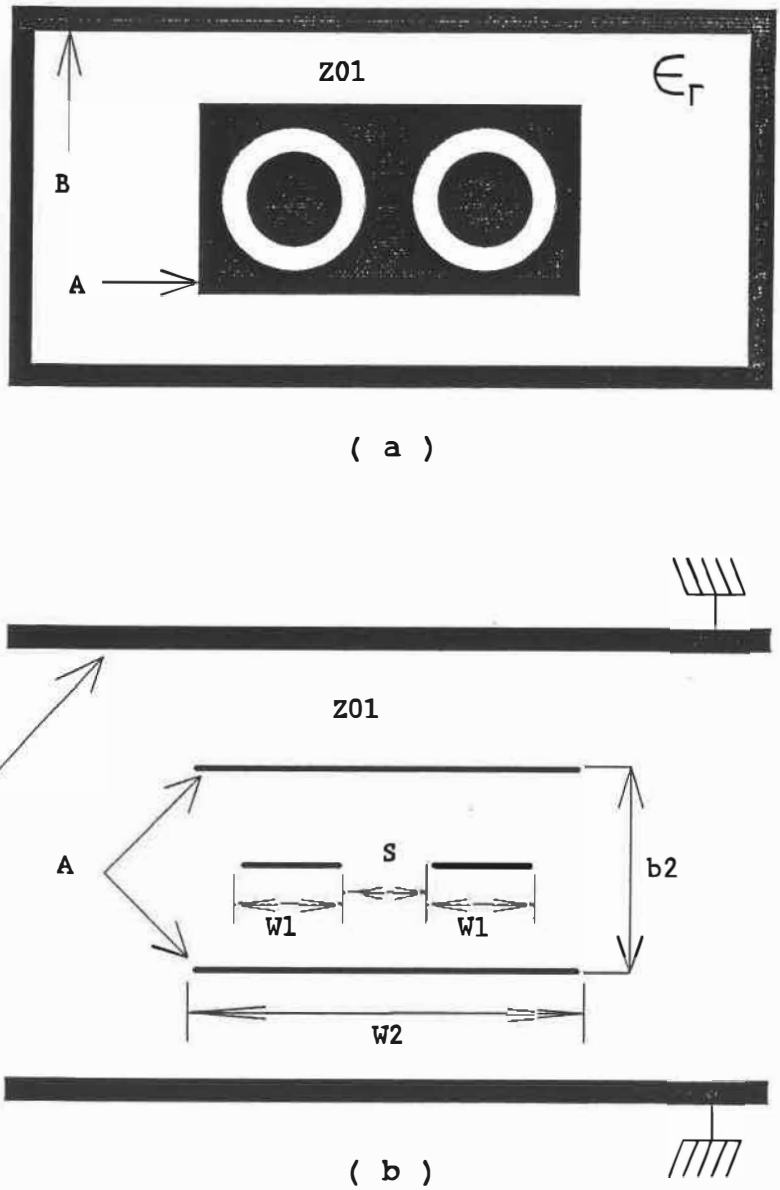


Figure 1.7 Coupe transversale d'un coupleur à conducteur(s) A au potentiel flottant.
(a) Version lignes coaxiales.
(b) Version circuit imprimé.

conducteurs au potentiel flottant, dont le remplissage diélectrique est homogène (air (coaxiale) ou substrat diélectrique (ligne à ruban équilibré)), sont disponibles. Ces structures sont, de nos jours, graduellement remplacées par les structures en CIM à diélectrique inhomogène, telles que le microruban.

1.2.2.2 Structures à diélectrique inhomogène

La figure 1.8 illustre, à titre d'exemple, la coupe transversale de la structure d'un coupleur à conducteur au potentiel flottant en CIM, dont le diélectrique est inhomogène. Cette configuration consiste à placer un ruban conducteur au potentiel flottant symétriquement au-dessous des deux lignes de transmission couplées. D'autres configurations utilisent deux conducteurs au potentiel flottant [20], placés au-dessus et en dessous des deux lignes couplées. La structure du coupleur présenté à la figure 1.8 permet atteindre des facteurs de couplage beaucoup plus élevés qu'un coupleur microruban conventionnel (sans conducteur au potentiel flottant). La force du couplage qui caractérise cette structure provient principalement de la capacité, très grande, entre le conducteur au potentiel flottant et chacune des lignes de transmission. Cette capacité est beaucoup plus importante

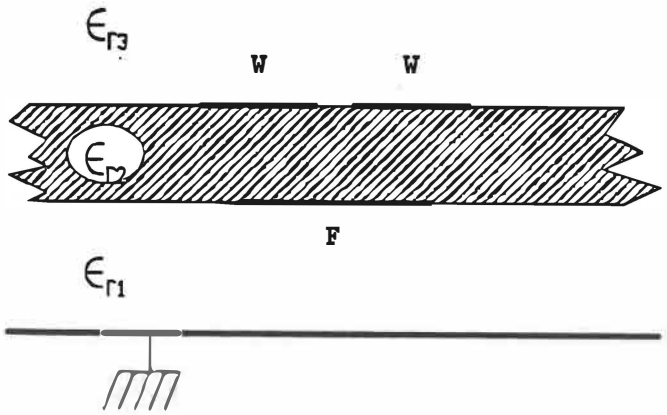


Figure 1.8 Structure à diélectrique inhomogène d'un coupleur à conducteur au potentiel flottant.

que la capacité mutuelle entre les deux lignes couplées. Ainsi, la contribution minimale qu'apporte la capacité mutuelle au couplage total entre les deux lignes nous permet d'atteindre des facteurs de couplage très élevés, tout en ayant un espacement interligne raisonnable.

Des coupleurs dont la géométrie est assez semblable à celle de la figure 1.8 ont été conçus et testés, avec succès, pour des couplages très forts de -3 et -1.5 dB [20] [21] [22]. A notre connaissance, aucune étude, si nous excluons Sachse [21] qui a utilisé la méthode des différences finies, n'a été effectuée pour la caractérisation de coupleurs à structure comportant des conducteurs au potentiel flottant et dont le diélectrique est inhomogène. En effet, Malherbe [22] et Hopfer [20] ont conçu de tels coupleurs en se basant sur une série d'approximations.

Nous nous sommes proposés au cours de ce projet d'effectuer une étude théorique dans l'objectif de créer, pour la première fois, un outil de design pour les coupleurs microruban à structure multicouche comportant un conducteur au potentiel flottant. Dans le chapitre 5, nous présentons l'analyse de ces coupleurs par le biais des modes pair et impair. Nous y présentons aussi une étude détaillée de la variation des caractéristiques en fonction

des dimensions géométriques des coupleurs.

CHAPITRE 2

LA METHODE SPECTRALE

L'amélioration des performances des coupleurs, telles que l'égalisation des vitesses de phase des modes pair et impair ou l'obtention de facteurs de couplage très élevés, se fait souvent au détriment de la simplicité géométrique de leurs structures.

La structure planaire à substrat suspendu, introduite auparavant, est un exemple d'une structure complexe constituée d'une couche de substrat diélectrique prise entre deux couches d'air. Certains chercheurs, toujours dans le but d'améliorer les performances, vont plus loin et introduisent jusqu'à cinq couches de diélectriques différents dans la structure CIM d'un coupleur [23]. De plus, des conducteurs peuvent être localisés sur plusieurs interfaces de cette même structure.

La mise au point d'une méthode de calcul capable de caractériser les structures planaires multicouches et à multiconducteurs se révèle ainsi nécessaire. Nous avons appliqué la méthode spectrale ainsi que la méthode de Galerkin [24] [25] à ce problème.

2.1 Introduction à la méthode spectrale

La méthode spectrale, appelée couramment approche spectrale, est une méthode mixte. Elle nécessite donc une préparation analytique importante, souvent lourde et fastidieuse. Cette méthode est particulièrement bien adaptée pour traiter les structures planaires. Elle a été présentée dans la littérature sous diverses formulations et elle est utilisée par plusieurs auteurs pour analyser les lignes planaires [26] [27]. Comparée à la méthode TLM [28] ou la méthode des différences finies [29], deux méthodes purement numériques, la méthode spectrale est très peu gourmande en temps de calcul et en occupation mémoire : ceci est dû principalement à la préparation analytique. Cet avantage est crucial pour les logiciels interactifs. Comparée à la méthode de résonnance transversale, la méthode spectrale est une méthode rigoureuse; moyennant une préparation conséquente, elle permet une analyse très complète d'une structure. Dans la suite de ce paragraphe,

nous donnerons le principe général de la méthode spectrale.

La méthode spectrale repose sur un double principe :

- Comme son nom l'indique, elle opère dans le domaine spectral (par rapport aux coordonnées spatiales). Cette technique est souvent utilisée en électromagnétisme. En effet, les équations à traiter sont souvent des équations intégrodifférentielles, très difficiles à manipuler. En opérant dans le domaine spectral, ces équations se transforment en équations algébriques beaucoup plus faciles à manipuler.

- La méthode spectrale ramène la résolution d'un problème de volume à celle d'un problème de surface, et la résolution d'un problème de surface à celle d'un problème de contour.

Dans ce chapitre nous présentons les grandes lignes de la méthode spectrale dans le cadre d'une étude quasi-statique. Une attention particulière est dédiée à l'adaptation de la méthode à l'étude des coupleurs symétriques.

2.2 Structure générale multicouche étudiée

Dans l'approximation quasi-TEM, le problème de la caractérisation d'une structure est ramené au calcul de l'expression du potentiel en chaque point du domaine limité par l'intérieur du boîtier, lorsqu'on se donne le potentiel sur les contours (boîtier et rubans conducteurs). C'est un problème de Dirichlet de résolution de l'équation de Laplace (équation (2.1)) avec conditions aux limites.

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} = 0 \qquad (2.1)$$

Cet espace à deux dimensions est une coupe transversale de la structure étudiée, dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation (axe z).

Dans ce qui suit, l'étude sera limitée aux structures planaires représentant une symétrie par rapport à l'axe des y. La figure 2.1 illustre la coupe transversale d'une telle structure. Cette situation est rencontrée très fréquemment dans le cas des coupleurs. La symétrie nous permet de limiter l'étude à la moitié de la structure seulement. Nous choisissons la moitié allant de 0 à L sur l'axe des x.

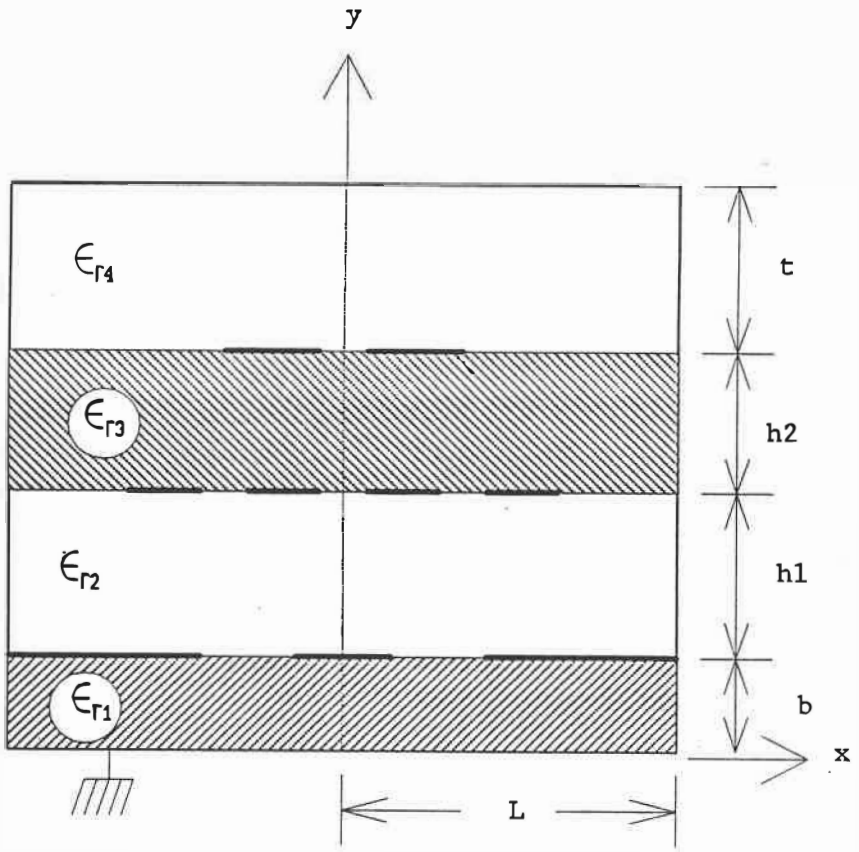


Figure 2.1 Coupe transversale d'une structure planaire multidiélectrique et multiconducteur.

Nous avons de plus limité à quatre, le nombre de couches de diélectriques (différents) dans la structure planaire à l'étude (voir figure 2.1). Ce nombre est suffisant pour traiter la majorité des cas rencontrés en pratique. Il n'existe cependant aucune limite théorique sur le nombre de couches de diélectriques que nous pouvons placer à l'intérieur de la structure à caractériser.

Les conducteurs peuvent être disposés, symétriquement à l'axe des y, sur n'importe laquelle des trois interfaces (diélectrique - diélectrique) de la structure étudiée. De plus, l'épaisseur de ces conducteurs est supposée négligeable (numériquement nulle) par rapport à leur propre largeur, ainsi qu'à l'épaisseur de chacune des couches diélectriques. Cette formulation du problème est suffisamment flexible pour permettre l'étude d'un grand nombre de structures de coupleurs symétriques et de lignes de transmission. Nous procédons maintenant à la formulation analytique, dans le plan (x,y), des conditions aux frontières sur les trois interfaces (diélectrique - diélectrique) et sur la surface interne des parois métalliques, supposées parfaitement conductrices, du boîtier.

2.3 Conditions aux frontières dans le domaine (x,y)

Les équations correspondantes aux conditions d'interfaces expriment respectivement:

- Le potentiel ϕ est nul sur toutes les parois du boîtier.

- La continuité du potentiel ϕ au niveau de l'interface, entre deux couches diélectriques consécutives.

- La définition de potentiels distincts, pour les régions métallisées et diélectriques, sur chacune des interfaces.

- La différence entre les vecteurs de déplacement électrique ($D=\in E$), d'un côté et de l'autre d'une interface est, soit nulle pour les régions diélectriques, soit égale à la distribution de charge sur les conducteurs pour les surfaces métallisées de cette interface.

Interface i: $y = y_i$

$$\phi_i(x,y_i) = \phi_{i+1}(x,y_i) \qquad (2.2)$$

$$\phi_i(x,y_i) = \begin{cases} V_i & \text{,sur les conducteurs} \\ \phi_{0i}(x) & \text{,ailleurs} \end{cases} \qquad (2.3)$$

$$\epsilon_{r\,i+1}\left.\frac{\partial \phi_{i+1}}{\partial y}\right|_{y=y_i} - \epsilon_{r\,i}\left.\frac{\partial \phi_i}{\partial y}\right|_{y=y_i} = \begin{cases} -\varphi_i(x)/\epsilon_0 & \text{, sur les conducteurs} \\ 0 & \text{, ailleurs} \end{cases} \qquad (2.4)$$

i=1,2,3.

Où :

$$y_1 = b \qquad (2.5)$$

$$y_2 = b+h1 \qquad (2.6)$$

$$y_3 = b+h1+h1 \qquad (2.7)$$

$$y_4 = b+h1+h2+t = d \qquad (2.8)$$

et

$\phi_i(x,y)$:le potentiel inconnu dans toute la couche diélectrique à permittivité relative $\epsilon_{r\,i}$.

V_i:le potentiel connu des conducteurs à l'interface i ($y=y_i$).

$\phi_{0\,i}(x)$:le potentiel inconnu, en dehors des conducteurs, à l'interface i ($y=y_i$).

$\varphi_i(x)$:la distribution de charge inconnue sur les conducteurs à l'interface i ($y=y_i$).

Les potentiels $\phi_i(x,y)$ sont soumis aux conditions additionnelles suivantes:

$-\phi_i(0,y) = 0$, pour les cas impairs.

Les deux conducteurs, placés symétriquement par rapport à l'axe x, sont soumis à ces potentiels égaux en amplitude et déphasés de 180 degrés. Donc, un mur électrique est présent à $x = 0$.

$$\frac{-\partial\phi_i(0,y)}{\partial x} = 0, \text{ pour les cas pairs.}$$

Les deux conducteurs sont soumis à des potentiels, en phase, et égaux en module. Par conséquent, un mur magnétique se présente à $x = 0$.

2.4 Transformée de Fourier de l'équation de Laplace

L'équation de Laplace est une équation de second ordre. La solution d'une telle équation différentielle se présente sous la forme d'intégrales de convolution qui ne possèdent pas nécessairement des solutions analytiques. L'évaluation numérique de ces intégrales devient ainsi indispensable, ce qui se traduit par un processus coûteux en temps de calcul.

Dans le but d'éviter l'évaluation numérique des

intégrales de convolution, la méthode spectrale propose l'application de la transformée de Fourier en x, à l'équation de Laplace.

Formulons d'abord la transformée finie de Fourier du potentiel, $\Phi(n,y)$, pour les modes pair et impair :

mode pair:

$$\Phi(n,y) = \int_0^L \phi(x,y) \cos(Kx)\, dx , \qquad K=(n-0.5)\pi/L. \tag{2.9}$$

mode impair:

$$\Phi(n,y) = \int_0^L \phi(x,y) \sin(Kx)\, dx , \qquad K=n\pi/L. \tag{2.10}$$

$n=1,2,3, \ldots\infty$ pour les deux modes.

Cette transformée n'est pas la même pour les deux modes à cause des conditions de symétrie différentes (par rapport à l'axe des y) que nous avons spécifiées auparavant. Il est clair que, pour les deux modes, le choix de la variable de la transformée K assure un potentiel nul aux parois des deux murs latéraux ($\phi(L,y)=0$). Notons que toutes les formulations subséquentes, en fonction de K, seront les

mêmes pour les deux modes.

la transformée de Fourier de l'équation de Laplace s'écrit de la façon suivante:

$$\frac{\partial^2 \Phi(n,y)}{\partial y^2} - K^2 \Phi(n,y) = 0 \qquad (2.11)$$

L'équation (2.11) est une équation différentielle de second ordre à une variable dont la solution générale est donnée par:

$$\Phi_i(n,y) = A_i(n) \sinh(Ky) + B_i(n) \cosh(Ky) \qquad (2.12)$$

Nous appliquons cette solution générale à notre problème qui est caractérisé par les conditions aux frontières sur les parois conductrices du boîtier. La solution pour chacune des quatre régions diélectriques de la structure (figure 2.1) est la suivante :

<u>région 1 :</u> $0 \leq y \leq b$

$$\Phi_1(n,y) = A_n \sinh(Ky) \qquad (2.13)$$

région 2 : $b \leq y \leq b+h_1$

$$\Phi_2 (n,y) = B'_n \sinh(K(y-b)) + B''_n \cosh(K(y-b)) \qquad (2.14)$$

région 3 : $b+h_1 \leq y \leq b+h_1+h_2$

$$\Phi_3 (n,y) = C'_n \sinh(K(y-b-h_1)) + C''_n \cosh(K(y-b-h_1)) \qquad (2.15)$$

région 4 : $b+h_1+h_2 \leq y \leq b+h_1+h_2+t$

$$\Phi_4 (n,y) = D_n \sinh(K(d-y)) \qquad (2.16)$$

Les coefficients $A_n, B'_n, B''_n, C'_n, C''_n$ et D_n sont les inconnues qui doivent être déterminées à partir des conditions aux frontières. Ainsi, la solution de la transformée de Fourier de l'équation de Laplace consiste, maintenant, en une évaluation des produits algébriques donnés par les équations (2.13) à (2.16). Cette solution remplace donc les intégrales de convolution qui résultent de la solution de l'équation de Laplace dans l'espace bidimensionnel (x,y).

A noter que le choix de l'axe des x, pour l'application de la transformée de Fourier, est fondé. En effet, les fonctions inconnues $\varphi_i(x)$ et $\phi_{0i}(x)$ i=1,2,3, que nous

retrouvons dans les équations aux interfaces, sont définies uniquement en fonction de x. C'est aussi le cas pour les fonctions $\phi_i(x,y)$ utilisées dans les équations d'égalisation du potentiel, de part et d'autre d'une interface, $(\phi_i(x,y_i)=\phi_{i+1}(x,y_i))$, où la dimension y est utilisée uniquement pour des valeurs discrètes et connues (par exemple $y_1=b$). Il est donc clair que la discrétisation (transformer en Fourier) de la variable x, plutôt que y, est plus avantageux.

2.5 Transformée de Fourier des conditions aux frontières

Comme auparavant, la transformée de Fourier sera en cosinus pour le mode pair et en sinus pour le mode impair. Ainsi, nous introduisons les transformées de Fourier $\rho_i(n)$, $\Phi_{0i}(n)$ et $V_i(n)$ de $\varphi_i(x)$, $\phi_{0i}(x)$ et $V_i(x)$ respectivement:

$$\rho_i(n) = \int_{D_{1i}} \varphi_i(x) \begin{bmatrix} \cos Kx \\ \sin Kx \end{bmatrix} dx \qquad (2.17)$$

$$\Phi_{oi}(n) = \int_{D_{2i}} \phi_{oi}(x) \begin{bmatrix} \cos Kx \\ \sin Kx \end{bmatrix} dx \qquad (2.18)$$

$$V_i(n) = \int_{D_{3i}} V_i \begin{bmatrix} \cos Kx \\ \sin Kx \end{bmatrix} dx \qquad (2.19)$$

D_{1i}, D_{2i} et D_{3i} représentent, respectivement, les domaines de définition des fonctions $\varphi_i(x)$, $\phi_{0i}(x)$ et V_i.

La transformée de Fourier des conditions aux frontières (équations (2.2) à (2.4)) devient :

Interface i: $y=y_i$

$$\Phi_i(n,y_i) = \Phi_{i+1}(n,y_i) \qquad (2.20)$$

$$\Phi_i(n,y_i) = V_i(n) + \Phi_{0i}(n) \qquad (2.21)$$

$$\epsilon_{r\,i+1} \left.\frac{\partial \Phi_{i+1}}{\partial y}\right|_{y=y_i} - \epsilon_{r\,i} \left.\frac{\partial \Phi_i}{\partial y}\right|_{y=y_i} = \frac{-\rho_i(n)}{\epsilon_0} \qquad (2.22)$$

$i = 1,2,3.$

2.6 Fonctions de Green et système d'équation exactes

Nous avons trouvé, à la section 2.4, la solution de la transformée de Fourier de l'équation de Laplace pour

chacune des quatre régions diélectriques (équations (2.13) à (2.16)). Le problème s'est réduit alors, à trouver les inconnues A_n, B'_n, B''_n, C'_n, C''_n et D_n dans ces équations. Au cours de cette section, nous utilisons la transformée de Fourier des conditions aux frontières, données par les équations (2.20) à (2.22), pour remplacer ces inconnues par $\rho_1(n)$, $\rho_2(n)$ et $\rho_3(n)$. Le résultat de cette substitution est une nouvelle série d'équations algébriques à résoudre, où on voit apparaître les fonctions de Green [30]. Chacune des trois équations représente le potentiel à l'interface correspondante, en fonction des distributions de charges inconnues $\rho_1(n)$, $\rho_2(n)$ et $\rho_3(n)$.

Nous commençons par remplacer les potentiels $\Phi_i(n,y)$ des équations de conditions aux frontières (équations (2.20) à (2.22)) par leurs expressions appropriées, données par les équations (2.13) à (2.16), qui représentent la solution de la transformée de Fourier de l'équation de Laplace. Les nouvelles équations des conditions aux frontières s'écrivent:

$$A_n \sinh(K\,b) = B''_n \tag{2.23}$$

$$\epsilon_{r2} B'_n K - \epsilon_{r1} A_n K \cosh(K\,b) = \frac{\rho_1(n)}{\epsilon_0} \tag{2.24}$$

$$B'_n \sinh(K h_1) + B''_n \cosh(K h_1) = C''_n \qquad (2.25)$$

$$\epsilon_{r3} C'_n K - \epsilon_{r2} B'_n K \cosh(K h_1) - \epsilon_{r2} B''_n K \sinh(K h_1) = \frac{\rho_2(n)}{\epsilon_0} \qquad (2.26)$$

$$C'_n \sinh(K h_2) + C''_n \cosh(K h_2) = D_n \sinh(K t) \qquad (2.27)$$

$$\epsilon_{r4} D_n K \cosh(Kt) + \epsilon_{r3} C'_n K \cosh(Kh_2) + \epsilon_{r3} C''_n K \sinh(kh_2) = \frac{\rho_3(n)}{\epsilon_0} \qquad (2.28)$$

Première interface

Le potentiel à la première interface est donné par l'équation (2.13), pour y=b. Il s'agit d'exprimer le coefficient inconnu A_n en fonction de $\rho_1(n)$, $\rho_2(n)$ et $\rho_3(n)$. Ceci est accompli en utilisant les équations aux frontières (équations (2.23) à (2.28)), données ci-dessus, dans une série de substitutions successives d'inconnus. Ce calcul mène à une nouvelle équation du potentiel (équation

(2.29)) à la première interface (y=b), qui introduit les fonctions de Green $G_{11}(n)$, $G_{12}(n)$ et $G_{13}(n)$.

$$\Phi_1(n,b) = G_{11}(n)\rho_1(n) + G_{12}(n)\rho_2(n) + G_{13}(n)\rho_3(n) \qquad (2.29)$$

Deuxième interface

Le potentiel à la deuxième interface est donné par l'équation (2.14), pour y=(b+h1). Il s'agit d'exprimer les deux coefficients inconnus B'_n et B''_n en fonction de $\rho_1(n)$, $\rho_2(n)$ et $\rho_3(n)$. De même que pour la première interface, nous obtenons une nouvelle équation qui exprime le potentiel (équation (2.30)) à la deuxième interface (y=b+h1). Cette équation introduit les fonctions de Green $G_{21}(n)$, $G_{22}(n)$ et $G_{23}(n)$.

$$\Phi_2(n,b+h_1) = G_{21}(n)\rho_1(n) + G_{22}(n)\rho_2(n) + G_{23}(n)\rho_3(n) \qquad (2.30)$$

troisième interface

Le potentiel à la troisième interface est donné par l'équation (2.15) pour y=b+h1+h2. Il s'agit d'exprimer les deux coefficients inconnus C'_n et C''_n en fonction de $\rho_1(n)$, $\rho_2(n)$ et $\rho_3(n)$. De même que pour la première

interface, nous obtenons une nouvelle équation du potentiel (équation (2.31)) à la troisième interface (y=b+h1+h2), qui introduit les fonctions de Green $G_{31}(n)$, $G_{32}(n)$ et $G_{33}(n)$.

$$\Phi_3(n,b+h_1+h_2) = G_{31}(n)\rho_1(n) + G_{32}(n)\rho_2(n) + G_{33}(n)\rho_3(n) \qquad (2.31)$$

Les détails du calcul de chacune des équations (2.29) à (2.31), ainsi que les expressions analytiques de toutes les fonctions de Green, sont exposés à l'Annexe A.

Rappelons que:

$$\Phi_i(n,y_i) = V_i(n) + \Phi_{0i}(n) \qquad ,i=1,2,3 \qquad (2.21)$$

Le nouveau système d'équations (équations (2.29) à (2.31)) que l'on obtient peut s'écrire d'une façon généralisée sous la forme:

$$\sum_{j=1}^{M} G_{ij}(n)\ \rho_j(n) = \Phi_i(n,y_i) \qquad ,i=1,2,...M. \qquad (2.32)$$

$G_{ij}(n)$ et $V_i(n)$ sont connues, par contre, $\rho_i(n)$ et $\Phi_{0i}(n,y_i)$ restent encore des inconnues.

$G_{ij}(n)$ représente la transformée de Fourier de la fonction de Green qui sert à déterminer le potentiel à l'interface i, dû à une unité de charge ponctuelle située à l'interface j. Cette forme généralisée peut être mise sous une forme matricielle de dimension M. Ainsi, cet système matriciel remplace les M équations intégrales qui résultent normalement de la solution de l'équation de Laplace dans le domaine spatial (x,y), d'où l'avantage de la transformation de Fourier de l'équation de Laplace.

Nous verrons au prochain chapitre la procédure à suivre afin d'éliminer les inconnues ($\Phi_{0i}(n,y_i)$ et d'aboutir à un système final de M équations à M inconnues à résoudre.

CHAPITRE 3

METHODE DE SOLUTION

Au cours de ce chapitre, nous appliquerons la méthode de Galerkin au système d'équations (2.29) à (2.31) trouvé à la fin du chapitre 2. Le but est de calculer la charge approximative sur chacun des conducteurs placés dans la structure à l'étude. Ce système d'équations, rappelons-le, exprime le potentiel inconnu sur chacune des trois interfaces en fonction des distributions de charges (inconnues) sur les conducteurs et des fonctions de Green (connues).

3.1 Définition de la méthode de Galerkin

Soit le problème de déterminer une solution de l'équation:

$$L (u) = 0 \qquad (3.1)$$

Où L est un opérateur différentiel sur deux variables dont la solution satisfait des conditions homogènes de frontières.

Nous procédons, à une recherche d'une solution approximative du problème posé, qui se présente sous la forme:

$$\hat{u} (x,y) = \sum_{i=1}^{n} c_i \psi_i (x,y) \qquad (3.2)$$

Où ψ_i (x,y) i=1,2,...,n est un certain système de fonctions, choisi d'avance, qui satisfait les mêmes conditions aux frontières que celles évoquées ci-haut. Les c_i sont des coefficients indéterminés.

Nous pouvons toujours considérer les fonctions ψ_i comme étant linéairement indépendants, et comme représentant les n premiers fonctions d'un certain système complet de fonctions $\{\psi_i (x,y)$ i=1,2,...,n,...$\}$ dans le même domaine de définition.

Pour que $\hat{u}$ (x,y) soit la solution exacte de l'équation

proposée, il est nécessaire que L (û) soit également nulle. Cette dernière condition, si L (û) est considérée comme continue, est équivalente à la condition d'orthogonalité de l'expression L (û) à toutes les fonctions du système ψ_i (x,y) i=1,2,...,n,...

Toutefois, ayant à notre disposition n constantes seulement, c_1 c_2 ... c_n, nous pouvons généralement satisfaire n conditions d'orthogonalité.

Ayant défini ces conditions, nous arrivons au système d'équations:

$$\iint_D L (\hat{u} (x,y)) \psi_i (x,y) \, dx \, dy =$$

$$\iint_D L \left(\sum_{j=1}^{n} c_j \psi_j (x,y) \right) \psi_i (x,y) \, dx \, dy = 0$$

i=1,2,...,n.

(3.3)

Où D est le domaine de définition délimité par les conditions aux frontières du problème initial: L (u) = 0.

Ce système d'équations intégrales servira à la détermination des coefficients inconnus c_i. Ayant trouvé

les c_i de ce système, dans le cas de l'opérateur linéaire L, et ayant substitué ces coefficients dans l'expression de $\hat{u}$, nous obtenons la solution approximative requise.

3.2 Application de la méthode de Galerkin

L'application de la méthode de Galerkin, dans notre cas, consiste à remplacer chacune des distributions de charge inconnues sur les conducteurs ($\rho_1(n)$, $\rho_2(n)$, $\rho_3(n)$), par une combinaison linéaire de fonctions orthogonales que nous appelons fonctions de base. Cependant, nous restons dans le domaine de Fourier au cours de l'application de cette méthode. A cette fin, nous sélectionnons des fonctions de base dont la transformée de Fourier peut être obtenue analytiquement. Ainsi, nous écrivons:

$$\rho_1(n) = \sum_{r=1}^{R} a_r \, \rho_1{}^r(n) \tag{3.4}$$

$$\rho_2(n) = \sum_{s=1}^{S} b_s \, \rho_2{}^s(n) \tag{3.5}$$

$$\rho_3(n) = \sum_{p=1}^{P} c_p \, \rho_3{}^p(n) \tag{3.6}$$

a_r, b_s et c_p sont les coefficients inconnus dans les expressions des trois combinaisons linéaires présentées ci-dessus. Les R fonctions de base $\rho_1{}^r(n)$ ainsi que les S fonctions $\rho_2{}^s(n)$ et les P fonctions $\rho_3{}^p(n)$ sont orthogonales. Ces fonctions sont par définition différentes de zéro sur les conducteurs correspondants et nuls ailleurs.

La prochaine étape de l'application de la méthode de Galerkin consiste, en principe, à remplacer $\rho_1(n)$, $\rho_2(n)$ et $\rho_3(n)$, dans le système d'équations du potentiel aux interfaces (équations (2.29) à (2.31)), par les combinaisons linéaires de fonctions de base (équations (3.4) à (3.6)). Toutefois, pour éviter la manipulation d'expressions analytiques trop lourdes au cours de l'étude, nous nous limitons à la représentation symbolique de chacune des distributions de charge inconnues par une combinaison linéaire de deux fonctions de base. Ainsi, la valeur 2 est assignée à R, S et P dans les équations (3.4), (3.5) et (3.6) respectivement. A titre d'exemple, $\rho_3(n)$ est maintenant remplacée, dans les équations du potentiel aux interfaces, par la combinaison linéaire suivante :

$$\rho_3(n) \approx c_1\ \rho_3{}^1(n) + c_2\ \rho_3{}^2(n) \qquad (3.7)$$

Suite à ces substitutions, nous obtenons une nouvelle série de trois équations (équations (3.8) à (3.10)) exprimant le potentiel aux interfaces que nous écrivons ci-dessous:

$$G_{11}(n)\ (a_1(n)\ \rho_1{}^1(n) + a_2(n)\ \rho_1{}^2(n)) +$$

$$G_{12}(n)\ (b_1(n)\ \rho_2{}^1(n) + b_2(n)\ \rho_2{}^2(n)) +$$

$$G_{13}(n)\ (c_1(n)\ \rho_3{}^1(n) + c_2(n)\ \rho_3{}^2(n)) = V_1(n) + \Phi_{01}(n,y_1) \qquad (3.8)$$

$$G_{21}(n)\ (a_1(n)\ \rho_1{}^1(n) + a_2(n)\ \rho_1{}^2(n)) +$$

$$G_{22}(n)\ (b_1(n)\ \rho_2{}^1(n) + b_2(n)\ \rho_2{}^2(n)) +$$

$$G_{23}(n)\ (c_1(n)\ \rho_3{}^1(n) + c_2(n)\ \rho_3{}^2(n)) = V_2(n) + \Phi_{02}(n,y_2) \qquad (3.9)$$

$$G_{31}(n)\ (a_1(n)\ \rho_1{}^1(n) + a_2(n)\ \rho_1{}^2(n)) +$$

$$G_{32}(n)\ (b_1(n)\ \rho_2{}^1(n) + b_2(n)\ \rho_2{}^2(n)) +$$

$$G_{33}(n)\ (c_1(n)\ \rho_3{}^1(n) + c_2(n)\ \rho_3{}^2(n)) = V_3(n) + \Phi_{03}(n,y_3) \qquad (3.10)$$

L'étape suivante consiste à effectuer une série de multiplications entre les équations (3.8) à (3.10) et les fonctions de base $\rho_i^j(n)$, i=1,2,3 et j=1,2. Nous multiplions donc l'équation (3.8) par $\rho_1^1(n)$, puis par $\rho_1^2(n)$. Ensuite, la deuxième équation (équation (3.9)) est multipliée successivement par $\rho_2^1(n)$ et $\rho_2^2(n)$. Finalement, nous multiplions l'équation (3.10) par $\rho_3^1(n)$ et ensuite par $\rho_3^2(n)$. Le résultat de cette étape est une série de six équations linéaires couplées, que nous présentons sous forme matricielle (équation (3.13)). Les éléments de la matrice [K] et du vecteur [P] sont présentés, en détail, à l'Annexe B.

$$\begin{bmatrix} \\ K \\ \\ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ b_1 \\ b_2 \\ c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \\ P \\ \\ \end{bmatrix} \qquad (3.11)$$

Où [K] est une matrice 6x6 et [P] est un vecteur 6x1

A titre d'exemple, nous avons :

$$K(3,2) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_2^1(n)\, G_{21}(n)\, \rho_1^2(n) \qquad (3.12)$$

$$P(4,1) = \sum_{n=1}^{\infty} [\ \rho_2{}^2(n)\ V_2(n) + \rho_2{}^2(n)\ \Phi_{02}(n,y_2)\ ] \qquad (3.13)$$

3.3 Système final d'équations

Le nouveau système matriciel (équation (3.11)) comporte neuf inconnues, soit les six coefficients recherchés (a_1, a_2, b_1, b_2, c_1 et c_2) et les trois potentiels ($\Phi_{01}(n,y_1)$, $\Phi_{02}(n,y_2)$ et $\Phi_{03}(n,y_3)$) sur chacune des interfaces (en dehors des plans de métallisation). Nous verrons, dans ce qui suit, la procédure à suivre afin de pouvoir éliminer les trois inconnues $\Phi_{0i}(n,y_i)$, (où i=1,2,3) et aboutir à un système final de six équations à six inconnues.

L'expression d'un élément du vecteur P a été donnée, à titre d'exemple, à l'équation (3.13). Cette expression peut être écrite de la façon suivante:

$$P(4,1) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_2{}^2(n)\ V_2(n) + \sum_{n=1}^{\infty} \rho_2{}^2(n)\ \Phi_{02}(n,y_2) \qquad (3.14)$$

Or, d'après la relation de Parseval, nous pouvons retourner au domaine spatial (x,y), où l'expression de

P(4,1) est donnée par l'intégrale suivante:

$$P(4,1) = \frac{L}{2}\int_0^L \varphi_2{}^2(x)\ V_2\ dx + \frac{L}{2}\int_0^L \varphi_2{}^2(x)\ \phi_{02}(x,y_2)\ dx \qquad (3.15)$$

où V_2 est un terme constant qui représente la valeur de la tension continue appliquée sur les conducteurs de l'interface 2

La deuxième intégrale de l'équation (3.15) est nulle. Ceci s'explique, d'une part, par le fait que $\varphi_2{}^2(x)$ est, par définition, non nulle sur tout point sur l'interface 2 où un conducteur est présent, et nulle ailleurs. D'autre part, $\phi_{02}(x,y_2)$ est définie nulle sur tout point de cette interface où un conducteur est présent. En somme, le produit $\varphi_2{}^2(x)\ \phi_{02}(x,y_2)$ est nul en tout point de l'interface. Ce résultat peut être étendu à tous les éléments du vecteur P, où tous les termes comportant des $\Phi_{0i}(n,y_i)$ s'annulent. Par exemple, l'expression de P(4,1) se réduit à:

$$P(4,1) = \frac{L\ V_2}{2}\int_0^L \varphi_2{}^2(x)\ dx \qquad (3.16)$$

Conformément à ce qui précède, nous écrivons les nouvelles expressions analytiques du vecteur [P] (équations (3.17) à (3.21)). Ces expressions remplacent celles déjà présentées à l'Annexe B. Toutefois, les expressions des éléments de la matrice [K], présentées aussi à l'Annexe B, demeurent inchangées.

$$P(1,1) = \frac{L\ V_1}{2} \int_0^L \varphi_1{}^1(n)\ dx \qquad (3.17)$$

$$P(2,1) = \frac{L\ V_1}{2} \int_0^L \varphi_1{}^2(n)\ dx \qquad (3.18)$$

$$P(3,1) = \frac{L\ V_2}{2} \int_0^L \varphi_2{}^1(n)\ dx \qquad (3.19)$$

$$P(5,1) = \frac{L\ V_3}{2} \int_0^L \varphi_3{}^1(n)\ dx \qquad (3.20)$$

$$P(6,1) = \frac{L\ V_3}{2} \int_0^L \varphi_3{}^2(n)\ dx \qquad (3.21)$$

Notons que l'intégration sur l'intervalle allant de 0 à

L, dans chacune des expressions des éléments de [P], est faite uniquement dans le but de rendre ces expressions les plus générales possible. En réalité, cette intégration s'effectue seulement sur le domaine de définition correspondant à la fonction de base $\varphi_i^j(x)$ i=1,2,3 et j=1,2.

Il est maintenant possible de résoudre le système matriciel (3.11), puisqu'il s'est transformé en un système de six équations à six inconnues. En effet, tous les éléments du vecteur [P] peuvent maintenant être déterminés analytiquement en calculant les intégrales dans les équations (3.16) à (3.21). Les seules inconnues recherchées sont les coefficients a_1, a_2, b_1, b_2, c_1 et c_2.

La solution d'un tel système n'est pas une solution exacte, puisqu'en pratique nous n'utilisons pas un ensemble complet de fonctions de base. Toutefois, l'usage d'un nombre limité de ces dernières est normalement suffisant pour assurer une convergence satisfaisante vers la solution exacte. En effet, cette convergence s'améliore au fur et à mesure que la représentation, par les fonctions de base, de la nature physique des distributions de charge inconnues est de plus en plus fidèle. Les fonctions de base utilisées lors du calcul, pour la caractérisation des différents types de structures de lignes de transmission et

de coupleurs, sont présentées aux chapitres 4 et 5.

3.4 Capacités linéiques des lignes

La détermination des coefficients inconnus a_1, a_2, b_1, b_2, c_1 et c_2 nous permet, grâce aux équations (3.4) à (3.6) (pour R=S=P=2), de trouver la distribution approximative de la charge sur chacun des conducteurs de la structure étudiée. Par conséquence, nous sommes maintenant en mesure de trouver la charge approximative par unité de longueur Q, sur tout conducteur placé dans la structure. Ceci consiste à intégrer la fonction de distribution de charge calculée (comme une combinaison linéaire) sur le domaine de définition des fonctions de base correspondantes, c'est-à-dire sur toute la largeur du conducteur. A titre d'exemple, la charge Q_3 du conducteur (par unité de longueur), placé sur l'interface 3, est calculée par la relation :

$$Q_3 \approx \int_{D_3} (c_1 \varphi_3^1(x) + c_2 \varphi_3^2(x)) dx \qquad (3.22)$$

où D_3 représente le domaine de définition des fonctions de base $\varphi_3^1(x)$ et $\varphi_3^2(x)$ dont les transformées de Fourier

sont $\rho_3^1(n)$ et $\rho_3^2(n)$ respectivement (voir équation (3.7)).

Les expressions de P(5,1) et P(6,1), données par les équations (3.20) et (3.21) permettent de transformer l'équation (3.22) en :

$$Q_3 = \frac{2}{L\ V_3} \left(c_1\ P(5,1) + c_2\ P(6,1) \right) \tag{3.23}$$

où V_3 est le potentiel du conducteur, placé à la troisième interface.

Nous procédons maintenant au calcul de la capacité linéique de ce conducteur. Or, la capacité d'un conducteur, par rapport aux plans de masse du boîtier, est trouvée en divisant la charge Q de ce conducteur par sa tension V.

Ainsi, la capacité linéique C_3 du conducteur de la troisième interface est trouvée par la relation :

$$C_3 = \frac{2}{L\ (V_3)^2} \left(c_1\ P(5,1) + c_2\ P(6,1) \right) \tag{3.24}$$

De même, les capacités linéiques des conducteurs sur les interfaces 1 et 2 deviennent respectivement:

$$C_1 = \frac{2}{L\,(V_1)^2}\,(\,a_1\,P(1,1) + a_2\,P(2,1)\,) \qquad (3.25)$$

$$C_2 = \frac{2}{L\,(V_2)^2}\,(\,b_1\,P(3,1) + b_2\,P(4,1)\,) \qquad (3.26)$$

Le calcul des capacités linéiques des lignes, placées dans une structure planaire quelconque, se ramène à un calcul de coefficients réels (a_i , b_i et c_i i=1,2) qui sont les inconnues du système matriciel (3.11).

3.5 Calcul numérique des capacités et choix des fonctions de base

L'exactitude du calcul de la capacité d'une ligne de transmission par la méthode spectrale dépend du choix des fonctions de base. L'utilisation d'une base complète de fonctions de base permet de calculer la valeur exacte de cette capacité. Les polynômes de Tchebychev, de Mc Laurin ou de Legendre sont des exemples bien connus. Cependant, de

tels polynômes ne permettent pas toujours un calcul analytique et direct des intégrales dans les expressions (3.16) à (3.21) ; un calcul numérique de ces intégrales sera nécessaire avec ce type de fonctions de base. Il en résulte deux inconvénients:

- un alourdissement considérable du temps de calcul sur ordinateur ;

- des problèmes de convergence numérique sur les valeurs des intégrales peuvent apparaître.

Il est aussi possible de choisir une base complète de fonctions trigonométriques simples, telles que des sinus ou des cosinus, ce qui permet de calculer analytiquement les intégrales en question. Cependant, l'utilisation d'un grand nombre de ces fonctions de base est cependant généralement requis pour atteindre une précision de calcul acceptable. Ceci conduit à un système matriciel (3.11) de grande dimension, dont la solution très coûteuse en temps de calcul.

Au cours de cette étude, nous utilisons seulement deux ou trois fonctions de base par conducteur. Par conséquent, les systèmes matriciels à résoudre sont de dimensions raisonnables et permettent ainsi un calcul rapide des

capacités. Cependant, la valeur de ces capacités est approximative. Elle est toujours inférieure à la valeur réelle. Par conséquence, nous calculons une impédance caractéristique de ligne toujours supérieure à la valeur réelle. Le choix des fonctions de base est jugé selon l'erreur entre les valeurs réelles et calculées. Si nous calculons à l'aide de la fonction de base f_1 une capacité linéique C_1 qui est supérieure à la capacité C_2, calculée à l'aide de la fonction de base f_2, nous pouvons affirmer que le choix de f_1 est meilleur.

Nous avons basé notre sélection des fonctions de base sur une telle comparaison entre les valeurs calculées des capacités dans le but de réduire l'erreur par rapport à la valeur réelle. En fait, cette erreur diminue au fur et à mesure que la combinaison linéaire calculée des fonctions de base choisies s'approche de la distribution de charge réelle sur le conducteur.

Une comparaison de nos calculs avec les résultats d'autres auteurs, au cours des chapitres 4 et 5, montre qu'il est possible d'atteindre une bonne précision en utilisant seulement deux ou trois fonctions de base par conducteur.

3.6 Etude de la convergence

Nous avons démontré auparavant que le calcul des capacités consiste essentiellement à résoudre le système d'équations linéaires (3.11). Dans ce système, chaque élément de la matrice [K] est une sommation (une série de Fourier) qui, en toute rigueur, est infinie (voir équation (3.12)). Pour résoudre un tel système, il faut, en pratique, tronquer ces sommations.

Pour étudier la convergence numérique, nous allons, dans un premier temps, considérer une ligne microruban à substrat suspendu. La coupe transversale de cette ligne est présentée en médaillon à la figure 3.1. Prenons comme exemple la variation de l'impédance caractéristique en fonction du nombre de termes N dans les sommations tronquées (éléments de la matrice [K]). Rappelons que l'impédance caractéristique de la ligne est calculée à partir des valeurs de capacité de celle-ci à l'aide de la relation (1.52). A la figure 3.1, nous avons représenté cette variation de la valeur d'impédance. En augmentant N de 25 à 100 termes, l'impédance croît de 1.69%. Cette croissance est de 0.34% quand N passe de 100 à 500, et de 0.039% quand N passe de 500 à 1000. Nous pouvons déduire de là qu'une bonne précision de calcul, pour ce type de lignes à structures multicouche, est obtenue avec 400 termes. Les

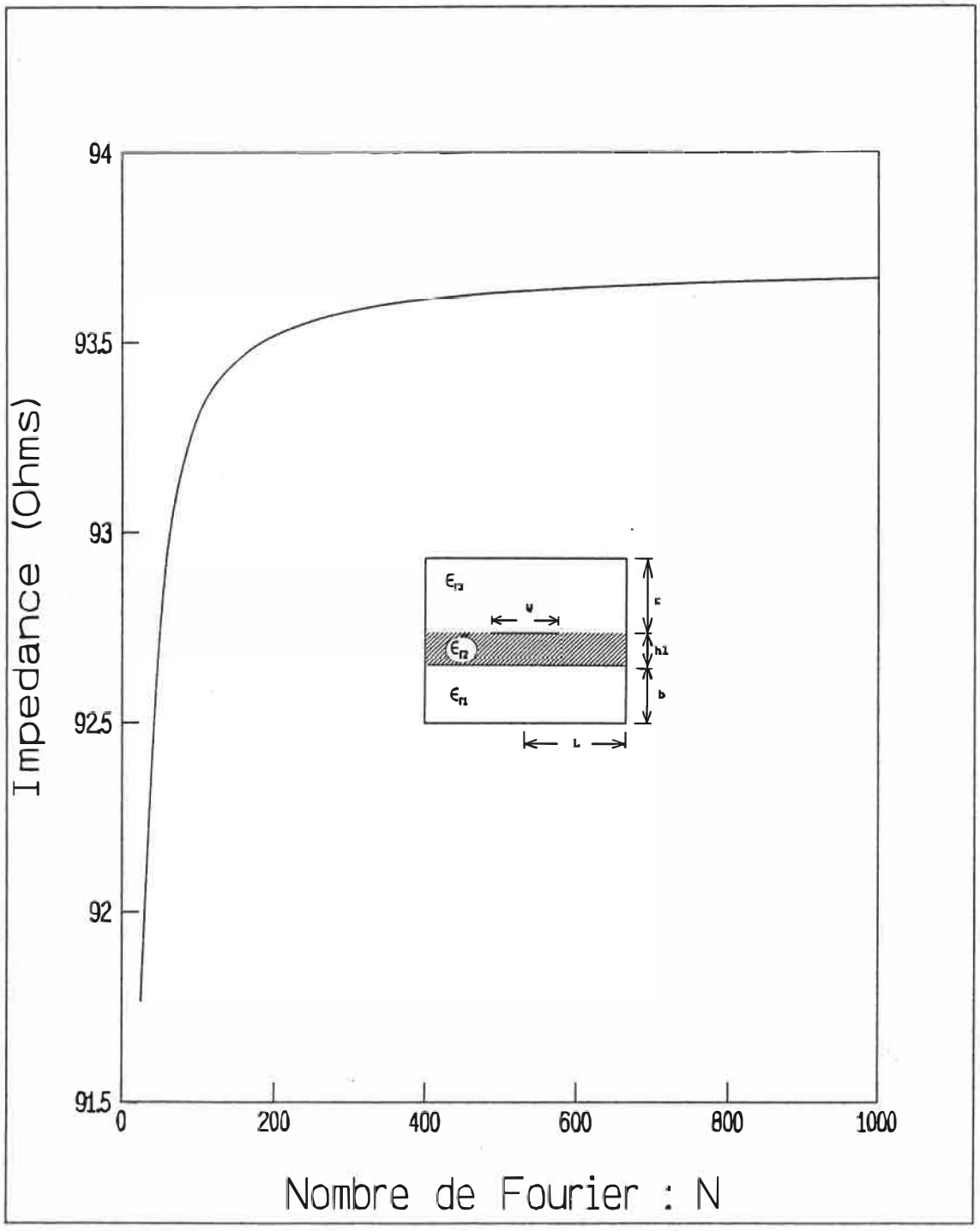
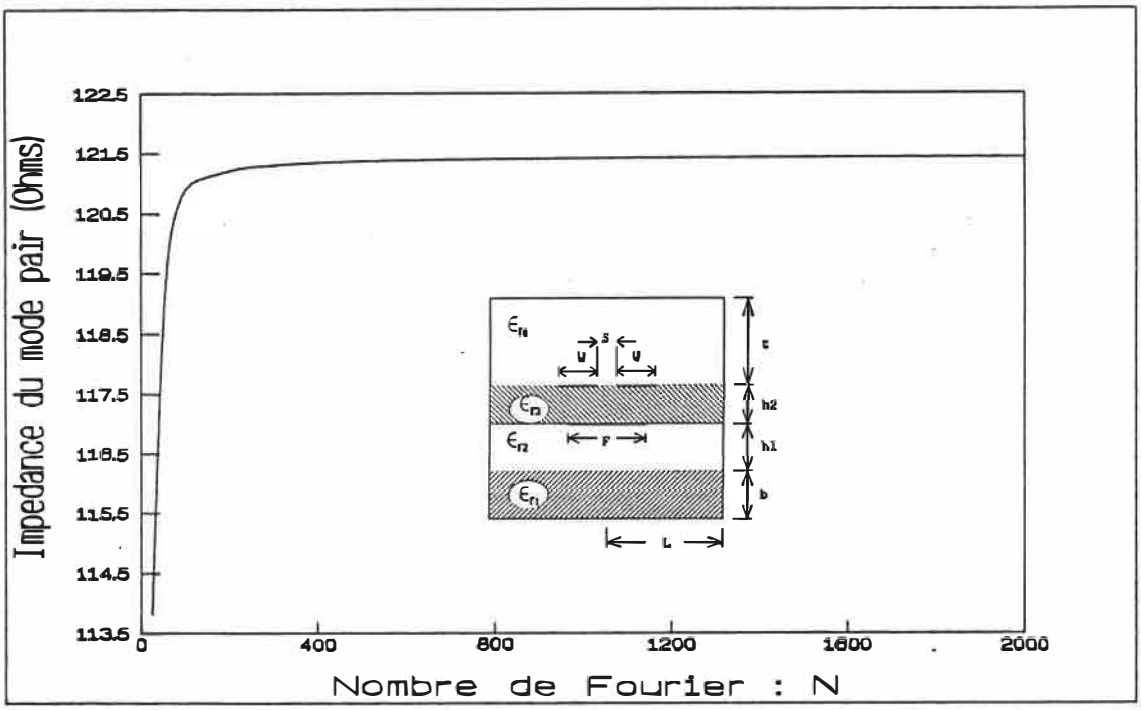


Figure 3.1 Convergence de l'impédance caractéristique d'une ligne microruban à substrat suspendu en fonction du nombre de Fourier N.

deux fonctions de base utilisées lors de ces calculs sont présentées au chapitre 4.

Par la suite, nous avons étudié la convergence numérique dans le cas d'un coupleur microruban multicouche à conducteur au potentiel flottant. La coupe transversale de ce coupleur est présentée en médaillon à la figure 3.2. Nous y présentons aussi la variation des impédances en mode pair et impair des lignes couplées en fonction de N. L'impédance du mode pair croît de 6.35% quand N passe de 25 à 125 termes. Cette croissance est de 0.26% quand N passe de 125 à 500 termes, puis de 0.05% quand N passe de 500 à 2000 termes. Pour le mode impair, la croissance de la valeur de l'impédance, dans les mêmes intervalles de N, est de 47.55%, 1.95% et 0.34% respectivement. Finalement, notons que l'impédance du mode impair croît de 0.11% quand N passe de 1000 à 2000. Comparée au mode pair, la convergence en mode impair est moins rapide à cause de l'interaction importante entre les charges sur les deux lignes couplées. Pour la caractérisation de ce type de coupleurs, comportant deux plans de métallisation, un millier de termes (N=1000) est généralement suffisant pour atteindre une bonne précision de calcul. À noter que toutes les fonctions de base utilisées pour les lignes couplées (trois fonctions) et pour le conducteur au potentiel flottant (trois fonctions) sont présentées au chapitre 5.



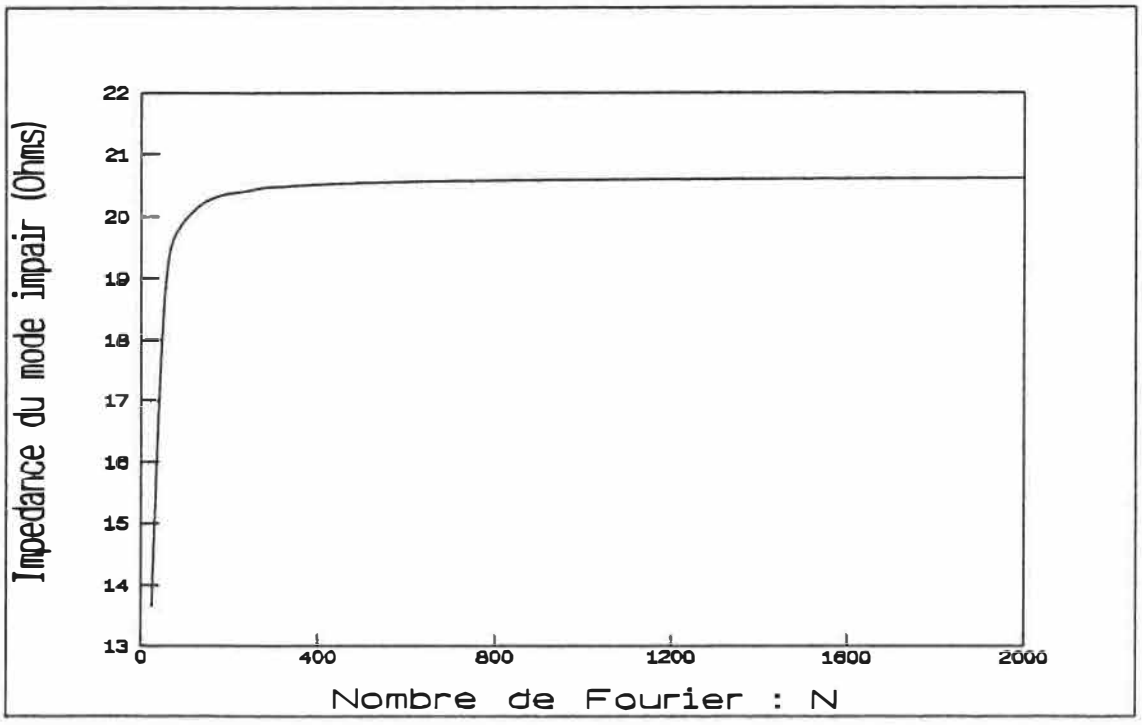


Figure 3.2 Convergence de l'impédance caractéristique en mode pair et impair, d'un coupleur micro-ruban multidiélectrique à conducteur au potentiel flottant, en fonction du nombre de Fourier N.

D'une façon générale, la convergence numérique est liée au choix des fonctions de base. Si le choix de ces fonctions est optimal, alors un minimum de termes N est requis pour assurer la convergence numérique et, par conséquent, le temps de calcul diminue.

3.7 Programmes de calcul

Nous avons implanté l'algorithme de calcul à l'aide de la méthode spectrale dans plusieurs programmes écrits en Fortran 77. L'ordinateur utilisé est de type HP 9000 série 300. Chaque programme est dédié à la caractérisation d'un dispositif (coupleur ou ligne de transmission) placé dans une structure planaire multicouche à configuration donnée.

L'usager doit fournir au programme les dimensions physiques de la coupe transversale du dispositif à caractériser. Dans le cas d'un coupleur à deux lignes de transmission, ceci consiste à spécifier la largeur des lignes couplées, leur espacement ainsi que l'épaisseur et la permittivité relative de chacune des couches diélectriques de la structure. Finalement, l'usager doit spécifier la largeur du boîtier et le nombre de termes N dans les séries de Fourier tronquées (section 3.6).

L'algorithme de tous les programmes de calcul est essentiellement le même [31]. Il consiste en premier à construire le système matriciel (3.11) en fonction des paramètres fournies par l'usager. Le programme calcule d'abord la matrice [K] du système matriciel dont les éléments sont des sommations (de 0 à N). Chaque terme dans ces sommations est un produit d'une fonction de Green et de deux fonctions de base (voir l'équation (3.14)). Chacune des fonctions de base est calculée à l'aide d'une sous-routine appropriée, tandis que toutes les fonctions de Green sont calculées à l'aide d'une seule sous-routine. Les éléments du vecteur [P] (équations (3.16) à (3.21)) sont calculées à l'aide d'expressions analytiques simples.

A la suite de la construction du système matriciel, une sous-routine inverse la matrice [K]. Ensuite, une autre sous-routine trouve les inconnues a_1, a_2, b_1, etc. Ceci nous permet de calculer les capacités linéiques des lignes à l'aide des relations (3.24) à (3.26).

Les mêmes étapes de calcul sont répétées dans le but de trouver les capacités linéiques dans la structure après avoir remplacé tous les diélectriques présents par de l'air.

Deux valeurs de capacité (avec et sans diélectriques) sont ainsi calculées dans le cas d'une ligne de transmission simple, tandis que quatre valeurs sont requises dans le cas d'un coupleur, soit deux capacités pour chacun des modes pair et impair (voir chapitre 1). Ayant calculé les capacités linéiques nécessaires, le programme trouve, à l'aide d'une sous-routine, les caractéristiques du dispositif (impédance caractéristique, permittivité effective, etc...) à partir des relations (1.52) à (1.66) présentées au chapitre 1.

Nous présentons à l'Annexe C des exemples d'utilisation de deux programmes de calcul typiques ainsi que le temps CPU requis. L'un des programmes sert à la caractérisation de lignes de transmission simples, à trois couches diélectriques, tandis que l'autre est dédié à l'étude de coupleurs microruban multicouche à conducteur au potentiel flottant. Les deux dispositifs, que nous avons présentés lors de l'étude de la convergence (section 3.6)), ainsi que d'autres dispositifs seront étudiés en détail dans les chapitres 4 et 5.

En conclusion, nous avons établi dans ce chapitre la formulation générale de la méthode spectrale qui nous permet d'analyser des structures multiconducteur comportant

un nombre arbitraire de couches diélectriques. Cette formulation ramène le calcul des capacités linéiques des lignes à un calcul de quelques coefficients réels. Nous avons de plus étudié la convergence numérique ainsi que l'importance du choix des fonctions de base pour la précision de calcul.

L'application de cette méthode sera illustrée dans les chapitres suivants qui témoigneront ainsi de l'efficacité de celle-ci. Dans un premier temps, nous allons valider la méthode et le choix des fonctions de base. C'est principalement le sujet de discussion du chapitre 4.

CHAPITRE 4

VALIDATION DE LA METHODE SPECTRALE

Dans ce chapitre, nous appliquerons la méthode spectrale à la caractérisation quasi-TEM de quelques structures multicouches fermées en CIM. Notre but principal est la validation de notre méthode de calcul en comparant nos résultats à ceux d'autres auteurs. Quelques-uns de ces auteurs ont vérifié leurs résultats expérimentalement. Les structures étudiées sont de type microruban conventionnel, microruban à substrat suspendu (plusieurs configurations), et microruban multidiélectrique à substrat suspendu. Ces structures planaires renferment jusqu'à deux plans de métallisation, où l'on trouve trois classes de conducteurs: lignes de transmission, lignes de transmission couplées et septums. A noter que les septums sont des conducteurs en ruban, attachés au boîtier métallique, dont le potentiel est nul.

Le chapitre comportera trois parties. La première présentera les fonctions de base utilisées pour décrire les distributions de charge sur les différents types de conducteurs. Dans la deuxième partie, nous comparerons les résultats obtenus avec la méthode spectrale à ceux d'autres auteurs. Des courbes de design pour quelques configurations de coupleurs et de lignes de transmission seront présentées dans la troisième partie.

4.1 Fonctions de base

La fidélité de la reconstruction des distributions de charge réelles (méthode de Galerkin) détermine la précision des résultats obtenus avec la méthode spectrale. Il s'ensuit que, le choix des fonctions de base, qui devront représenter les distributions de charge sur les conducteurs, doit se baser sur les caractéristiques physiques de ces distributions. Une caractéristique importante que nous devrons reproduire est la nature singulière des distributions de charge sur les bords des lignes de transmission en ruban. Ce fait nous guidera lors du choix des fonctions de base pour les trois classes de conducteurs considérées dans cette partie, notamment, les lignes de transmission, les lignes de transmission couplées et les septums.

4.1.1 Lignes de transmission simples

Deux fonctions de base sont utilisées pour simuler la distribution de charge sur une ligne de transmission de largeur 2W ($-W \leq x \leq W$). La symétrie des structures étudiées, par rapport à l'axe des y, nous permet de considérer uniquement la moitié de la ligne ($0 \leq x \leq W$). Les deux fonctions de base considérées sont les suivantes :

$$\varphi(x) = \begin{cases} \dfrac{4}{5\,W}\left[1 + \left|\dfrac{x}{W}\right|^3\right], & \text{pour } 0 \leq x \leq W \\ 0\,, & \text{ailleurs} \end{cases} \qquad (4.1)$$

$$\varphi(x) = \begin{cases} \dfrac{1}{\pi\sqrt{W^2 - x^2}}, & \text{pour } 0 \leq x \leq W \\ 0\,, & \text{ailleurs} \end{cases} \qquad (4.2)$$

La première fonction de base, donnée par l'équation (4.1), simule la concentration des charges sur les bords du ruban conducteur. La deuxième fonction (équation (4.2)) est asymptotique sur les bords du ruban. Elle est choisie pour

modéliser la nature singulière des charges dans cette région. Ces deux fonctions sont tracées à la figure 4.1.

Les transformées de Fourier en cosinus des deux fonctions de base, présentées ci-dessus, sont données à l'annexe D par les expressions (D.1) et (D.2).

4.1.2 Lignes de transmission couplées

$$\varphi(x) = \begin{cases} \dfrac{4}{5\,W}\left[1 + \left|\dfrac{2\,(x - S - W/2)}{W}\right|^3\right], \\ \text{pour} \quad S \leq x \leq S + W \\ 0\ , \text{ ailleurs} \end{cases} \tag{4.3}$$

$$\varphi(x) = \begin{cases} \dfrac{1}{\pi\sqrt{(W/2)^2 - (x - S - W/2)^2}}, \\ \text{pour } S \leq x \leq S + W \\ 0\ , \text{ ailleurs} \end{cases} \tag{4.4}$$

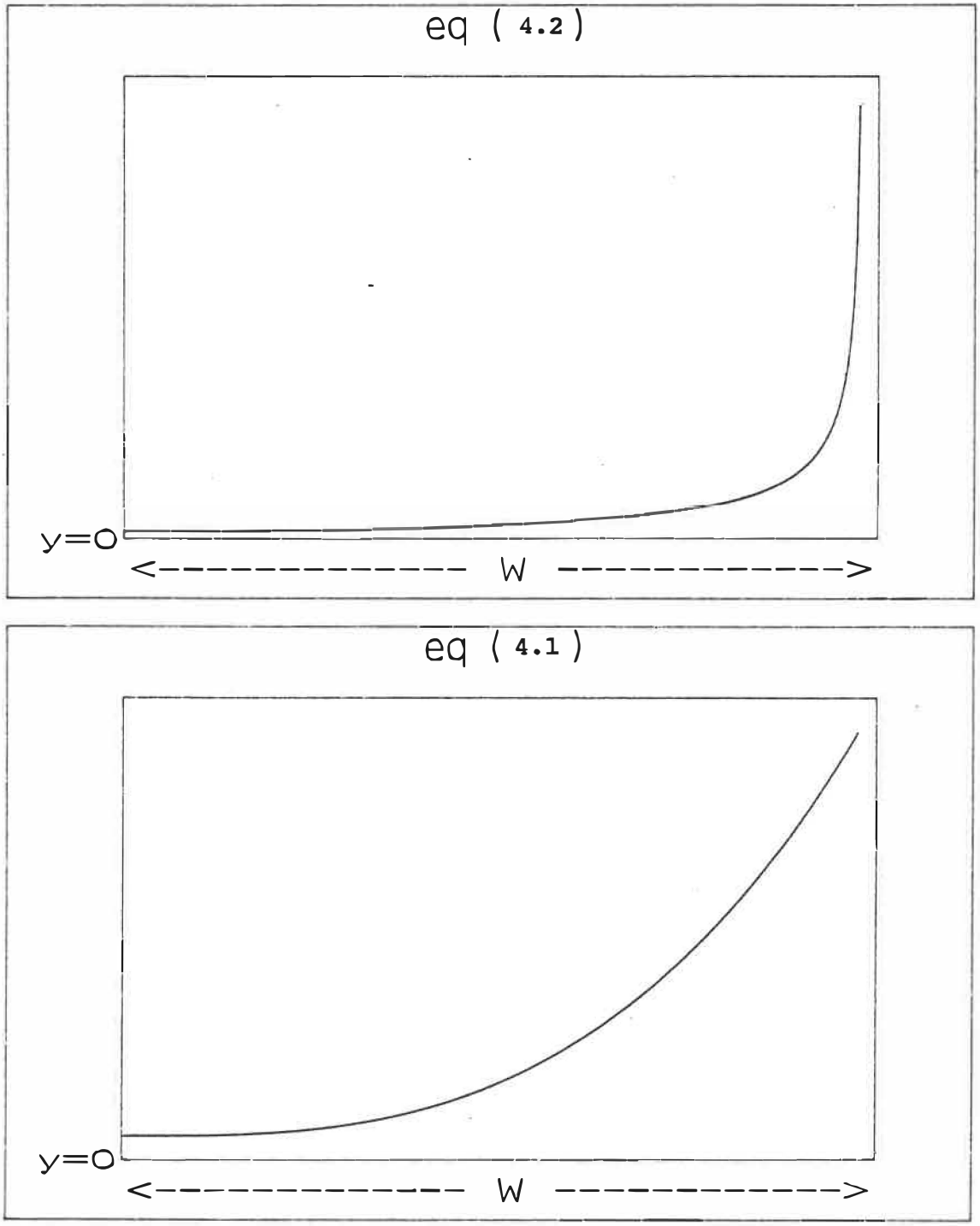


Figure 4.1 Fonctions de base utilisées pour décrire la distribution de charges sur une ligne de transmission de largeur 2W. Nous considérons ici la moitié droite de la ligne (0<x<W).

$$\varphi(x) = \begin{cases} \dfrac{4}{5\,W}\left[1 + \left|\dfrac{(x - S)}{W}\right|^3\right], \\ \text{pour} \quad S \leq x \leq S + W \\ \\ 0\ , \text{ ailleurs} \end{cases}$$

(4.5)

Ces trois fonctions de base sont tracées aux figures 4.2 et 4.3. Les deux premières fonctions (équations (4.3) et (4.4) sont généralement utilisées [32] pour décrire la singularité de la distribution de charge sur les bords du ruban conducteur, ainsi que forme en U de cette distribution. Comme le montre la figure 4.2, la deuxième fonction (équation (4.4)) est asymptotique sur les bords du ruban.

La troisième fontion de base (équation (4.5)) est, à notre connaissance, utilisée pour la première fois. Cette fonction est particulièrement utile pour la caractérisation des lignes de transmission couplées par le biais d'un espacement interligne réduit. Son utilisation apporte une amélioration importante des résultats. En effet, la forme physique de la distribution de charge sur chacune des lignes de transmission couplées n'est pas symétrique par rapport à un axe vertical passant par le centre de chacune de ces lignes.

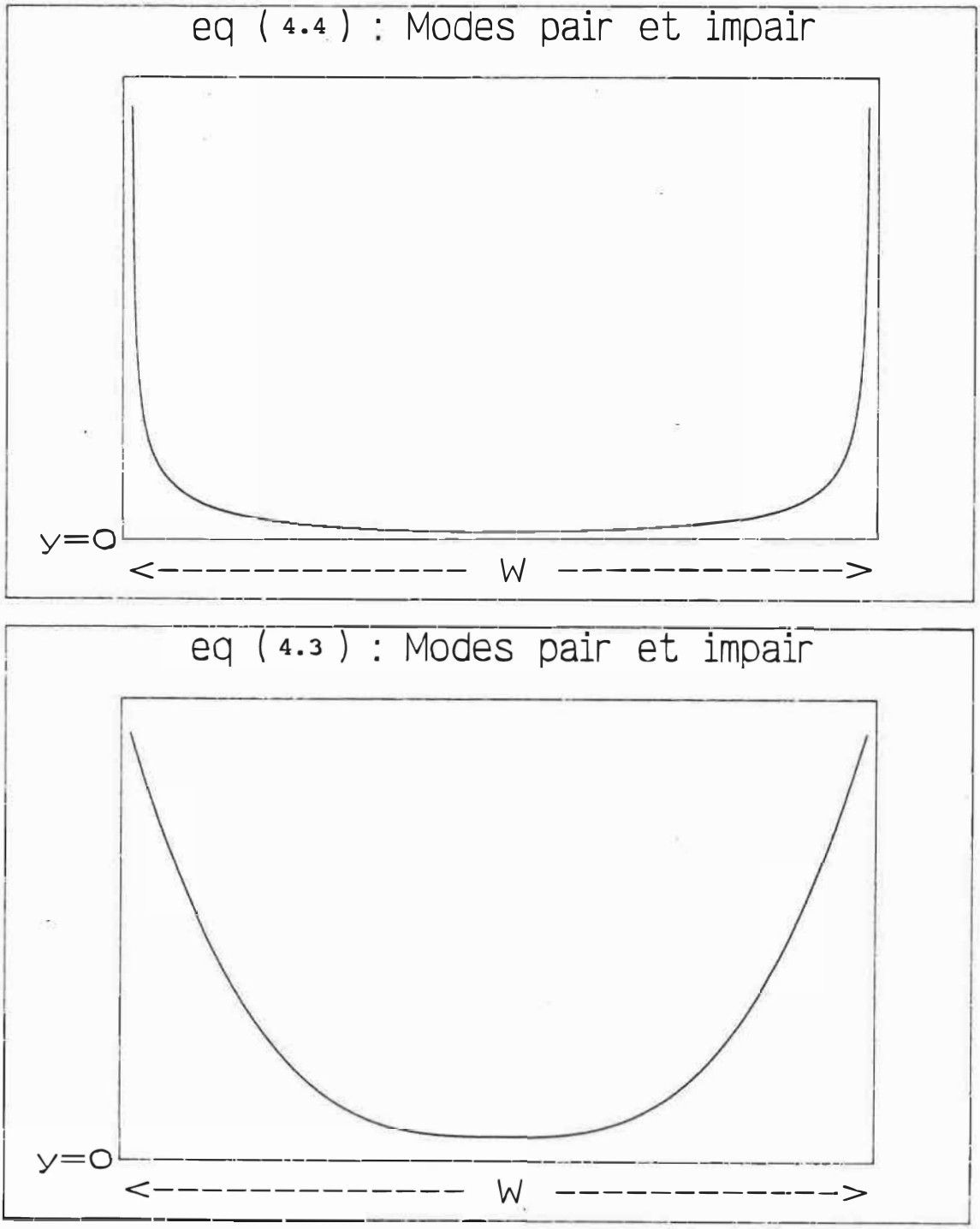


Figure 4.2 Fonctions de bases utilisées pour décrire la distribution de charges sur des lignes de transmission couplées, de largeur W.

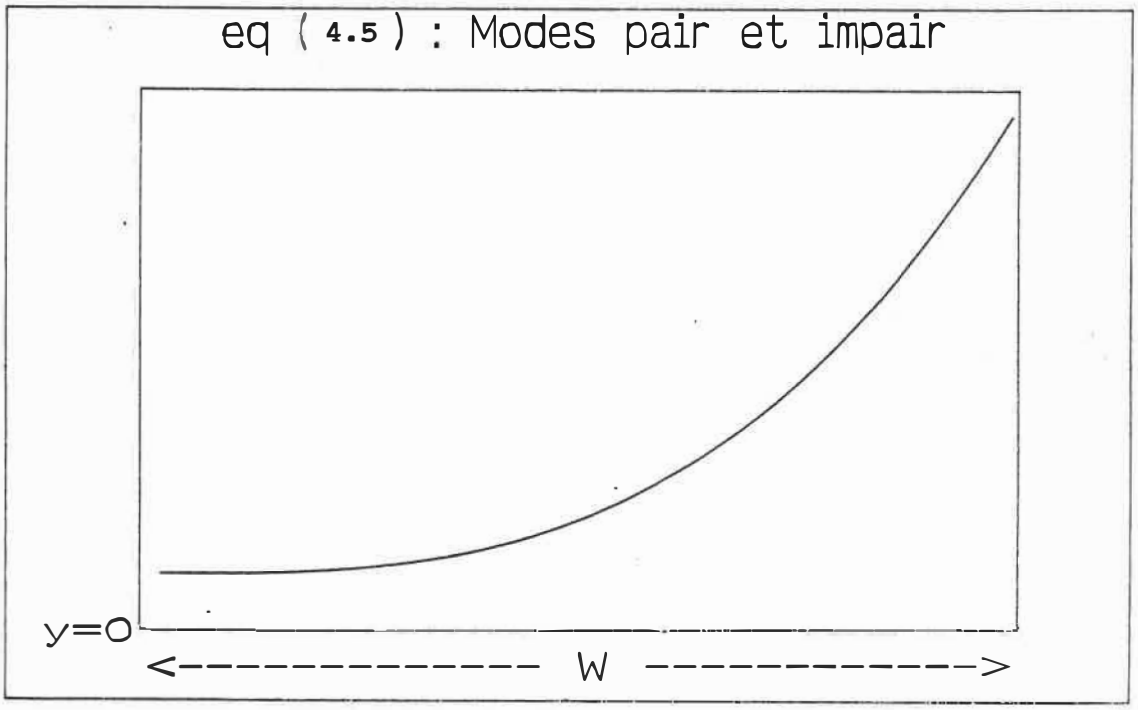
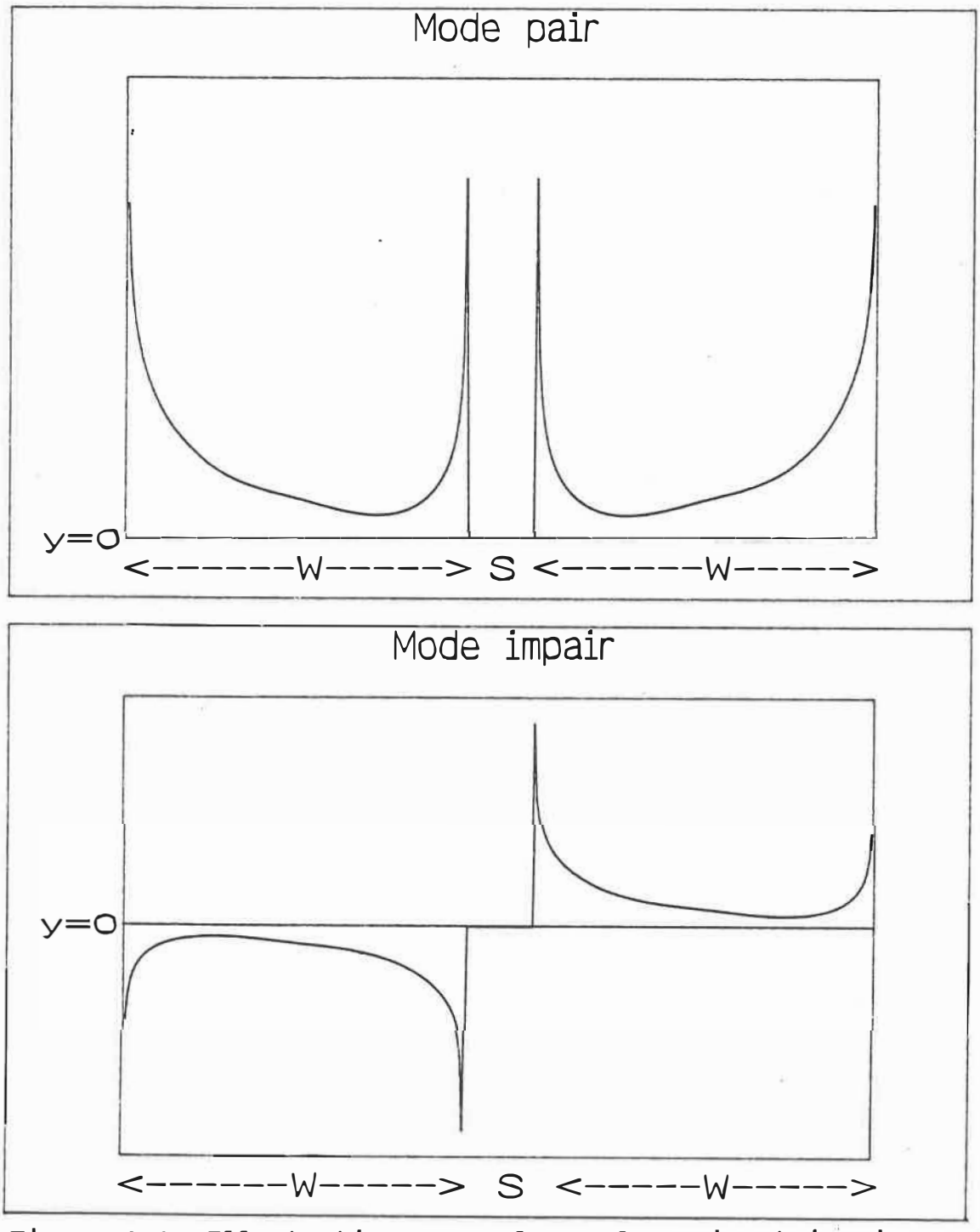


Figure 4.3 **Fonction de base utilisée pour décrire la distribution de charge sur des lignes de transmission couplées, de largeur W (suite).**

Nous illustrons ce phénomène à l'aide d'un exemple présenté à la figure 4.4. Le mode pair est caractérisé par des charges de même signe sur les deux lignes de transmission couplées. La répulsion de ces charges vers les bords externes des deux rubans conducteurs provoque la forme asymétrique, par rapport à l'axe A-B, de la distribution physique de ces charges. Les charges sur les lignes de transmission sont de signe inverse pour le mode impair, elles s'attirent vers les bords internes des conducteurs (de part et d'autre de l'espacement interligne). Ceci explique la distribution asymétrique des charges pour ce mode.

Nous avons tenu compte de ce phénomène en formulant la fonction de base (équation (4.5)) qui répond à cette caractéristique physique additionnelle des distributions de charge. Nous donnerons plus loin, lors de la comparaison de nos calculs avec ceux de Koul [33], un exemple numérique qui démontre l'amélioration des résultats (valeurs des impédances) qu'apporte l'utilisation de cette fonction de base.

Les transformées de Fourier, en cosinus et en sinus, des trois fonctions de base, figurant ci-dessus, sont présentées à l'Annexe D. Elles sont données par les expressions (D.3) à (D.8).


Mode pair
y=0
<------W-----> S <------W----->
Mode impair
y=0
<------W-----> S <-----W----->
Figure 4.4 Illustration, pour les modes pair et impair, des distributions de charge sur deux lignes de transmission couplées (de largeur W) par l'intermédiaire d'un espacement S très réduit.

4.1.3 Septums

Les deux fonctions de base utilisées pour représenter la distribution de charge sur les septums, de largeur A, sont présentées ci-dessous et tracées à la figure 4.5.

$$\varphi(x) = \begin{cases} \dfrac{4}{A^4} \; (L - x)^3 \quad , \text{ pour } \; L - A \leq x \leq L \\ \\ 0 \; , \text{ ailleurs} \end{cases} \tag{4.6}$$

$$\varphi(x) = \begin{cases} \dfrac{1}{2 A \sqrt{ (A)^2 - (L - x)^2 }} \; , \\ \text{pour } L - A \leq x \leq L \\ \\ 0 \; , \text{ ailleurs} \end{cases} \tag{4.7}$$

A la figure 4.6, nous illustrons la disposition des septums à l'intérieur d'une structure multicouche en CIM. Sur le septum de droite, la distribution de charge est singulière (équation (4.7)) et concentrée (équation (4.6)) sur le bord libre. En effet, cette forme est imposée par la

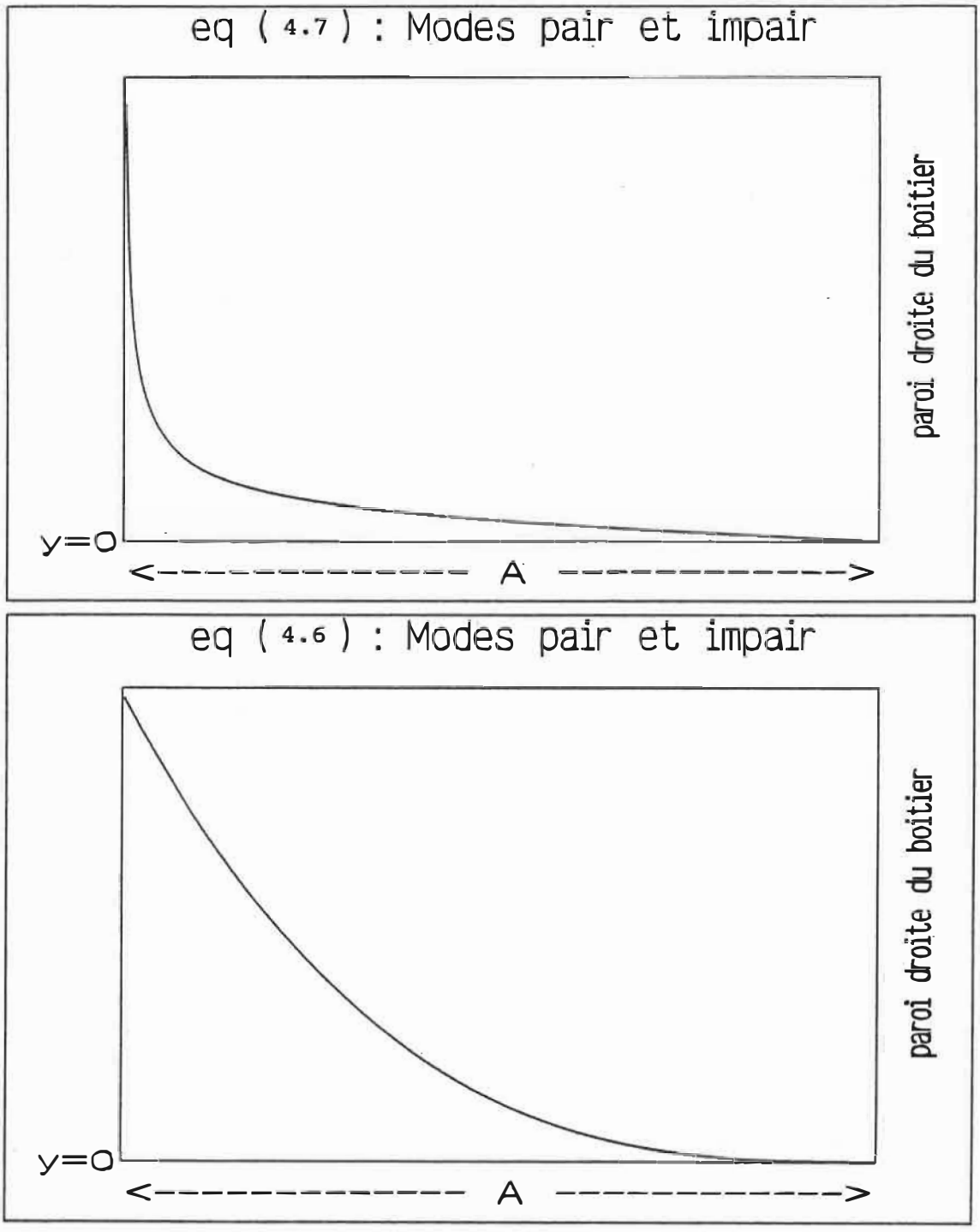


Figure 4.5 **Fonctions de base utilisées pour décrire la distribution de charges sur des septums de largeur A (L-A<x<L).**

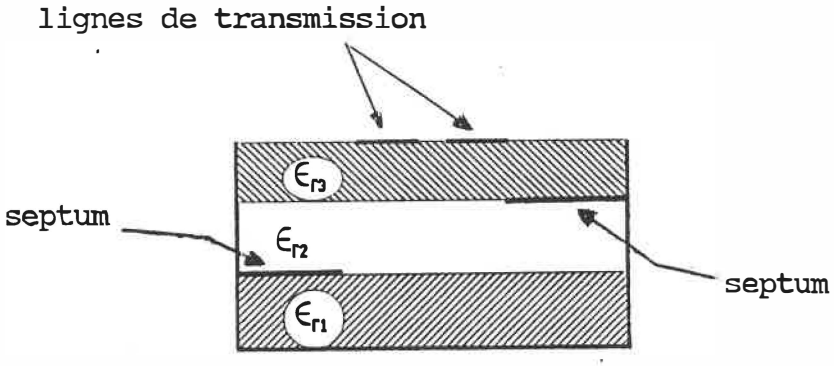


Figure 4.6 Illustration d'une disposition possible des septums à l'intérieur d'une structure CIM multicouche.

présence d'une charge singulière sur le bord droit de la ligne de transmission la plus proche.

Les expressions de la transformée de Fourier, en mode pair et impair, des deux fonctions de base utilisées pour un septum sont présentées à l'Annexe D (équations (D.9) à (D.12)).

4.1.4 Structures CIM possibles à caractériser

La formulation générale de la méthode spectrale nous permet, en utilisant les fonctions de base (4.1) à (4.7), de caractériser un grand nombre de technologies planaires en CIM. Celles-ci peuvent renfermer une, deux, trois ou quatre couches diélectriques de permittivités relatives quelconques. Ainsi, nous sommes en mesure de caractériser des structures TEM ou quasi-TEM fermées de type stripline, microruban, microruban à substrat suspendu, microruban multicouche et coplanaire. Une ligne de transmission simple, deux lignes couplées, ou un nombre pair quelconque de lignes peuvent être placées symétriquement (par rapport à l'axe des y) à l'intérieur de chacune des structures, sur une, deux, ou trois interfaces. Nous pouvons donc caractériser, par exemple, des coupleurs Lange en microruban ou en microruban à substrat suspendu. Il est

aussi possible de simuler des structures ouvertes en plaçant les parois métalliques supérieures et latérales du boîtier à une distance considérable des lignes de transmission.

4.2 Comparaison de résultats

Nous avons validé les résultats de nos calculs, à l'aide de la méthode spectrale, en les comparant aux résultats publiés par d'autres auteurs. Ces derniers ont utilisé différentes méthodes numériques. Ainsi, en utilisant un nombre réduit de fonctions de base par conducteur, il devient possible de comparer la précision du calcul par la méthode spectrale à celle des autres méthodes. Ceci conduit en fait à une validation de notre choix de ces fonctions de base.

4.2.1 Microruban à couche diélectrique superposée

La structure du microruban à couche diélectrique superposée est présentée à la figure 4.7. Elle consiste en une couche de substrat diélectrique superposée au-dessus des lignes de transmission couplées dans une structure microruban conventionnelle. Ce type de structure est

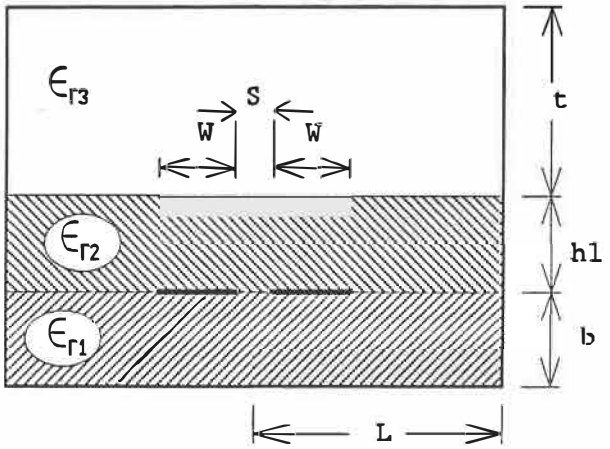


Figure 4.7 Coupe transversale d'un coupleur microruban à couche diélectrique superposée.

utilisé dans le but d'égaliser les vitesses de phase en mode pair et impair, ce qui amène une amélioration importante de l'isolation du coupleur. En effet, grâce à la présence de la couche de diélectrique superposée, la concentration des lignes du champ électrique dans la région juste au-dessus de l'espace de couplage est maintenant comparable à celle dans le substrat (au-dessous). Or, ceci détermine une permittivité équivalente des deux côtés de l'interface diélectrique, dans la région voisine de l'espacement interligne. En conséquence, la permittivité relative croît pour les deux modes de propagation. Cette croissance est plus importante pour le mode impair que pour le mode pair. Nous obtenons ainsi une vitesse de phase en mode impair très proche de celle en mode pair, dépendamment du choix de l'épaisseur et de la permittivité de la couche supérieure de diélectrique. A titre d'exemple, le rapport des vitesses de phase V_i/V_p est très proche de 1.115 pour un coupleur microruban conventionnel -8.34 dB à substrat d'alumine. L'ajout d'une couche superposée d'alumine, de même épaisseur que le substrat, ramène ce rapport à 0.94 et apporte une amélioration de 10 dB sur l'isolation.

De telles structures ont été étudiées par Paolino [34] qui a fourni des résultats numériques et expérimentaux, ainsi que des courbes de design. La méthode utilisée par cet auteur est une méthode spectrale où les fonctions de

base sont de type impulsion de Dirac. A la figure 4.8, nous présentons les valeurs numériques tirées de l'article de Paolino, ainsi que nos résultats obtenus par l'utilisation des fonctions de base données par les équations (4.3) à (4.5). Il est clair que nos valeurs d'impédance, pour les modes pair et impair, sont toujours inférieures à celles de Paolino. Or, nous savons, d'après la méthode de Galerkin, que la valeur réelle de l'impédance est toujours inférieure aux valeurs calculées. Nous pouvons conclure que nos valeurs d'impédance sont plus précises que celles de Paolino. Cependant, l'écart n'excède pas 2.4 %, en mode impair, et 0.6 % en mode pair. A noter que dans le but de rendre la comparaison avec Paolino adéquate, nous avons donné des valeurs numériques suffisamment grandes à L et t (voir figure (4.7)).

4.2.2 Microruban à substrat suspendu

La coupe transversale du microruban à substrat suspendu est exposée à la figure 4.9. Elle a été étudiée théoriquement par Smith [12]. Pour faire le calcul, Smith utilise la méthode des transformations conformes successives et place les lignes couplées dans un boîtier, dont les parois latérales sont placées à l'infini.

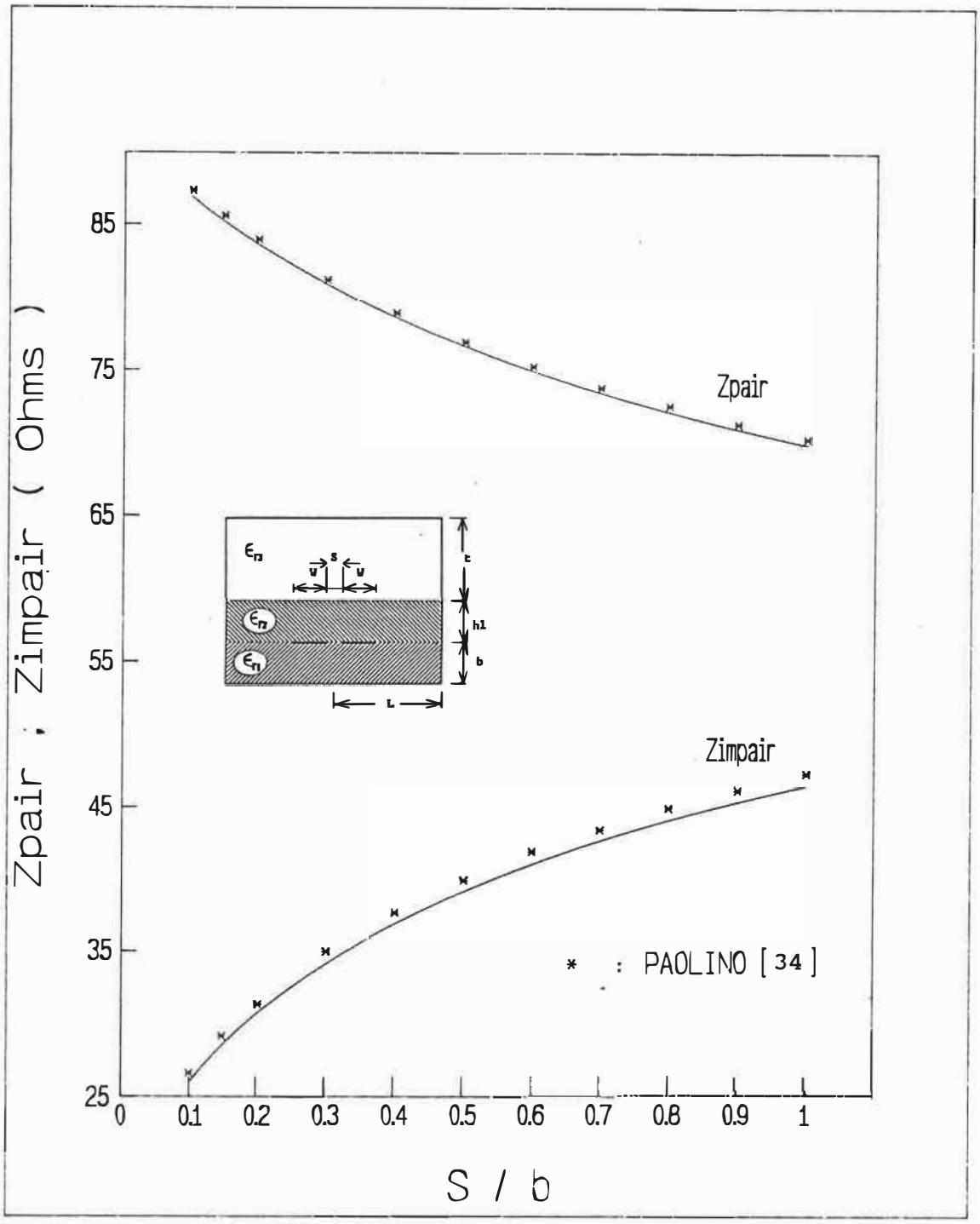


Figure 4.8 **Comparaison avec les résultats de Paolino de l'impédance caractéristique en fonction de l'espacement interligne. $\epsilon r1=\epsilon r2=10.1$, $\epsilon r3=1.0$, W/b=0.4, h1/b=1.0, t/b=10.0, L/b=15.0.**

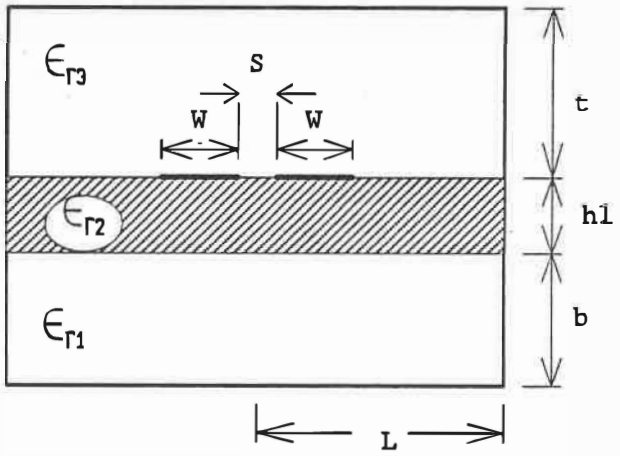


Figure 4.9 Coupe transversale d'un coupleur microruban à substrat suspendu.

Nous avons porté à la figure 4.10 les valeurs trouvées par la méthode spectrale et celles calculées par un logiciel [35] qui se base sur la méthode développée par Smith. Nous notons un écart maximum de 0.5 % entre les deux séries de valeurs pour le mode pair. Pour le mode impair cet écart entre les deux impédances croît graduellement de 0.1 %, à W/b=3.0, jusqu'à 11.2 % à W/b=0.25. Il faut remarquer, une fois de plus, que nos valeurs d'impédance sont inférieures aux valeurs publiées par Smith et qu'elles sont donc plus précises. Nos calculs sont effectués avec les fonctions de base données par les équations (4.3) à (4.5).

4.2.3 Microruban à substrat suspendu avec septums

Le coupleur microruban à substrat suspendu muni de septums a été introduit par Aikawa [36] afin de surmonter le problème de la réalisation de coupleurs -3 dB en microruban conventionnel. Une coupe transversale de cette structure est présentée à la figure 4.11. Un mode quasi-TEM se propage si les deux septums, placés sur le plan de métallisation inférieur, sont au même potentiel (nul) que le boîtier. En comparaison avec le microruban conventionnel, l'espacement entre les septums introduit deux avantages :

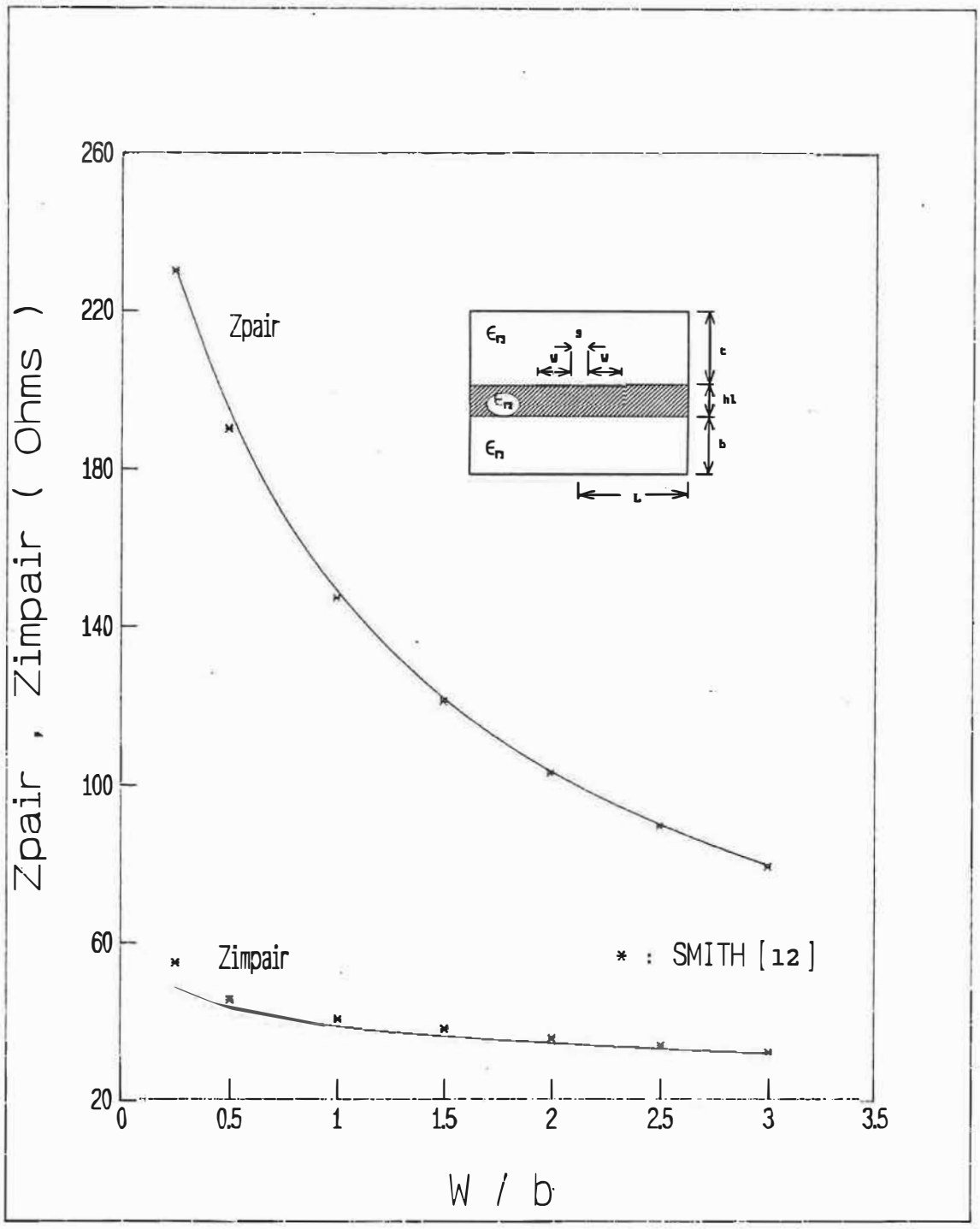


Figure 4.10 Comparaison avec Smith de l'impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon r1=\epsilon r3=1.0$, $\epsilon r2=9.8$, h1/b=0.2, S/b=0.15, t/b=5.0, L/b=15.0.

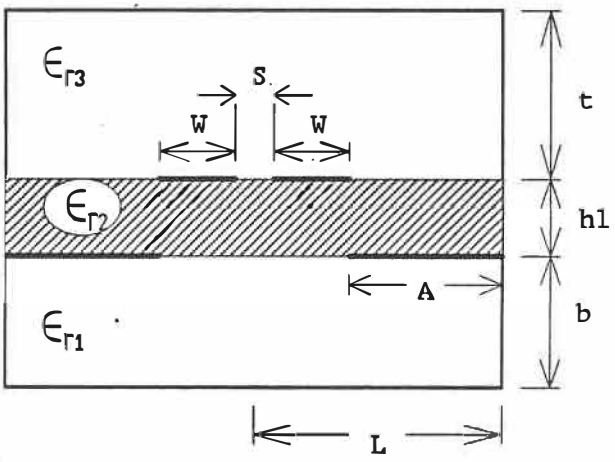


Figure 4.11 Coupe transversale d'un coupleur microruban à substrat suspendu avec septums.

Primo, la permittivité effective du mode pair $\epsilon_{eff,p}$, qui est supérieure à celle du mode impair $\epsilon_{eff,i}$ en microruban, se trouve réduite par la présence de l'espacement entre les septums. En effet, les lignes du champ électrique pénètrent l'espace d'air au-dessous du substrat, réduisant ainsi la capacité et augmentant l'impédance caractéristique d'une ligne de largeur donnée. Cette augmentation du volume d'air réduit la valeur de la permittivité effective. Le mode impair est très peu affecté puisque les lignes du champ électrique sont surtout concentrées autour de l'espacement interligne. Ainsi, il est possible d'égaliser les vitesses de phase des deux modes dans la structure grâce à la variation de la largeur des septums. Le recours à cette cette configuration pour la conception de coupleurs à haute directivité se révèle ainsi très utile.

Secundo, un facteur de couplage plus élevé peut être atteint pour un même espacement interligne. En effet, pour une impédance caractéristique donnée la largeur des lignes couplées doit être augmentée, ce qui amène des capacités de couplage plus grandes.

Aikawa a utilisé la méthode des différences finies pour la caractérisation de cette structure. Nous avons comparé à

la figure 4.12 ses résultats théoriques, qu'il a validés expérimentalement, à ceux de la méthode spectrale. Pour générer nos résultats, nous avons utilisé deux fonctions de base pour chacune des deux classes de conducteurs. Ces fonctions sont données par les équations (4.3) et (4.4) pour les lignes de transmission couplées, et par (4.6) et (4.7) pour les septums. On constate un excellent accord entre nos résultats et ceux d'Aikawa. L'écart entre les valeurs d'impédance n'excède pas 1.9 % pour le mode impair. Pour le mode pair nos valeurs d'impédance sont différentes de 2 %, en moyenne, de celles d'Aikawa. Il est possible que le maillage de la structure qui précède l'application de la méthode des différences finies soit responsable de la différence entre les valeurs. Le maillage doit être particulièrement fin pour étudier le mode pair et ceci à cause de l'interaction importante entre les lignes couplées et les septums.

4.2.4 Microruban multidiélectrique à substrat suspendu

Le rapport des vitesses de phase V_p/V_i pour deux lignes couplées, dans une structure microruban à substrat suspendu, peut être nettement plus élevé que celui dans une structure microruban conventionnelle. La structure microruban multidiélectrique à substrat suspendu est

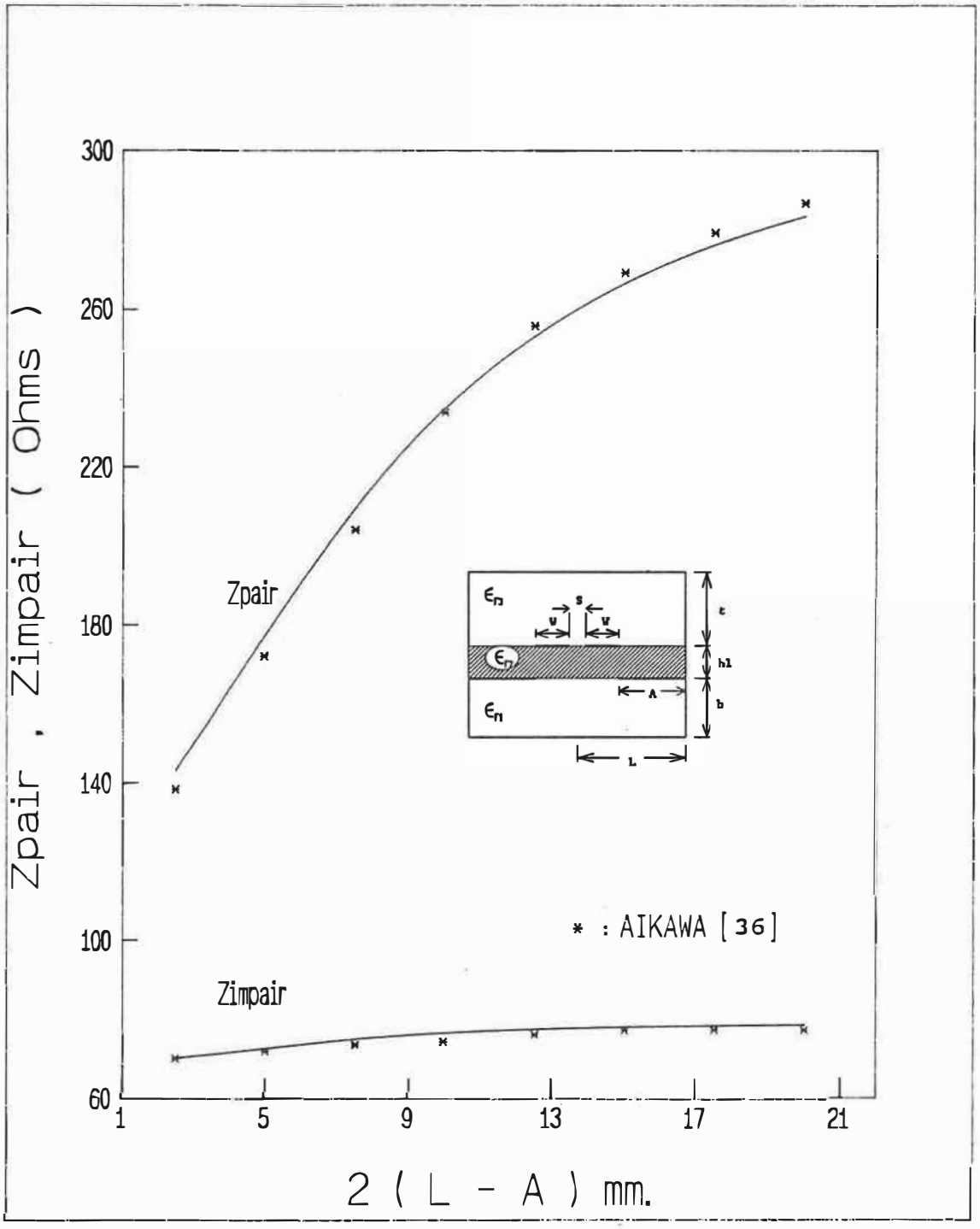


Figure 4.12 Comparaison avec les résultats d'Aikawa de l'impédance caractéristique en fonction de la largeur des septums. $\epsilon r1=\epsilon r3=1.0$, $\epsilon r2=2.4$, W=1.48, h1=1.64, t=16.4, b=8.2, L=16.4, S=0.67 (dimensions en mm).

montrée à la figure 4.13. Elle consiste en un microruban à substrat suspendu, chargé par une lame supplémentaire de diélectrique déposée sur le plan de masse inférieur. L'introduction de cette lame perturbe uniquement les lignes du champ électrique en mode pair et augmente ainsi la permittivité effective de ce mode. Ceci permet une égalisation des vitesses de phase des modes pair et impair du coupleur par le biais d'un choix approprié de l'épaisseur de la lame et de sa permittivité relative.

Koul [33] a utilisé la méthode de la ligne de transmission transversale pour étudier de telles structures. Nous avons comparé, à la figure 4.14, les résultats de son étude à ceux de la méthode spectrale. La comparaison a été effectuée en deux étapes:

- Dans un premier temps, nous avons employé les deux fonctions de base (4.3) et (4.4). La figure 4.14 illustre un petit écart entre les deux séries de valeurs. Nos valeurs d'impédance sont inférieures à celles de Koul pour le mode impair, où nous notons un écart de 3 % en moyenne. Pour le mode pair, cet écart varie entre 0.5 % et 0.95 %. Ayant des valeurs d'impédance toujours inférieures à celles de Koul, nous pouvons donc affirmer que nos calculs mènent à des valeurs plus proches de la valeur exacte.

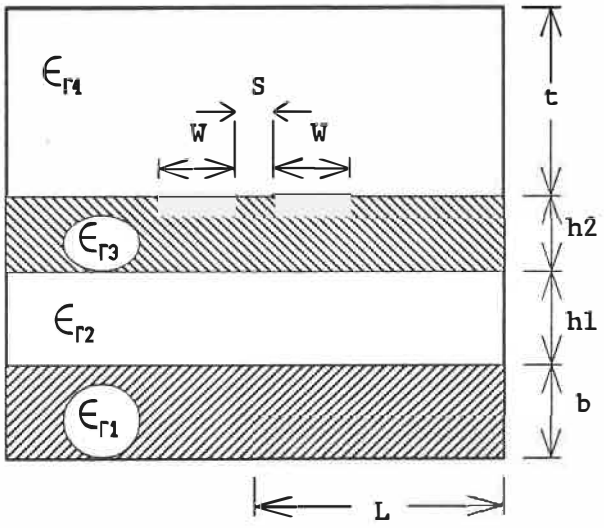


Figure 4.13 Coupe transversale d'un coupleur microruban multidiélectrique à substrat suspendu.

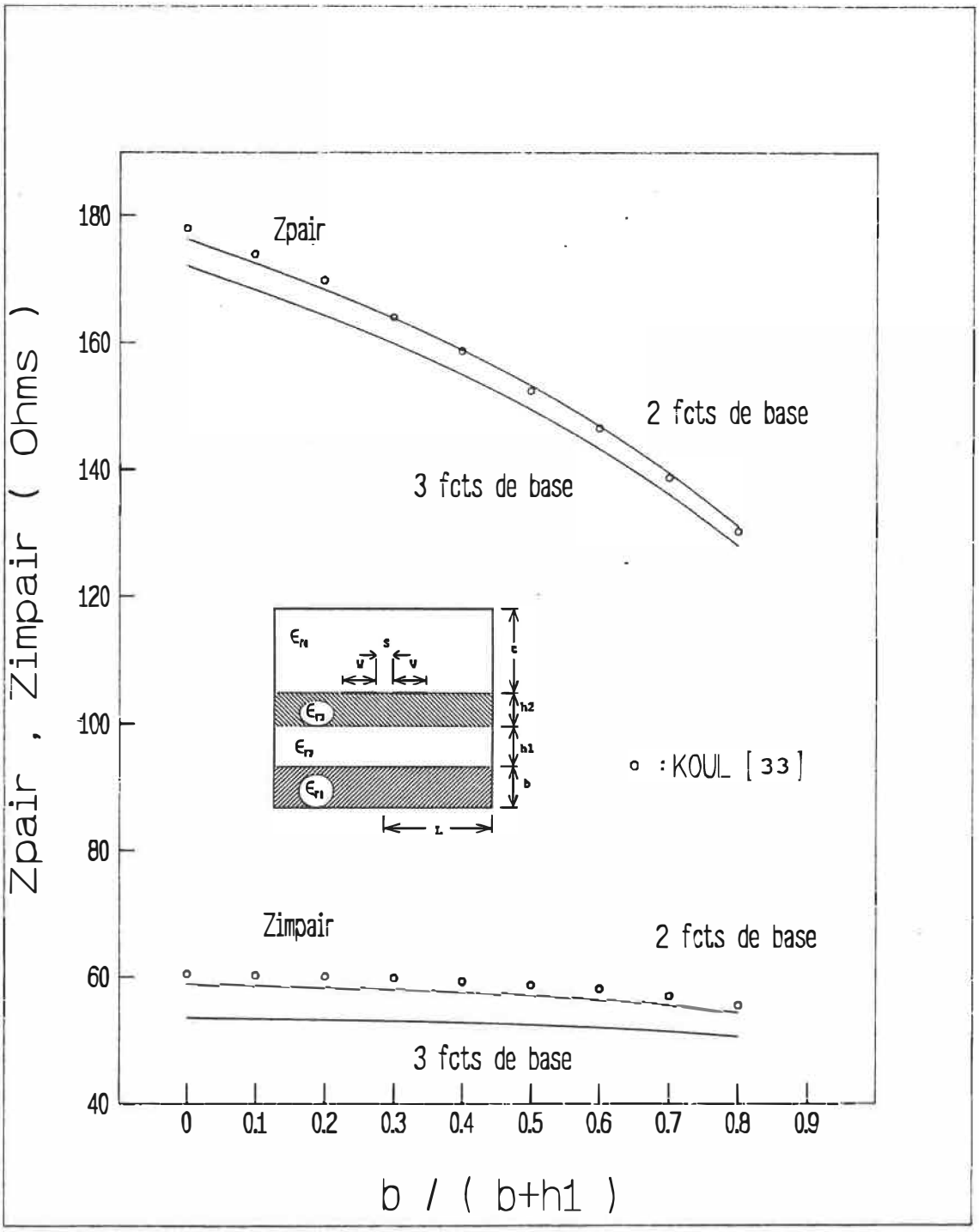


Figure 4.14 Comparaison avec Koul de l'effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur l'impédance caractéristique. $\epsilon r1=9.6$, $\epsilon r3=3.78$, $\epsilon r2=\epsilon r4=1.0$, $W/(b+h1)=1.0$, $S/(b+h1)=0.2$, $h2/(b+h1)=0.508$, $L/(b+h1)= 18.0$, $t/(b+h1)=10.0$.

- Par la suite, nous avons ajouté aux deux premières fonctions symétriques une troisième fonction de base asymétrique, donnée par l'équation (4.5). D'une part, notre objectif était de modéliser l'asymétrie physique des distributions de charge sur deux lignes de transmission couplées, lorsque l'espacement entre celles-ci est très réduit. D'autre part, nous voulions étudier l'amélioration qu'apporte l'utilisation de cette nouvelle fonction à la précision du calcul d'impédance. En comparaison avec les valeurs obtenues à la première étape, l'ajout de la troisième fonction de base fait baisser de 2.4 %, en moyenne, la valeur des impédances pour le mode pair et de 8 % pour le mode impair. Le résultat de cette comparaison est très positif, puisqu'il indique que les capacités calculées, à l'aide des trois fonctions de base, sont plus grandes. Selon la méthode de Galerkin, ceci signale nécessairement une meilleure convergence vers les valeurs exactes, toujours plus grandes, de ces capacités. Il en résulte que nos valeurs d'impédance sont maintenant sensiblement plus proches des valeurs exactes que celles de Koul.

A noter finalement que Koul a utilisé, lors de ses calculs, une seule fonction de base. Celle-ci est de même type que la fonction (4.3).

auteurs démontre la précision de la méthode et valide notre choix des fonctions de base. D'une façon générale, nos valeurs d'impédance sont plus précises que les valeurs calculées par les autres auteurs. Ceci se manifeste surtout en mode impair, où l'introduction de la fonction de base asymétrique semble améliorer sensiblement la précision de nos calculs.

4.3 Courbes de design

Les différentes composantes en CIM sont connectées par l'intermédiaire de lignes de transmission en ruban. Ces lignes sont aussi nécessaires pour permettre l'accès à ces composantes. Nous présentons dans cette partie des courbes de design pour des lignes de transmission dont les structures planaires sont identiques à celles des coupleurs présentés à la partie précédente. Les deux fonctions de base (4.1) et (4.2) sont utilisées au cours du calcul pour les lignes de transmission. Trois structures différentes de lignes de transmission sont considérées soit, la ligne de transmission microruban à substrat suspendu, microruban multidiélectrique à substrat suspendu et microruban à substrat suspendu avec septums.

Nous avons aussi généré des courbes de design pour des

coupleurs microruban à substrat suspendu et microruban multidiélectrique à substrat suspendu. Les trois fonctions de base (4.3) à (4.5) sont utilisées.

A noter que notre formulation de la méthode spectrale permet la caractérisation de lignes de transmission où les plans de masse latéraux et supérieurs du boîtier sont assez proches des rubans conducteurs. Cette caractérisation n'est pas possible à l'aide des logiciels commerciaux, tels que TOUCHSTONE ^{MD}. Les filtres et les multiplexeurs [37] à fréquences d'opération élevées, constituent un exemple d'application pour ce type de lignes. En effet, les distances transversales du boîtier doivent être relativement petites pour que la structure ne permette pas la propagation de modes indésirables d'ordre supérieur.

A moins d'indications contraires, les plans de masse latéraux (distance L) et supérieurs (distance t) sont placés très loin des rubans conducteurs lors du calcul des courbes de design.

4.3.1 Ligne de transmission microruban à substrat suspendu

Les lignes de transmission à substrat suspendu sont de

plus en plus utilisées dans la bande de fréquence des ondes millimétriques où elles offrent un niveau de pertes diélectriques et ohmiques inférieur à celui de la structure microruban conventionnelle.

La coupe transversale d'une ligne microruban à substrat suspendu est montrée à la figure 4.15. Nous avons sélectionné deux valeurs pour la permittivité relative du substrat suspendu, soit ϵ_{r2} = 2.2 et 9.8. A la figure 4.16 (a) nous illustrons, pour ϵ_{r2}=2.2, la variation de l'impédance caractéristique en fonction de la largeur du ruban W/h1. Cette variation est effectuée pour trois valeurs discrètes de b/h1 soit, 2.0,4.0 et 6.0. Des valeurs élevées d'impédance (197 Ω) sont atteintes avec cette structure. De même pour ϵ_{r2}=9.8, nous montrons à la figure 4.16 (b) que la valeur maximale de l'impédance est 143 Ω.

4.3.2 Ligne de transmission microruban multidiélectrique à substrat suspendu

La coupe transversale d'une ligne microruban multidiélectrique à substrat suspendu est illustrée à la figure 4.17. L'utilisation de cette structure pour la conception de lignes de transmission est généralement limitée au cas où ces lignes doivent avoir la même

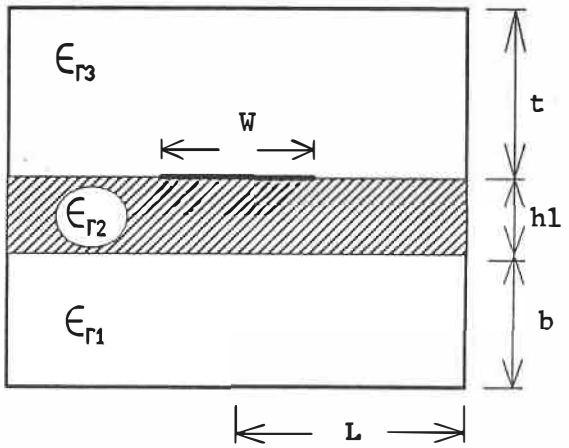


Figure 4.15 Coupe transversale d'une ligne de transmission microruban à substrat suspendu.

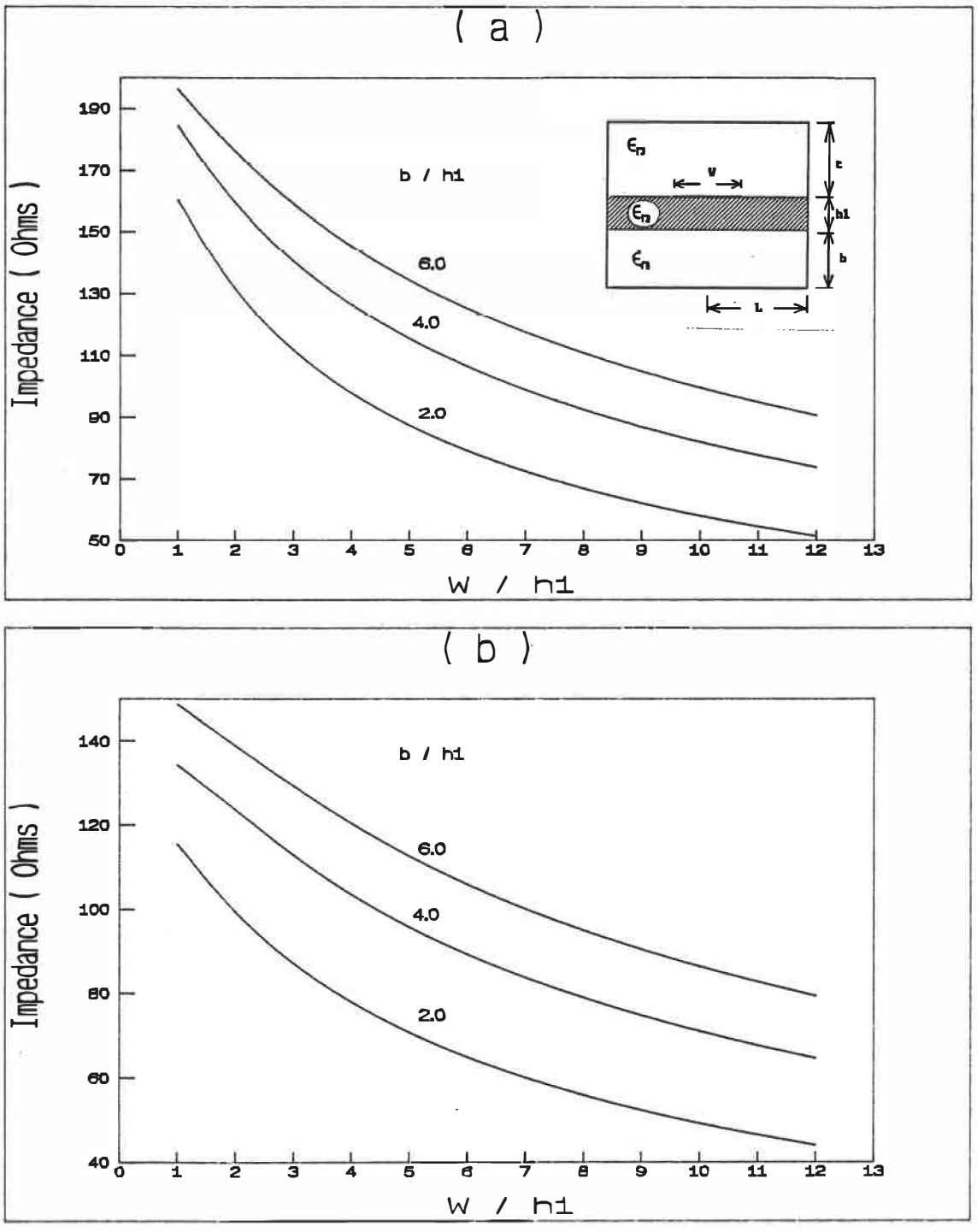


Figure 4.16 Impédance caractéristique en fonction de la largeur de ligne. $\epsilon r1=\epsilon r3=1.0$, $t/(b+h1)=10.0$. $L/W=20$.
(a) $\epsilon r2=2.2$ (b) $\epsilon r2=9.8$.

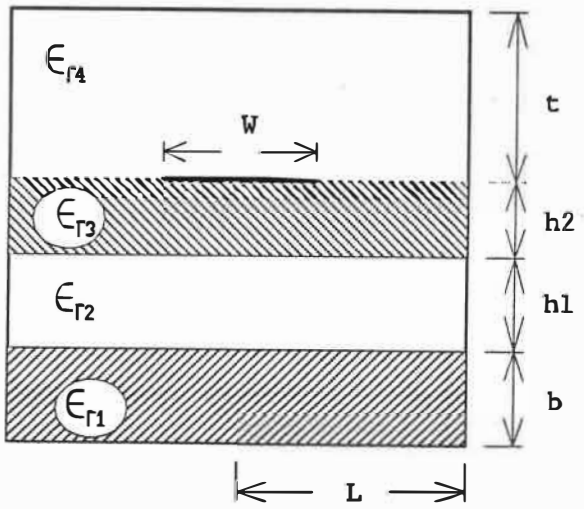


Figure 4.17 Coupe transversale d'une ligne de transmission microruban multidiélectrique à substrat suspendu.

structure diélectrique que celle du coupleur, dans le but d'éviter les discontinuités dues à un changement dans le niveau du plan de masse inférieur du boîtier.

Les courbes de design, présentées à la figure 4.18, illustrent la variation de l'impédance de la ligne en fonction de l'épaisseur normalisée $b/(b+h_1)$ de la couche inférieure du diélectrique. Cette variation est étudiée pour trois valeurs discrètes de $W/(b+h_1)$ soit, 3.0, 5.0 et 7.0. Il est donc possible pour une largeur fixe du ruban conducteur ($(W/(b+h_1)= 3.0$, par exemple) de couvrir un certain intervalle d'impédance (allant de 40.5 à 60.5 Ω) en faisant varier uniquement le rapport $b/(b+h_1)$ entre 0.9 et 0.1.

4.3.3 Ligne de transmission à substrat suspendu avec septums

La figure 4.19 montre une ligne microruban à substrat suspendu avec septums. En plus des avantages propres aux lignes suspendues, cette structure offre la possibilité de varier l'impédance caractéristique sans changer la largeur du ruban conducteur. Ceci est possible par le biais d'un changement de la largeur des septums.

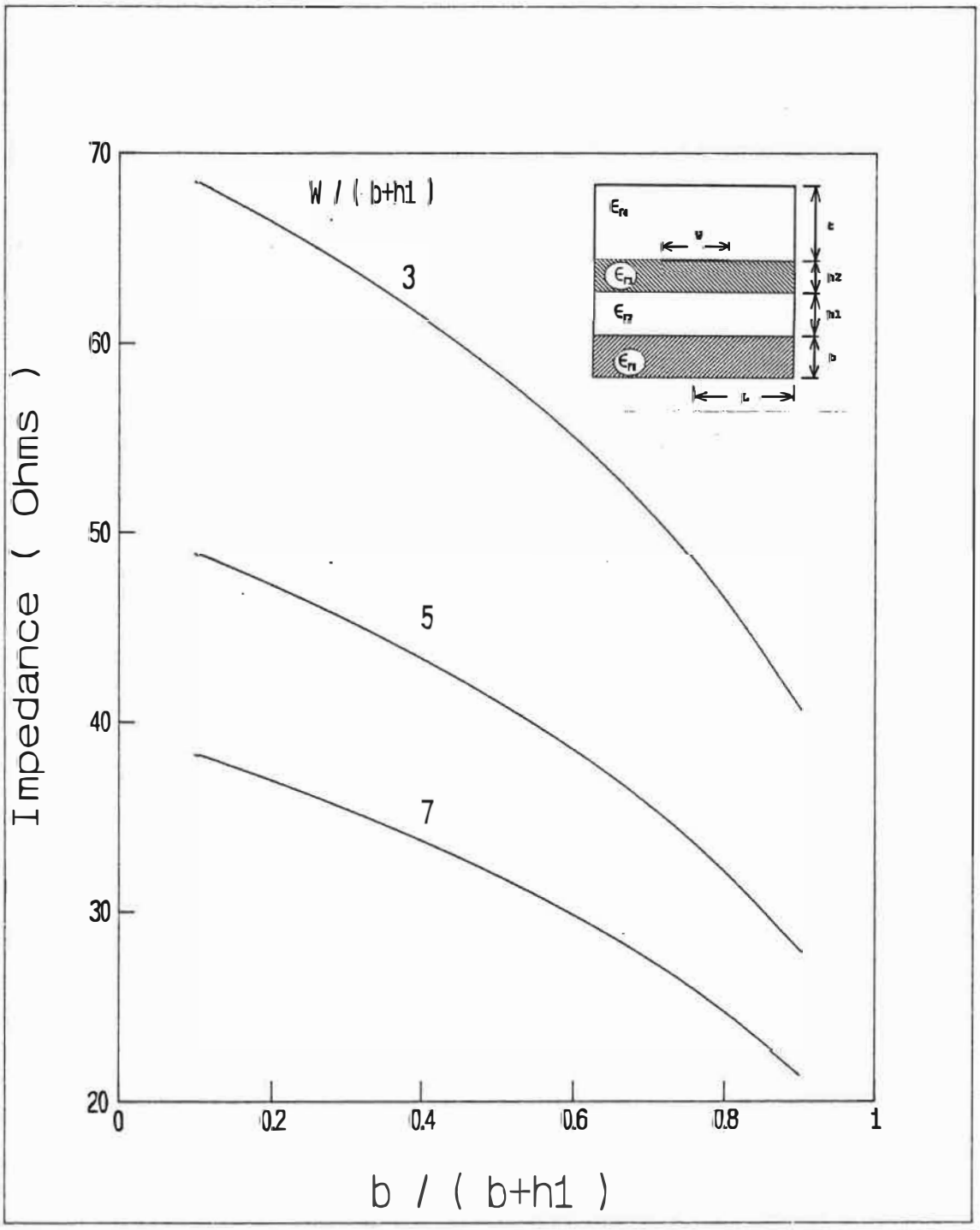


Figure 4.18 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur l'impédance caractéristique. $\epsilon_{r2}=\epsilon_{r4}=1.0$, $\epsilon_{r1}=9.8$, $\epsilon_{r3}=2.2$, $t/(b+h1)=10.0$, $h2/(b+h1)=0.1$, $L/W=20.0$.

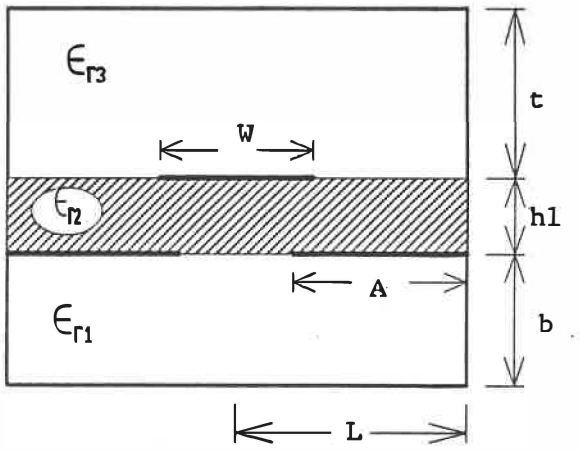


Figure 4.19 Coupe transversale d'une ligne de transmission microruban à substrat suspendu avec septums.

A la figure 4.20 (a), nous étudions la variation de l'impédance caractéristique de la ligne en fonction de la largeur des septums et ceci pour deux valeurs différentes de ϵ_{r2} (2.2 et 9.8). Pour ϵ_{r2}=2.2, l'impédance caractéristique de la ligne, à largeur inchangée, tombe de 208 à 125 Ω lorsque la largeur normalisée des septums A/L change de 0 (environ) à 0.9. Cette structure permet donc la réalisation de transformateurs d'impédance. La figure 4.20 (b) démontre la possibilité d'obtenir des valeurs d'impédance élevées (jusqu'à 190 Ω) en fonction de W/h1 et ceci pour trois valeurs discrètes de la largeur normalisée des septums A/h1=1.0, 5.0 et 9.0. A la même figure, nous démontrons aussi qu'il est difficile de réaliser des impédances supérieures à 90 Ω à l'aide de la structure du microruban conventionnel (A/L=1.0).

4.3.4 Coupleur microruban à substrat suspendu

Une coupe transversale de la structure d'un coupleur microruban à substrat suspendu est présentée en médaillon à la figure 4.21. Les courbes de design correspondent à deux valeurs de la permittivité relative du substrat diélectrique, soit ϵ_{r2}=2.2 et 9.8. A la figure 4.21, nous illustrons, pour ϵ_{r2}=2.2 et b/h1=1.0, la variation de l'impédance des modes pair et impair, en fonction de la

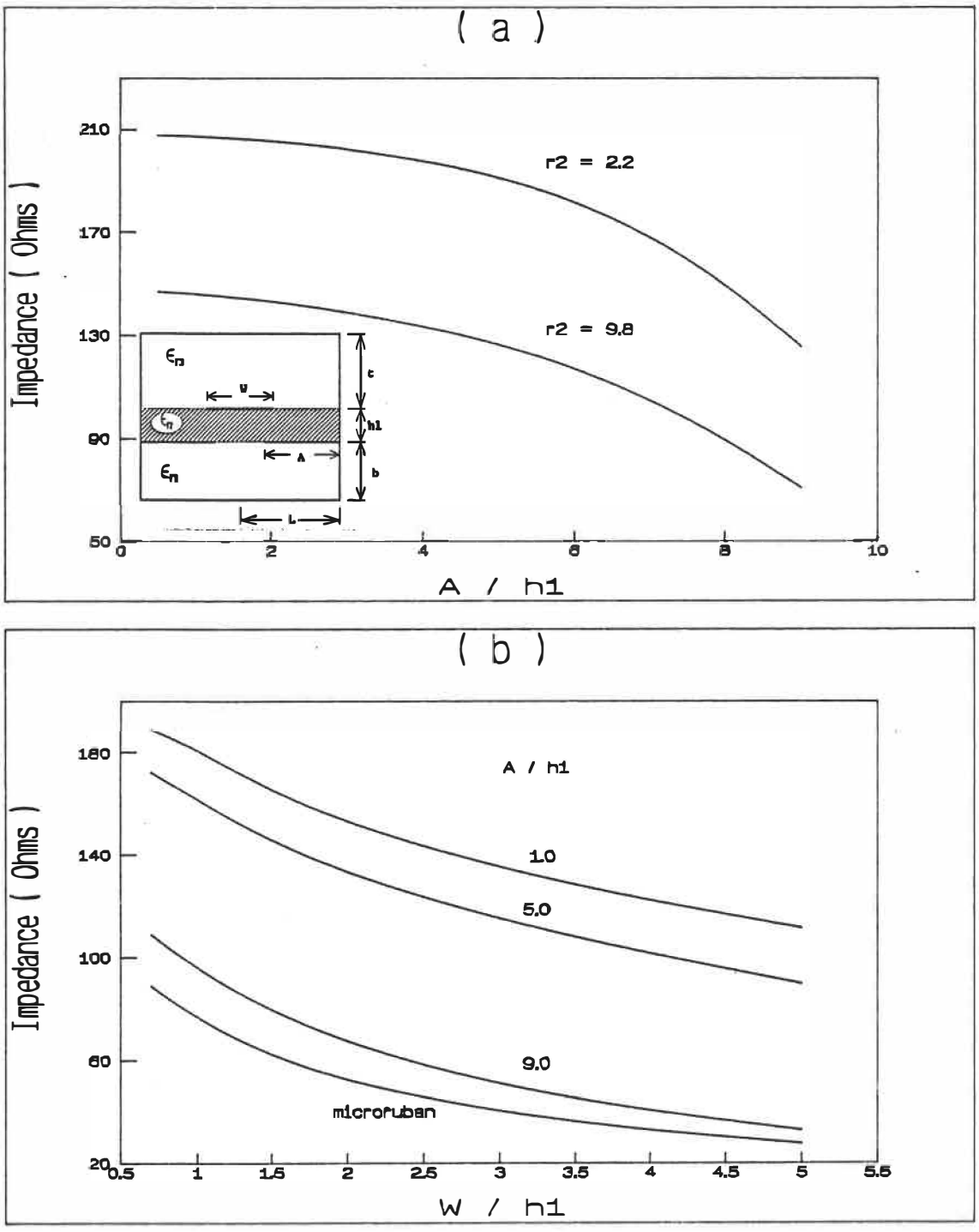


Figure 4.20 (a) Impédance caractéristique en fonction de la largeur du septum, W/h1=0.8. (b) Impédance caractéristique en fonction de la largeur de ligne, $\epsilon r2=3.8$. Note: pour le microruban, A=L. (a) et (b) $\epsilon r1=\epsilon r3=1.0$, L/h1=B/h1=t/h1=10.0.

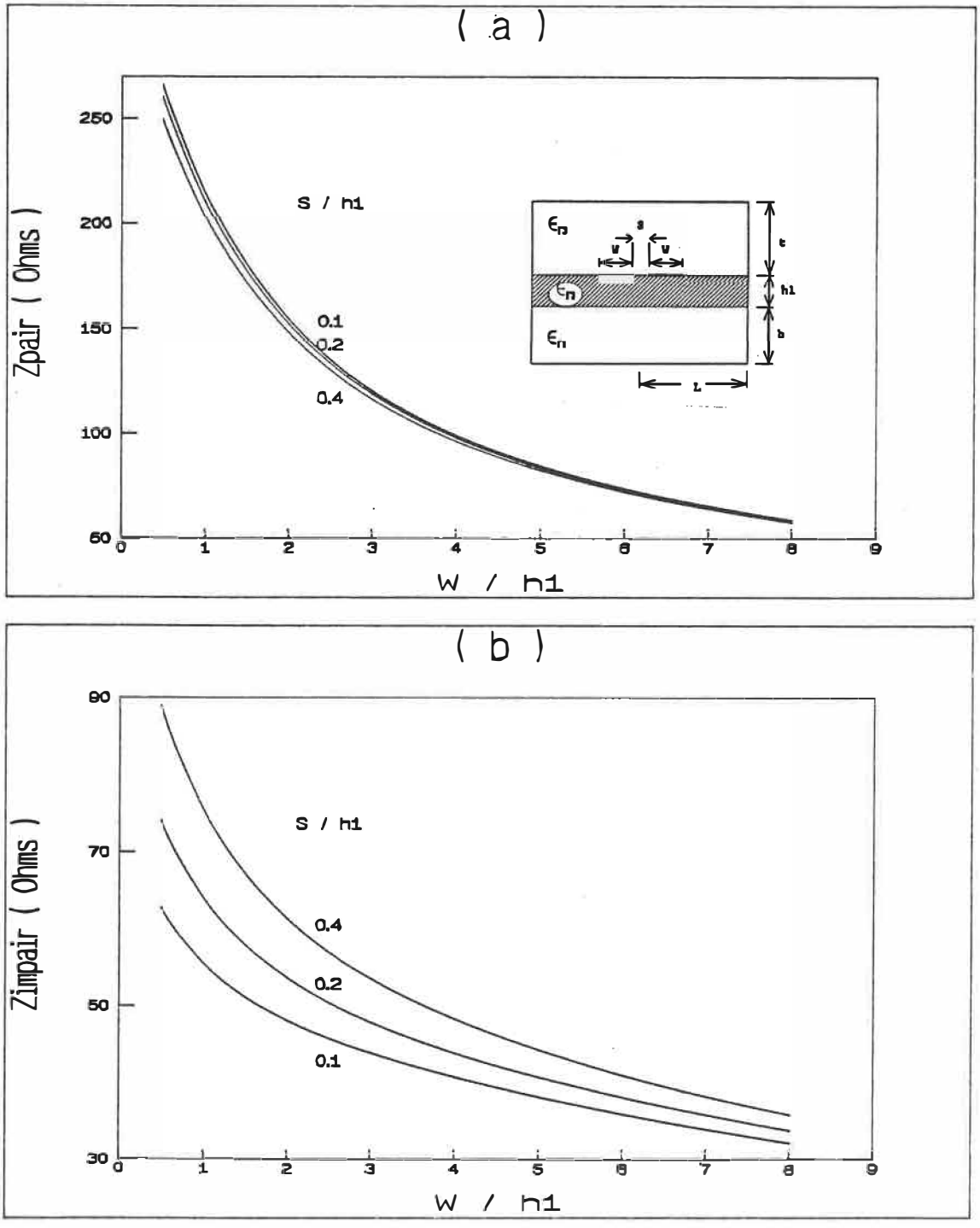


Figure 4.21 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon r1=\epsilon r3=1.0$, $\epsilon r2=2.2$, $b/h1=1.0$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$. (a) Mode pair. (b) Mode impair.

largeur normalisée de la ligne W/h1 et ceci pour plusieurs valeurs de l'espacement interligne S/h1. A la figure 4.22, cette variation d'impédance est présentée pour b/h1=4.0. Les figures 4.23 et 4.24 répètent, pour ϵ_{r2}=9.8, l'étude présentée aux figures 4.21 et 4.22.

4.3.5 Coupleur microruban multidiélectrique à substrat suspendu

La structure d'un coupleur microruban multidiélectrique à substrat suspendu est montrée en médaillon à la figure 4.25. Une série de courbes de design est présentée pour des valeurs discrètes de S/(b+h1) et h2/(b+h1) soit, 0.1 et 0.5 respectivement. A la figure 4.25, nous illustrons la variation des impédances des modes pair et impair en fonction de l'épaisseur normalisée b/(b+h1) du substrat diélectrique inférieur. Cette variation est calculée pour quatre valeurs de W/(b+h1) soit, 0.5, 1.0, 2.0 et 4.0. Les valeurs de ϵ_{r1} et ϵ_{r3} sont fixées à 9.8 et 2.2 respectivement pour toutes les courbes. La figure 4.26 présente, pour W/(b+h1) = 0.5 et 1.0, la variation des vitesses de phases normalisées des modes pair et impair en fonction de b/(b+h1). Pour W/(b+h1)=2.0 et 4.0 ces variations sont illustrées à la figure 4.27.

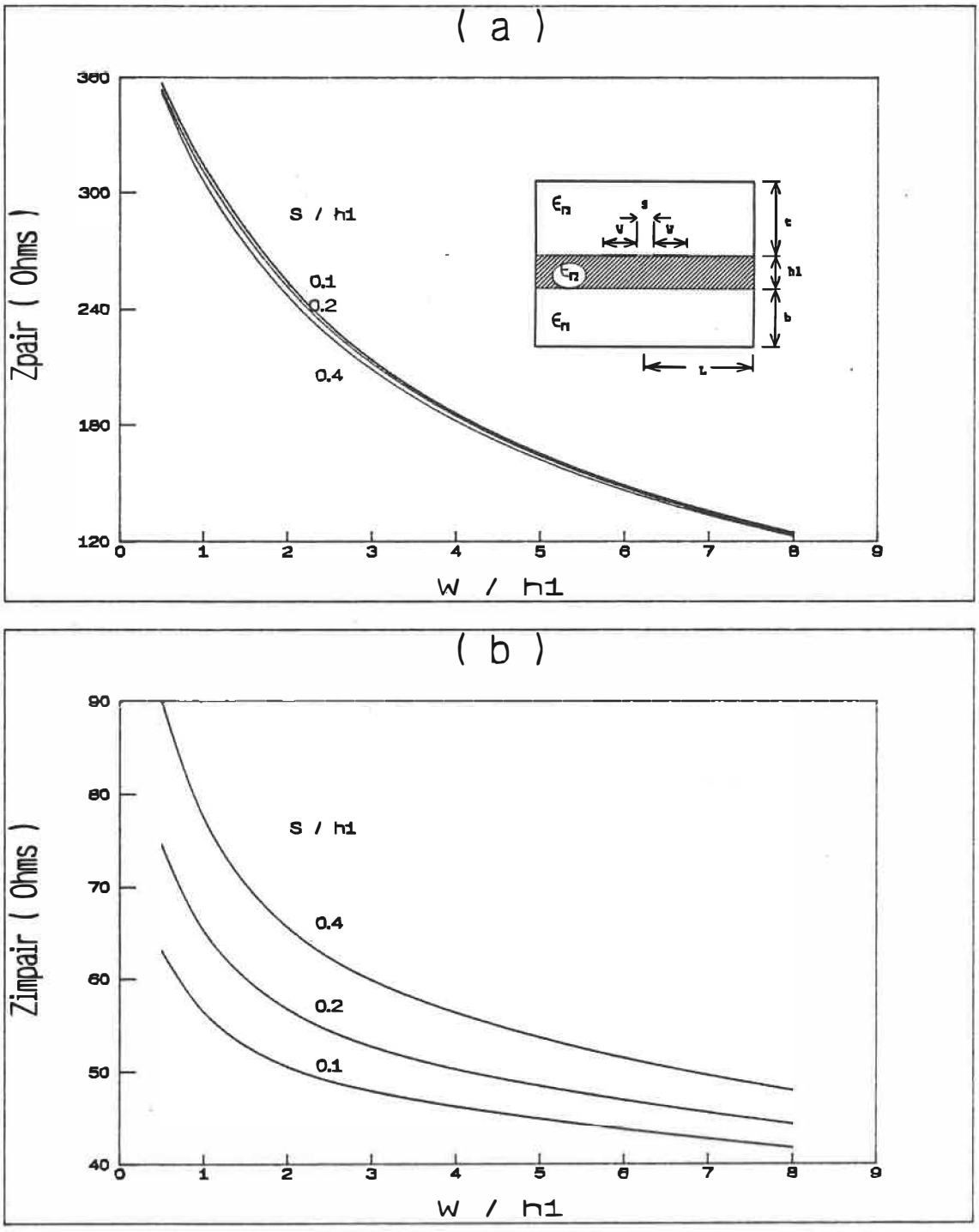


Figure 4.22 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon r1=\epsilon r3=1.0$, $\epsilon r2=2.2$, $b/h1=4.0$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$. (a) Mode pair. (b) Mode impair.

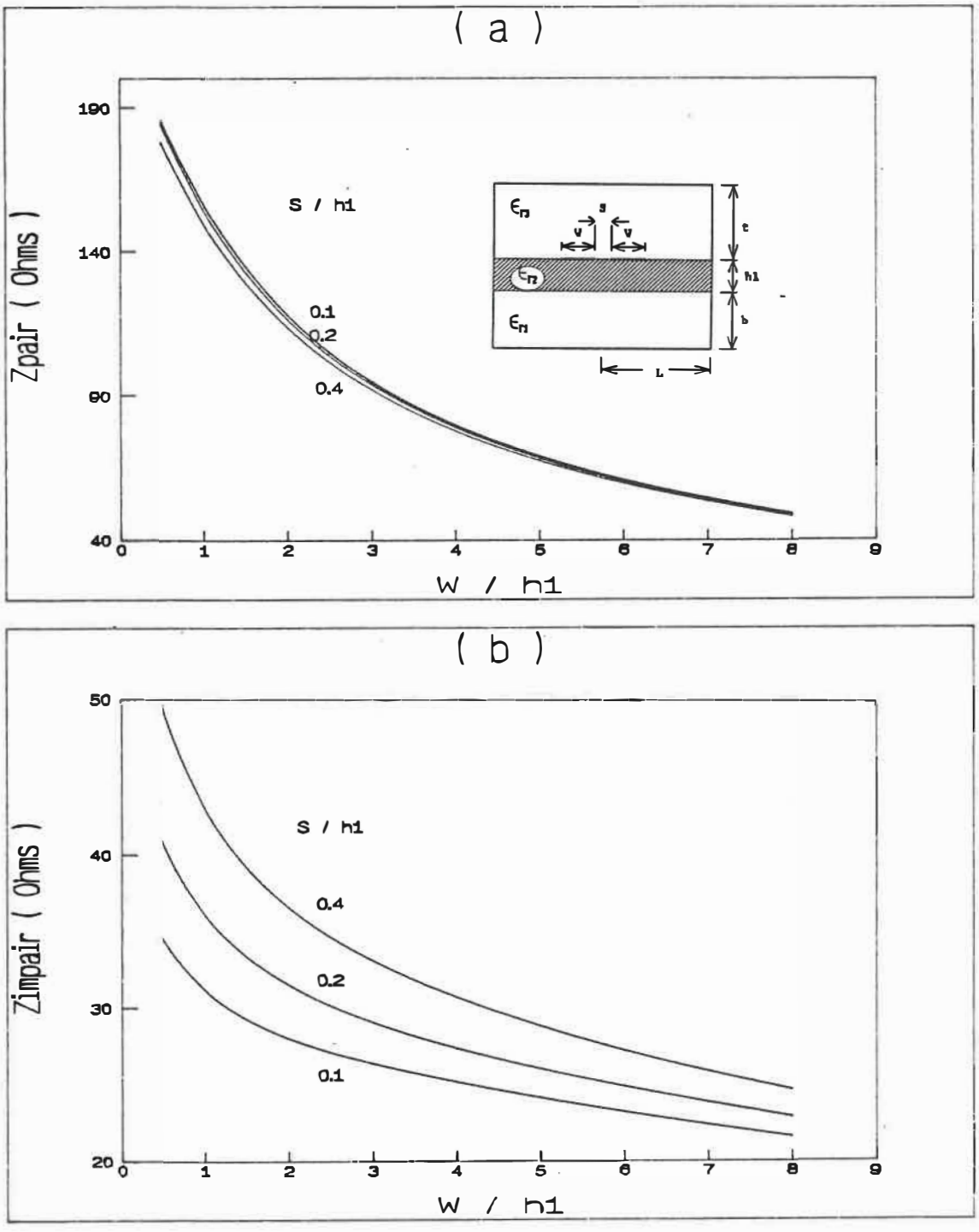


Figure 4.23 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon r1=\epsilon r3=1.0$, $\epsilon r2=9.8$, $b/h1=1.0$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$. (a) Mode pair. (b) Mode impair.

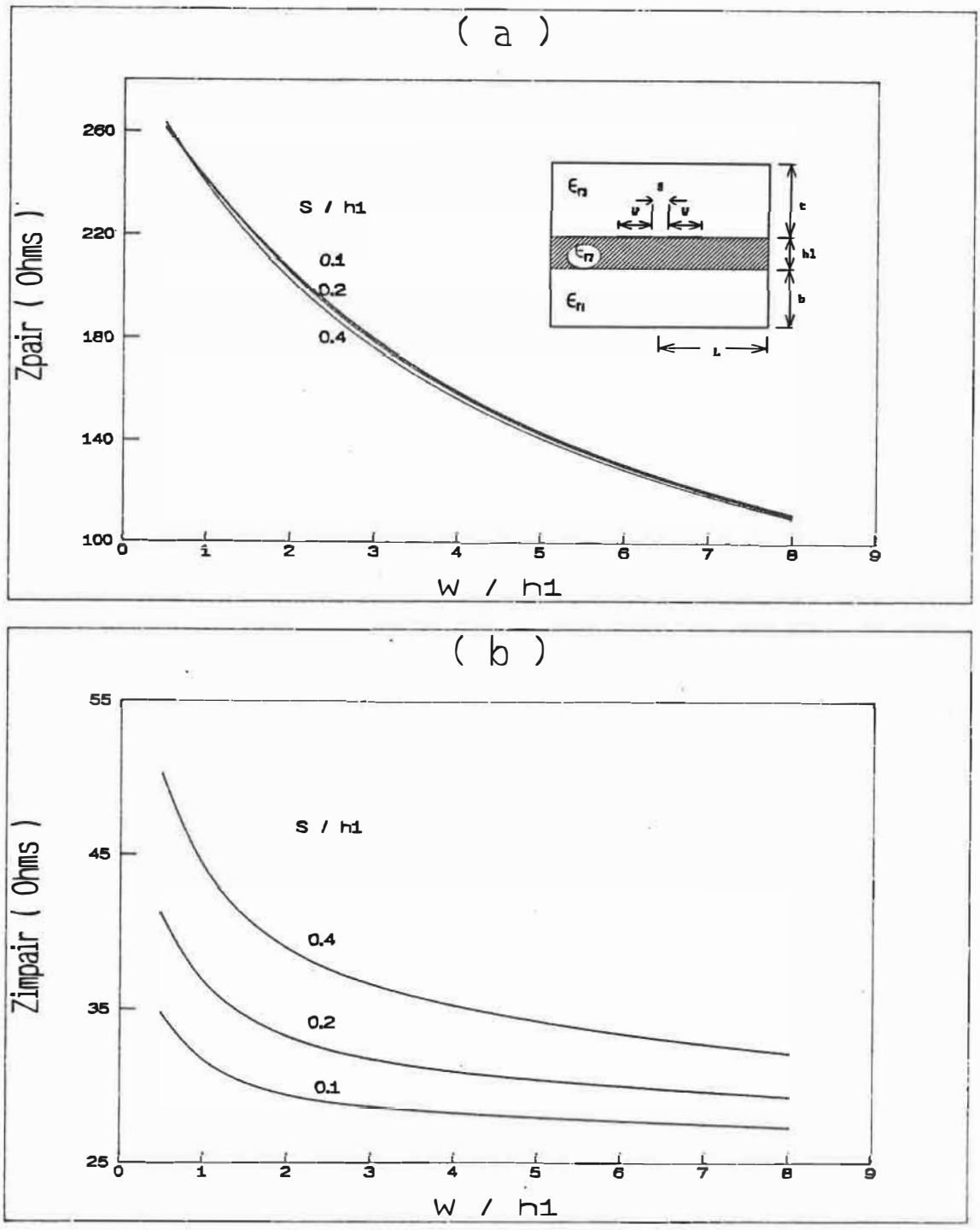


Figure 4.24 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon r1=\epsilon r3=1.0$, $\epsilon r2=9.8$, $b/h1=4.0$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$. (a) Mode pair. (b) Mode impair.

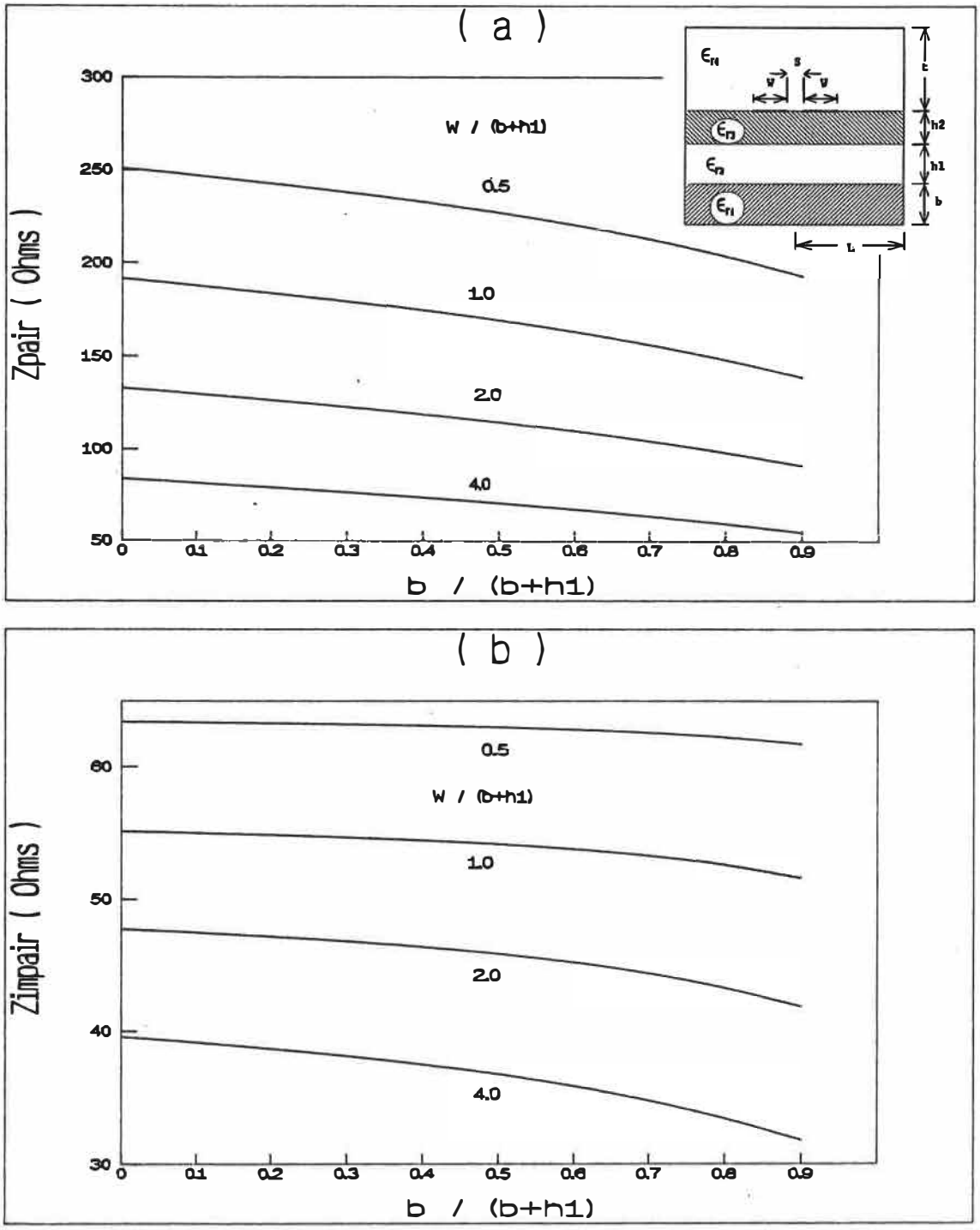


Figure 4.25 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur l'impédance caractéristique. $\epsilon r1=9.8$, $\epsilon r2=\epsilon r4=1.0$, $\epsilon r3=2.2$, $h2/(b+h1)=0.5$, $S/(b+h1)=0.1$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$. (a) Mode pair. (b) Mode impair.

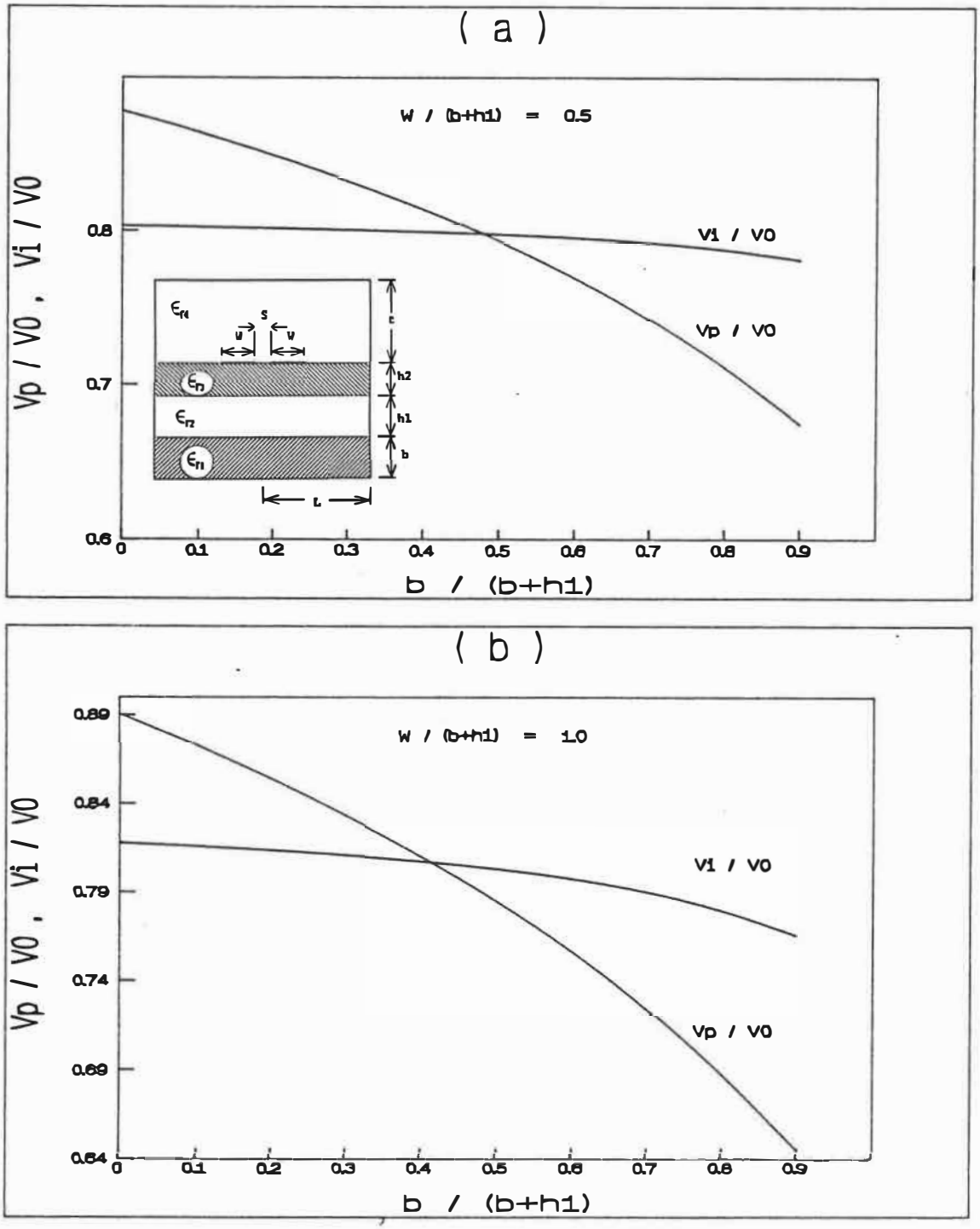


Figure 4.26 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur les vitesses de phase normalisées. $\epsilon r1=9.8$, $\epsilon r2=\epsilon r4=1.0$, $\epsilon r3=2.2$, $h2/(b+h1)=0.5$, $S/(b+h1)=0.1$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$. $W/(b+h1)=0.5$ (a) et 1.0 (b).

Comme prévu les impédances et les vitesses de phases relatives en mode impair sont peu affectées par une variation de l'épaisseur b/(b+h1). C'est le cas pour W/(b+h1)=0.5, où l'impédance en mode impair tombe de 63.5 à 61.5 Ω quand b/(b+h1) passe de 0.0 à 0.9. Par contre, le mode pair est très sensible aux variations de b/(b+h1). Pour ce mode, les valeurs de l'impédance et de la vitesse de phase normalisée décroient rapidement face à une augmentation de b/(b+h1). Ainsi, à W/(b+h1)=1.0, l'impédance tombe de 191 à 138 Ω et la vitesse de phase normalisée de 0.89 à 0.64 quand b/(b+h1) passe de 0.0 à 0.9. Pour une certaine valeur de b/(b+h1), les vitesses de phase des modes pair et impair deviennent égales. D'où l'utilité de ces courbes pour la conception de coupleurs à haute directivité.

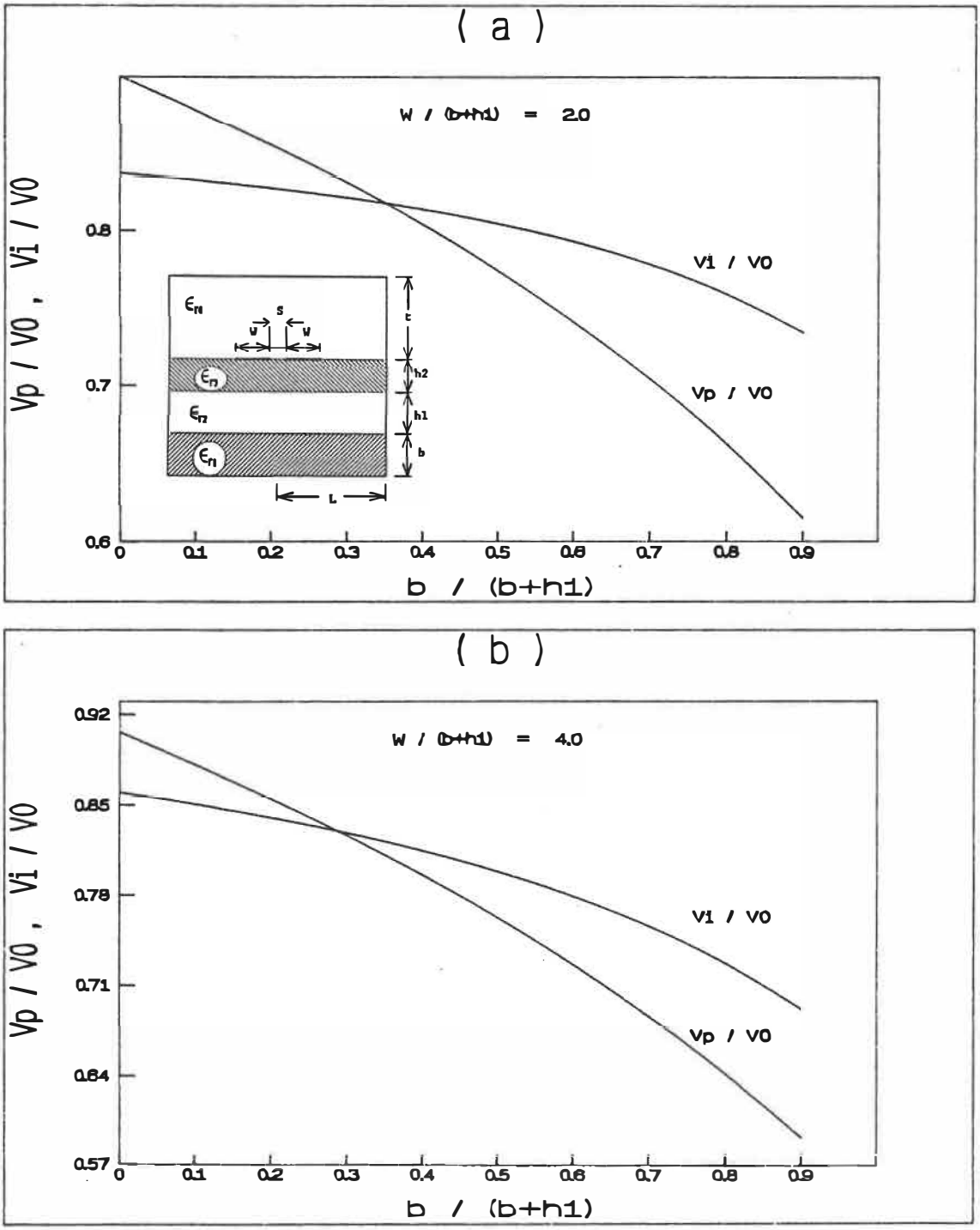


Figure 4.27 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur les vitesses de phase normalisées. $\epsilon_{r1}=9.8$, $\epsilon_{r2}=\epsilon_{r4}=1.0$, $\epsilon_{r3}=2.2$, $h2/(b+h1)=0.5$, $S/(b+h1)=0.1$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$. $W/(b+h1)=2.0$ (a) et 4.0 (b).

CHAPITRE 5

ETUDE NUMERIQUE ET EXPERIMENTALE DU MICRORUBAN A CONDUCTEUR AU POTENTIEL FLOTTANT (MCF)

Ce chapitre est consacré, presque exclusivement à l'étude de coupleurs directionnels à structure planaire multicouche incorporant des conducteurs au potentiel flottant. Nous avons introduit ce type de coupleurs au cours du chapitre 1. Leur utilisation offre la possibilité d'obtenir des facteurs de couplage extrêmement élevés ($\geq$ -3dB) sans exiger des espacements très réduits entre les lignes couplées. Cependant, l'usage de ces coupleurs est limitée à cause de l'absence de courbes de design. Ces courbes constitueront un outil pratique pour la conception de coupleurs à facteurs de couplage très élevés, tels que les coupleurs hybrides.

Nous présenterons, en premier lieu, les fonctions de base sélectionnées pour représenter la distribution de

charge sur les deux classes de conducteurs présents : lignes de transmission couplées et conducteurs au potentiel flottant. Nous procéderons aussi à une validation partielle de nos résultats en les comparant à ceux de Sachse [21]. Des courbes de design de coupleurs microruban à conducteur au potentiel flottant (désigné MCF), que nous avons générées à l'aide de la méthode spectrale, seront ensuite présentées, à notre connaissance, pour la première fois. Nous présenterons aussi des mesures expérimentales des capacités en mode pair et impair de deux lignes MCF couplées, ainsi que les résultats expérimentaux obtenus sur un coupleur -2.5 dB MCF. Nous conclurons par des mesures de la réflexion sur deux types de lignes de transmission en microruban à substrat suspendu.

5.1 Fonctions de base

Un coupleur MCF est illustré à la figure 5.1. Il comporte deux classes de conducteurs, notamment les lignes de transmission couplées et un conducteur au potentiel flottant. Ce dernier est placé symétriquement au dessous des deux lignes couplées.

L'analyse de ce coupleur est possible par le biais des modes pair et impair. Le conducteur au potentiel flottant

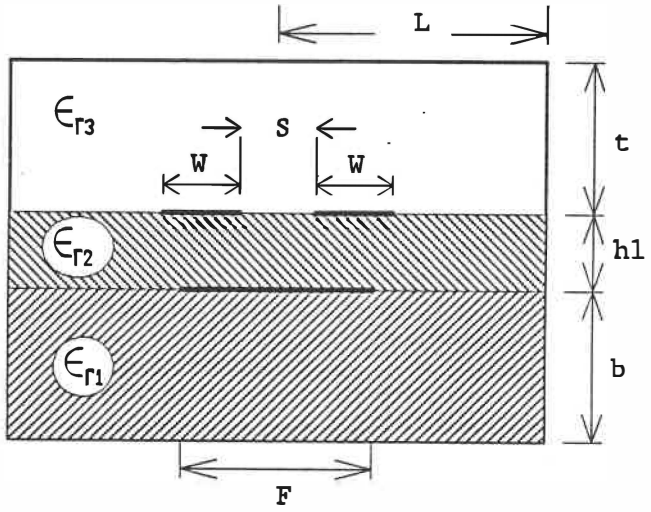


Figure 5.1 Coupe transversale d'un coupleur microruban à conducteur au potentiel flottant (MCF).

est caractérisé par un potentiel nul pour le mode impair. La capacité des lignes de transmission, pour ce mode, est ainsi largement augmentée (si h1 est assez petit) par la capacité additionnelle entre chacune des lignes et le conducteur au potentiel flottant (nul). Pour le mode pair, par contre, le potentiel du conducteur au potentiel flottant est très proche de celui des deux lignes de transmission (si h1 est assez petit). Par conséquent, la présence de ce conducteur ne change pas substantiellement la capacité des lignes couplées en mode pair.

Nous avons testé un grand nombre de fonctions de base pour les deux classes de conducteurs. Finalement, nous avons selectionné les fonctions présentées ci-après. L'utilisation de ces fonctions est uniquement valide pour une largeur du conducteur au potentiel flottant inférieure ou égale à la somme de la largeur des deux lignes couplées et de l'espacement inter-ligne ($F \leq (2W+S)$). Ceci ne constitue pas une restriction importante. Les résultats montrent, en effet, que le couplage n'augmente que très peu avec F si $F > (2W+S)$.

5.1.1 Lignes de transmission couplées

Nous utilisons trois fonctions de base pour représenter

la distribution de charge sur les lignes couplées en présence d'un conducteur au potentiel flottant de largeur quelconque F, comprise dans l'intervalle ($S<F\leq 2W+S$).

$$\varphi(x) = \begin{cases} \dfrac{1}{\pi \sqrt{ (W/2)^2 - (x - S - W/2)^2 }} , \\ \text{pour } S \leq x \leq S + W \\ 0 \text{ , ailleurs} \end{cases}$$

(5.1)

Cette fonction de base simule la nature singulière de la distribution de charge sur les bords des lignes couplées.

$$\varphi(x) = \begin{cases} \dfrac{4}{5\ W} \left[1 + \left| \dfrac{(x - S)}{W} \right|^3 \right] , \\ \text{pour } \ S \leq x \leq S + W \\ 0 \text{ , ailleurs} \end{cases}$$

(5.2)

Cette fonction de base simule l'asymétrie dans la distribution de charge réelle dans le cas des lignes

couplées par le biais d'un espacement réduit.

$$\varphi(x) = \begin{cases} \dfrac{1}{(F - S)} & , \text{ pour } S \leq x \leq F \\ 0 & , \text{ ailleurs} \end{cases} \qquad (5.3)$$

L'emploi de cette fonction de base est indispensable dans le cas où la largeur du conducteur au potentiel flottant est inférieure à (2W+S). En effet, elle simule l'accumulation des charges qui se produit sur les lignes couplées, vis à vis du conducteur au potentiel flottant.

Nous avons tracé ces trois fonctions de base aux figures (5.2) et (5.3).

Les deux premières fonctions de base ont déjà été utilisées au chapitre 4 (équations (4.4) et (4.5)). Leurs transformées de Fourier, en cosinus et en sinus, se trouvent à l'Annexe D. Celles de la troisième fonction (équation (5.3)) y sont aussi présentées (équations (D.13) et (D.14)).

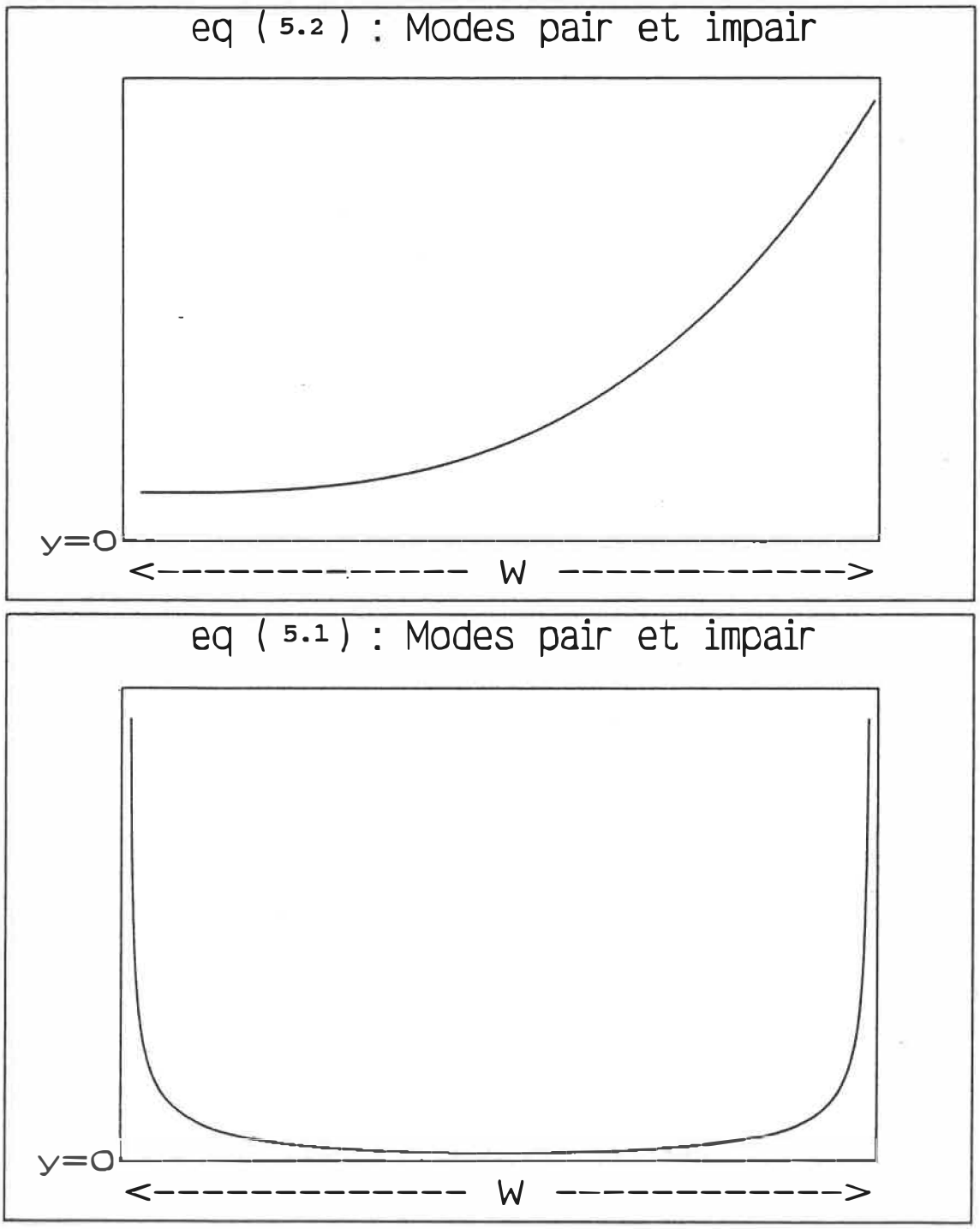


Figure 5.2 Fonctions de base utilisées pour décrire la distribution de charge sur des lignes de transmission couplées, de largeur W, en présence d'un conducteur au potentiel flottant de largeur F.

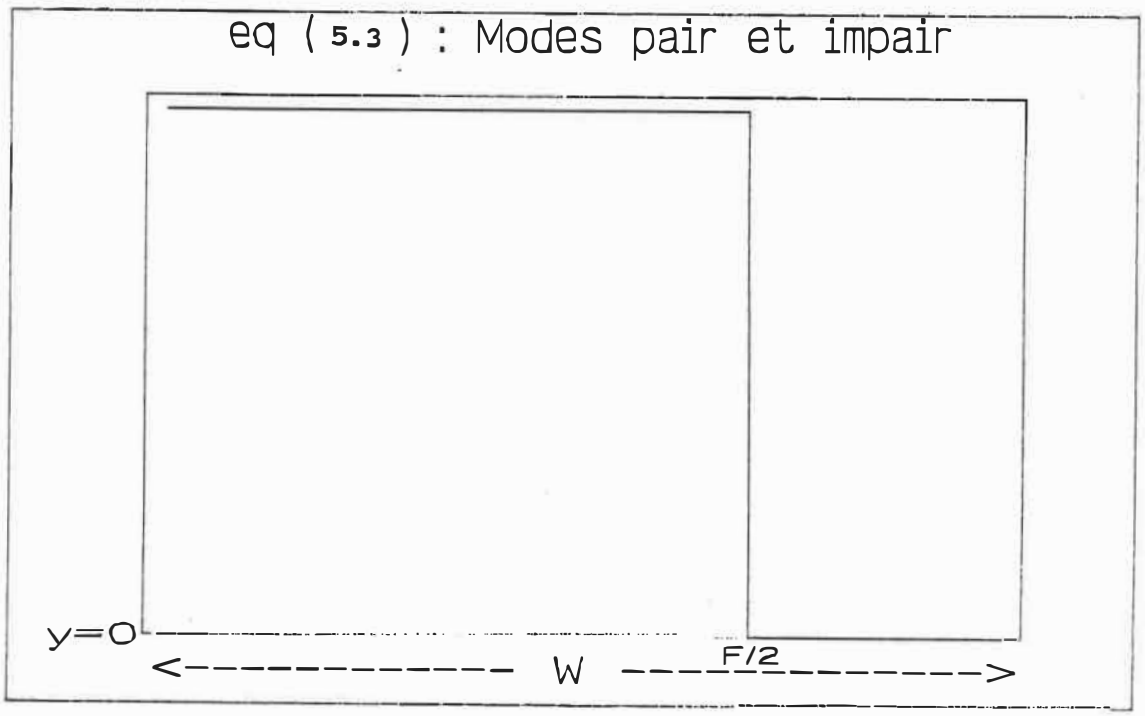


Figure 5.3 Fonction de base utilisée pour décrire la distribution de charge sur des lignes de transmission couplées, de largeur W, en présence d'un conducteur au potentiel flottant de largeur F (suite).

5.1.2 Conducteur au potentiel flottant

Un conducteur au potentiel flottant possède toujours, par définition, une charge totale nulle. Cependant, la distribution de cette charge n'est pas la même pour les deux modes pair et impair. Cette différence s'explique par le fait que le potentiel de ce conducteur est nul pour le mode impair et non nul (quelconque) pour le mode pair. Par conséquent, les fonctions de base selectionnées pour cette classe de conducteurs ne seront pas les mêmes pour les deux modes. Le choix de ces fonctions doit toujours satisfaire la condition essentielle de départ, à savoir celle d'une charge totale nulle sur tout conducteur au potentiel flottant.

A cause de la symétrie des structures étudiées par rapport à l'axe des y, les fonctions de base, exposées ci-dessous, sont définies seulement sur la moitié droite de la coupe transversale du conducteur au potentiel flottant. Cependant, nous traçons ces fonctions sur toute la largeur de ce conducteur pour fins de clarté.

Mode pair

$$\varphi(x) = \begin{cases} \dfrac{2}{\pi \sqrt{(F)^2 - (x)^2}} - \dfrac{1}{F} \\ \text{pour } 0 \leq x \leq F \\ \\ 0 \text{ , ailleurs} \end{cases} \tag{5.4}$$

$$\varphi(x) = \begin{cases} \dfrac{1}{5F} \left[-1 + 4 \left| \dfrac{x}{F} \right|^3 \right] , \\ \text{pour } \quad 0 \leq x \leq F \\ \\ 0 \text{ , ailleurs} \end{cases} \tag{5.5}$$

Les deux fonctions de base, présentées ci-dessus, modélisent simultanément la nature singulière de la distribution de charge sur les bords du conducteur au potentiel flottant ainsi qu'une charge totale nulle sur chacune des moitiés de la largeur de ce conducteur. Ces deux fonctions sont tracées à la figure 5.4. Il est clair que la somme algébrique des surfaces sous les courbes, de part et d'autre de l'axe des x (y=0), est nulle.

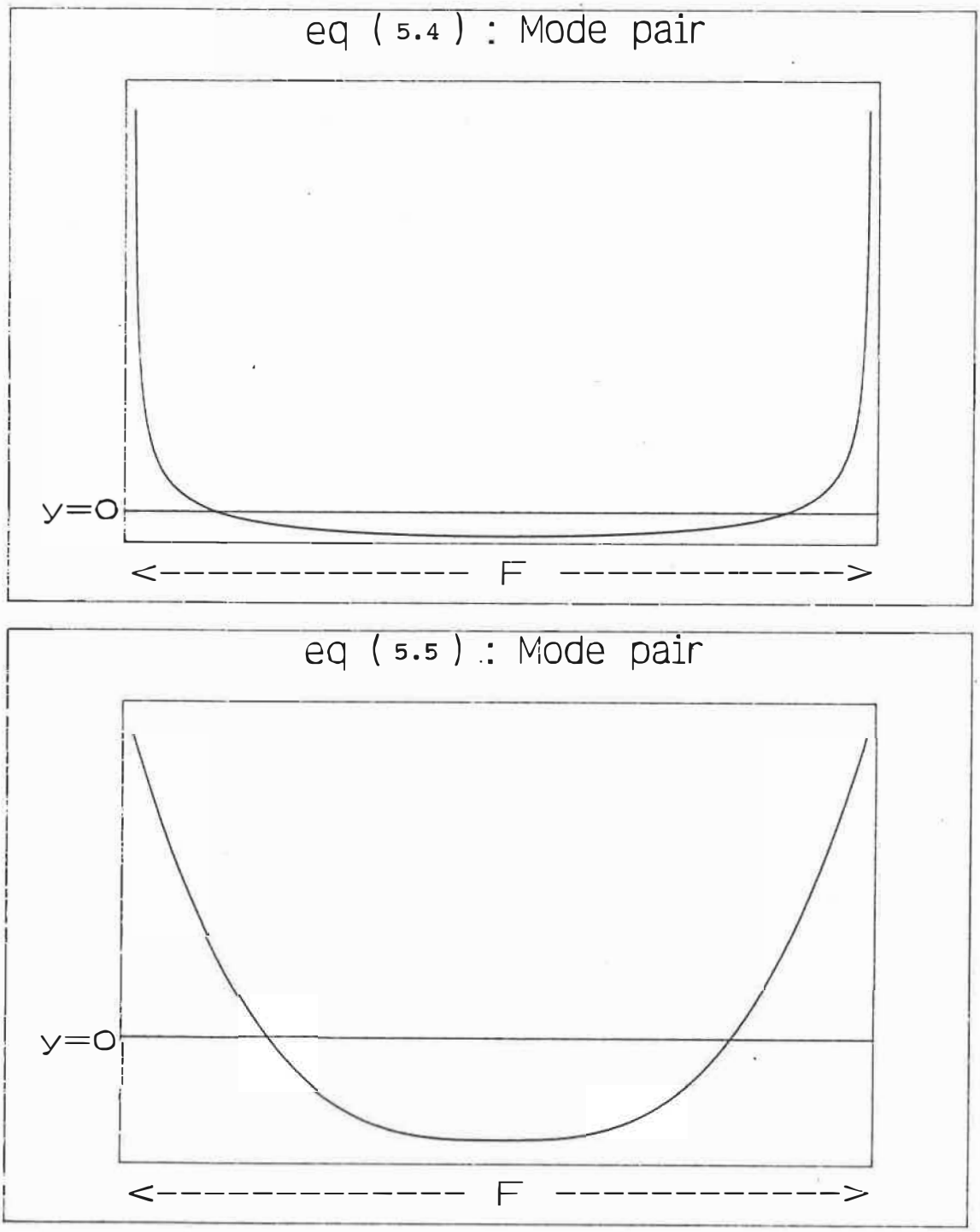


Figure 5.4 **Fonctions de base utilisées pour décrire la distribution de charge sur un conducteur au potentiel flottant, de largeur F, en présence de deux lignes de transmission couplées en mode pair, de largeur W.**

$$\varphi(x) = \begin{cases} \dfrac{-(F-S)}{S} & , \text{ pour } 0 \leq x \leq S \\ 1 & , \text{ pour } S \leq x \leq F \\ 0 & , \text{ ailleurs} \end{cases}$$

(5.6)

Cette fonction de base simule l'accumulation de charges sur la moitié de la largeur du conducteur au potentiel flottant, de part et d'autre de la surface de ce dernier. Cette accumulation se produit vis à vis des lignes couplées. Sa somme algébrique doit rester toujours nulle. Nous avons tracé cette fonction à la figure 5.5.

Mode impair

$$\varphi(x) = \begin{cases} \dfrac{4\,x^3}{F^4} & , \text{ pour } 0 \leq x \leq F \\ 0 & , \text{ ailleurs} \end{cases}$$

(5.7)

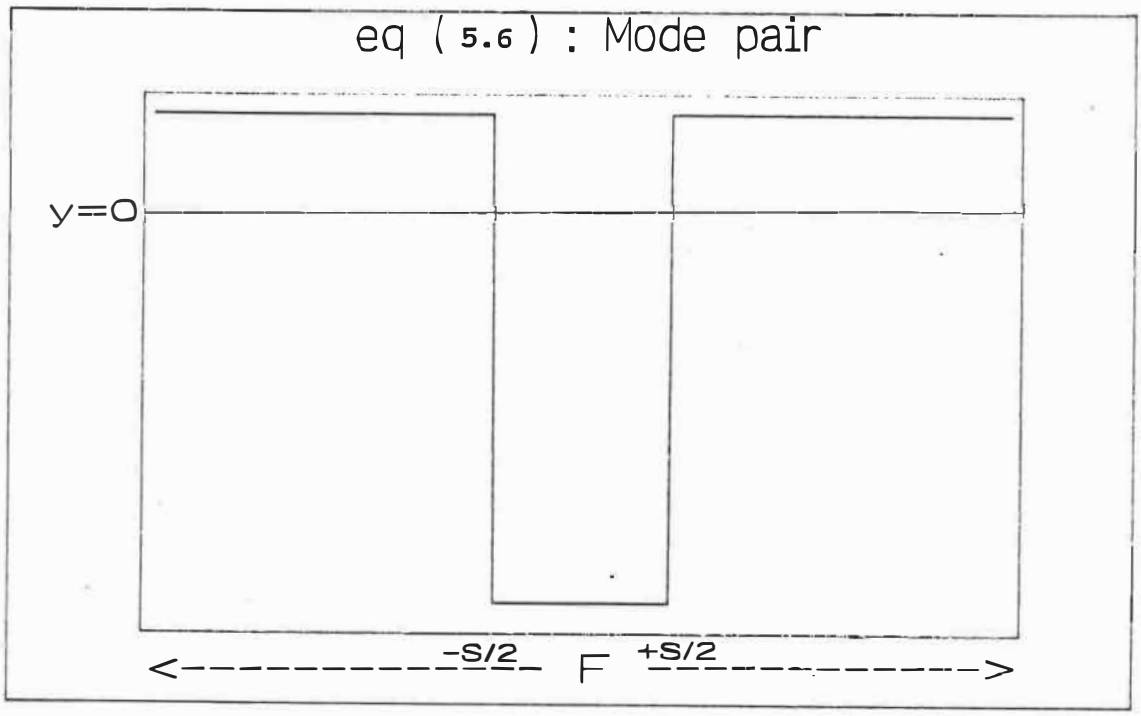


Figure 5.5 Fonction de base utilisée pour décrire la distribution de charge sur un conducteur au potentiel flottant de largeur F, en présence de deux lignes de transmission couplées en mode pair, de largeur W (suite). L'espacement entre ces lignes est S.

$$\varphi(x) = \begin{cases} \dfrac{x}{2F\sqrt{(F)^2 - (x)^2}}, \\ \text{pour } 0 \leq x \leq F \\ \\ 0 \text{ , ailleurs} \end{cases}$$

(5.8)

Les deux fonctions de bases, présentées ci-dessus, modélisent la singularité de la distribution de charge sur les bords du conducteur au potentiel flottant ainsi qu'une charge nulle au point milieu de la largeur de ce dernier. Nous avons tracé ces deux fonctions à la figure 5.6. Les charges sont de signes opposés de part et d'autre du point milieu. Ceci est dû à l'excitation des deux lignes couplées, en mode impair, par des tensions d'amplitudes égales et à phases opposées.

$$\varphi(x) = \begin{cases} \dfrac{x}{S(F - S/2)}, & \text{pour } 0 \leq x \leq S \\ \\ \dfrac{1}{(F - S/2)}, & \text{pour } S \leq x \leq F \\ \\ 0 \text{ , ailleurs} \end{cases}$$

(5.9)

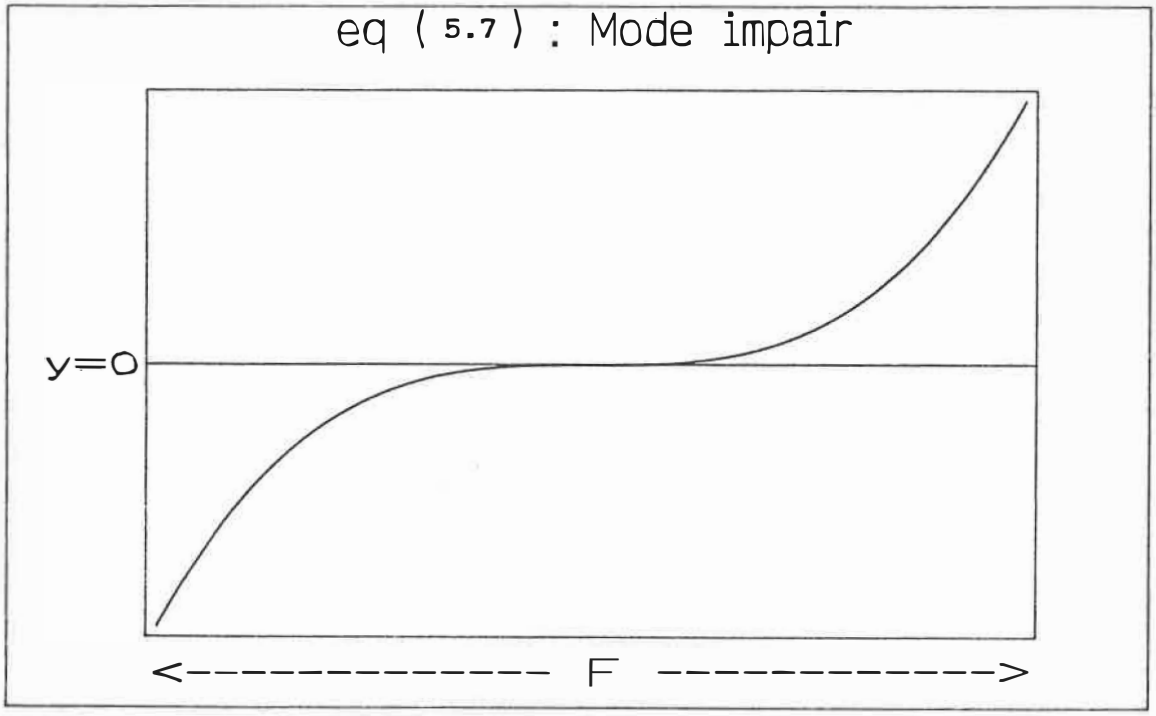


Figure 5.6 Fonctions de base utilisées pour décrire la distribution de charge sur un conducteur au potentiel flottant, de largeur F, en présence de deux lignes de transmission couplées en mode impair, de largeur W.

Cette fonction de base simule l'accumulation de charges à la surface du conducteur au potentiel flottant, vis à vis de la ligne de transmission placée au-dessus. Nous avons tracé cette fonction à la figure 5.7. A noter que la somme algébrique de cette accumulation sur les deux moitiés de la largeur du conducteur est nulle.

La transformée de Fourier de toutes les fonctions de base pour le conducteur au potentiel flottant sont données, à l'Annexe D, par les équations (D.15) à (D.17) pour le mode pair et les équations (D.18) à (D.20) pour le mode impair.

5.1.3 Validation partielle des fonctions de base

Aucune étude exacte n'a été faite pour caractériser des coupleurs de type MCF (figure 5.1). Par conséquent, il est impossible de faire une comparaison complète de nos résultats avec ceux d'autres chercheurs. A notre connaissance, seul Sachse [21] a étudié une structure (présentée à la figure 5.8) qui ressemble à celle de la figure 5.1. Cependant, une différence de configuration existe entre les deux structures. Sachse ajoute à sa structure un conducteur additionnel au potentiel flottant (de largeur FF), placé au-dessous des deux lignes couplées.

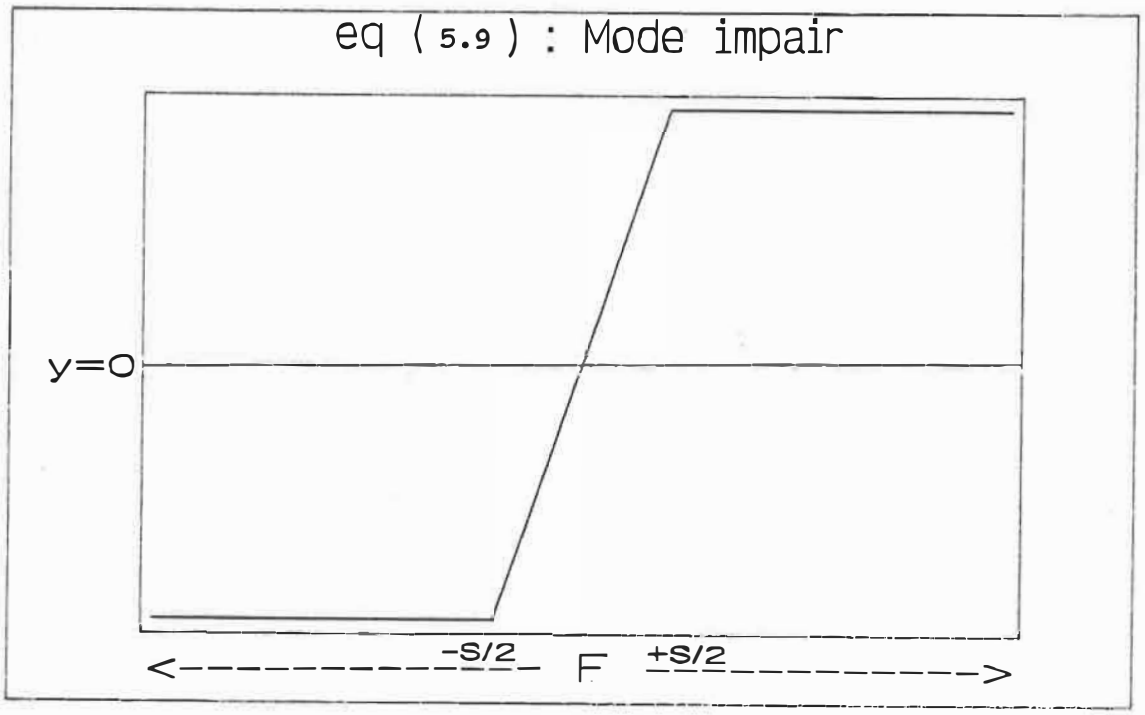


Figure 5.7 **Fonction de base utilisée pour décrire la distribution de charge sur un conducteur au potentiel flottant, de largeur F, en présence de deux lignes de transmission couplées en mode impair, de largeur W (suite). L'espacement entre ces lignes est S.**

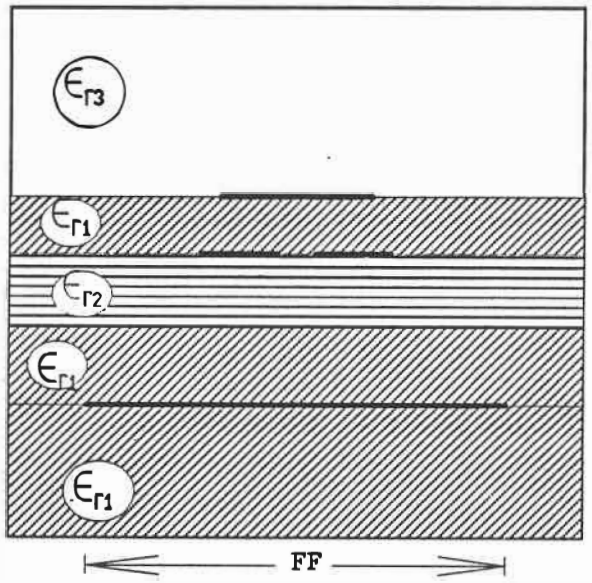


Figure 5.8 Coupe transversale de la structure multidiélectrique du coupleur à deux conducteurs aux potentiels flottants, utilisée par Sachse.

La présence de ce conducteur nous empêche de comparer les résultats pour le mode pair. En mode impair, le conducteur additionnel, très large, devient un plan de masse équivalent au plan de masse supérieur de notre structure. Ceci permet une comparaison des valeurs d'impédance calculées pour ce mode.

Pour faire le calcul, Sachse utilise la méthode des différences finies. Il a validé ses résultats expérimentalement en testant des coupleurs -1.5 et -3 dB. Nous portons à la figure 5.9 les valeurs d'impédance en mode impair relevées dans l'article de Sachse, ainsi que nos résultats obtenus à l'aide de la méthode spectrale. Nous avons généré nos valeurs en utilisant l'ensemble des fonctions de base présentées auparavant dans ce chapitre. Les valeurs de Sachse sont tantôt égales, tantôt supérieures ou inférieures aux nôtres. L'écart entre les deux séries de valeurs se situe dans un intervalle allant de -4.5 % à +8.9 %. Il est dû, en partie, aux erreurs de lecture commises lors du prélèvement des valeurs dans l'article de Sachse. Une cause possible de cet écart est la finesse du maillage de la structure, imposée par un espace mémoire (année 1973) et un temps de calcul restreints. Il est difficile d'évaluer la portée de cet écart, puisqu'aucun renseignement n'est donné, dans l'article de Sachse, sur les intervalles de confiance des résultats. De

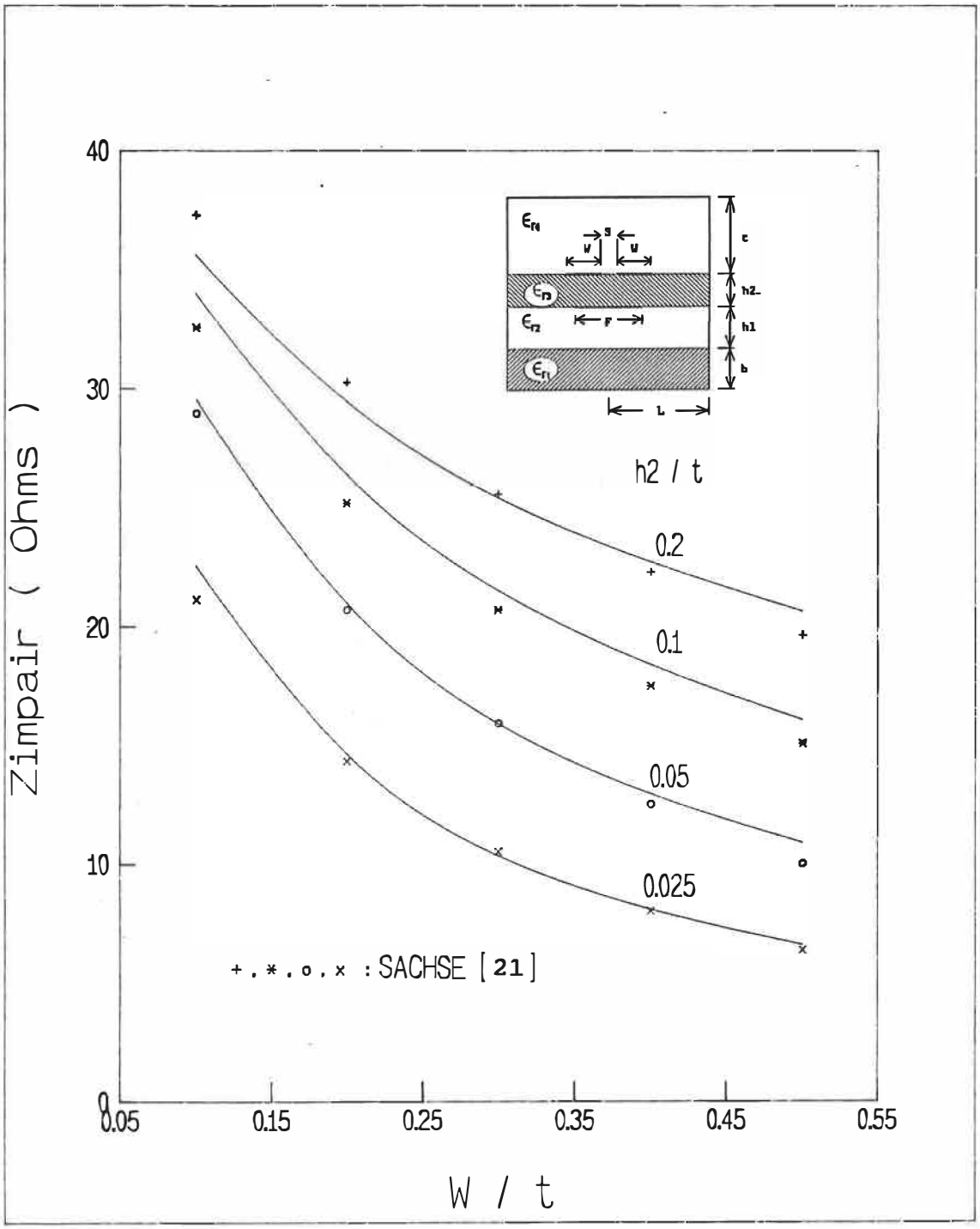


Figure 5.9 Comparaison avec les résultats de Sachse de l'impédance caractéristique en mode impair, en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon_{r1}=1.0$, $\epsilon_{r2}=\epsilon_{r4}=9.8$, $\epsilon_{r3}=5.4$, $S/t=0.05$, $h1/t=0.5$, $b/t=15.0$, $L/(W+S/2)=15.0$, $F=2W$.

plus, la figure 5.9 montre que si nous excluons trois valeurs extrêmes, l'écart devient inférieur à +/- 5 %, typiquement +/- 3 %. Cette comparaison avec Sachse nous inspire confiance, mais elle ne constitue pas une preuve en soi de la validité des fonctions de base.

La véritable évaluation de nos calculs est donnée plus loin dans le cadre de la comparaison de nos calculs aux mesures expérimentales de coupleurs MCF.

5.2 Courbes de design

Pour la conception de coupleurs en CIM, incorporant des conducteurs au potentiel flottant, nous avons généré des courbes de design pour deux types de ces structures : le MCF et le microruban multidiélectrique à conducteur au potentiel flottant (désigné MMCF). Le choix de ces deux structures est fondé sur leur simplicité géométrique. En effet, la fabrication de ces deux types de coupleurs est simple puisque les deux lignes de transmission couplées, ainsi que le conducteur à potentiel flottant sont gravés sur le même substrat diélectrique. Par contre, la structure de Sachse (figure 5.8), ainsi que les autres structures traditionnelles de coupleurs incorporant deux conducteurs au potentiel flottant (voir figure 1.7 (b)), exigent un

processus de fabrication plus compliqué à cause de la nécessité de superposer ces deux conducteurs gravés sur deux substrats différents. De plus, la configuration de ces structures nécessite l'utilisation de quatre couches différentes de substrat.

Nous avons utilisé l'ensemble des fonctions de base de la section 5.1 pour calculer les courbes de design. Les parois métalliques latérales (distance L) et supérieures (distance t) du boîtier sont placées très loin des rubans tout au long du calcul.

5.2.1 Coupleurs MCF

La coupe transversale d'un coupleur est reproduite en médaillon à la figure 5.10. Nous avons sélectionné deux valeurs pour la permittivité relative du substrat ($\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}$), soit 2.2 et 9.8. Les courbes de design sont présentées aux figures 5.10 à 5.17, pour $\epsilon_r=2.2$, et aux figures 5.18 à 5.25 pour $\epsilon_r=9.8$. Nous y illustrons la variation des impédances paires et impaires en fonction des dimensions W, F et h1 de la structure, ainsi que la variation du couplage et du rapport des vitesses de phase V_p/V_i. Nous avons sélectionneé, pour le calcul des courbes, quatre valeurs pour h1/b soit 0.2, 0.1, 0.05, 0.025. Il est

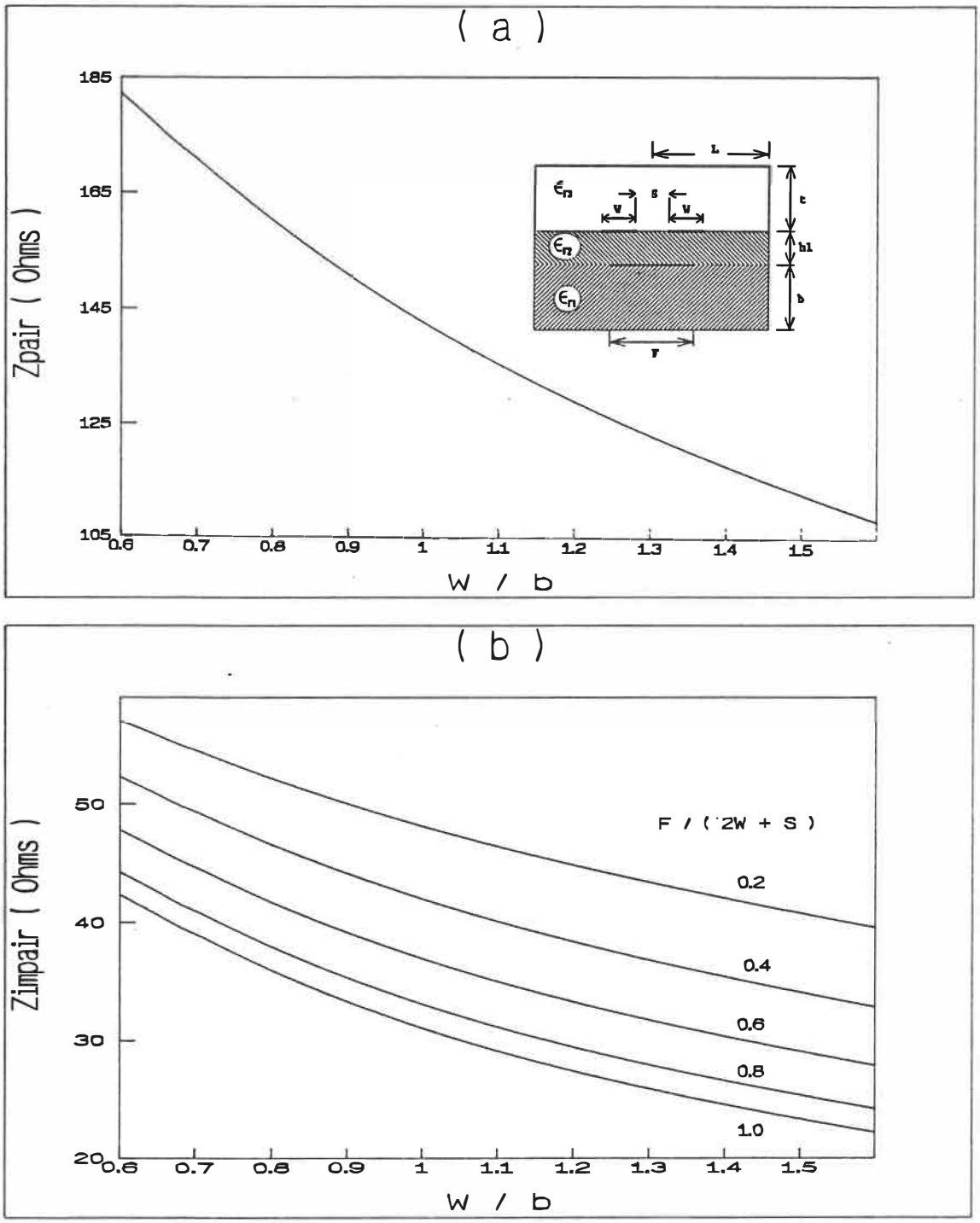


Figure 5.10 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon r1=\epsilon r2=2.2$, $\epsilon r3=1.0$, $h1/b=0.2$, $S/b=0.1$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$.
(a) Mode pair. (b) Mode impair.

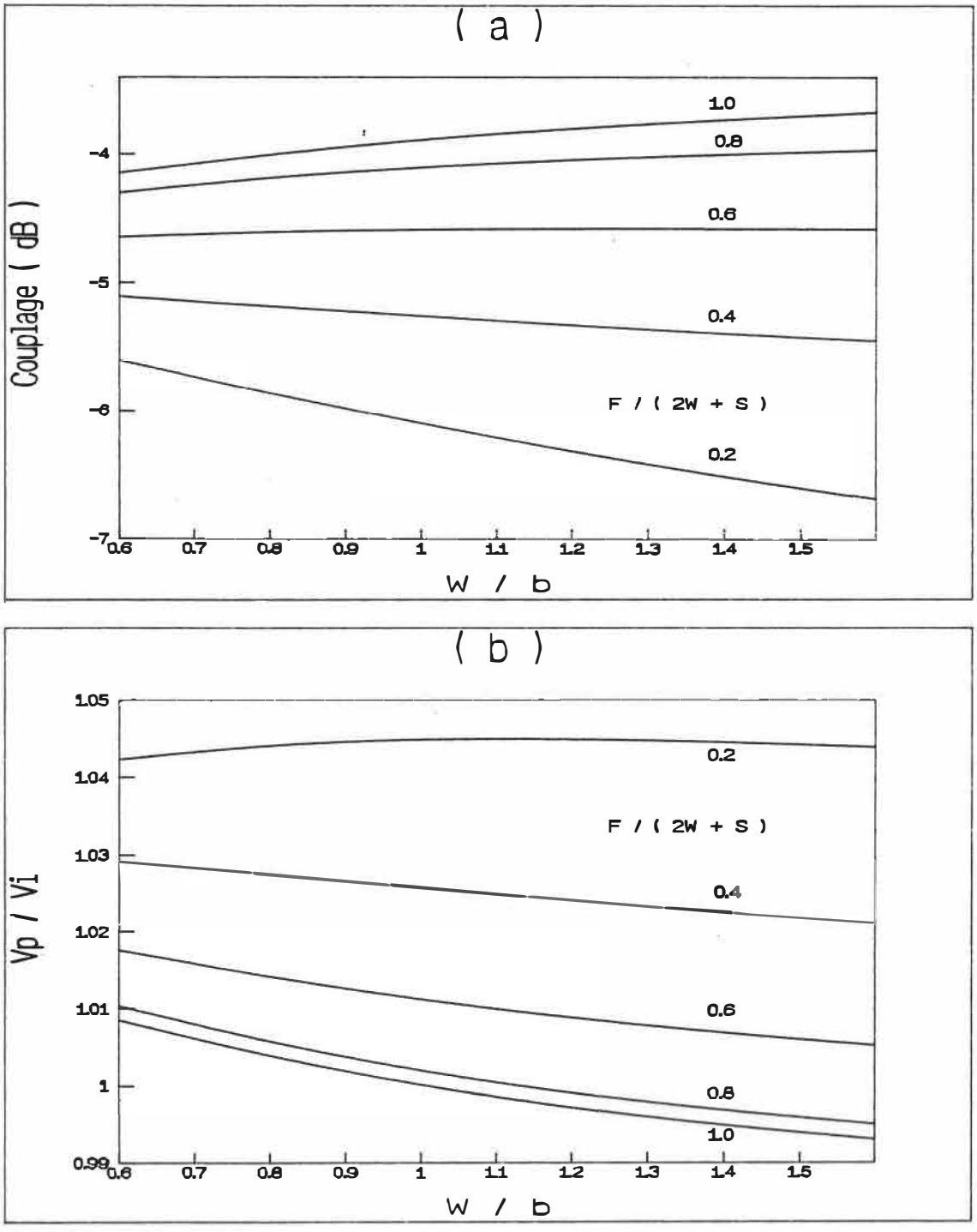


Figure 5.11 (a) Couplage et (b) Rapport des vitesses de phase en fonction de la largeur des lignes. (a) et (b) $\epsilon r1=\epsilon r2=2.2$, $\epsilon r3=1.0$, $h1/b=0.2$, $S/b=0.1$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$.

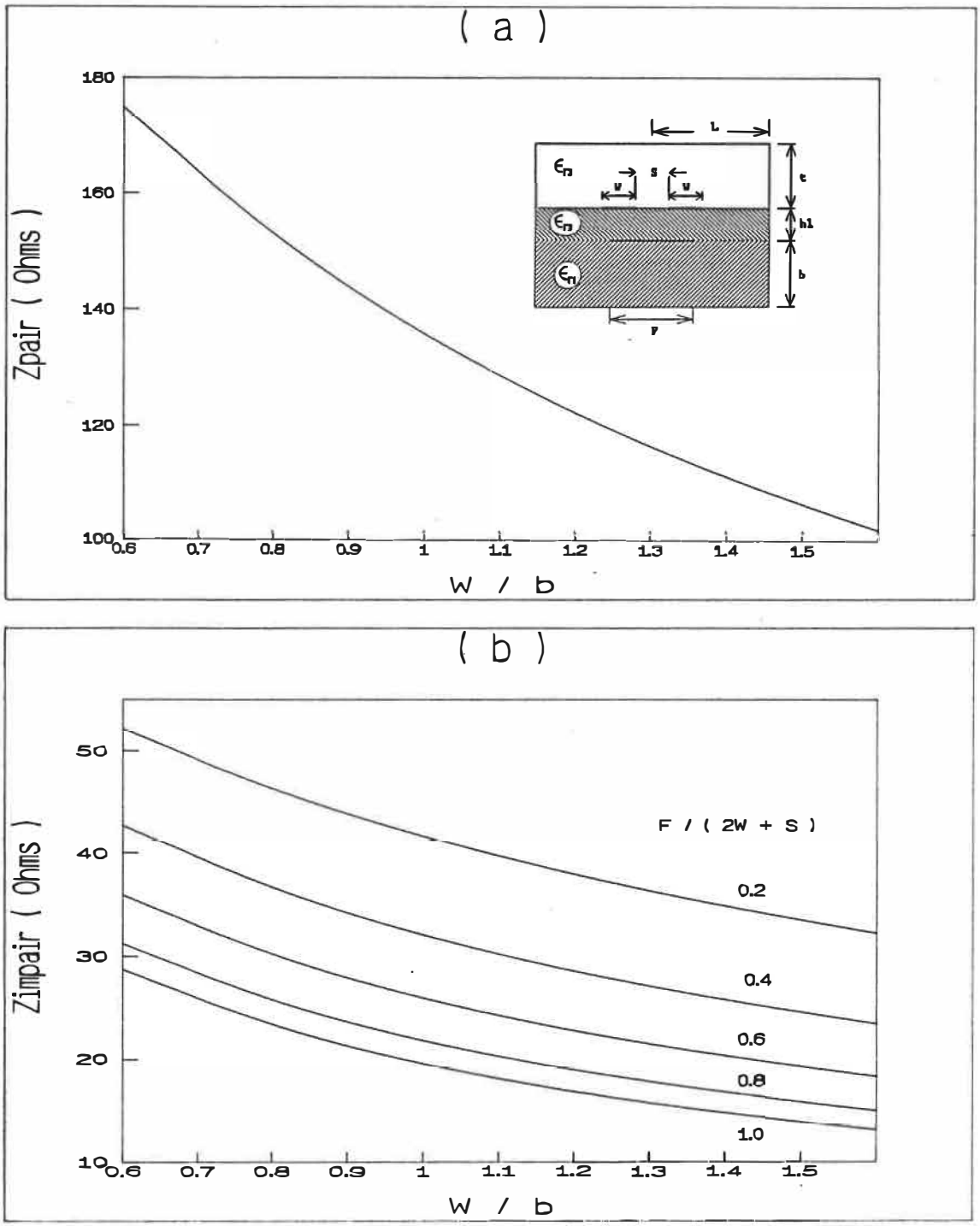


Figure 5.12 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon r1=\epsilon r2=2.2$, $\epsilon r3=1.0$, $h1/b=0.1$, $S/b=0.1$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$.
(a) Mode pair. (b) Mode impair.

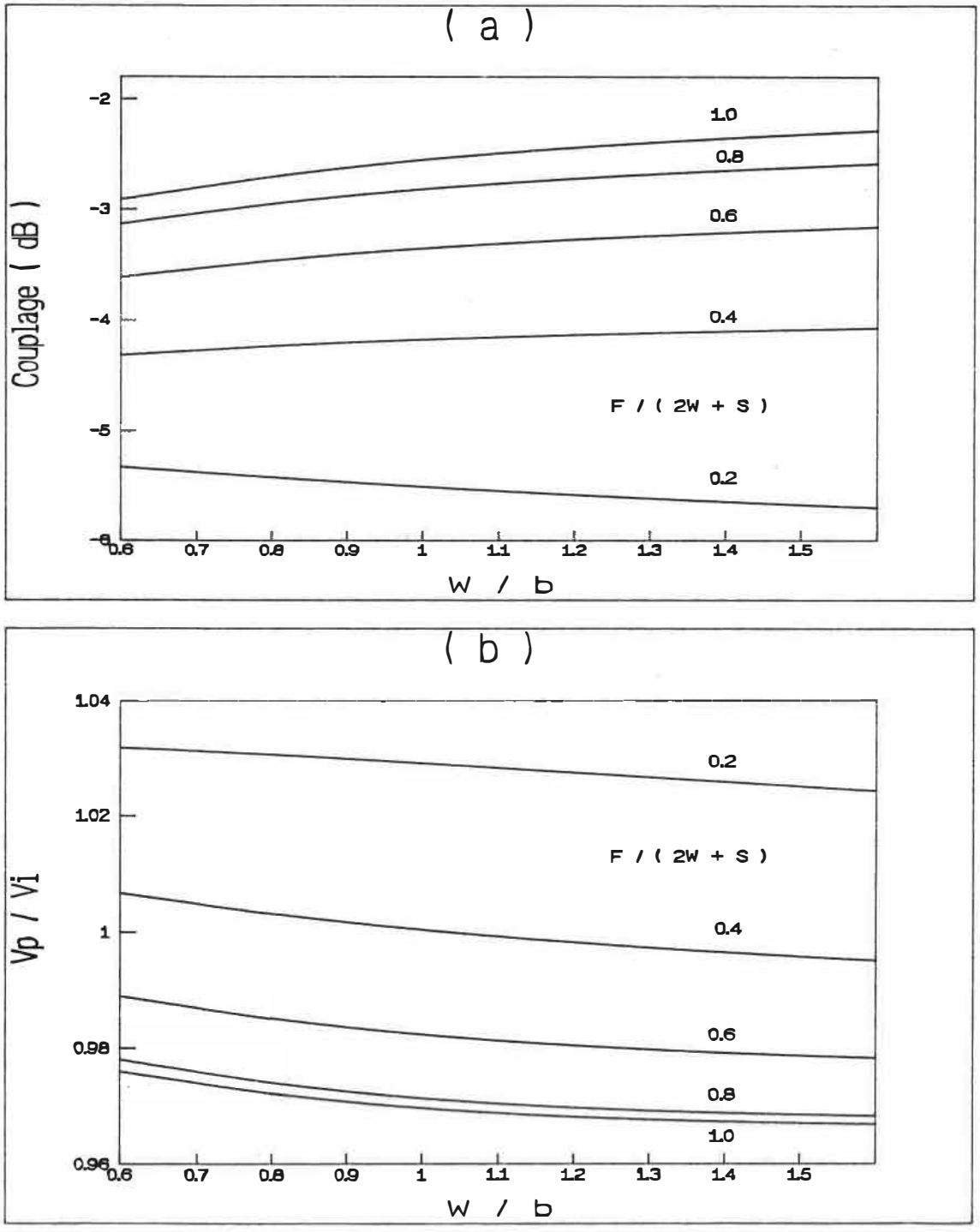


Figure 5.13 (a) Couplage et (b) Rapport des vitesses de phase en fonction de la largeur des lignes. (a) et (b) $\epsilon r1=\epsilon r2=2.2$, $\epsilon r3=1.0$, $h1/b=0.1$, $S/b=0.1$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$.

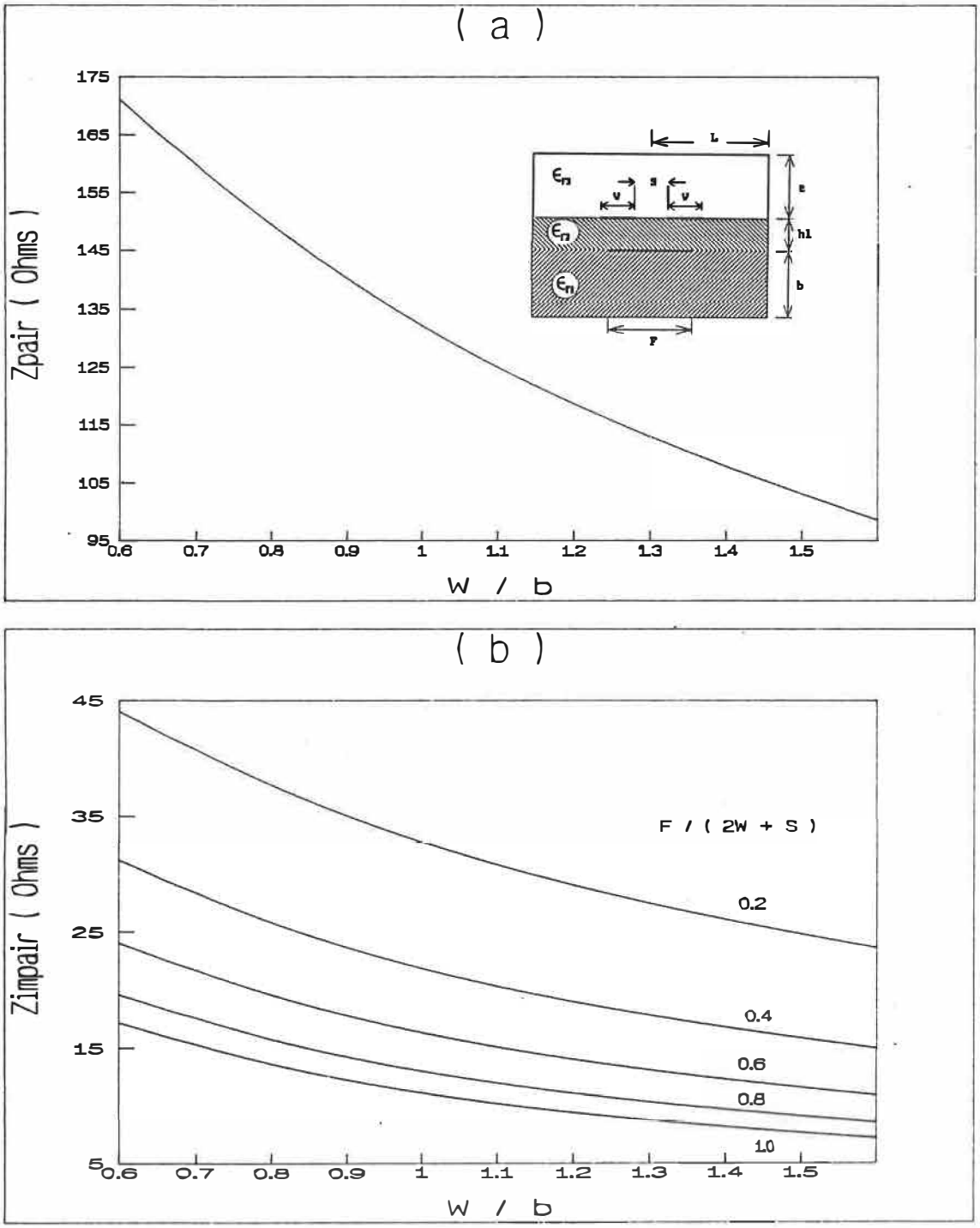


Figure 5.14 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon r1=\epsilon r2=2.2$, $\epsilon r3=1.0$, $h1/b=0.05$, $S/b=0.1$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$.
(a) Mode pair. (b) Mode impair.

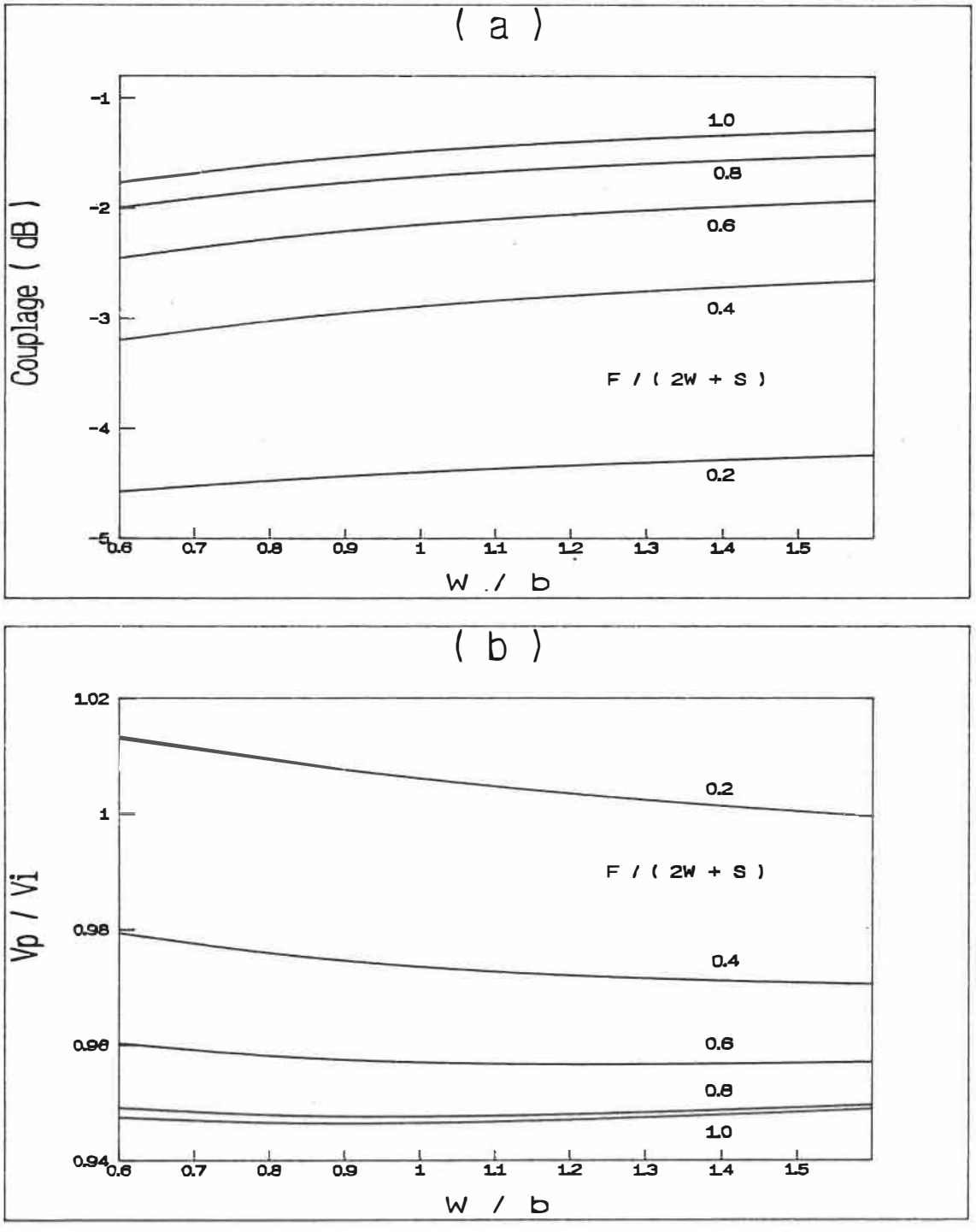


Figure 5.15 (a) Couplage et (b) Rapport des vitesses de phase en fonction de la largeur des lignes. (a) et (b) $\epsilon r1=\epsilon r2=2.2$, $\epsilon r3=1.0$, $h1/b=0.05$, $S/b=0.1$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$.

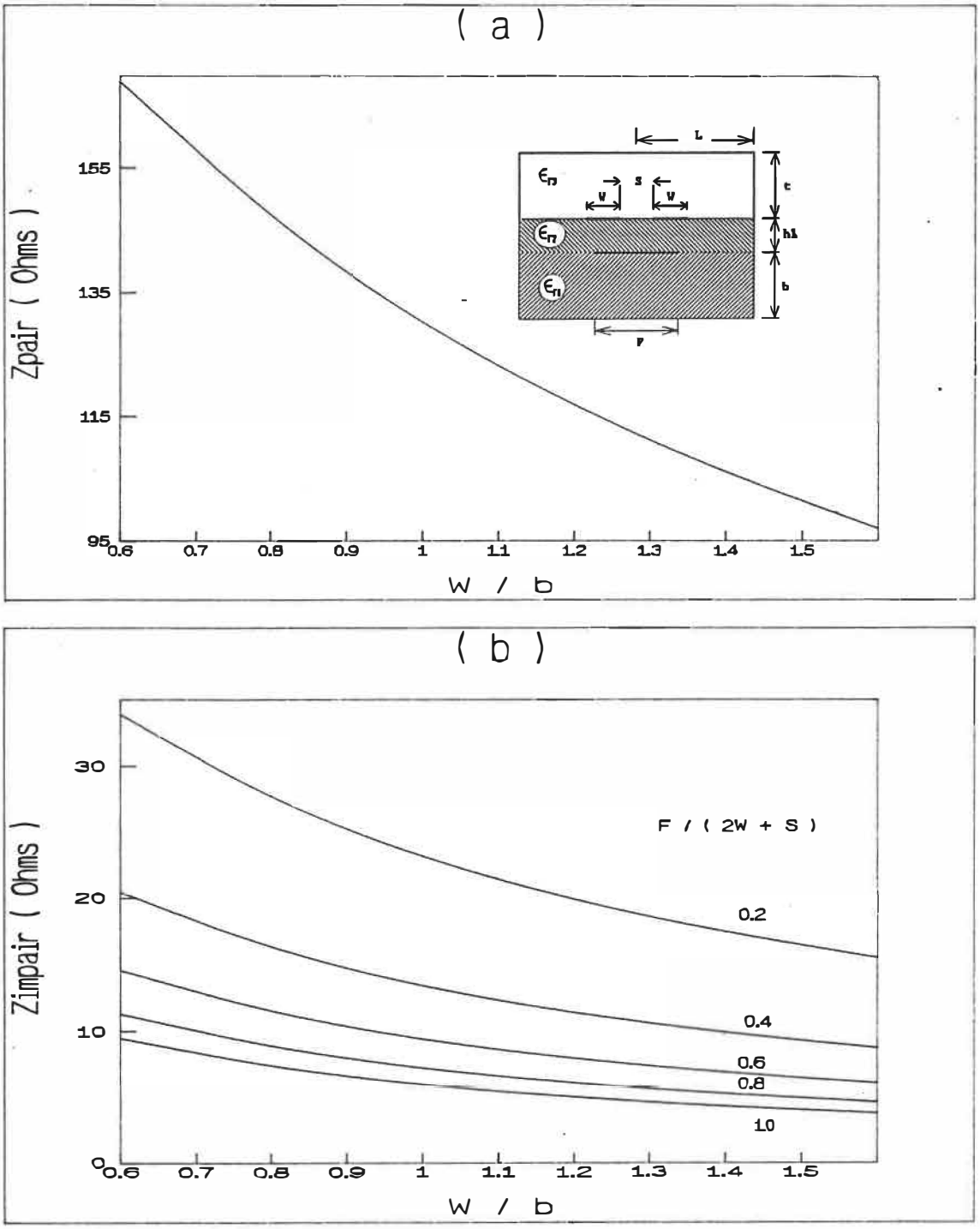


Figure 5.16 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon r1=\epsilon r2=2.2$, $\epsilon r3=1.0$, $h1/b=0.025$, $S/b=0.1$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$.
(a) Mode pair. (b) Mode impair.

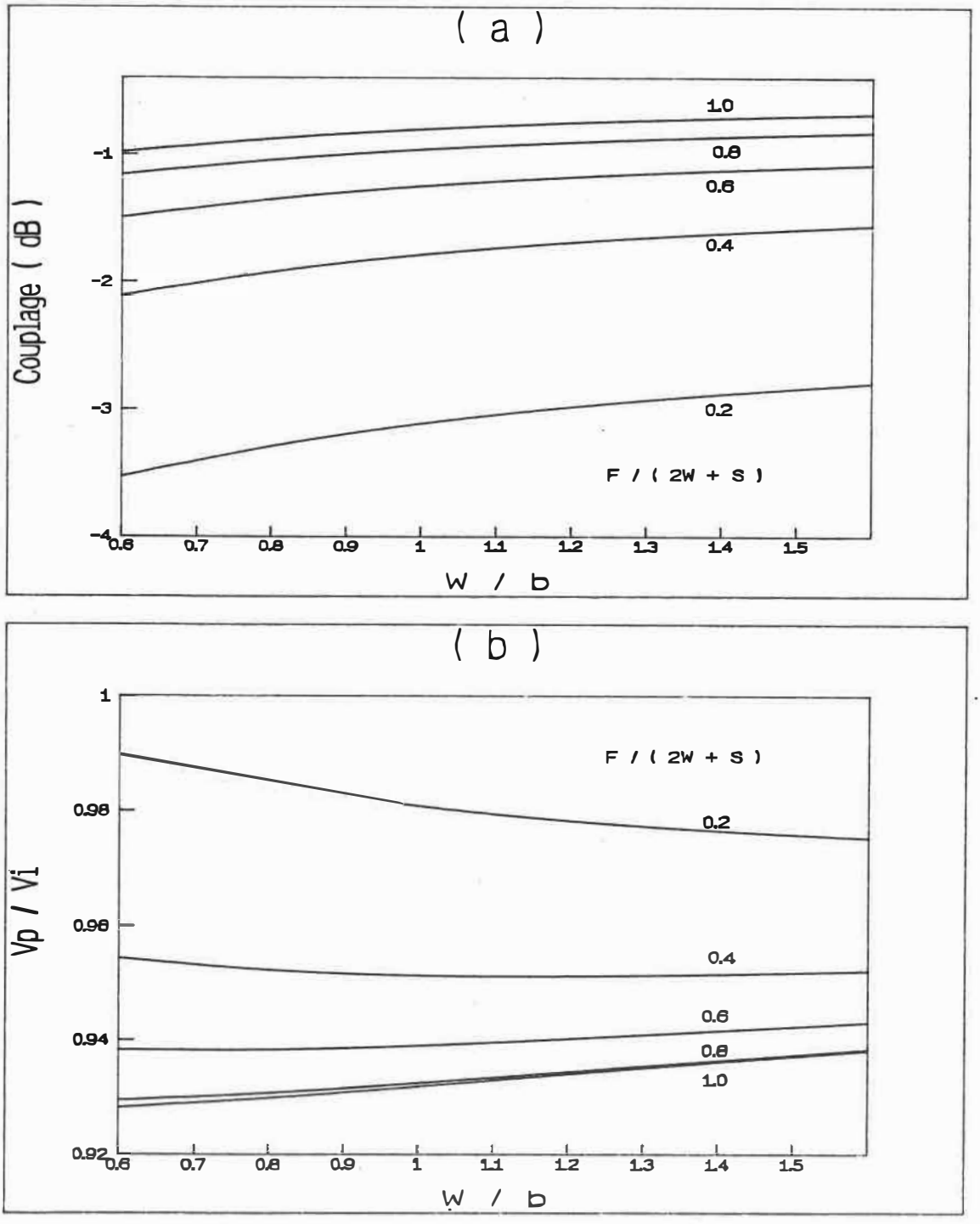


Figure 5.17 (a) Couplage et (b) Rapport des vitesses de phase en fonction de la largeur des lignes. (a) et (b) $\epsilon r1=\epsilon r2=2.2$, $\epsilon r3=1.0$, $h1/b=0.025$, $S/b=0.1$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$.

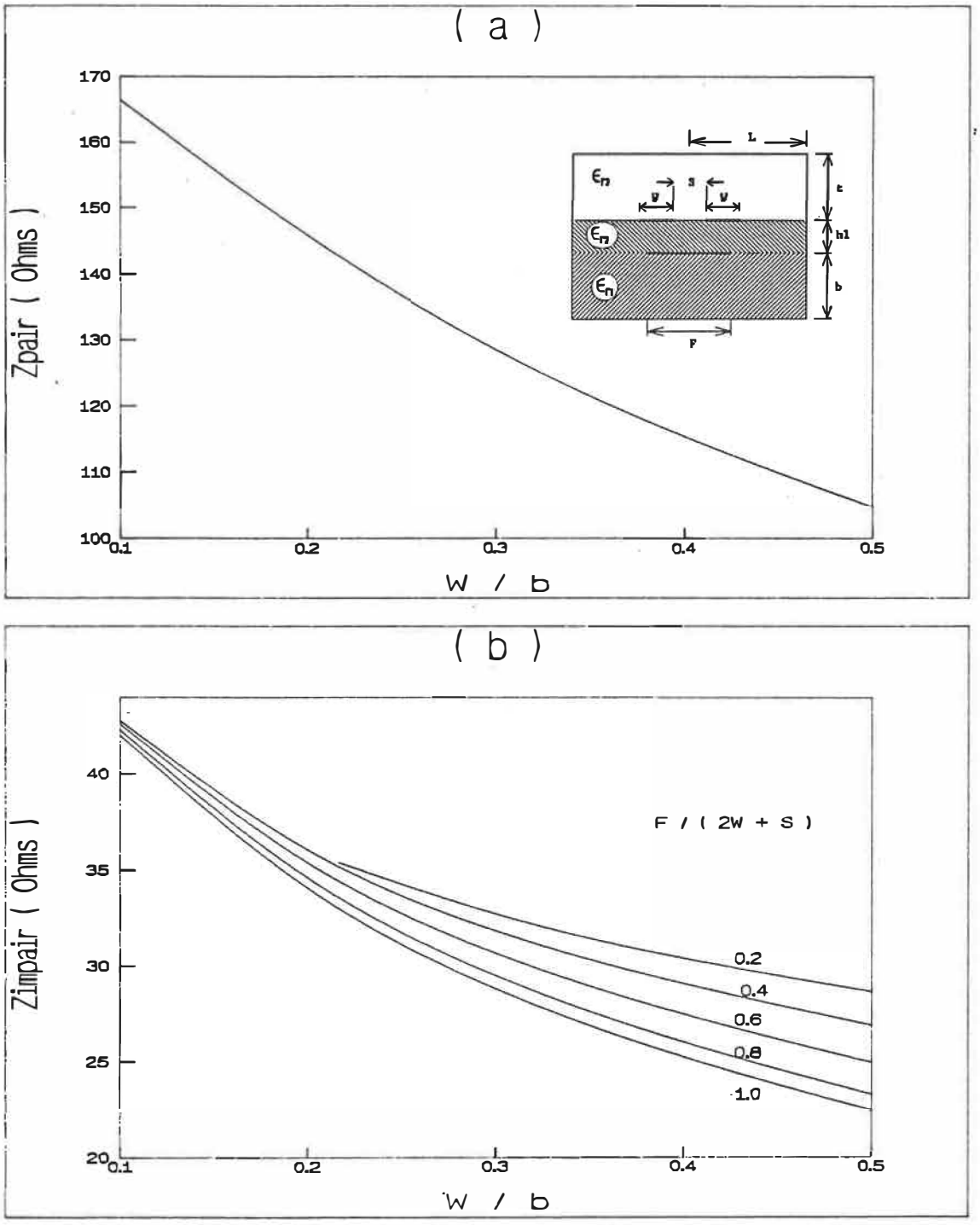


Figure 5.18 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon r1=\epsilon r2=9.8$, $\epsilon r3=1.0$, $h1/b=0.2$, $S/b=0.05$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$.
(a) Mode pair. (b) Mode impair.

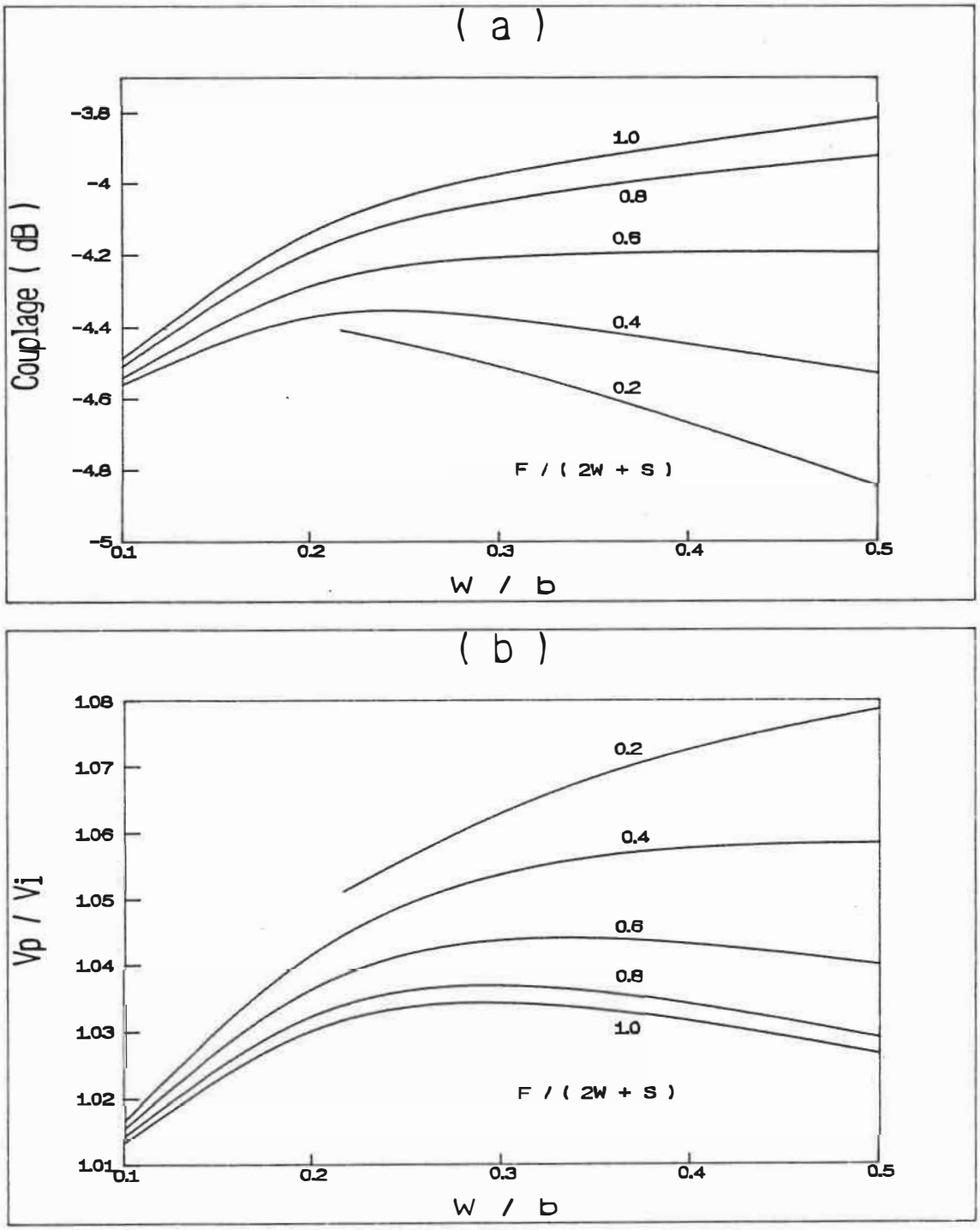


Figure 5.19 (a) Couplage et (b) Rapport des vitesses de phase en fonction de la largeur des lignes. (a) et (b) $\epsilon r1=\epsilon r2=9.8$, $\epsilon r3=1.0$, $h1/b=0.2$, $S/b=0.05$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$.

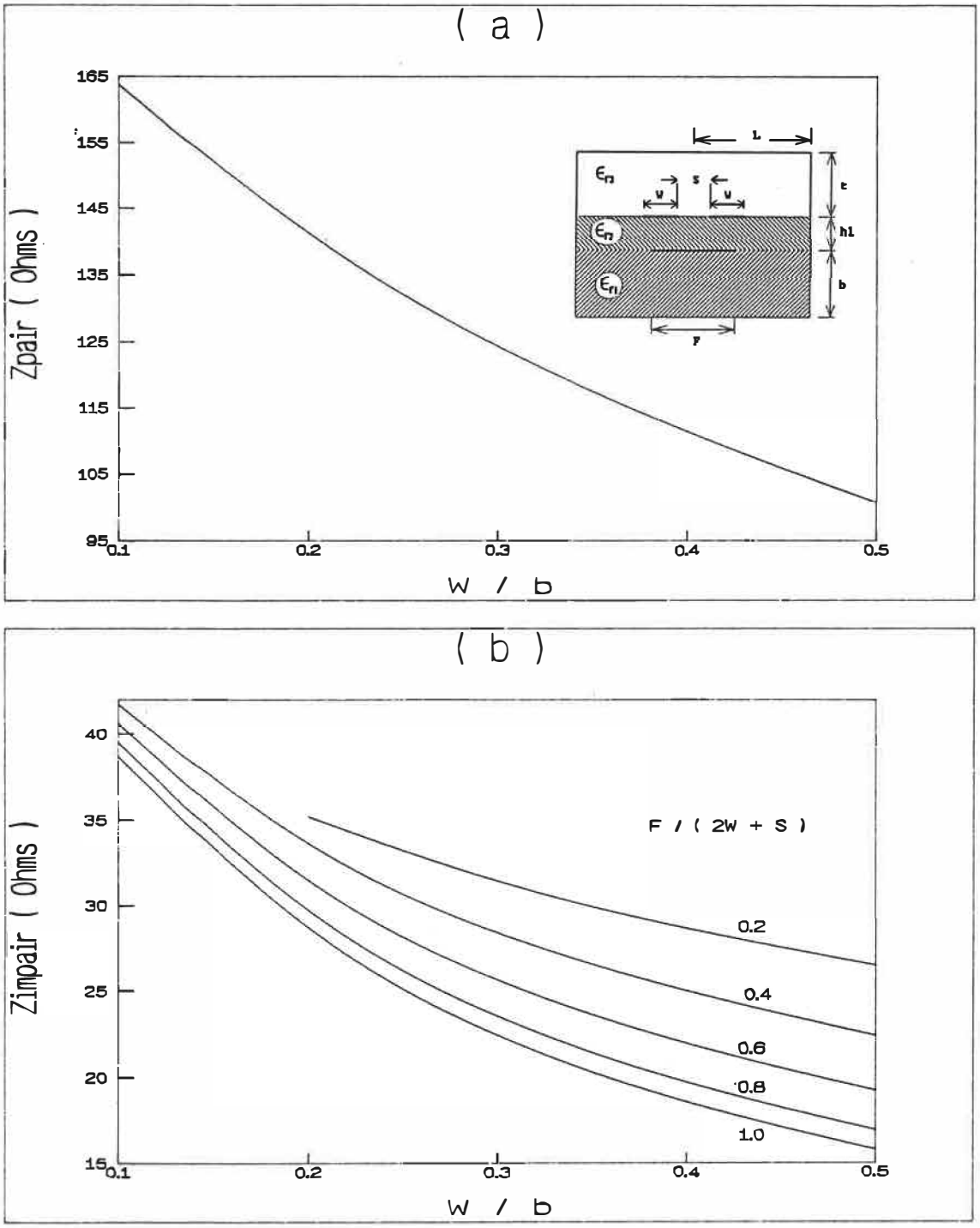


Figure 5.20 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon r1=\epsilon r2=9.8$, $\epsilon r3=1.0$, $h1/b=0.1$, $S/b=0.05$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$.
(a) Mode pair. (b) Mode impair.

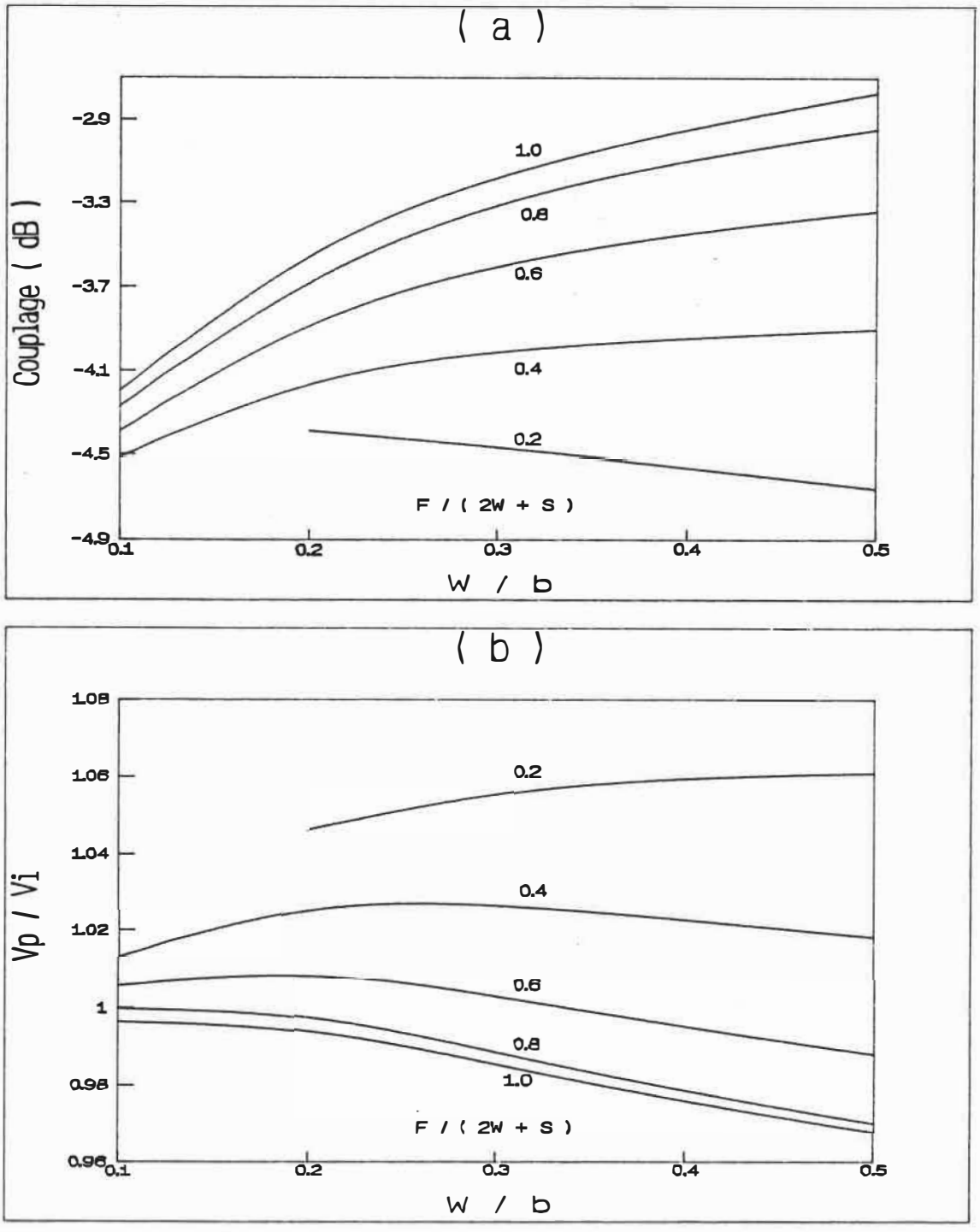


Figure 5.21 (a) Couplage et (b) Rapport des vitesses de phase en fonction de la largeur des lignes. (a) et (b) $\epsilon r1=\epsilon r2=9.8$, $\epsilon r3=1.0$, h1/b=0.1, S/b=0.05, t/(b+h1)=10.0, L/(W+S/2)=15.0.

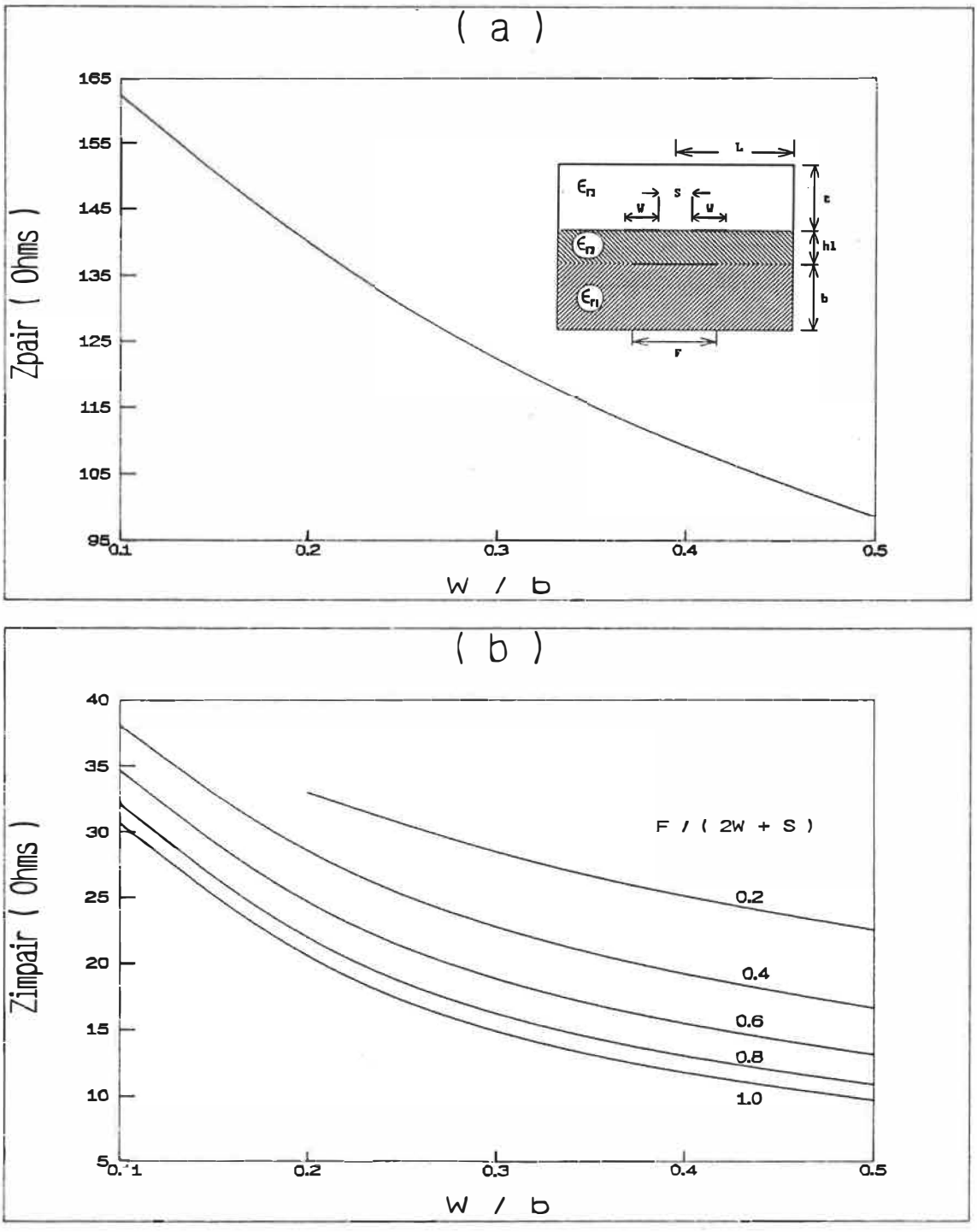


Figure 5.22 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon r1=\epsilon r2=9.8$, $\epsilon r3=1.0$, $h1/b=0.05$, $S/b=0.05$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$.
(a) Mode pair. (b) Mode impair.

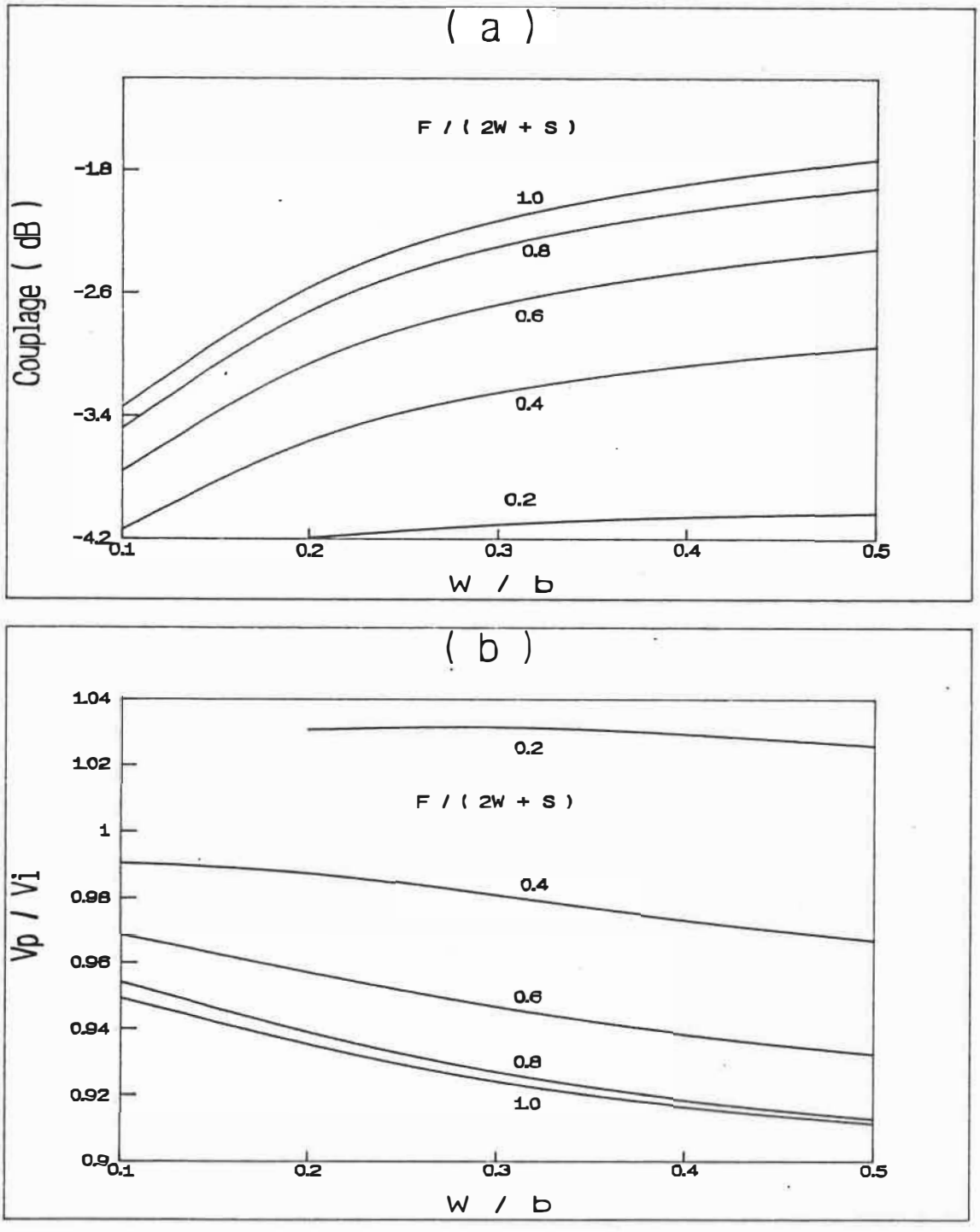


Figure 5.23 (a) Couplage et (b) Rapport des vitesses de phase en fonction de la largeur des lignes. (a) et (b) $\epsilon r1=\epsilon r2=9.8$, $\epsilon r3=1.0$, $h1/b=0.05$, $S/b=0.05$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$.

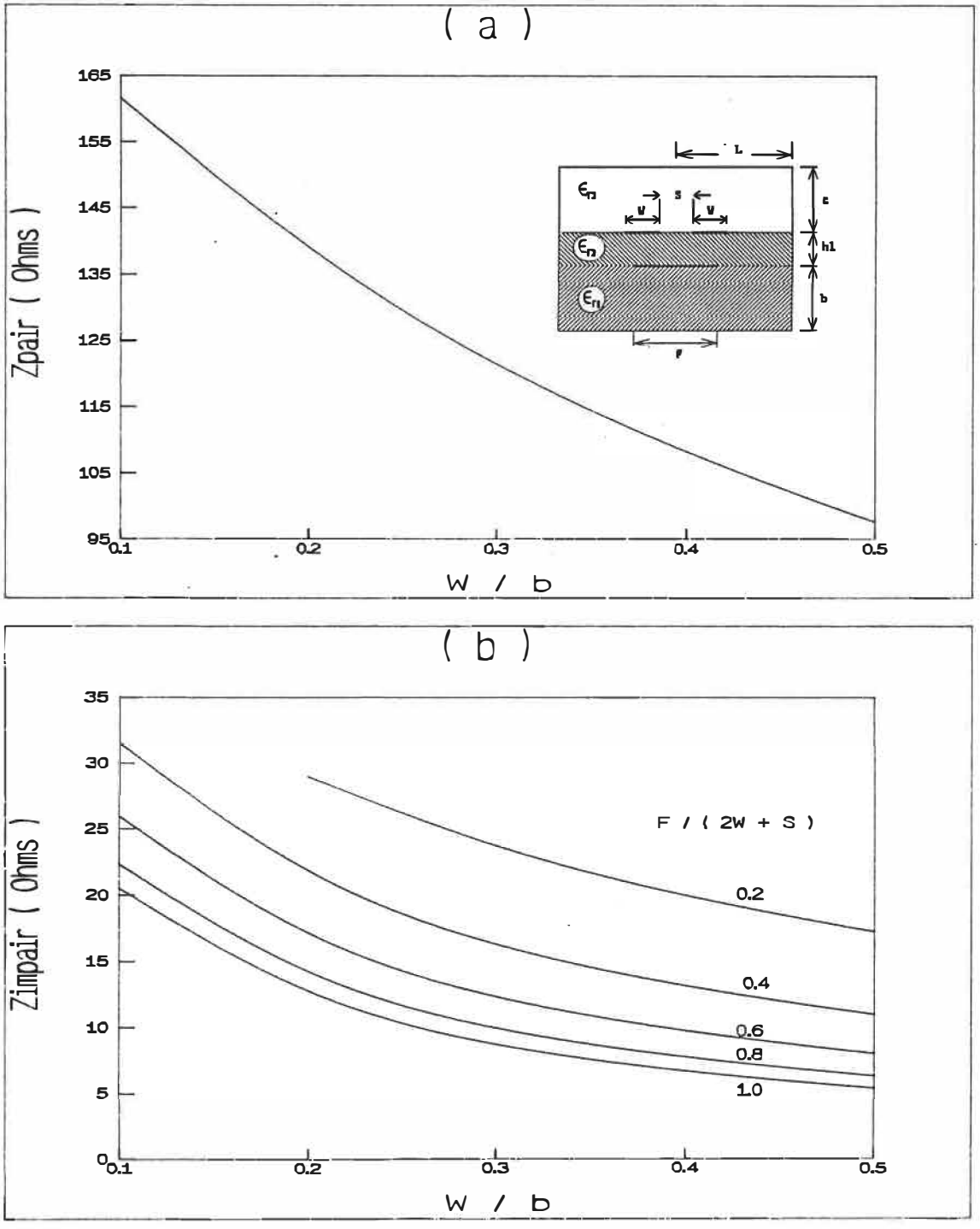


Figure 5.24 Impédance caractéristique en fonction de la largeur des lignes. $\epsilon r1=\epsilon r2=9.8$, $\epsilon r3=1.0$, $h1/b=0.025$, $S/b=0.05$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$.
(a) Mode pair. (b) Mode impair.

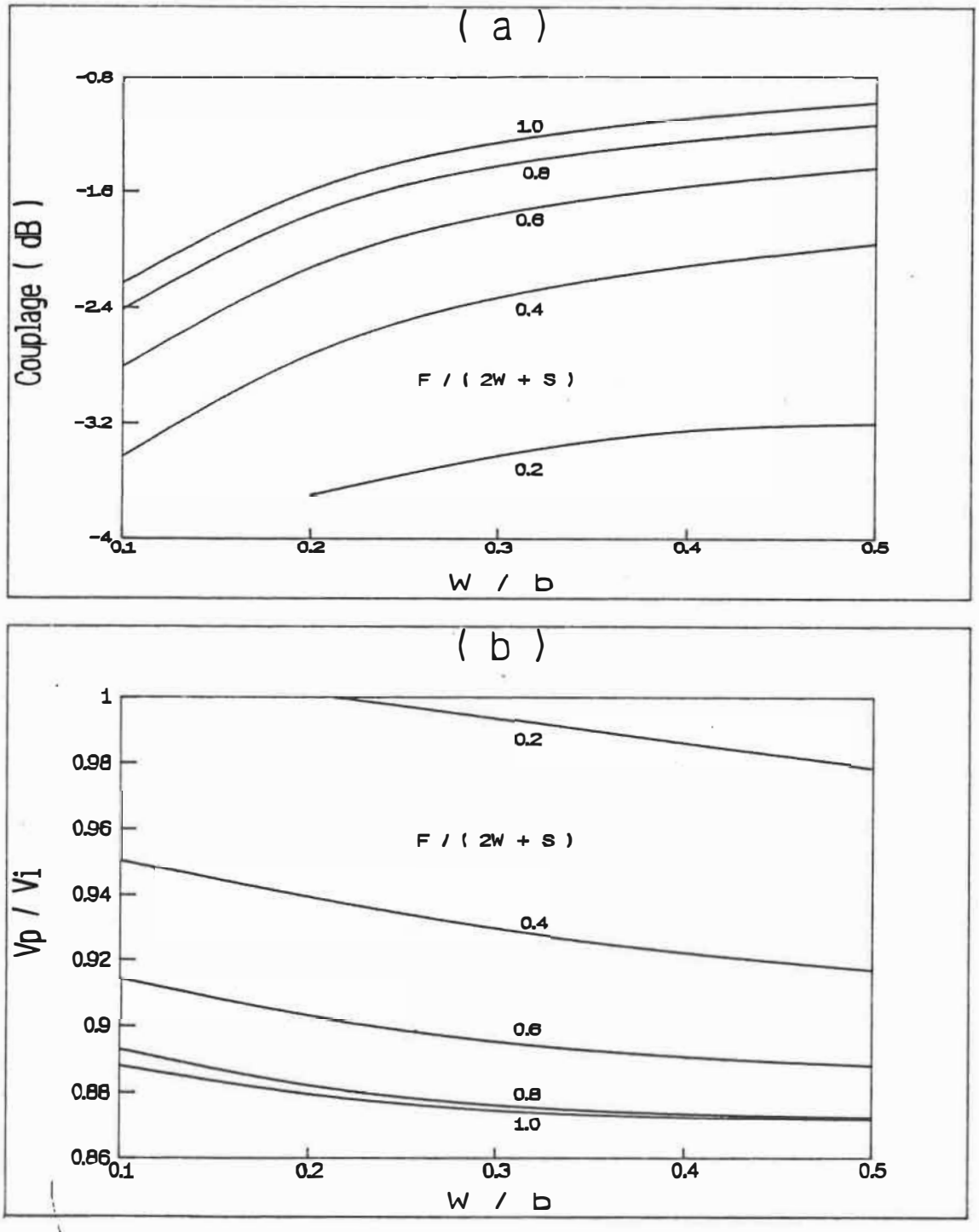


Figure 5.25 (a) Couplage et (b) Rapport des vitesses de phase en fonction de la largeur des lignes. (a) et (b) $\epsilon r1=\epsilon r2=9.8$, $\epsilon r3=1.0$, $h1/b=0.025$, $S/b=0.05$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$.

clair que le couplage augmente rapidement avec la baisse de h1/b. Des facteurs de couplage très élevés sont atteints en utilisant ce type de structure. En effet, à F/(2W+S)=1.0 et h1/b=0.025, le couplage est maximum. Sa valeur est de -0.7 dB et -0.96 dB pour $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=2.2$ et 9.8 respectivement. De plus, il est possible, pour des largeurs données du conducteur au potentiel flottant, d'égaliser les vitesses de phase des modes pair et impair.

5.2.2 Coupleurs MMCF

La coupe transversale d'un coupleur MMCF est présentée à la figure 5.26. La configuration de ce coupleur consiste à suspendre le substrat supportant les deux lignes couplées et le conducteur au potentiel flottant et à ajouter une lame diélectrique sur le plan de masse inférieur du boîtier. Le but est d'égaliser les vitesses de phase des modes pair et impair pour permettre l'obtention d'une bonne directivité ainsi q'un facteur de couplage très élevé. Nous nous sommes limité à l'étude d'une seule structure, ayant des permittivités relatives de $\epsilon_{r1}=9.8$ et $\epsilon_{r3}=2.2$. La largeur F du conducteur au potentiel flottant est maintenue égale à 2W+S. Nous illustrons à travers les courbes de design, présentées aux figures 5.27 à 5.32, le processus d'égalisation des vitesses de phase pair et impair. Ce

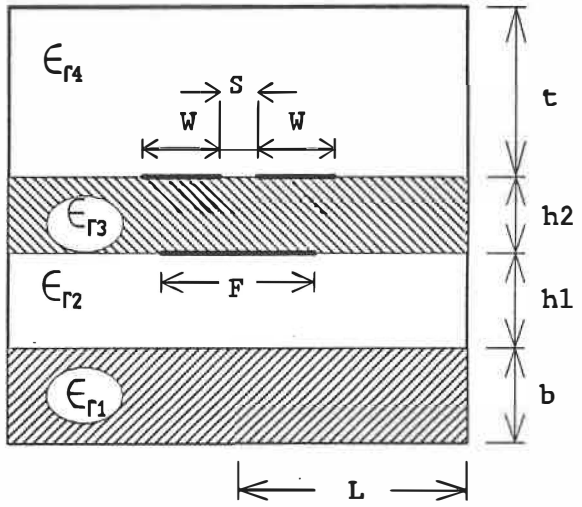


Figure 5.26 Coupe transversale d'un coupleur microruban multidiélectrique à conducteur au potentiel flottant (MMCF).

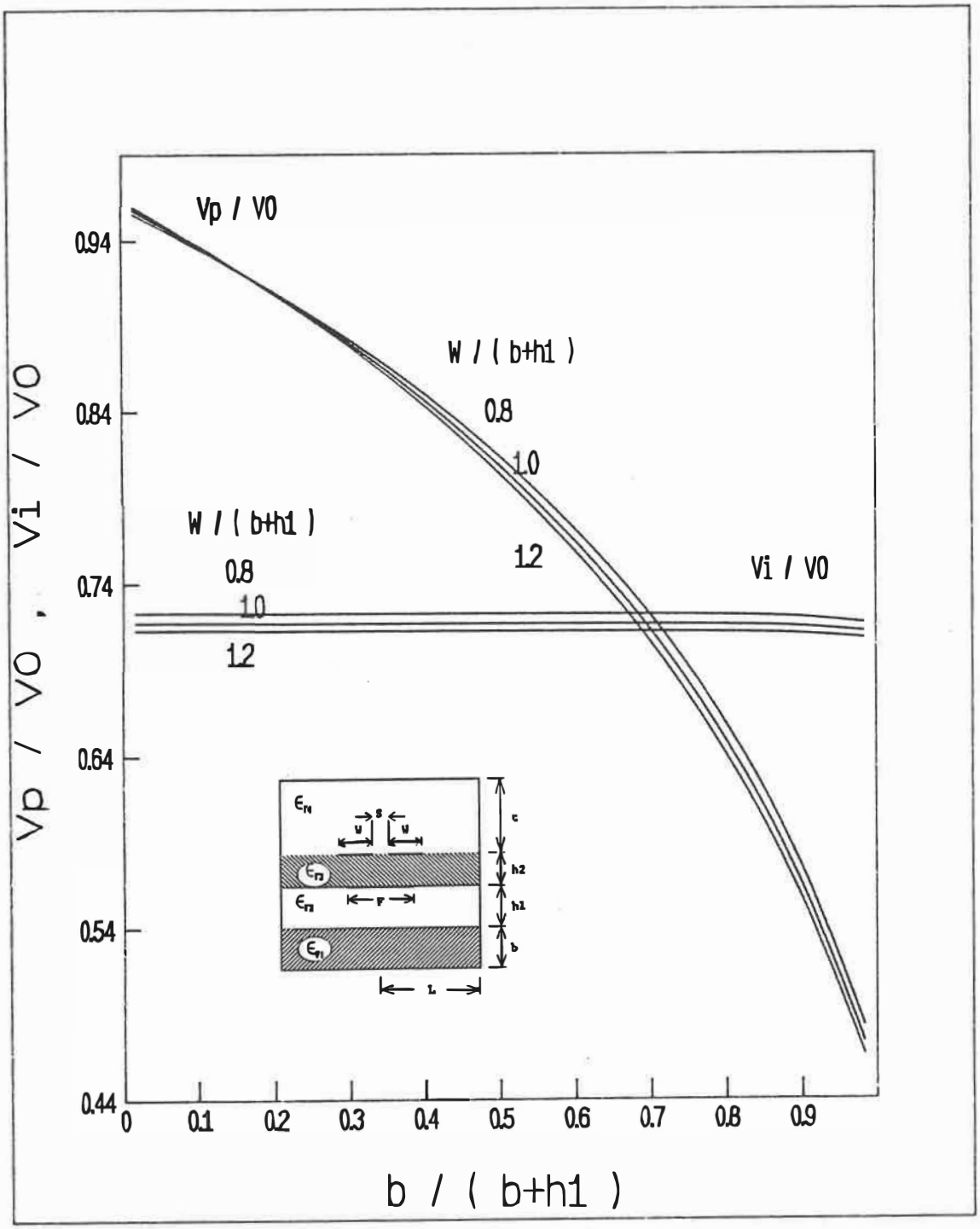


Figure 5.27 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur les vitesses de phase normalisées. $\epsilon_{r1}=9.8$, $\epsilon_{r2}=\epsilon_{r4}=1.0$, $\epsilon_{r3}=2.2$, $h2/(b+h1)=0.1$, $S/(b+h1)=0.1$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$, $F/(2W+S)=1.0$.

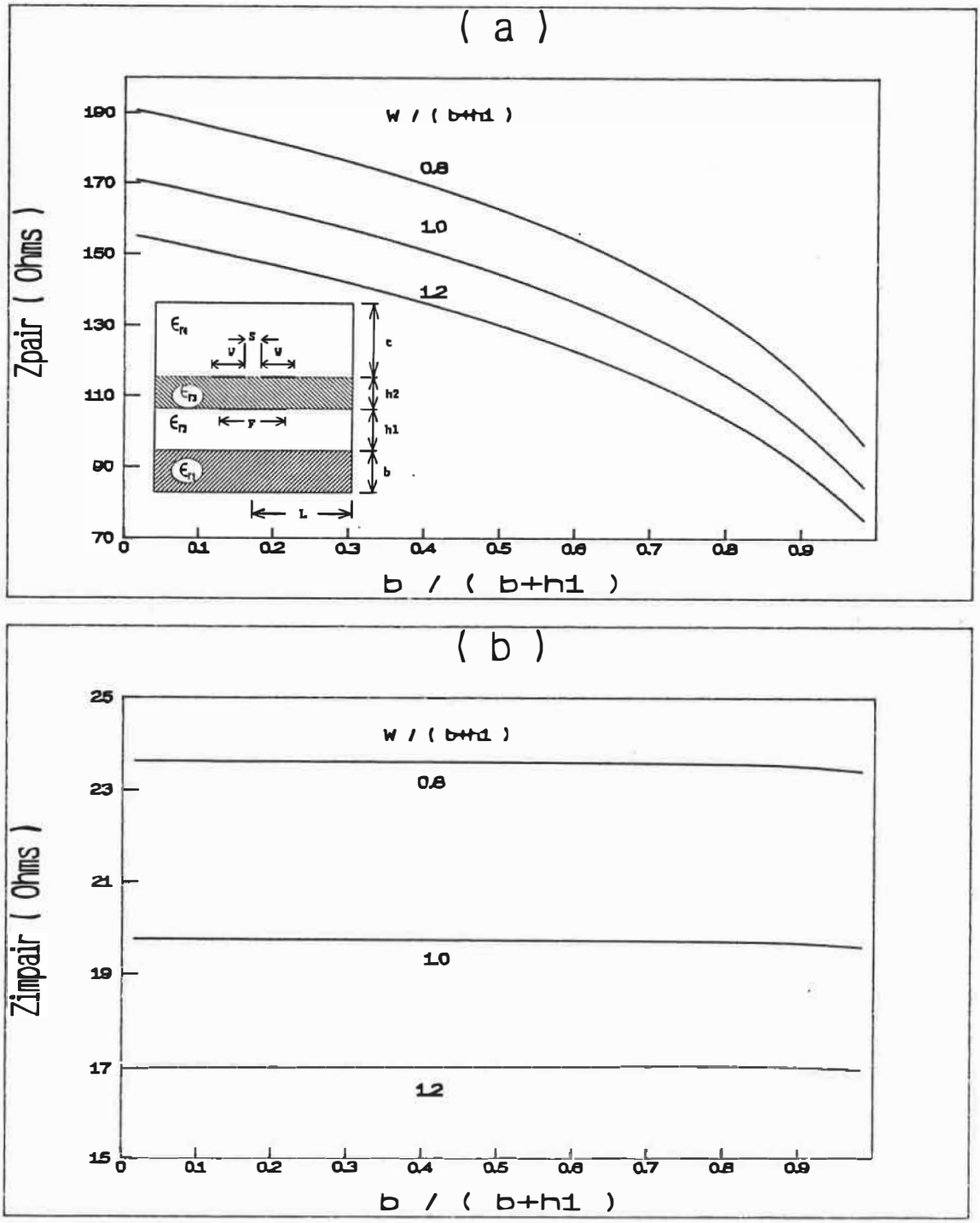


Figure 5.28 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur l'impédance caractéristique. $\epsilon_{r1}=9.8$, $\epsilon_{r2}=\epsilon_{r4}=1.0$, $\epsilon_{r3}=2.2$, $h2/(b+h1)=0.1$, $S/(b+h1)=0.1$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$, $F/(2W+S)=1.0$. (a) Mode pair. (b) Mode impair.

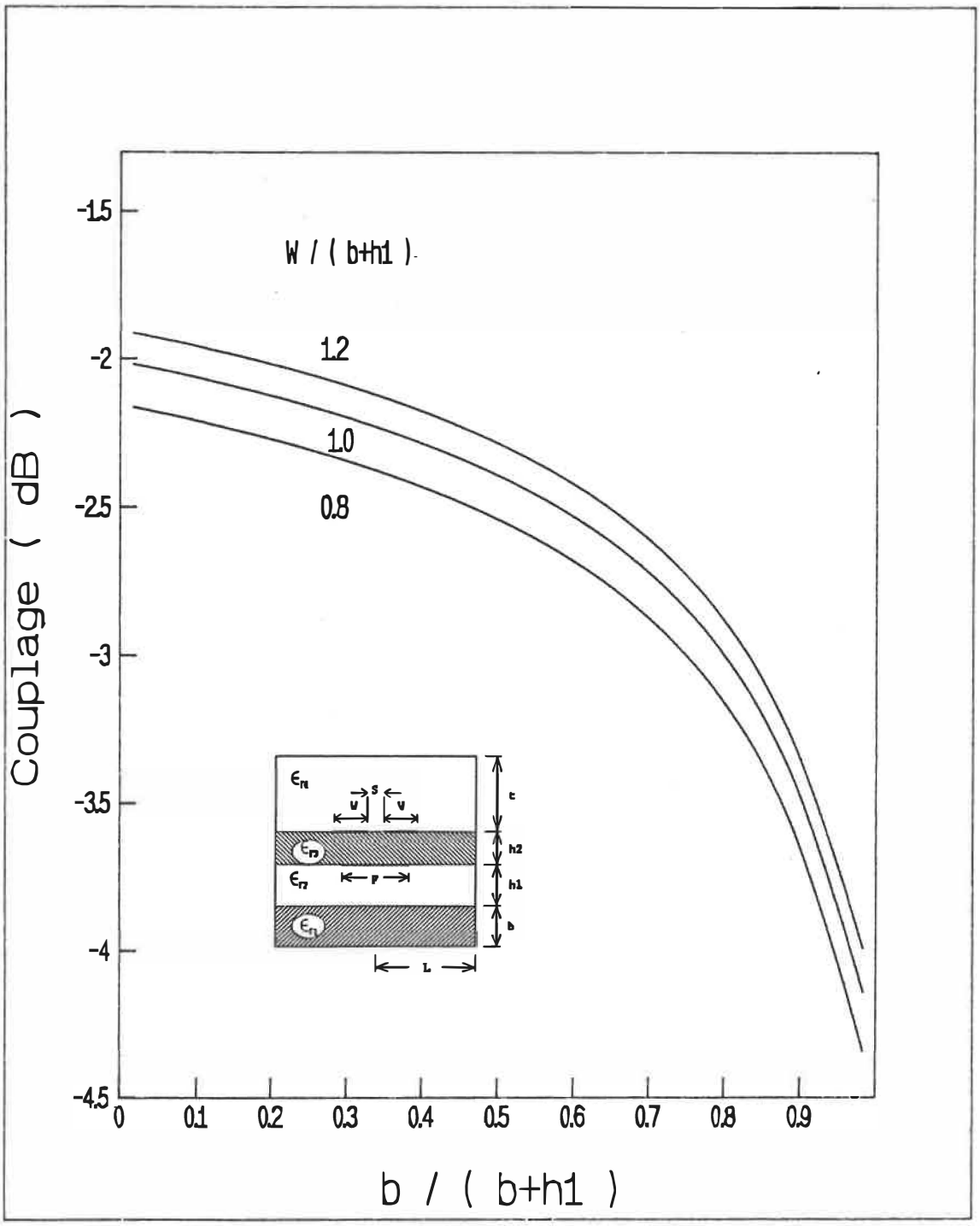


Figure 5.29 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur le couplage. $\epsilon r1=9.8$, $\epsilon r2=\epsilon r4=1.0$, $\epsilon r3=2.2$, $h2/(b+h1)=0.1$, $S/(b+h1)=0.1$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$, $F/(2W+S)=1.0$.

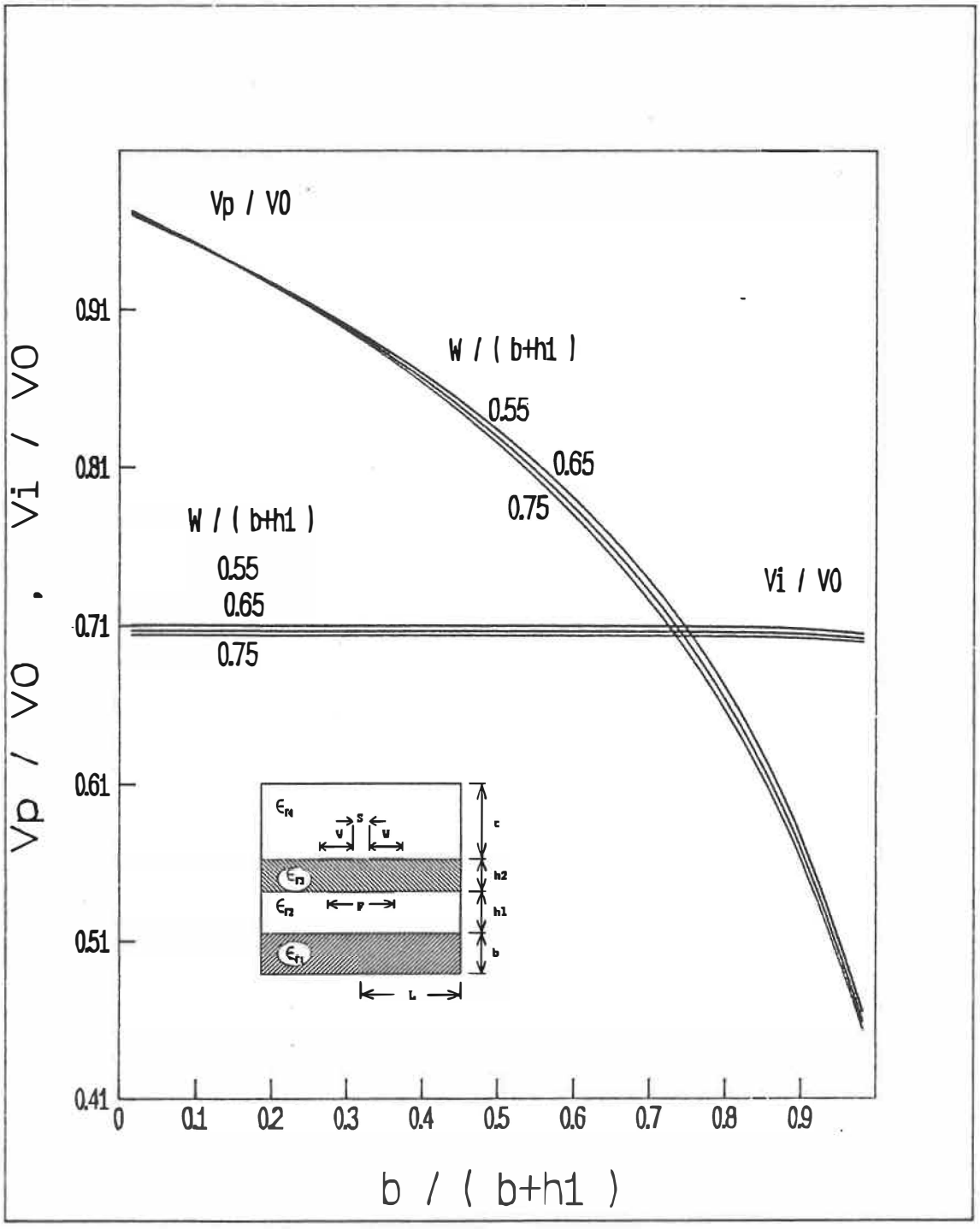


Figure 5.30 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur les vitesses de phase normalisées. $\epsilon_{r1}=9.8$, $\epsilon_{r2}=\epsilon_{r4}=1.0$, $\epsilon_{r3}=2.2$, $h2/(b+h1)=0.05$, $S/(b+h1)=0.1$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$, $F/(2W+S)=1.0$.

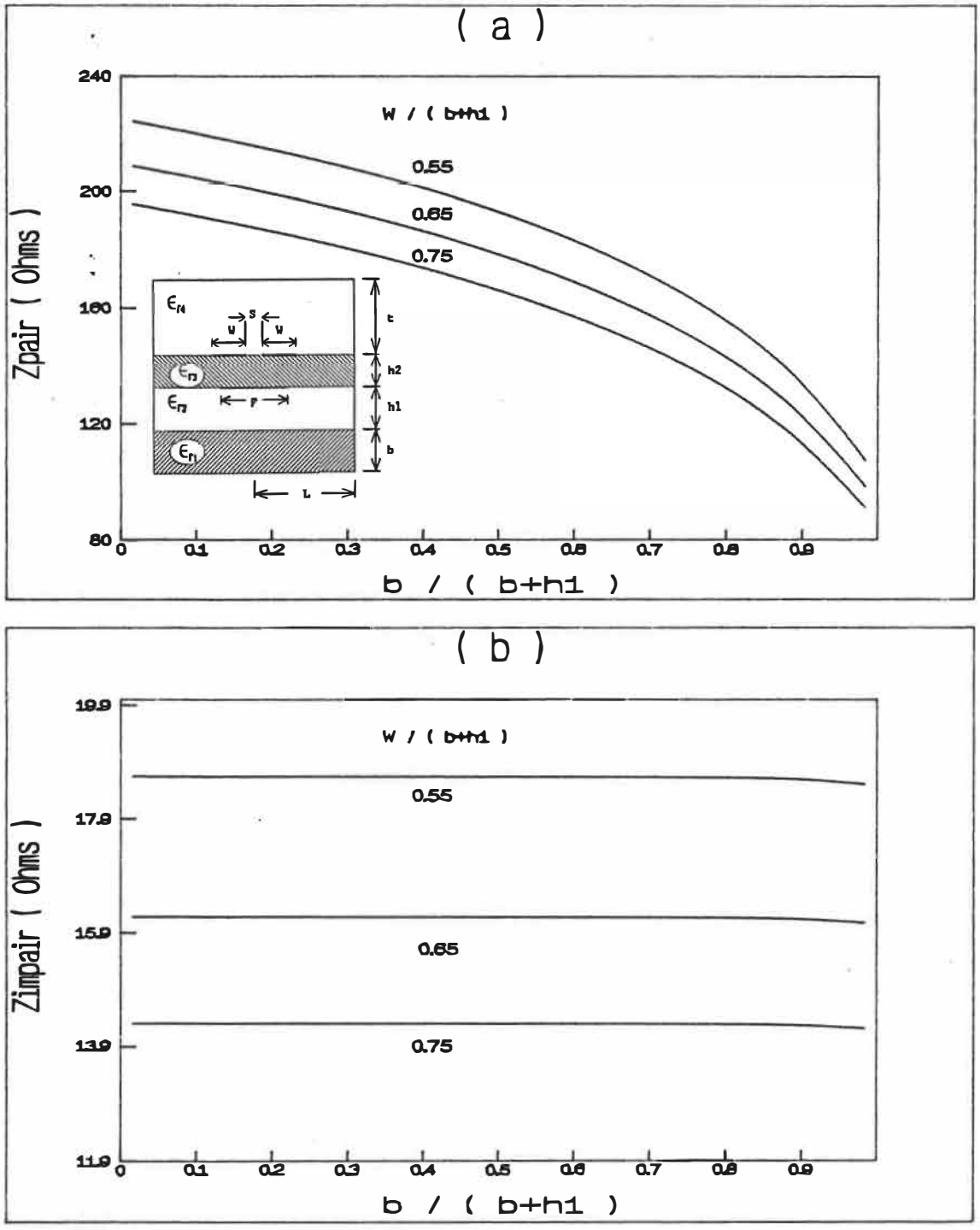


Figure 5.31 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur l'impédance caractéristique. $\epsilon r1=9.8$, $\epsilon r2=\epsilon r4=1.0$, $\epsilon r3=2.2$, $h2/(b+h1)=0.05$, $S/(b+h1)=0.1$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$, $F/(2W+S)=1.0$. (a) Mode pair. (b) Mode impair.

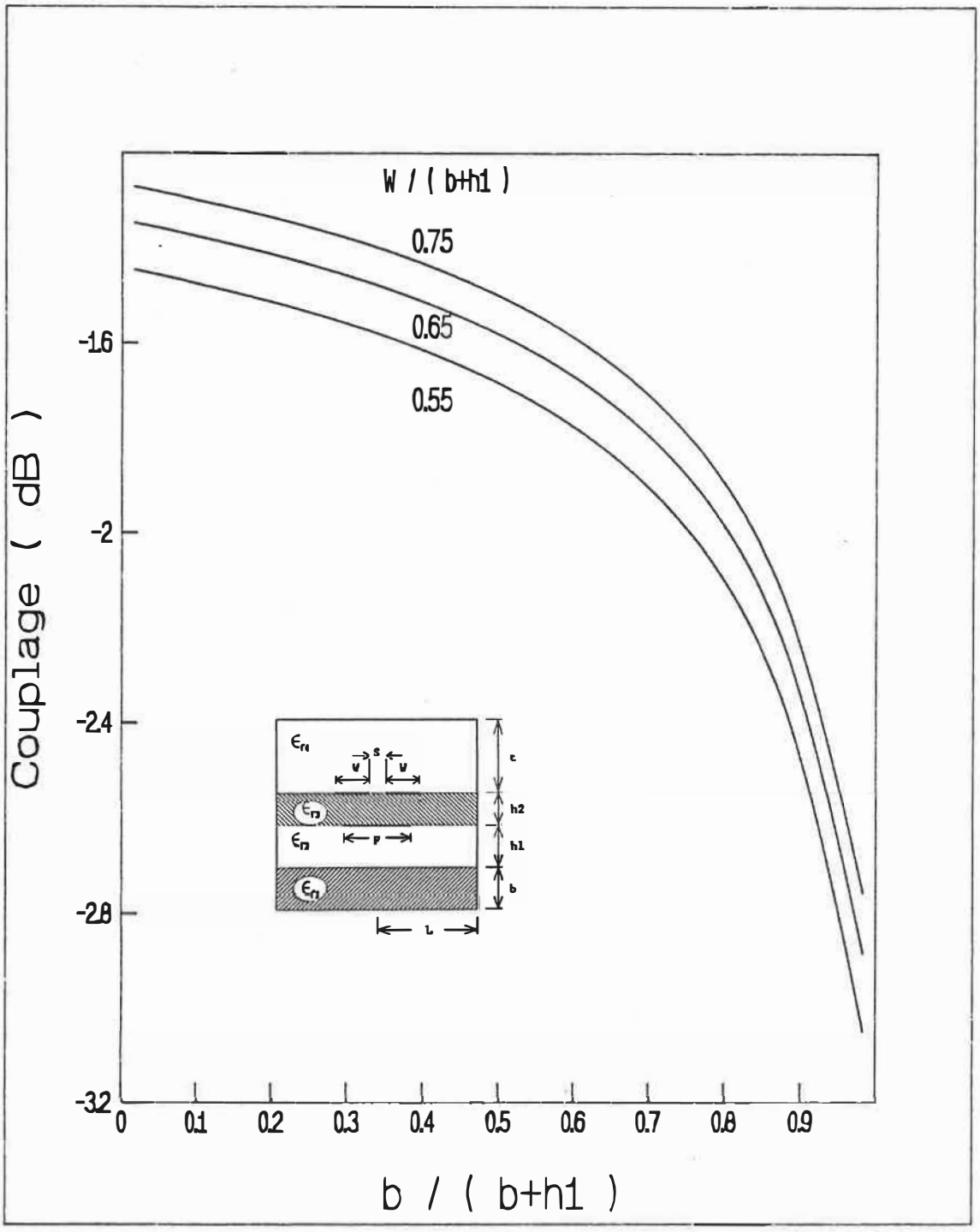


Figure 5.32 Effet de l'épaisseur de la couche diélectrique inférieure sur le couplage. $\epsilon r1=9.8$, $\epsilon r2=\epsilon r4=1.0$, $\epsilon r3=2.2$, $h2/(b+h1)=0.05$, $S/(b+h1)=0.1$, $t/(b+h1)=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$, $F/(2W+S)=1.0$.

processus consiste à faire varier l'épaisseur b de la lame diélectrique déposée au fond de la structure. Deux valeurs différentes de l'épaisseur normalisée du substrat suspendu h2/(b+h1) sont considérées, soit 0.1 et 0.05. Les variations d'impédance des deux modes pair et impair ainsi que le facteur de couplage sont aussi présentés dans les courbes. Il est clair que l'usage de cette structure permet de réaliser des coupleurs à facteurs de couplage très élevés et ayant des vitesses de phase égales pour les modes pair et impair.

5.2.3 Effet de l'espacement interligne sur les caractéristiques des coupleurs MCF

Nous avons examiné l'effet de la variation de l'espacement S entre les deux lignes couplées sur les caractéristiques des coupleurs MCF. L'étude a été effectuée pour deux valeurs de ϵ_{r2}, soit 2.2 et 9.8. Pour ϵ_{r2}=2.2, la figure 5.33 illustre la variation des impédances, en mode pair et impair, en fonction de l'espacement normalisé S/h1 et ceci pour deux valeurs différentes de F/(2W+S), soit 0.5 et 1.0. La largeur normalisée des lignes couplées W/h1 est fixée à 11.0 pour ce cas. La variation de l'impédance du mode pair en fonction de S/h1 est similaire à celle d'un coupleur microruban conventionnel (où F/(2W+S)=0.0), et

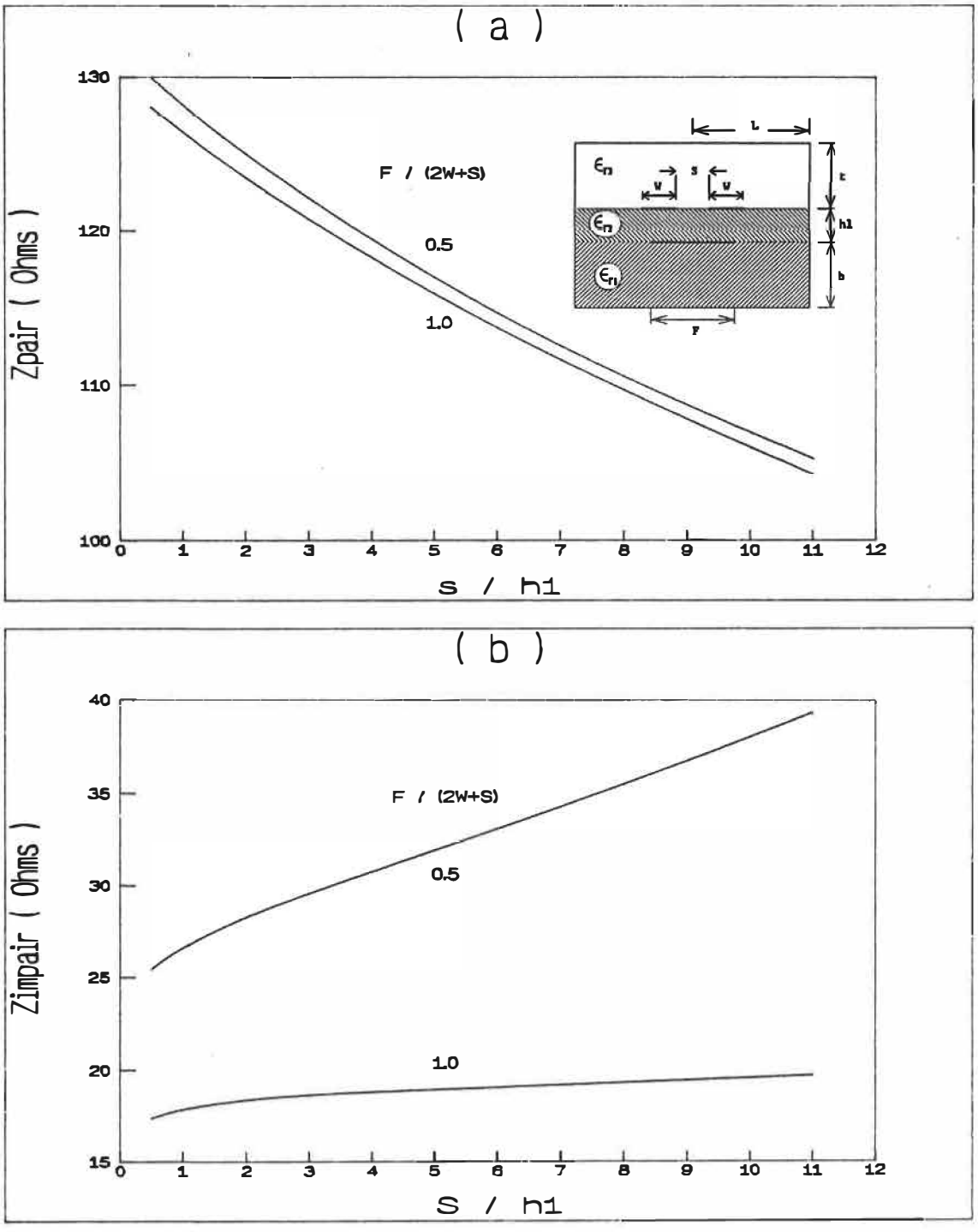


Figure 5.33 Impédance caractéristique en fonction de l'espacement interligne. $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=2.2$, $\epsilon_{r3}=1.0$, W/h1=11.0, b/h1=10.0, t/b=10.0, L/(W+S/2)=15.0 (a) Mode pair. (b) Mode impair

ceci pour les deux valeurs de F/(2W+S). Quant au mode impair, cette variation d'impédance en fonction de S/h1, pour F/(2W+S)=0.5, est beaucoup plus importante que celle pour F/(2W+S)=1.0. A la figure 5.34, nous montrons la variation du facteur de couplage et de l'impédance caractéristique du coupleur. Il est clair que la chute du couplage (de -2.37 à -3.3 dB), due à l'augmentation de S/h1, est beaucoup moins importante, pour F/(2W+S)=1.0, que celle pour F/(2W+S)=0.5 (de -3.44 à -6.8 dB). La variation de l'impédance caractéristique est beaucoup moins importante pour F/(2W+S)=1.0. Pour ϵ_{r2}=9.8, les figures 5.35 et 5.36 répètent l'étude présentée aux figures 5.33 et 5.34. le rapport W/h1 est alors fixé à 3.0.

Nous pouvons conclure que la force du couplage est due surtout à la proximité des deux lignes de transmission couplées au conducteur au potentiel flottant(h1/b<<1). La contribution de la capacité interligne, déterminée par l'espacement S y joue un rôle minime. Ainsi, la réalisation de coupleurs à facteurs de couplage très élevés (jusqu'à -2 dB) est désormais possible sans avoir recours à des espacements interlignes extrêmement réduits. De tels espacements sont normalement requis par les coupleurs microruban, comme le coupleur Lange.

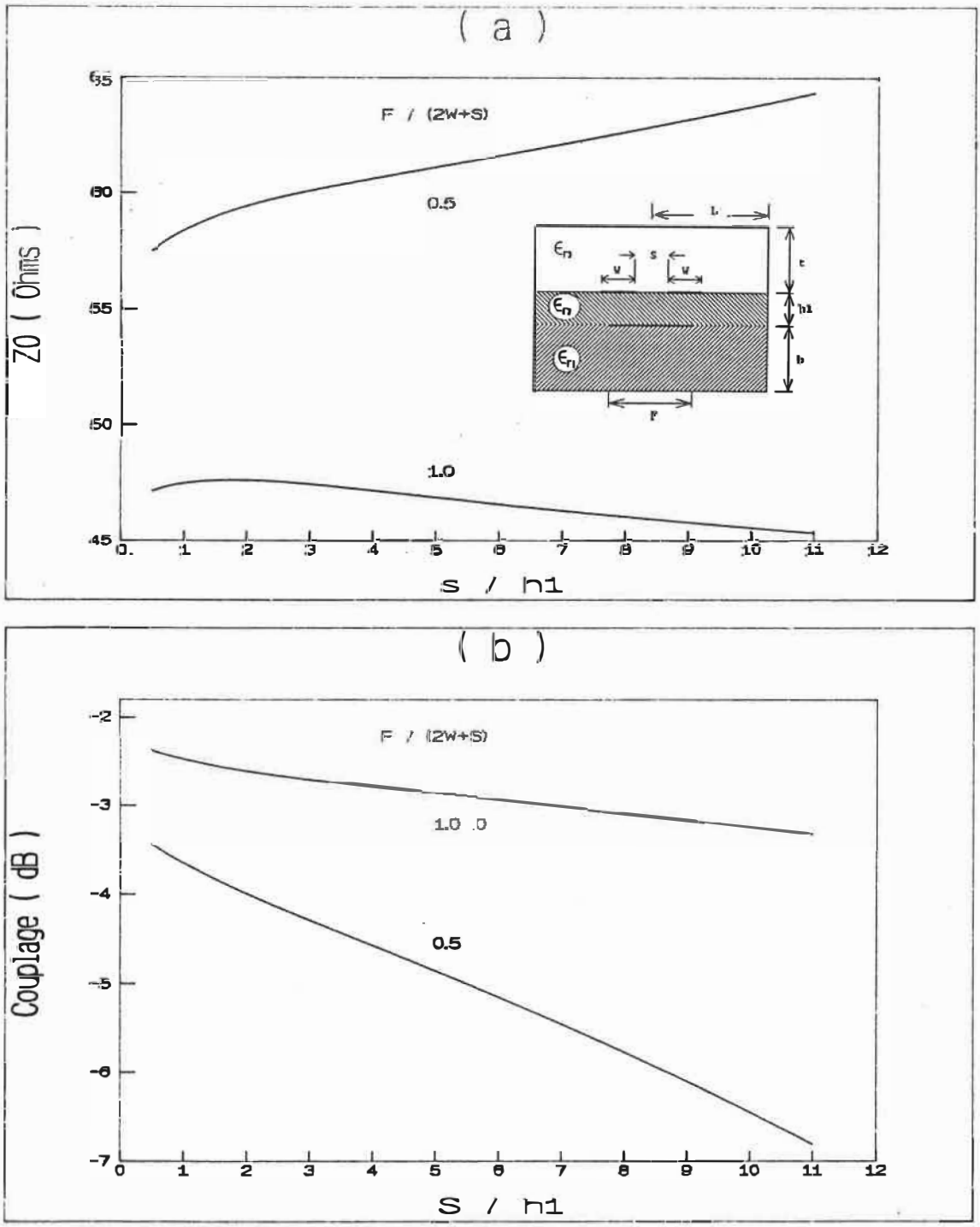


Figure 5.34 (a) Impédance caractéristique et (b) Coulage en fonction de l'espacement interligne. (a) et (b) $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=2.2$, $\epsilon_{r3}=1.0$, W/h1=11.0, b/h1=10.0, t/b=10.0, L/(W+S/2)=15.0

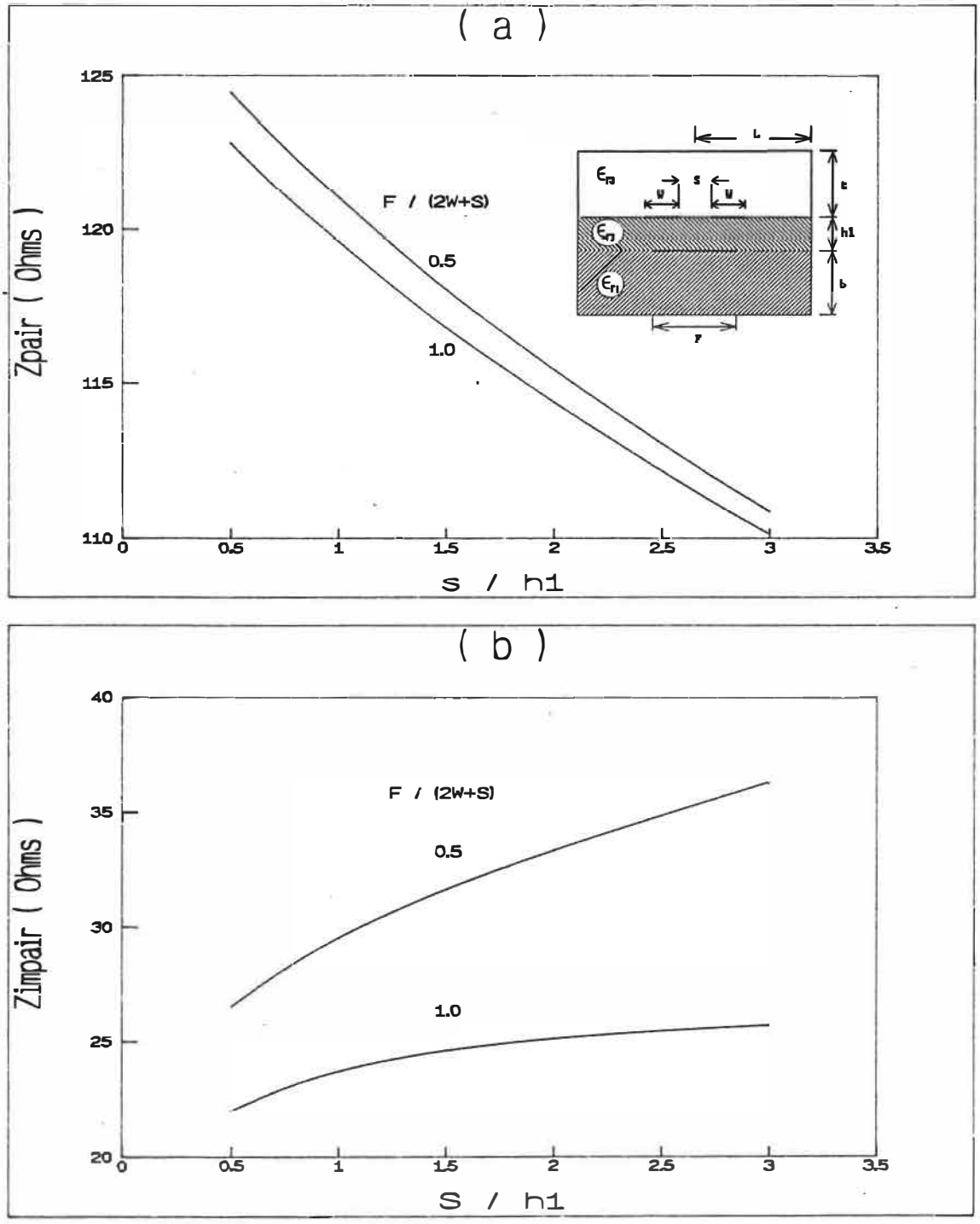


Figure 5.35 Impédance caractéristique en fonction de l'espacement interligne. $\epsilon r1=\epsilon r2=9.8$, $\epsilon r3=1.0$, $W/h1=3.0$, $b/h1=10.0$, $t/b=10.0$, $L/(W+S/2)=15.0$. (a) Mode pair. (b) Mode impair

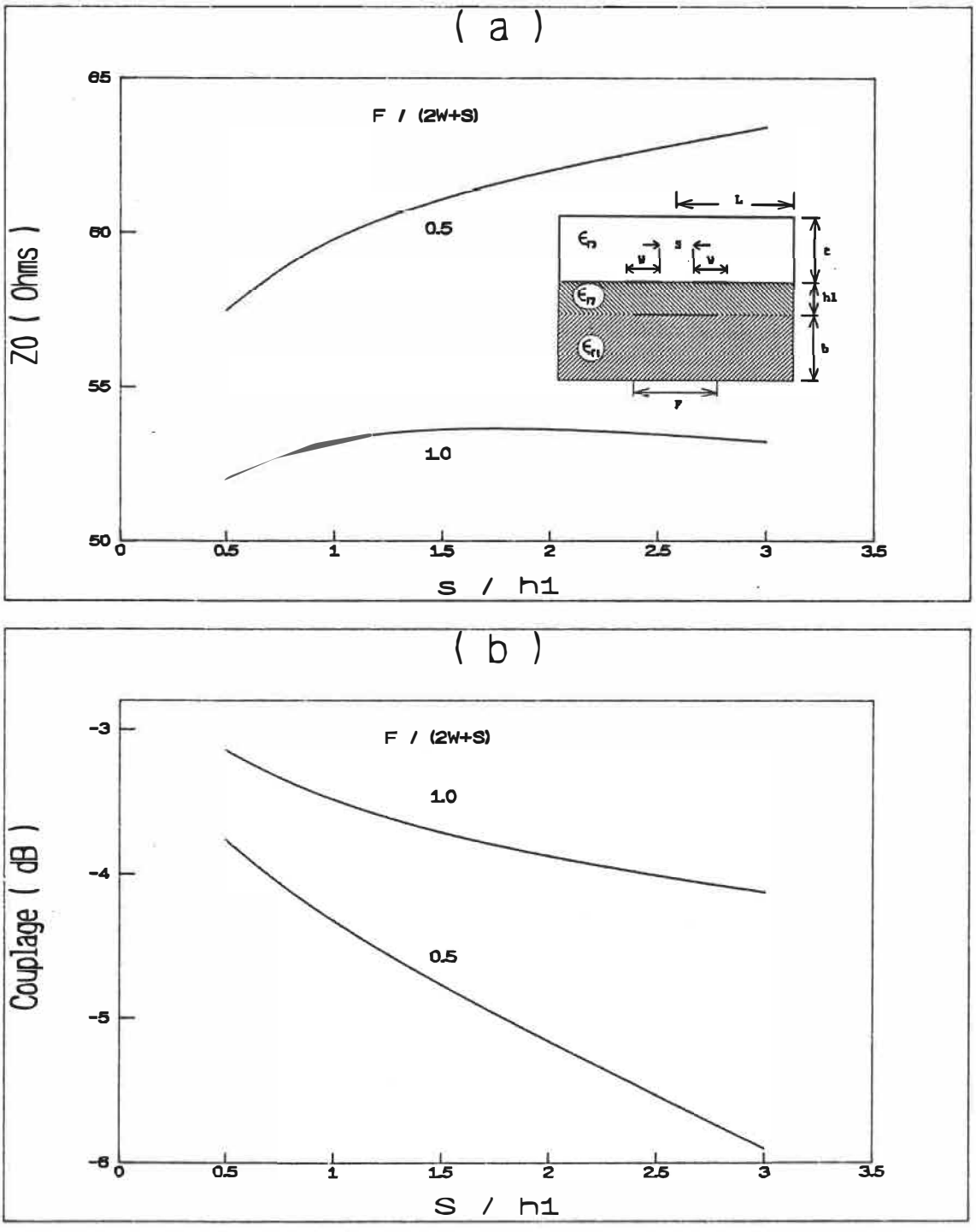


Figure 5.36 (a) Impédance caractéristique et (b) Coulage en fonction de l'espacement interligne. (a) et (b) $\epsilon r1=\epsilon r2=9.8$, $\epsilon r3=1.0$, W/h1=3.0, b/h1=10.0, t/b=10.0, L/(W+S/2)=15.0

5.3 Résultats expérimentaux

5.3.1 Mesures des capacités de ligne sur des sections de coupleurs MCF

La validation la plus directe de nos calculs consiste à comparer les capacités mesurées des lignes couplées aux valeurs calculées de celles-ci. En effet, la caractérisation en mode quasi-TEM d'un coupleur à deux lignes de transmission symétriques couplées consiste à calculer quatre valeurs de capacité que nous avons définies au cours du chapitre 1. Ces capacités sont C_p et $C_{p,air}$, pour le mode pair, et C_i et $C_{i,air}$ pour le mode impair. Elles permettent, moyennant l'utilisation des formules générales présentées au chapitre 1, de caractériser la section de couplage en trouvant les impédances, les permittivités effectives et les longueurs d'ondes des modes pair et impair, ainsi que l'impédance caractéristique et le facteur de couplage.

La formulation générale de la méthode spectrale, établie à la fin du chapitre 3, rend possible le calcul des capacités linéiques, des modes pair et impair, d'une paire de lignes de transmission couplées et placées dans une structure multicouche. Cependant, parmi les quatre

capacités calculées, deux valeurs sont pratiquement impossibles à mesurer puisque ceci consiste à remplacer tous les diélectriques à l'intérieur de la structure du coupleur par de l'air.

Nous avons effectué deux séries de mesures de capacité, en mode pair et impair, sur deux sections de coupleurs MCF, afin de vérifier l'exactitude de notre calcul de ces capacités à l'aide de la méthode spectrale.

Avant de procéder à la présentation des résultats expérimentaux, il est important de rappeler que nous avons trouvé, au cours du chapitre 1, les relations qui expriment les capacités C_p et C_i d'une paire de lignes de transmission symétrique en fonction des capacités mutuelles (C_m) et propres (C_1) de ces lignes. Ces relations sont données par les équations (1.44) et (1.46).

L'addition des équations (1.44) et (1.46) mène à la relation:

$$C_i = 2\, C_{11} - C_p \qquad (5.10)$$

La capacité en mode pair C_p des deux lignes couplées, par rapport aux parois du boîtier, est mesurée en appliquant la même tension (phase et module) sur ces

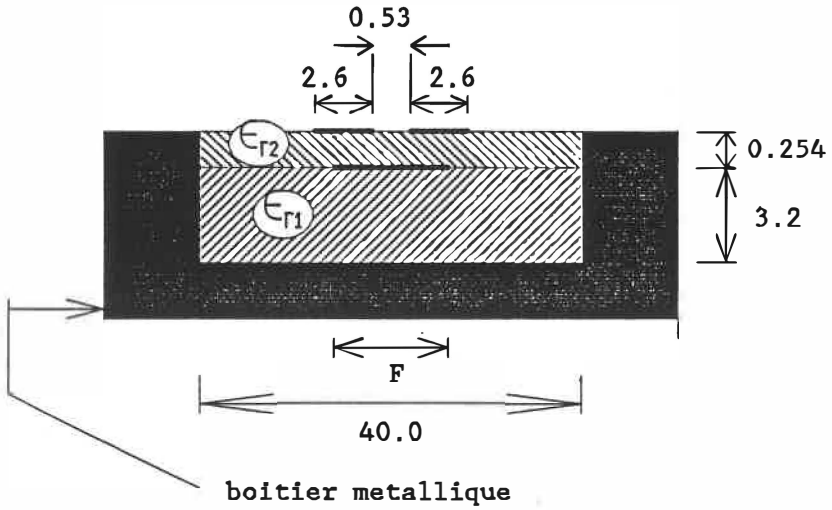
lignes.

L'équation (5.10) nous permet de trouver la capacité du mode impair C_i à partir des valeurs mesurées C_1 et C_p. Pour mesurer C_1, nous appliquons un potentiel positif à une des deux lignes de transmission couplées. La deuxième ligne et le plan de masse de boîtier sont simultanément soumis au même potentiel (nul).

Toutes les mesures de capacité sont faites à l'aide d'un analyseur d'impédance Hewlett Packard, modèle HP-Impedance Analyzer.

5.3.1.1 Première structure MCF mesurée

La coupe transversale de la structure est montrée à la figure 5.37 (a). La longueur de la section de couplage mesurée est de 6.5 cm. Les dimensions W, S, h, b, L sont fixes. Les permittivités relatives des substrats diélectriques sont ϵ_{r1}=2.1 et ϵ_{r2}=2.2. A la figure 5.37 (b) nous avons reporté les dix valeurs mesurées des capacités, en mode pair et impair, correspondant à cinq valeurs différentes de la largeur normalisée du conducteur au potentiel flottant F/(2W+S) soit, 0.975, 0.762, 0.495, 0.228 et 0.0. A la même figure nous avons tracé les



(a)

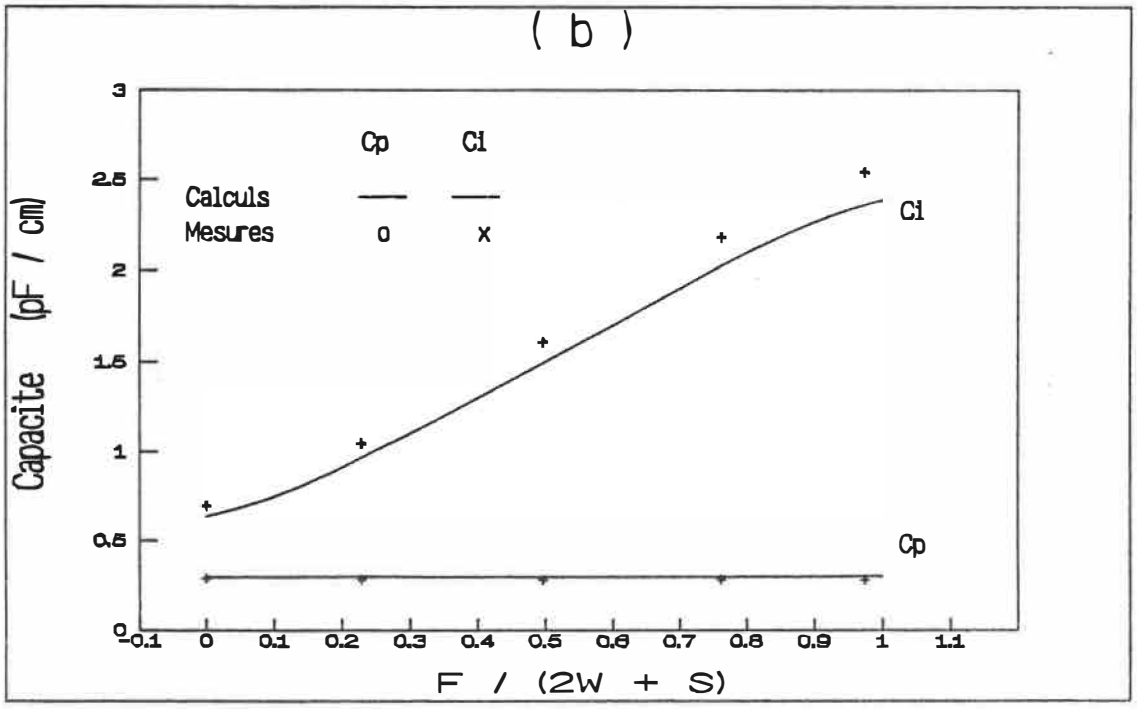
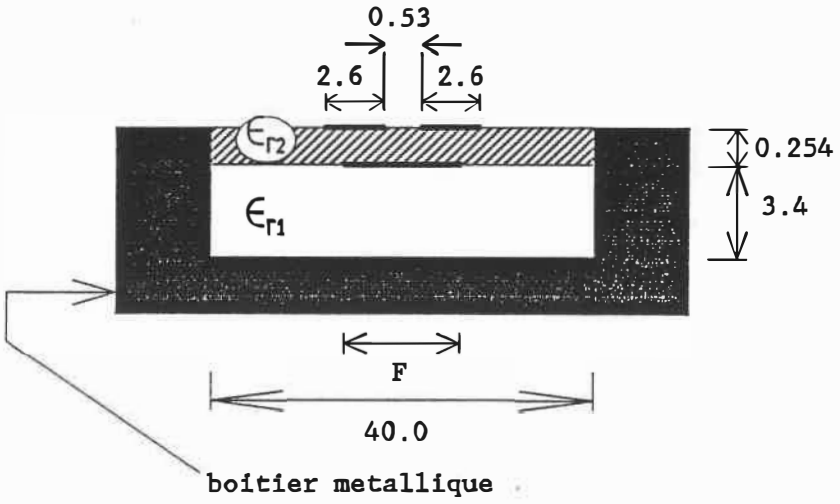


Figure 5.37 (a) Coupe transversale de la première structure MCF et (b) Mesures des capacités, en mode pair et impair, en fonction de la largeur du conducteur au potentiel flottant F. $\epsilon r1=2.1$, $\epsilon r2=2.2$ (dim en mm)

résultats de nos calculs. Comme prévu, la capacité en mode pair reste inchangée face à la variation de la largeur du conducteur au potentiel flottant. Pour cette capacité, la différence entre les valeurs calculées et mesurées (par rapport aux valeurs mesurées) est de +5.5 % en moyenne. En mode impair, la capacité augmente très vite avec la valeur de F/(2W+S). Cependant, nous notons entre les résultats, une différence presque constante de -7 % approximativement par rapport aux valeurs mesurées.

5.3.1.2 Deuxième structure MCF mesurée

Nous avons remplacé la lame du substrat diélectrique (d'épaisseur b et de permittivité relative ϵ_{r1}) de la première structure mesurée, par une couche de mousse à faible permittivité (b=3.4 et ϵ_{r1}=1.03). Une coupe transversale de la structure résultante est montrée à la figure 5.38 (a). Les dimensions W, S, h, et L, ainsi que la longueur de la section de couplage, restent les mêmes que celles de la première structure mesurée. C'est aussi le cas pour les cinq valeurs de F/(2W+S). Comme l'illustre la figure 5.38 (b), la variation des capacités en mode pair et impair, en fonction de F/(2W+S) est de même nature que celle de la première structure (figure 5.37 (a)). L'erreur de calcul de la capacité en mode pair, par rapport aux



(a)

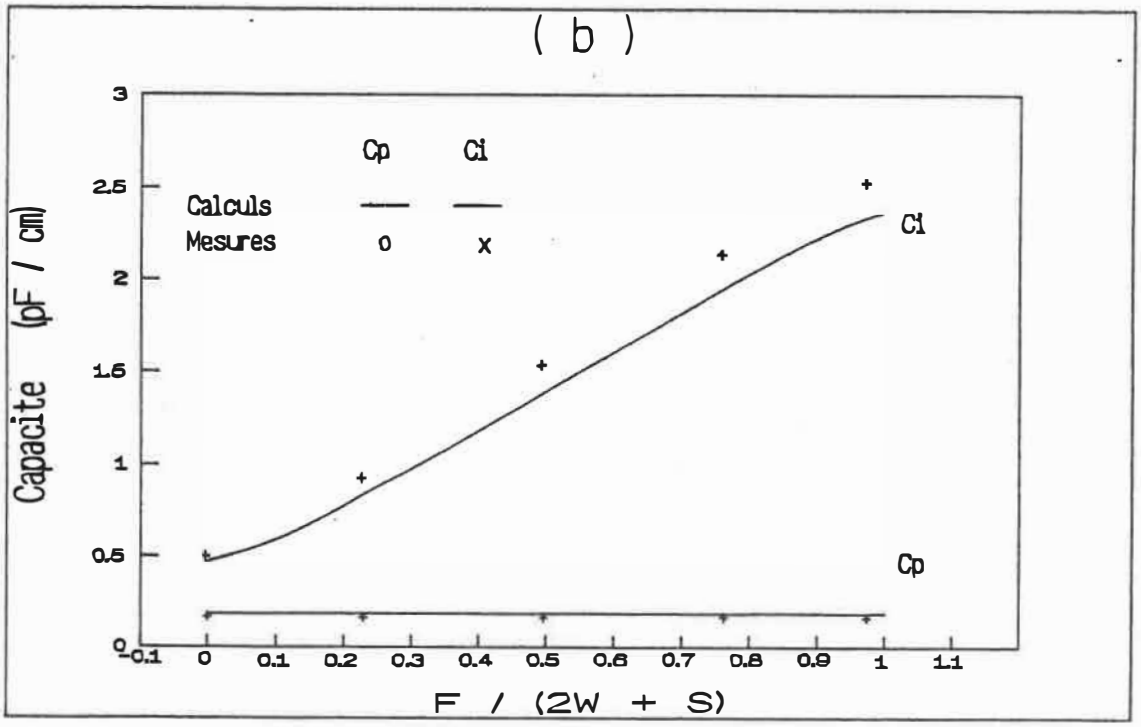


Figure 5.38 (a) Coupe transversale de la deuxième structure MCF et (b) Mesures des capacités, en mode pair et impair, en fonction de la largeur du conducteur au potentiel flottant F. $\epsilon r1=1.03$, $\epsilon r2=2.2$ (dim en mm)

valeurs mesurées, est de +10.5 %. En mode impair cette erreur est de -8.5 % en moyenne.

5.3.1.3 Discussion des résultats

Il est important de rappeler que le calcul des capacités, par la méthode de Galerkin, mène à des valeurs toujours inférieures à la valeur exacte. La convergence vers cette dernière s'améliore au fur et à mesure que les fonctions de base utilisées reconstituent mieux la distribution réelle des charges sur les conducteurs. Or, les capacités calculées en mode pair sont supérieures aux capacités mesurées, et ceci pour les deux structures MCF. Ceci est impossible, d'après ce qui précède, puisque nous ne pouvons pas surestimer la valeur exacte de la capacité. Des erreurs d'ordre expérimental ont dû s'ajouter à la valeur réelle de la capacité en mode pair lors de la mesure de celle-ci. L'introduction de ces erreurs est facilitée par la faiblesse des valeurs de cette capacité, d'une part, et d'autre part par leurs sensibilités aux capacités parasites, comme nous le verrons au prochain paragraphe. Pour les capacités en mode impair, les valeurs calculées sont inférieures de 7% et de 8.5% aux valeurs mesurées. Le signe de cette écart est logique puisqu'il indique que notre calcul sous-estime les capacités de ce mode. Il est

possible que l'utilisation de meilleures fonctions de base doit hausser (améliorer) les valeurs calculées et réduire ainsi l'erreur par rapport aux valeurs mesurées.

Pour une section de couplage, la différence entre les valeurs calculées et mesurées des capacités se traduit naturellement par un écart entre les facteurs de couplage correspondants. Si nous supposons que les valeurs exactes des capacités en mode pair et impair sont respectivement celles qui ont été calculées et mesurées, alors le couplage exact est toujours supérieur au couplage calculé. De plus, l'écart entre les deux valeurs du facteur de couplage augmente avec celui-ci. En effet, pour la première structure MCF mesurée le couplage réel (-2.207dB), au point F/(2W+S)=1.0, est supérieur de 1.86% au couplage calculé (-2.37dB). A F/(2W+S)=0.25, cette différence est de 4.7% entre le couplage réel (-5.07dB) et mesuré (-5.49dB). Il en est de même pour la deuxième structure MCF mesurée.

Plusieurs erreurs expérimentales ont contribué à l'écart entre les valeurs théoriques et expérimentales des capacités. La première structure diélectrique mesurée (voir figure 5.37 (a)) comporte plusieurs imperfections d'ordre mécanique. Elles proviennent, en premier lieu, du manque de précision lors de la gravure des conducteurs, de part et d'autre de la lame diélectrique supérieure (d'épaisseur

0.254 mm et de ϵ_{r2} égal à 2.2). Ce manque de précision se reflète sur la largeur des rubans conducteurs et sur l'alignement symétrique, le long de la section de couplage, entre les deux lignes couplées, d'une part, et le conducteur au potentiel flottant, d'autre part. L'imperfection de cet alignement introduit une erreur aux valeurs mesurées de la capacité en mode impair. Par ailleurs, la lame diélectrique inférieure (d'épaisseur 3.2 mm et de ϵ_{r1} égale à 2.1) est créée à partir de la superposition de deux lames identiques d'épaisseur 1.6mm (et ϵ_{r1}=2.1). Nous avons monté cette structure en superposant simplement les trois lames sans les coller. Il s'ensuit que, dû aux courbures dans les plans de chacune des trois lames, cet arrangement peut présenter des poches d'air indésirables. Or, ceci fausse la valeur des capacités en mode pair, où les lignes de champ se propagent à travers toute l'épaisseur des lames superposées.

Le problème de la compressibilité de la couche de mousse (épaisseur 3.4 mm et ϵ_{r1} égale à 1.03) vient remplacer celui de la superposition des deux lames de substrat diélectrique, dans la deuxième structure MCF mesurée (figure 5.38 (a)).

Aux erreurs énumérées ci-dessus, s'ajoute l'erreur qui accompagne normalement la mesure de très faibles capacités

(quelques picofarades) à l'aide de sondes. Les sondes de mesure, que nous avons conçues, constituent l'interface entre l'analyseur d'impédance et les deux rubans couplés. Finalement, signalons l'erreur introduite par les quatres capacités de bout présentes sur chacune des extrémités des deux lignes couplées.

En résumé, vu l'écart entre les valeurs mesurées des capacités et celles calculées à l'aide de la méthode spectrale, nous nous attendons à mesurer des facteurs de couplage supérieurs de quelques pourcents aux valeurs calculées et ceci en assumant des conditions idéales d'adaptation d'impédance. Cependant, nous n'avons pas pu déterminer exactement l'erreur de calcul due à nos fonctions de base. Ces fonctions semblent en tout cas donner des résultats précis à quelques pourcents près.

5.3.2 Test d'un coupleur -2.5 dB MCF

La structure du coupleur MCF étudié est la même que celle montrée auparavant à la figure 5.37 (a). La fréquence centrale pour ce coupleur est située à 2.75 Ghz et le facteur de couplage calculé est -2.5 dB.

La figure 5.37 (a) illustre la coupe transversale de la

section de couplage, ainsi que la largeur des rubans conducteurs. Les trois conducteurs sont gravés sur les deux faces du substrat diélectrique supérieur (épaisseur h1=0.254 mm et permittivité relative ϵ_{r2}=2.2). Les lignes de transmission couplées sont espacées de 0.53 mm et ont une largeur de 2.6 mm. Elles sont gravées sur la face supérieure. Sur l'autre face, la largeur F du conducteur au potentiel flottant est de 5.73 mm (F=2W+S). L'épaisseur de la lame diélectrique inférieure est de 3.2 mm et sa permittivité relative ϵ_{r1} est de 2.2. Cette lame est créée par la superposition de deux lames identiques ayant une même permittivité relative et ayant chacune 1.6 mm d'épaisseur.

Nous avons utilisé la méthode spectrale pour calculer les caractéristiques correspondant aux dimensions géométriques de la coupe transversale de la section de couplage. Pour les modes pair et impair, les résultats sont les suivants:

<u>permittivités effectives</u>

$$\epsilon_{eff,p} = 1.789$$

$$\epsilon_{eff,i} = 1.971$$

<u>Impédances caractéristiques</u>

$Z_p = 134.55\ \Omega$

$Z_i = 19.27\ \Omega$

Longueurs d'onde et vitesses de phase normalisées

$$\lambda_{g,p} / \lambda_0 = V_p / c = 0.7476$$

$$\lambda_{g,i} / \lambda_0 = V_i / c = 0.7123$$

Où, λ_0 et c représentent respectivement la longueur d'onde et la vitesse de la lumière dans le vide.

Impédance caractéristique du coupleur

$Z_0 = 50.9\ \Omega$

Facteur de couplage maximum (à la fréquence centrale)

C = 0.7494 ou -2.505 dB,

Longueur d'onde guidée

$\lambda_g = 0.7429\ \lambda_0$

Pour un couplage maximum, la longueur l de la section

de couplage est donnée par la relation:

$$l = \lambda_g / 4 \qquad (5.11)$$

A une fréquence centrale 2.75 Ghz ceci correspond à:

$$l = 2.264 \text{ mm.}$$

A noter que la vitesse de phase en mode pair est supérieure de 4.95 % à celle en mode impair. Théoriquement, cette différence ne doit pas déteriorer de beaucoup la valeur de la directivité (infinie à vitesses de phases égales) pour des facteurs de couplage si élevés. En effet, celle-ci reste supérieure à 30 db.

Afin de créer une interface entre les quatre ports de la section de couplage et les connecteurs coaxiaux (50 Ω) de type N, nous avons conçu une ligne de transmission en ruban dont l'impédance caractéristique est de 50 Ω. La largeur correspondante, selon nos calculs, est de 8.0 mm.

A la figure 5.39 nous présentons le masque (2 faces) du coupleur. Le circuit est gravé sur chacune des deux faces du substrat (épaisseur de 0.254 mm). La face supérieure comprend les deux lignes couplées ainsi que les quatre

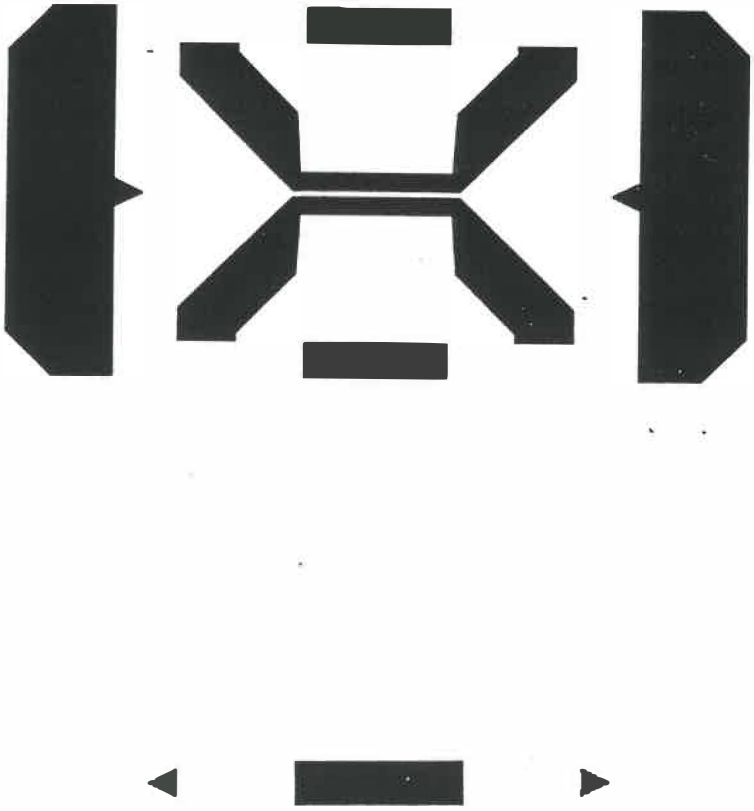


Figure 5.39 Masque du circuit à deux faces (d'un côté et de l'autre du substrat) d'un coupleur MCF 2.5 dB.

lignes de transmission qui y sont attachées. La face inférieure présente le conducteur au potentiel flottant placé symétriquement le long de la section de couplage (sous les deux lignes couplées).

Nous avons tracé les masques du circuit à l'aide du logiciel commercial MICAD ^{MD} de la compagnie EEsof.

Nous avons testé ce coupleur sur la bande de fréquences allant de 1 à 5 Ghz à l'aide d'un analyseur de réseau scalaire. Ce système de mesure consiste en un puissancemètre de précision BOONTON 4300 RF POWERMETER, à cinq canaux, contrôlé par un ordinateur HP 9000 série 200 (modèle 216). Un coupleur 10 db OMNI SPECTRA est inséré entre la source micro-onde EIP 928 et le coupleur mesuré pour échantillonner les puissances incidente et réfléchie.

Les résultats de mesure du coupleur MCF sont montrés à la figure 5.40 :

- Le couplage (S_{31}) maximal mesuré est de -3 dB à 2.5 Ghz. Sur la gamme de fréquences 1.1 à 3.1 Ghz, ce couplage varie entre -3 et -4 dB.

- La transmission (S_{21}), dans cette même bande, varie entre -2.9 dB et -5.3 dB. Sa valeur théorique à la

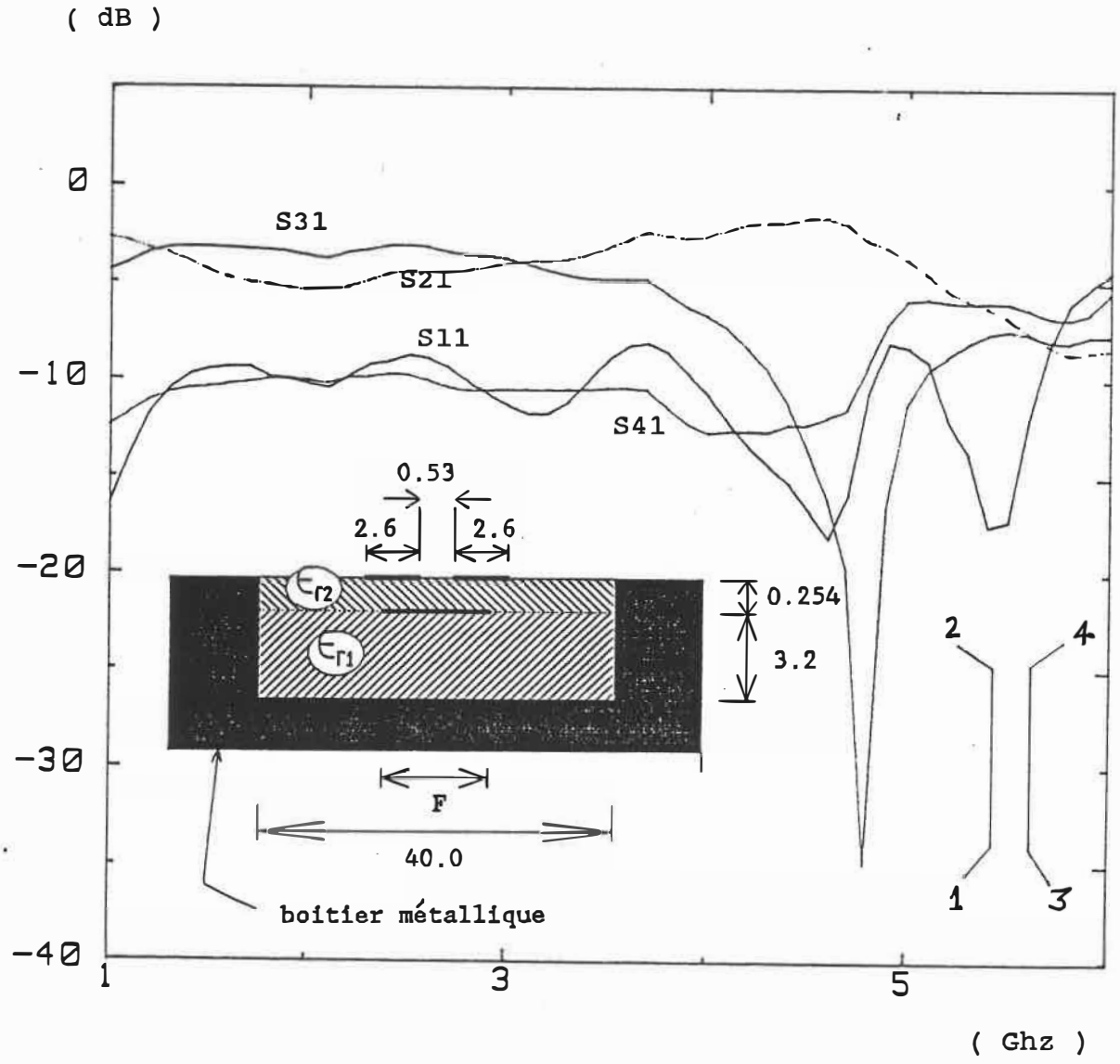


Figure 5.40 Mesure des paramètres S du coupleur MCF 2.5 dB. F=5.73, $\epsilon r1=2.1$, $\epsilon r2=2.2$. La fréquence centrale calculée du coupleur est 2.75 Ghz. (dim en mm)

fréquence centrale du coupleur (2.75 Ghz) est de -3.5 dB.

- La réflexion (S_{11}) est assez élevée. Elle a une valeur minimale de -14 dB à 1.1 Ghz et maximale de -8.8 dB (maximum) à 2.5 Ghz. Cette réflexion tombe à -11.8 dB, à 3.1 Ghz.

- Comme prévu, la réflexion détériore considérablement l'isolation (S_{41}) du coupleur. Celle-ci est de -11.8 dB à 1.1 Ghz, elle augmente jusqu'à -9.7 dB à 2.3 Ghz pour redescendre graduellement jusqu'à -10.4 dB à 3.1 Ghz.

Nous avons démontré la possibilité d'atteindre des facteurs de couplage très élevés à l'aide d'un coupleur microruban à conducteur au potentiel flottant. Cependant, la réflexion du coupleur est trop élevé. Elle détériore la directivité et affaiblit les signaux transmis et couplés. Nous attribuons cette réflexion, en grande partie, aux quatres transitions entre les lignes couplées, de 2.6 mm de largeur, et les lignes de transmission de 8.0 mm de largeur. Comme le montre la figure 5.39 du masque, la transition entre ces deux lignes de largeurs différentes est longue. Ceci provoque une discontinuité importante. Il est intéressant de considérer, dans le futur, un autre type de transition dans le but d'abaisser la valeur de la réflexion. La géométrie des deux bouts du conducteur

flottant constitue une autre source possible de réflexions.

En résumé, si nous excluons les erreurs introduits par le niveau élevé de la réflexion, la réponse du coupleur est satisfaisante; comme prévu la valeur nette du couplage est supérieure à la valeur calculée. L'utilisation de meilleures fonctions de base ou un ensemble complet de celles-ci devra nous permettre de caractériser des coupleurs MCF avec une meilleure précision.

5.3.3 Tests de lignes de transmission à substrat suspendu

Nous avons validé expérimentalement nos calculs d'impédance caractéristique pour deux types de lignes de transmission, à savoir, la ligne microruban à substrat suspendu et la ligne microruban à substrat suspendu avec septums. Nous avons mesuré l'adaptation (valeur de S_{11}) de chacun des deux types de lignes (en ruban) à une ligne coaxiale de 50 Ω. La mesure de S_{11} nous a permis en même temps d'évaluer expérimentalement la transition entre une ligne coaxiale (connecteur de type N) et une ligne à substrat suspendu.

Nous avons, à cet effet, construit un boîtier en laiton (pour abriter le substrat diélectrique et le ruban

conducteur) de 10 cm de longueur. Les coupes transversales des deux moitiés (1 et 2) de ce boîtier sont montrées à la figure 5.41 (et 5.43). Le choix des dimensions du boîtier est dicté par la nécessité de vérifier si notre étude (calcul) simule efficacement les cas où les parois du boîtier sont assez proches de la ligne de transmission et d'en mesurer l'effet sur la valeur de l'impédance caractéristique.

5.3.3.1 Ligne de transmission à substrat suspendu

Un ruban conducteur de 7.5 mm de largeur est gravé sur un substrat diélectrique de 0.75 mm d'épaisseur et de permittivité relative ϵ_{r2} = 2.31. La longueur totale de la ligne, comme celle du boîtier, est de 10.0 cm. Le substrat est suspendu entre les deux moitiés du boîtier comme le montre la figure 5.41. La continuité du plan de masse (formé par la liaison des deux morceaux du boitier) est assurée grâce à l'insertion de rubans métalliques, de même épaisseur totale que le substrat, le long de la jonction entre les deux moitiés. Selon nos calculs, l'impédance caractéristique de la ligne de transmission, placée dans la structure de la figure 5.41, est égale à 50 Ω . Les deux bouts de la ligne sont terminés par des connecteurs coaxiaux de type N.

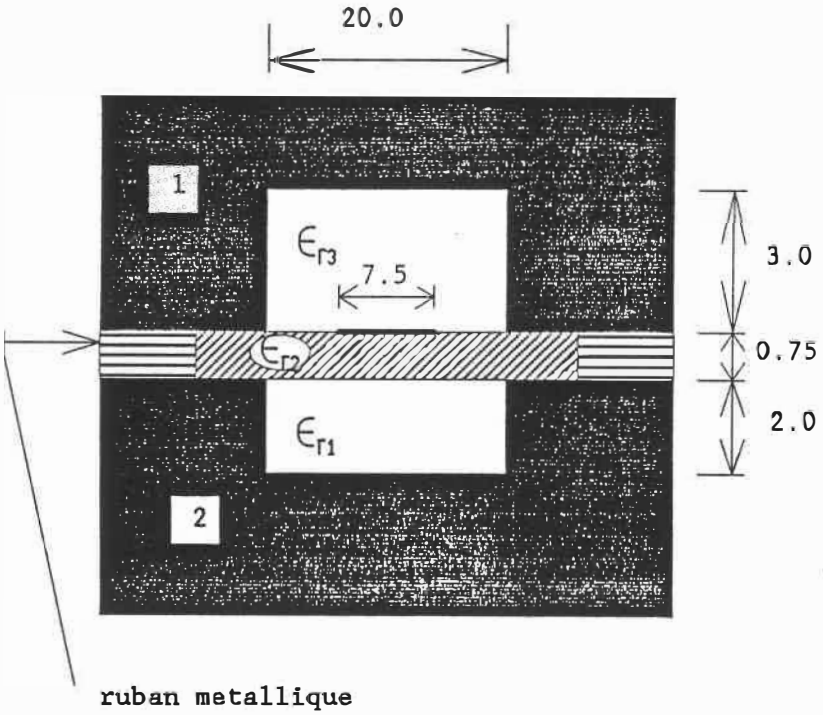
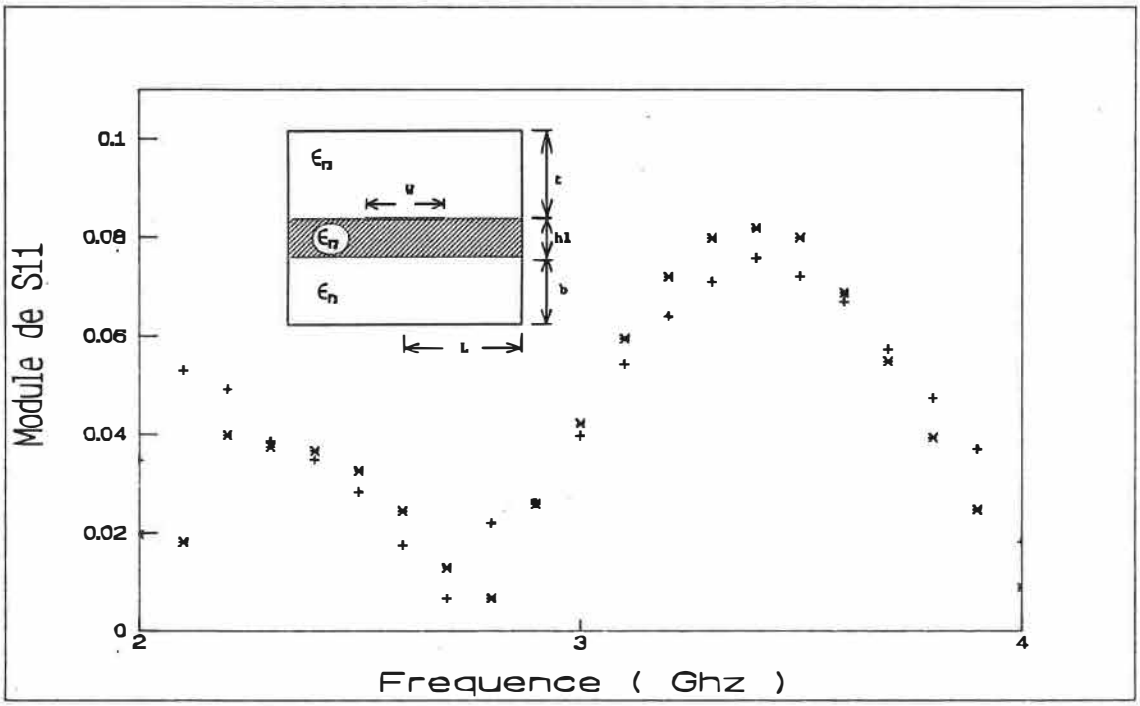


Figure 5.41 Coupe transversale de la structure testée d'une ligne de transmission microruban à substrat suspendu placée dans un boîtier métallique (dimensions en mm). $\epsilon r1=\epsilon r3=1.0$, $\epsilon r2=2.31$.

Nous avons mesuré, sur la bande de fréquence allant de 2 à 4 Ghz, la réflexion (S_{11}) de la ligne à substrat suspendu à l'aide d'un réflectomètre (de type Jonction à six accès) placé dans un montage de mesure "un port". Ceci consiste à connecter un des deux ports (port 1) de la ligne au réflectomètre. L'autre port (port 2) est terminé par une charge coaxiale adaptée (50 Ω). Nous avons répété la mesure après avoir interchangé les ports (port 1 remplace port 2). Les valeurs relevées de S_{11} sont présentées à la figure 5.42. Dans les deux cas, la valeur maximale mesurée du module de S_{11} est de 0.085. Cette valeur inclut la réflexion provoquée par la transition (ligne coaxiale - ligne à subtrat suspendu) ainsi que la réflexion propre de la charge adaptée. La valeur maximale du module de S_{11} pour cette charge, mesurée sur la même bande de fréquence à l'aide du même réflectomètre, est de 0.06.

Nous ne pouvons pas trouver la valeur exacte du module de S_{11} propre à la ligne de transmission sous test. Cependant, nous évaluons la valeur maximale de ce module à 0.05 approximativement. Or ceci se traduit par une impédance caractéristique de la ligne située entre 45.2 et 55.3 Ω. L'erreur de calcul de l'impédance est donc inférieure à 10%.



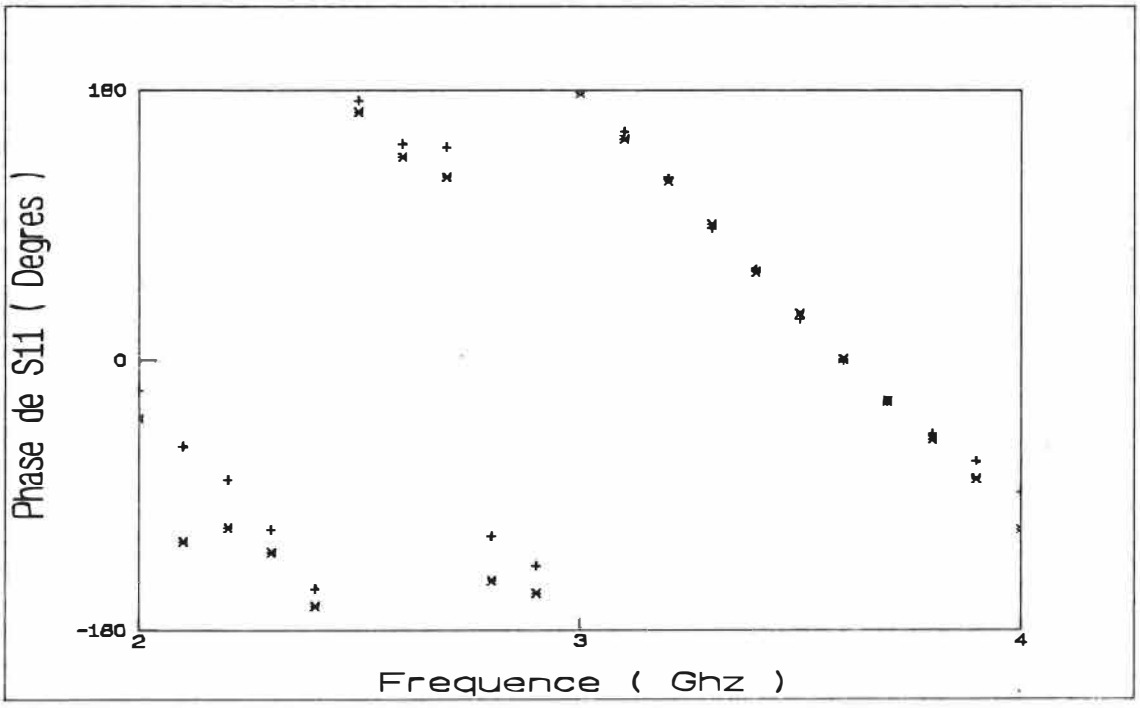


Figure 5.42 Mesure de la réflexion S11 (module et phase) pour une ligne de transmission à substrat suspendu, 50 Ohms, présentée à la figure 5.41.

5.3.3.2 Ligne de transmission à substrat suspendu avec septums

Nous avons gravé un ruban conducteur de 5.0 mm de largeur et de 10.0 cm de longueur sur une face d'un substrat diélectrique de 0.254 mm d'épaisseur et de 2.31 de permittivité relative. Sur l'autre face, les septums sont gravés symétriquement, par rapport au centre du ruban, sur toute la longueur de ce dernier et espacés de 5.6 mm. Ces septums sont assez larges pour pouvoir toucher aux parois du boîtier. Nous avons suspendu le substrat dans le boîtier comme le montre la figure 5.43. L'impédance caractéristique calculée de la ligne est 50 Ω. Les procédés de mesure de S_{11} et les techniques de construction, employés pour cette structure, sont les mêmes que ceux déjà décrits au cours de la section précédente.

Les résultats de la mesure de S_{11} à chacun des bouts de la ligne sont présentés à la figure 5.44. Dans les deux cas, la valeur maximale du module de S_{11} est de 0.095 . La phase est assez linéaire pour toute la bande de fréquence. Cette valeur de S_{11} est assez proche de celle que nous avons mesurée pour la ligne de transmission à substrat suspendu.

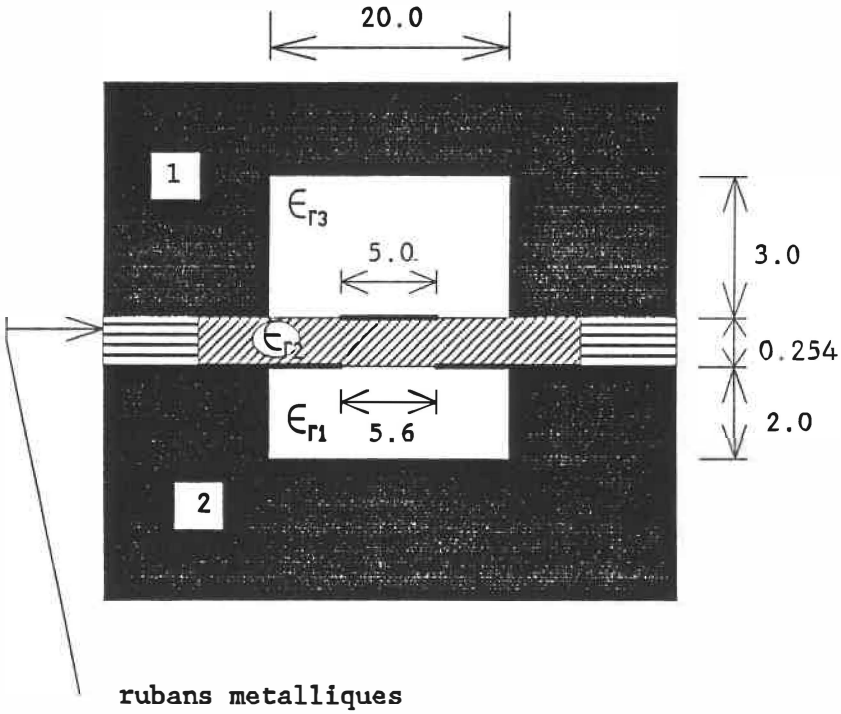
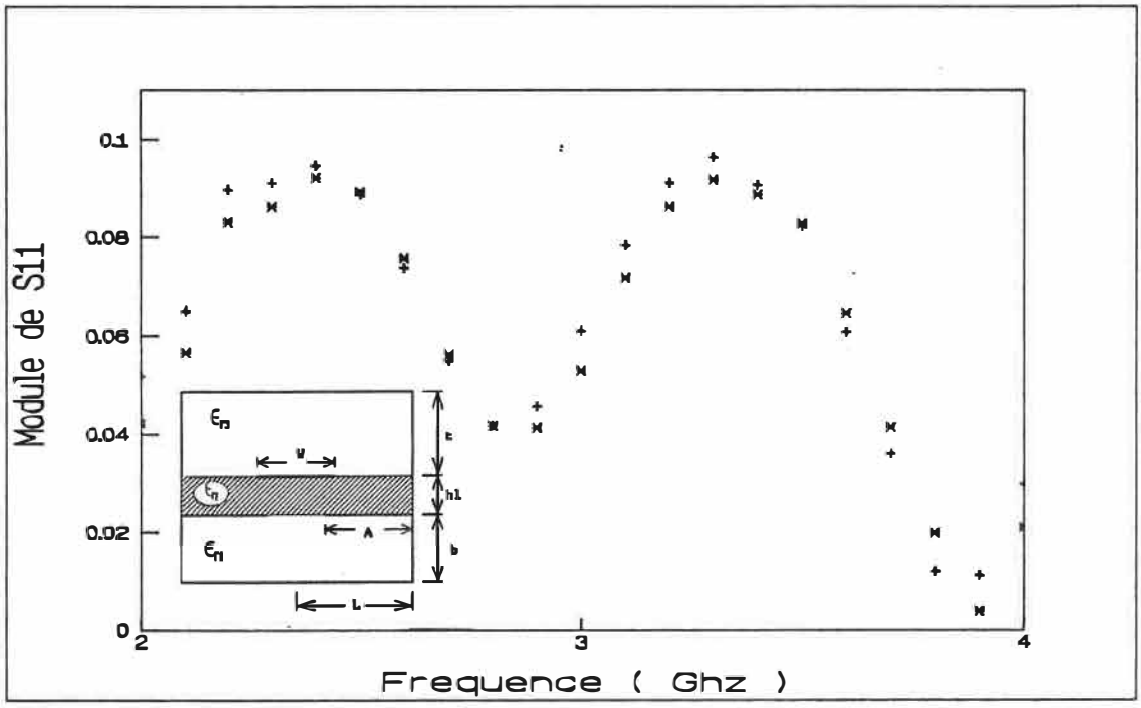


Figure 5.43 Coupe transversale de la structure testée d'une ligne de transmission microruban à substrat suspendu avec septums placée dans un boîtier métallique (dimensions en mm). $\epsilon r1=\epsilon r3=1.0$, $\epsilon r2=2.31$.



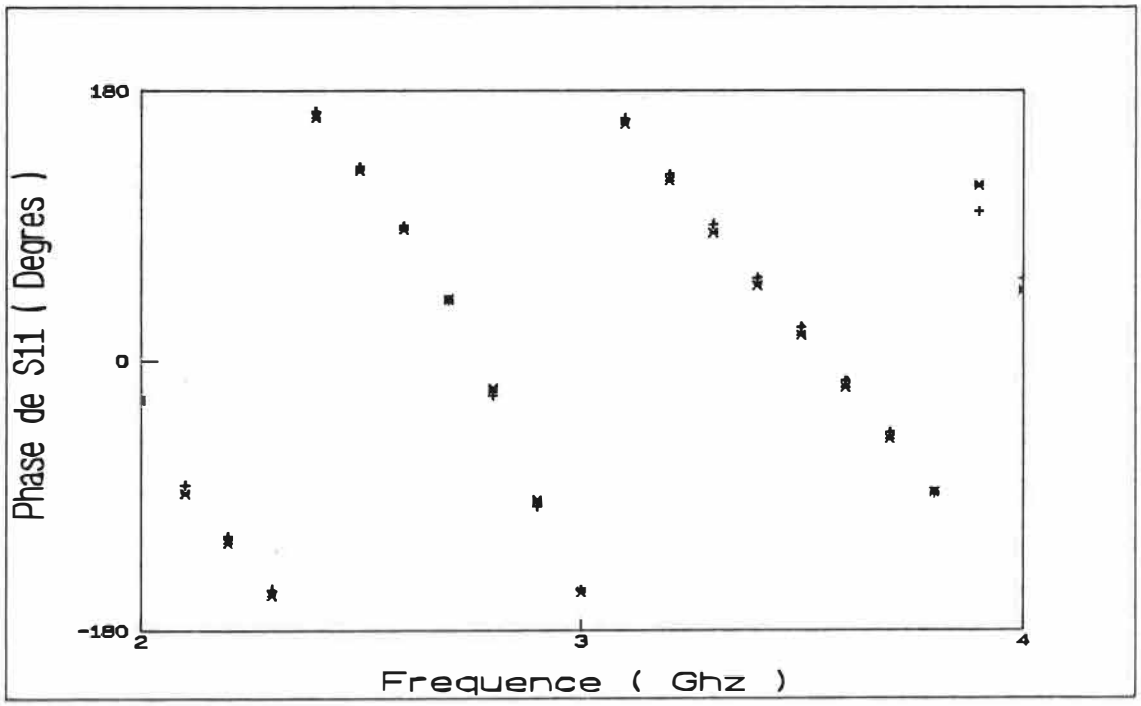


Figure 5.44 Mesure de la réflexion S11 (module et phase) pour une ligne de transmission à substrat suspendu, avec septums, 50 Ohms, présentée à la figure 5.43.

En conclusion, si nous excluons les erreurs d'ordre expérimental, telles que l'imprécision lors de la gravure de la ligne et de son montage dans le boîtier ainsi que l'erreur de mesure, la précision du calcul l'impédance caractéristique est autour de 2%. Ceci prouve que notre choix des deux fonctions de base pour une ligne de transmission simple est valide.

Conclusion

La présente étude a été consacrée à la caractérisation aussi bien théorique qu'expérimentale de coupleurs et de lignes de transmission à technologies planaires.

Tout d'abord sur le plan théorique, nous avons présenté une formulation générale de la méthode spectrale. Cette technique permet de traiter les différentes structures multicouches planaires avec un temps de calcul réduit. Les structures en question comportent un nombre arbitraire de milieux diélectriques différents et de plans de métallisation. Ceci a été rendu possible, d'une part, par le développement de formules analytiques pour les fonctions de Green; valables pour tout type de structure. D'autre part, les fonctions de base choisies pour décrire les distributions de charges sur les conducteurs admettent des transformées de Fourier s'écrivant sous forme analytique.

Une attention particulière a été apportée au choix des fonctions de base pour chacune des différentes classes de conducteurs existants (lignes simples et couplés ainsi que les septums) permettant ainsi la caractérisation, avec précision, d'un grand nombre de structures planaires.

Notre choix des fonctions de base a été validé en comparant nos résultats à ceux d'autres auteurs et ceci pour des configurations de coupleurs multicouche bien connues. Nous avons trouvé un très bon accord entre les résultats. L'écart est typiquement inférieur à 2 pour cent. Cependant, des écarts non négligeables sont notés dans le cas où l'espacement entre les lignes couplées est très réduit. En effet, l'utilisation d'une fonction de base, conçue spécialement pour ce cas, rend nos calculs sensiblement plus précis que ceux des autres auteurs.

Une partie importante de cette étude est consacrée à l'adaptation de la méthode spectrale, pour la première fois, à la caractérisation de coupleurs planaires incorporant un conducteur au potentiel flottant (MCF). Ceci nous a permis de développer un logiciel de design qui permet la conception, très flexible, de ce type de coupleurs; particulièrement avantageux pour l'obtention de facteurs de couplage très élevés ainsi qu'une bonne directivité. Nous avons validé expérimentalement nos résultats de calcul. A cette fin, nous avons calculé et réalisé un coupleur 2.5 dB MCF. Les mesures ont été faites dans la gamme 1 à 5 Ghz; elles nous ont donné satisfaction.

Toujours de point de vue expérimental, nous avons mesuré les capacités des modes pair et impair d'une section de

couplage du coupleur 2.5 dB. Là aussi, nous avons obtenu un bon accord entre la théorie et les mesures.

Les programmes de calcul qui ont servi à générer la totalité des courbes de design présentés dans ce mémoire sont interactifs et peuvent ainsi être utilisés afin de créer des banques de données destinées aux logiciels commerciaux, tel que TOUCHSTONE^{MD}.

Tous les calculs ont été faits sur un ordinateur HP-350. Pour les lignes de transmissions simples un point de calcul requiert moins de 2 secondes, alors que pour un coupleur on atteint plusieurs secondes de temps C.P.U (typiquement 15 secondes).

Certaines modifications pourront être apportées aux programmes de calcul afin d'élargir leur champ d'application. La prise en compte de milieux anisotropiques, à conductivité finie, et la modification de la méthode spectrale pour tenir compte des épaisseurs de métallisation et de leur conductivité finie serait d'un grand intérêt. Les programmes pourront alors être utilisés pour caractériser les technologies monolithiques. C'est un des buts que nous nous fixons pour nos recherches futures.

BIBLIOGRAPHIE

[1] HOFFMAN, R.K., "Handbook of Microwave Integrated Circuits". Artech House, Norwood, MA. (1979).

[2] KRAGE, M.K. et HADDAD, G.I., "Characteristics of Coupled Microstrip Transmission Lines". IEEE trans., MTT, 18, no. 4, pp. 217-228, avril 1970.

[3] GABILLARD, R., "Vibrations et phénomènes de propagation". Dunod, Paris. (1969).

[4] MARX, K.D., "Propagation Modes, Equivalent Circuits, and Characteristic Terminations for Multiconductor Transmission Lines with Inhomogeneous Dielectrics". IEEE trans., MTT, 21, no. 7, pp. 450-455, juillet 1973.

[5] EDWARDS, T.C., "Foundations For Microstrip Circuits Design". John Wiley, New-York, N.Y. (1981).

[6] LEVY, R., "Transmission-line directional couplers for very broad-band operation". Proc., IEE, 112, no. 3,

pp. 469-476, mars 1965.

[7] LANGE, J., "Interdigitated Stripline Quadrature Hybrid". IEEE trans., MTT, 17, no. 12, pp. 1150-1151, décembre 1969.

[8] SPIELMAN, B.E., "Integrated circuit media for millimeter-wave applications". Millimeter and Submillimeter Wave Propagation. Eds SPITZ, E. et CACHIER, G., AGARD Conference Proceedings., no. 245, février 1979.

[9] SIFRI, J.D., "Matching technique yields optimum LNA performance". Microwaves RF., no. 2, pp. 87-90, février 1986.

[10] DALLEY, J.E., "A Strip-line Directional Coupler Utilizing a Non-Homogeneous Dielectric Medium". IEEE trans., MTT, 17, no. 9, pp. 706-712, septembre 1969.

[11] TOMAR, R.S. et BHARTIA, P., "New Quasi-Static Models for the Computer-Aided Design of Suspended and Inverted Microstrip Lines". IEEE trans., MTT, 35, no. 4, pp. 453-457, avril 1987.

[12] SMITH, J.I., "The Even- and Odd-Mode Capacitance

Parameters for Coupled Lines in Suspended Substrate". IEEE trans., MTT, 19, no. 5, pp. 424-431, mai 1971.

[13] BRENNER, H.E., "Use a Computer to Design Suspended-Substrate ICs". Microwaves., no. 9, pp. 38-45, septembre 1968.

[14] COHN, S.B., "The Re-Entrant Cross Section and Wide-Band 3-db Hybrid Couplers". IEEE trans., MTT, 11, pp. 254-258, juillet 1963.

[15] CRISTAL, E.G. et YOUNG, L., "Theory and Tables of Optimum Symmetrical TEM-Mode Coupled-Transmission-Line Directional Couplers". IEEE trans., MTT, 13, pp. 544-558, septembre 1965.

[16] LEVY, R., "Tables for Asymmetric Multi-Element Coupled Transmission Line Directional Couplers". IRE trans., MTT, 12, pp. 275-279, mai 1964.

[17] LAVENDOL, L. et TAUB, J.J., "Re-entrant Directional Coupler Using Strip Transmission Line". IEEE trans., MTT, 13, pp. 700-701, septembre 1965.

[18] CRISTAL, E.G., "Re-entrant Directional Couplers Having Direct Coupled Center Conductors". IEEE

trans., MTT, 14, pp. 207-208, avril 1966.

[19] CRISTAL, E.G., "Nonsymmetrical Coupled Lines of Reentrant Cross Section". IEEE trans., MTT, 15, pp. 529-530, septembre 1967.

[20] HOPFER, S., "A Hybrid Coupler for Microstrip Configuration". IEEE int. Microwave Symp., mai 1979, pp. 428-430.

[21] SACHSE, K., "A Wide-Band 3-db Coupler with a Very Tightly Coupled Cross-Section of Microstrip Lines". Proc. Eur. Microwave. Conf., 1973, section B.4.4.

[22] MALHERBE, J.A.G. et LOSCH, I.E., "Directional Couplers Using Semi-Re-Entrant Coupled Lines". Microwave Journal., no. 11, pp. 121-128, novembre 1987.

[23] HORNO, M., et MEDINA, F., "Multilayer Planar Structures for High-Directivity Directional Coupler Design". IEEE trans., MTT, 34, no. 12, pp. 1442-1449, décembre 1986.

[24] KANTOROVICH, L.V., et KRYLOV, V.I., "Approximate Methods of Higher Analysis". Noordhoff, Groningen,

Pays-Bas. (1958).

[25] FLETCHER, C.A.J., "Computational Galerkin Methods". Springer Verlag, New York. (1984).

[26] YAMASHITA, E., et MITTRA, R., "Variational Method for the Analysis of Microstrip Lines". IEEE trans., MTT, 16, no. 4, pp. 251-256, avril 1968.

[27] ITOH, T., et MITTRA, R., "Spectral-Domain Approach for Calculating Characteristics of Microstrip Lines". IEEE trans., MTT, 21, no. 7, pp. 496-499, juillet 1973.

[28] AKHTARZAD, S., et JOHNS, P.B., "Three Dimensional Transmission-Line Matrix Computer Analysis of Microstrip Resonators". IEEE trans., MTT, 23, no. 12, pp. 990-997, décembre 1975.

[29] GREEN, H., "The Numerical Solution of Some Important Transmission-Line Problems". IEEE trans., MTT, 13, no. 5, pp. 676-692, mai 1965.

[30] CRAMPAGNE, C., AHMADPANAH, M., et GUIRAUD, J., "A Simple Method for Determining the Green's Function for a Large Class of MIC Lines Having Multilayered

Dielectric Structures". IEEE trans., MTT, 26, no. 2, pp. 82-87, février 1978.

[31] BRICOUT, R., "Généralisation de MWSPEC à une structure multicouche à plusieurs conducteurs". Projet de fin d'études, Ecole Polytechnique de Montréal, été 1988.

[32] ITOH, T., et HEBERT, A.S., "A Generalized Spectral Domain Analysis for Coupled Suspended Microstriplines With Tuning Septums". IEEE trans., MTT, 26, no. 10, pp. 820-826, octobre 1978.

[33] KOUL, S. et BHAT, B., "Propagation Parameters of Coupled Microstrip-Like Transmission Lines for Millimiter-Wave Applications". IEEE trans., MTT, 29, no. 12, pp. 1364-1369, décembre 1981.

[34] PAOLINO, D., "MIC Overlay Coupler Design Using Spectral Domain Techniques". IEEE trans., MTT, 26, no. 9, pp. 646-649, septembre 1978.

[35] BOCHTLER, U., et ENDRESS, F., "CAD program designs stripline couplers". Microwaves RF., no. 12, pp. 91-95, décembre 1986.

[36] AIKAWA, M., "Wide-Band Strip-Line Reverse Phase Hybrid Ring in Ghz Band". Electronics and Communications in Japan., vol. 58-B, no. 10, pp. 521-528, octobre 1975.

[37] HISLOP, A., et RUBIN, D., "Suspended Substrate Ka-Band Multiplexer". Microwave Journal., no. 6, pp. 73-77, juin 1981.

ANNEXE A

CALCUL DES FONCTIONS DE GREEN

Cette annexe expose les étapes du calcul, entamés à la section 2.6, des potentiels inconnus sur chacune des trois interfaces en fonction des distributions de charges et des fontions de Green. Par conséquent, ce calcul permet de trouver les expressions analytiques de toutes les fonctions de Green.

A.1 Première interface

$$\Phi_1(n,b) = A_n \sinh(K.b) \tag{2.13}$$

$$\Phi_1(n,b) = G_{11}(n)\rho_1(n) + G_{12}(n)\rho_2(n) + G_{13}(n)\rho_3(n) \tag{2.29}$$

Les étapes du passage de l'expression de l'équation (2.13) à celle de l'équation (2.29) se résument ainsi:

- Le point de départ est l'équation (2.28).

- L'équation (2.27) est réécrite sous la forme D_n = fonction (C'_n, C''_n) et remplacée par la suite dans l'équation (2.28).

- Les équations (2.25) et (2.26) sont réécrites sous la forme C'_n=fonction (B'_n, B''_n) et C''_n=fonction (B'_n, B''_n) et remplacées dans la nouvelle forme de l'équation (2.28) résultant de l'étape précédente.

- Les équations (2.23) et (2.24) sont réécrites sous la forme B'_n=fonction (A_n) et B''_n=fonction (A_n) et remplacées dans l'équation (2.28), modifiée une fois de plus.

- La forme finale de l'équation (2.28) donne A_n en fonction de $\rho_1(n)$, $\rho_2(n)$ et $\rho_3(n)$.

- La multiplication de l'expression de A_n par le terme sinh(K.b) donne l'équation (2.13), où:

$$G_{11}(n) = \frac{\coth(K.h_1)\,\coth(Kt)\,\dfrac{\epsilon_{r4}}{\epsilon_{r3}} + \dfrac{\epsilon_{r3}}{\epsilon_{r2}}}{\coth(Kt)\,\coth(K.h_2)\,\dfrac{\epsilon_{r4}}{\epsilon_{r2}} + \coth(K.h_1)\,\coth(K.h_2)}$$

$$\text{DET}$$

$$G_{12}(n) = \frac{\dfrac{\epsilon_{r4}\ \coth(Kt)}{\epsilon_{r3}\ \sinh(K.h_1)} + \dfrac{\coth(K.h_2)}{\sinh(K.h_1)}}{DET}$$

$$G_{13}(n) = \frac{\dfrac{1}{\sinh(K.h_1)\ \sinh(K.h_2)}}{DET}$$

l'expression de DET est la suivante:

$$DET = \epsilon_0 K \left[\frac{\epsilon_{r4}\ \epsilon_{r1}}{\epsilon_{r3}} \coth(Kb)\ \coth(Kt)\ \coth(Kh_1) \right.$$

$$+ \frac{\epsilon_{r4}\ \epsilon_{r2}}{\epsilon_{r3}} \coth(Kt) + \frac{\epsilon_{r4}\ \epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}} \coth(Kb)\ \coth(Kt)\ \coth(Kh_2)$$

$$+ \epsilon_{r4}\ \coth(Kt)\ \coth(Kh_1)\ \coth(Kh_2)$$

$$+ \epsilon_{r1}\ \coth(Kb)\ \coth(Kh_1)\ \coth(Kh_2)$$

$$\left. + \epsilon_{r2}\ \coth(Kh_2) + \frac{\epsilon_{r3}\ \epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}} \coth(Kb) + \epsilon_{r3}\ \coth(Kh_1) \right]$$

A.2 Deuxième interface

$$\Phi_2(n,b+h_1) = B'_n \sinh(K.h_1) + B''_n \cosh(K.h_1) \qquad (2.14)$$

$$\Phi_2(n,b+h_1) = G_{21}(n)\rho_1(n) + G_{22}(n)\rho_2(n) + G_{23}(n)\rho_3(n) \qquad (2.30)$$

Les étapes du passage de l'expression de l'équation (2.14) à celle de l'équation (2.30) se résument ainsi:

- L'équation (2.23) indique que:

$$B''_n = A_n \sinh(K.b) \qquad (2.23)$$

or A_n=fonction ($\rho_1(n)$, $\rho_2(n)$, $\rho_3(n)$) a déjà été trouvée au cours des étapes de calcul pour la première interface.

- Les équations (2.23) et (2.24), combinées, donnent la relation suivante:

$$B'_n = \coth(K.b)\ B''_n\ (\epsilon_{r1}/\epsilon_{r2}) - \rho_1(n)/(\epsilon_{r2}\epsilon_0 K)$$

- B'_n et B''_n peuvent ainsi s'écrire chacune en fonction de $\rho_1(n)$, $\rho_2(n)$ et $\rho_3(n)$. Leurs expressions respectives sont remplacées dans l'équation (2.14) d'où l'expression de l'équation (2.30), où:

$$G_{21}(n) = \frac{\dfrac{\epsilon_{r4}\coth(Kt)}{\epsilon_{r3}\sinh(Kh_1)} + \dfrac{\coth(Kh_2)}{\sinh(Kh_1)}}{DET}$$

$$G_{22}(n) = \frac{\dfrac{\epsilon_{r4}\,\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r3}\,\epsilon_{r2}}\coth(Kb)\coth(Kt) + \dfrac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}}\coth(Kb)\coth(Kh_2) + \dfrac{\epsilon_{r4}}{\epsilon_{r3}}\coth(Kt)\coth(Kh_1) + \coth(Kh_2)\coth(Kh_1)}{DET}$$

$$G_{23}(n) = \frac{\dfrac{\epsilon_{r1}\coth(Kb)}{\epsilon_{r2}\sinh(Kh_2)} + \dfrac{\coth(Kh_1)}{\sinh(Kh_2)}}{DET}$$

A.3 <u>Troisième interface</u>

$$\Phi_3(n, b+h_1+h_2) = C'_n \sinh(K.h_2) + C''_n \cosh(K.h_2)$$

(2.15)

$$\Phi_3(n, b+h_1+h_2) = G_{31}(n)\rho_1(n) + G_{32}(n)\rho_2(n) + G_{33}(n)\rho_3(n) \qquad (2.31)$$

Les étapes du passage de l'expression de l'équation (2.15) à celle de l'équation (2.31) se résument ainsi:

- Les expressions de B'_n et B''_n en fonction de $\rho_1(n)$, $\rho_2(n)$ et $\rho_3(n)$ ont été trouvés auparavant.

- L'équation (2.25) est la suivante:

$$C''_n = B'_n \sinh(K.h_1) + B''_n \cosh(K.h_1) \qquad (2.25)$$

- L'équation (2.26) donne le résultat suivant:

$$C'_n = (B'_n \cosh(K.h_1) + B''_n \sinh(K.h_1))\, \epsilon_{r2}/\epsilon_{r3} - \rho_2(n) \,/\, (\epsilon_{r3}\, \epsilon_0\, K)$$

- Les expressions de C'_n et C'_n peuvent ainsi être écrites en fonction de $\rho_1(n)$, $\rho_2(n)$ et $\rho_3(n)$. Ces expressions permettent de trouver l'équation (2.15) à partir de l'équation (2.31), où:

$$G_{31}(n) = \frac{\dfrac{1}{\sinh(Kh_1\ \sinh(Kh_2)}}{DET}$$

$$G_{32}(n) = \frac{\dfrac{\epsilon_{r1}\ \coth\ (Kb)}{\epsilon_{r2}\ \sinh(Kh_2)} + \dfrac{\coth(Kh_1)}{\sinh(Kh_2)}}{DET}$$

$$G_{33}(n) = \frac{\dfrac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r3}}\coth(Kb)\ \coth(kh_1) + \dfrac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}}\coth(Kb)\ \coth\ (Kh_2) + \dfrac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r3}} + \coth(Kh_1)\ \coth(Kh_2)}{DET}$$

A noter que:

$$G_{12}(n) = G_{21}(n)$$

$$G_{23}(n) = G_{32}(n)$$

$$G_{13}(n) = G_{31}(n)$$

ANNEXE B

EXPRESSIONS ANALYTIQUES DES ELEMENTS DES MATRICES [K] ET [P]

Le système matriciel final de la solution, trouvé à la section 3.2 du chapitre 3 est le suivant:

$$\begin{bmatrix} & & \\ & K & \\ & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ b_1 \\ b_2 \\ c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \\ P \\ \\ \end{bmatrix} \qquad (3.13)$$

[K] est une matrice (6x6), et [P] un vecteur (6x1)

B.1 MATRICE [K]

Les éléments de la matrice K sont donnés par les expressions suivantes:

$$K(1,1) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_1^{1}(n)\, G_{11}(n)\, \rho_1^{1}(n)$$

$$K(1,2) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_1^{1}(n)\, G_{11}(n)\, \rho_1^{2}(n)$$

$$K(1,3) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_1^{1}(n)\, G_{12}(n)\, \rho_2^{1}(n)$$

$$K(1,4) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_1^{1}(n)\, G_{12}(n)\, \rho_2^{2}(n)$$

$$K(1,5) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_1^{1}(n)\, G_{13}(n)\, \rho_3^{1}(n)$$

$$K(1,6) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_1^{1}(n)\, G_{13}(n)\, \rho_3^{2}(n)$$

$$K(2,1) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_1^{2}(n)\, G_{11}(n)\, \rho_1^{1}(n)$$

$$K(2,2) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_1^{2}(n)\, G_{11}(n)\, \rho_1^{2}(n)$$

$$K(2,3) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_1^{2}(n)\, G_{12}(n)\, \rho_2^{1}(n)$$

$$K(2,4) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_1^{2}(n)\, G_{12}(n)\, \rho_2^{2}(n)$$

$$K(2,5) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_1^{\,2}(n)\; G_{13}(n)\; \rho_3^{\,1}(n)$$

$$K(2,6) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_1^{\,2}(n)\; G_{13}(n)\; \rho_3^{\,2}(n)$$

$$K(3,1) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_2^{\,1}(n)\; G_{21}(n)\; \rho_1^{\,1}(n)$$

$$K(3,2) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_2^{\,1}(n)\; G_{21}(n)\; \rho_1^{\,2}(n)$$

$$K(3,3) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_2^{\,1}(n)\; G_{22}(n)\; \rho_2^{\,1}(n)$$

$$K(3,4) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_2^{\,1}(n)\; G_{22}(n)\; \rho_2^{\,2}(n)$$

$$K(3,5) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_2^{\,1}(n)\; G_{23}(n)\; \rho_3^{\,1}(n)$$

$$K(3,6) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_2^{\,1}(n)\; G_{23}(n)\; \rho_3^{\,2}(n)$$

$$K(4,1) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_2^{\,2}(n)\; G_{21}(n)\; \rho_1^{\,1}(n)$$

$$K(4,2) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_2^{1}(n)\ G_{21}(n)\ \rho_1^{2}(n)$$

$$K(4,3) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_2^{2}(n)\ G_{22}(n)\ \rho_2^{1}(n)$$

$$K(4,4) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_2^{2}(n)\ G_{22}(n)\ \rho_2^{2}(n)$$

$$K(4,5) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_2^{2}(n)\ G_{23}(n)\ \rho_3^{1}(n)$$

$$K(4,6) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_2^{2}(n)\ G_{23}(n)\ \rho_3^{2}(n)$$

$$K(5,1) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_3^{1}(n)\ G_{31}(n)\ \rho_1^{1}(n)$$

$$K(5,2) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_3^{1}(n)\ G_{31}(n)\ \rho_1^{2}(n)$$

$$K(5,3) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_3^{1}(n)\ G_{32}(n)\ \rho_2^{1}(n)$$

$$K(5,4) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_3^{1}(n)\ G_{32}(n)\ \rho_2^{2}(n)$$

$$K(5,5) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_3^{1}(n)\ G_{33}(n)\ \rho_3^{1}(n)$$

$$K(5,6) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_3{}^1(n)\ G_{33}(n)\ \rho_3{}^2(n)$$

$$K(6,1) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_3{}^2(n)\ G_{31}(n)\ \rho_1{}^1(n)$$

$$K(6,2) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_3{}^2(n)\ G_{31}(n)\ \rho_1{}^2(n)$$

$$K(6,3) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_3{}^2(n)\ G_{32}(n)\ \rho_2{}^1(n)$$

$$K(6,4) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_3{}^2(n)\ G_{32}(n)\ \rho_2{}^2(n)$$

$$K(6,5) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_3{}^2(n)\ G_{33}(n)\ \rho_3{}^1(n)$$

$$K(6,6) = \sum_{n=1}^{\infty} \rho_3{}^2(n)\ G_{33}(n)\ \rho_3{}^2(n)$$

B.2 MATRICE COLONNE [P]

Les éléments de la matrice colonne P sont données par les expressions suivantes:

$$P(1,1) = \sum_{n=1}^{\infty} [\ \rho_1^{\,1}(n)\ V_1(n) + \rho_1^{\,1}(n)\ \Phi_{01}(n,y_1)\ ]$$

$$P(2,1) = \sum_{n=1}^{\infty} [\ \rho_1^{\,2}(n)\ V_1(n) + \rho_1^{\,2}(n)\ \Phi_{01}(n,y_1)\ ]$$

$$P(3,1) = \sum_{n=1}^{\infty} [\ \rho_2^{\,1}(n)\ V_2(n) + \rho_2^{\,1}(n)\ \Phi_{02}(n,y_2)\ ]$$

$$P(4,1) = \sum_{n=1}^{\infty} [\ \rho_2^{\,2}(n)\ V_2(n) + \rho_2^{\,2}(n)\ \Phi_{02}(n,y_2)\ ]$$

$$P(5,1) = \sum_{n=1}^{\infty} [\ \rho_3^{\,1}(n)\ V_3(n) + \rho_3^{\,1}(n)\ \Phi_{03}(n,y_3)\ ]$$

$$P(6,1) = \sum_{n=1}^{\infty} [\ \rho_3^{\,2}(n)\ V_3(n) + \rho_3^{\,2}(n)\ \Phi_{03}(n,y_3)\ ]$$

Il faut toutefois noter que les expressions du vecteur P, ci-dessus, sont modifiées en partie lors de leur utilisation dans la solution finale du système matriciel (équation (3.13)). En effet, les termes de droite (incorporant les $\Phi_{0i}(n,y_i)$, i=1,2,3) s'annulent pour les raisons expliquées au chapitre 3.

ANNEXE C

MANUEL D'UTILISATION DE DEUX PROGRAMMES DE CALCUL TYPIQUES

Dans cette annexe, nous présentons un exemple d'utilisation de chacun des deux programmes LINENOSEP.F et 4LCPFLMAL.F, dédiées respectivement à la caractérisation de lignes de transmission multidiélectrique et de coupleurs microruban multidiélectrique à conducteur au potentiel flottant. Ces programmes interactifs sont écrits en Fortran-77. Lorsqu'ils sont exécutés, l'usager doit fournir les dimensions physiques désirées de la coupe transversale de la structure à caractériser, ainsi que le nombre de termes N des sommations (séries de Fourier). A la fin du calcul, le programme affiche les caractéristiques de la ligne ou du coupleur telles que les impédances caractéristiques et les permittivités effectives. Nous présentons aussi dans cette annexe le temps CPU nécessaire pour différentes valeurs de N.

C.1 LINOSEP.F

Ce programme caractérise la ligne microruban à substrat suspendu qui a été étudié au cours du chapitre 4. La coupe transversale de cette structure multidiélectrique est présentée ci-dessous en médaillon. Suite à l'exécution du programme LINENOSEP.F, l'usager doit, au fur et à mesure, répondre aux questions affichées à l'écran du moniteur. Ces questions, telles que posées par le programme, se présentent sous la forme suivante:

Caracterisation d'une ligne microruban a substrat suspendu

Donner les dimensions geometriques de la structure :

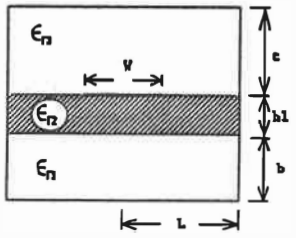
L = ?

b = ?

h1 = ?

t = ?

W = ?



Permittivite relative, Er1 = ?

Permittivite relative, Er2 = ?

Permittivite relative, Er3 = ?

Nombre de termes de la serie de Fourier, N = ?

La sortie du programme consiste à afficher toutes les données fournies auparavant par l'usager et ensuite les résultats du calcul. Ces résultats englobent l'impédance caractéristique de la ligne ainsi que la permittivité effective du milieu diélectrique et la longueur d'onde guidée. A la page suivante nous présentons un exemple d'une sortie du programme:

Dimensions de la structure etudiee :

L = 10.0

b = 2.0

h1 = 1.0

t = 15.0

W = 2.0

Permittivites relatives des couches dielectriques :

Er1 = 1.0

Er2 = 2.200000000000000

Er3 = 1.0

Nombre de termes de la serie de Fourier :

N = 200

Resultats du calcul :

Permittivite effective relative = 1.324038528916103

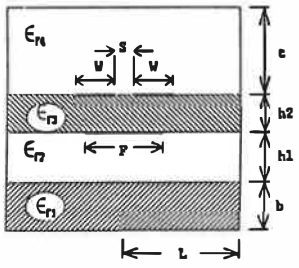
Longueur d'onde guidee normalisee = .869059854415476

Impedance caracteristique de la ligne = 116.9413736710436

Pour N égale à 500 et 1000, le calcul requiert 1.7 et 3.4 secondes de temps CPU respectivement.

C.2 4LCPFLMAL.F

Le programme 4LCPFLMAL.F caractérise les coupleurs microruban à conducteur au potentiel flottant, étudié au cours du chapitre 5. La coupe transversale d'un tel coupleur est présentée en médaillon ci-dessous. L'exécution du programme 4LCPFLMAL.F déclenche une série de questions successives auxquelles l'usager doit répondre au fur et à mesure. Ces questions, telles que posées par le programme, sont montrées à la page suivante:



Caracterisation d'un coupleur microruban
multidielectrique a conducteur au potentiel flottant

Donner les dimensions geometriques de la structure :

L = ?

b = ?

h1 = ?

h2 = ?

t = ?

W = ?

S = ?

F = ?

Permittivite relative, Er1 = ?

Permittivite relative, Er2 = ?

Permittivite relative, Er3 = ?

Permittivite relative, Er4 = ?

Nombre de termes de la serie de Fourier, N = ?

Un exemple de la sortie du programme est donnée à la page suivante. Toutes les données fournies auparavant par l'usager sont réécrites. Elles sont suivies par les valeurs des impédances caractéristiques et des permittivités effectives de chacun des modes pair et impair. Finalement, l'impédance caractéristique du coupleur ainsi que le facteur de couplage sont affichés :

Dimensions de la structure etudiee :

L = 70.0

b = 2.0

h1 = 1.0

h2 = .254000000000000

t = 30.0

W = 2.700000000000000

S = .500000000000000

F = 5.900000000000000

Permittivites relatives des couches dielectriques :

Er1 = 2.200000000000000

Er2 = 1.0

Er3 = 2.200000000000000

Er4 = 1.0

Nombre de termes de la serie de Fourier :

N = 700

Resultats du calcul :

Permittivite effective relative; mode pair = 1.393595308560385

Permittivite effective relative; mode impair = 1.964460853163128

Impedance caracteristique, mode pair = 157.2472945379249

Impedance caracteristique, mode impair = 19.00994257160803

Impedance caracteristique du coupleur = 55.38576746971686

Facteur de couplage = .784293196882525 (-2.110431042631112 dB)

Pour N égale à 500, 1000 et 2000, le calcul requiert 10.9, 21.6 et 43.3 secondes de temps CPU respectivement.

ANNEXE D

TRANSFORMEES DE FOURIER DES FONCTIONS DE BASE

Cette annexe publie les transformées de Fourier, en cosinus et/ou en sinus de toutes les fonctions de base. Rappelons que ces fonctions simulent les distributions de charges sur les différentes classes des conducteurs. Les transformées de Fourier des fonctions de base présentées au cours du chapitre 4 (données par les équations (4.1) à (4.7)) sont présentées en premier. Celles du chapitre 5 (équations (5.1) à (5.9) suivent.

D.1 Transformées de Fourier des fonctions (4.1) à (4.7)

Transformée de Fourier en cosinus de la fonction de base donnée par l'équation (4.1)

$$\rho(n) = \frac{4}{5\ W}\left[\frac{\sin(KW)}{K}\right] \quad +$$

$$\frac{4}{5\ W^4}\left[\cos(KW)\left[\frac{3\ W^2}{K^2}-\frac{6}{K^4}\right]+\sin(KW)\left[\frac{W^3}{K}-\frac{6\ W}{K^3}\right]+\frac{6}{K^4}\right] \qquad (D.1)$$

Transformée de Fourier en cosinus de la fonction de base donnée par l'équation (4.2)

$$\rho(n) = J_0(KW) \qquad (D.2)$$

$J_0(\ )$ désigne la fonction de Bessel d'ordre 0.

Transformée de Fourier en cosinus de la fonction de base donné par l'équation (4.3)

$$\rho(n) = \frac{4}{5\ W}\left[\frac{\sin(K(S+W)) - \sin(KS)}{K}\right] + \frac{64\ \cos(K(S+W/2))}{5\ W^4}\left[\cos(K(W/2))\left[\frac{3\ W^2}{4\ K^2}-\frac{6}{K^4}\right]+\sin(K(W/2))\left[\frac{W^3}{8\ K}-\frac{3\ W}{K^3}\right]+\frac{6}{K^4}\right] \qquad (D.3)$$

Transformée de Fourier en sinus de la fonction de base donnée par l'équation (4.3)

$$\rho(n) = \frac{-4}{5\ W}\left[\frac{\cos(K(S+W)) - \cos(KS)}{K}\right] + \frac{64\ \sin(K(S+W/2))}{5\ W^4}\left[\cos(K(W/2))\left[\frac{3\ W^2}{4\ K^2} - \frac{6}{K^4}\right] + \sin(K(W/2))\left[\frac{W^3}{8\ K} - \frac{3\ W}{K^3}\right] + \frac{6}{K^4}\right] \qquad (D.4)$$

Transformée de Fourier en cosinus de la fonction de base donnée par l'équation (4.4)

$$\rho(n) = \cos(K(S+W/2))\ J_0(K(W/2)) \qquad (D.5)$$

$J_0(\ )$ désigne la fonction de Bessel d'ordre 0.

Transformée de Fourier en sinus de la fonction de base donnée par l'équation (4.4)

$$\rho(n) = \sin(K(S+W/2))\ J_0(K(W/2)) \qquad (D.6)$$

Transformée de Fourier en cosinus de la fonction de base donnée par l'équation (4.5)

$$\rho(n) = \frac{4}{5\,W}\left[\frac{\sin(K(S+W)) - \sin(KS)}{K}\right] +$$

$$\frac{4\cos(KS)}{5\,W^4}\left[\cos(KW)\left[\frac{3\,W^2}{K^2} - \frac{6}{K^4}\right] + \sin(KW)\left[\frac{W^3}{K} - \frac{6\,W}{K^3}\right] + \frac{6}{K^4}\right] +$$

$$\frac{-4\sin(KS)}{5\,W^4}\left[\sin(KW)\left[\frac{3\,W^2}{K^2} - \frac{6}{K^4}\right] + \cos(KW)\left[\frac{-W^3}{K} + \frac{6\,W}{K^3}\right]\right]$$

(D.7)

Transformée de Fourier en sinus de la fonction de base donnée par l'équation (4.5)

$$\rho(n) = \frac{4}{5\,W}\left[\frac{-\cos(K(S+W)) + \cos(KS)}{K}\right] +$$

$$\frac{4\ \sin(KS)}{5\ W^4}\left[\cos(KW)\left[\frac{3\ W^2}{K^2}-\frac{6}{K^4}\right]+\sin(KW)\left[\frac{W^3}{K}-\frac{6\ W}{K^3}\right]+\frac{6}{K^4}\right]+$$

$$\frac{4\ \cos(KS)}{5\ W^4}\left[\sin(KW)\left[\frac{3\ W^2}{K^2}-\frac{6}{K^4}\right]+\cos(KW)\left[\frac{-W^3}{K}+\frac{6\ W}{K^3}\right]\right] \qquad (D.8)$$

Transformée de Fourier en cosinus de la fonction de base donnée par l'équation (4.6)

$$\rho(n)=\frac{4}{A^4}\ \sin(KL)\left[\sin(KA)\left[\frac{3\ A^2}{K^2}-\frac{6}{K^4}\right]+\cos(KA)\left[\frac{-A^3}{K}+\frac{6\ A}{K^3}\right]\right] \qquad (D.9)$$

Transformée de Fourier en sinus de la fonction de base donnée par l'équation (4.6)

$$\rho(n) = \frac{-4}{A^4} \cos(KL) \left[\sin(KA) \left[\frac{3\,A^2}{K^2} - \frac{6}{K^4} \right] + \cos(KA) \left[\frac{-A^3}{K} + \frac{6\,A}{K^3} \right] \right] \qquad \text{(D.10)}$$

La transformée de Fourier en cosinus de la fonction de base donnée parl'équation (4.7)

$$\rho(n) = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \sin(KL)\ J_1(KA) \qquad \text{(D.11)}$$

$J_1(\ )$ désigne la fonction de Bessel d'ordre 1.

La transformée de Fourier en sinus de la fonction de base donnée par l'équation (4.7)

$$\rho(n) = \frac{-\pi}{2\sqrt{2}} \cos(KL)\ J_1(KA) \qquad \text{(D.12)}$$

D.2 Transformées de Fourier des fonctions (5.1) à (5.9)

La transformée de Fourier en sinus et en cosinus de la fonction de base donnée par l'équation (5.1) est identique à celle de (4.4)

La transformée de Fourier en sinus et en cosinus de la fonction de base donnée par l'équation (5.2) est identique à celle de (4.5)

La transformée de Fourier en cosinus de la fonction de base donnée parl'équation (5.3)

$$\rho(n) = \frac{-1}{K(F-S)} [\ \sin(KS) - \sin(KF)\ ] \qquad (D.13)$$

La transformée de Fourier en sinus de la fonction de base donnée par l'équation (5.3)

$$\rho(n) = \frac{1}{K(F-S)} [\ \cos(KS) - \cos(KF)\ ] \qquad (D.14)$$

La transformée de Fourier en cosinus de la fonction de base donnée par l'équation (5.4)

$$\rho(n) = J_0(KF) - \frac{\sin(KF)}{KF} \qquad (D.15)$$

La transformée de Fourier en cosinus de la fonction de base donnée par l'équation (5.5)

$$\rho(n) = \frac{1}{5\ F}\left[\frac{-\sin(KF)}{K}\right] + \frac{4}{F^3}\left[\cos(KF)\left[\frac{3\ F^2}{K^2} - \frac{6}{K^4}\right] + \sin(KF)\left[\frac{F^3}{K} - \frac{6\ F}{K^3}\right] + \frac{6}{K^4}\right] \qquad (D.16)$$

La transformée de Fourier en cosinus de la fonction de base donnée par l'équation (5.6)

$$\rho(n) = \frac{-(F-S)}{KS}\sin(KS) + \frac{\sin(KF) - \sin(KS)}{K} \qquad (D.17)$$

La transformée de Fourier en sinus de la fonction de base donnée par l'équation (5.7)

$$\rho(n) = \frac{4}{F^4}\left[\sin(KF)\left[\frac{3F^2}{K^2} - \frac{6}{K^4}\right] + \cos(KF)\left[\frac{-F^3}{K} + \frac{6F}{K^3}\right]\right] \qquad (D.18)$$

La transformée de Fourier en sinus de la fonction de base donnée par l'équation (5.8)

$$\rho(n) = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} J_1(KF) \qquad (D.19)$$

La transformée de Fourier en sinus de la fonction de base donnée par l'équation (5.9)

$$\rho(n) = \frac{1}{S(F-S/2)}\left[\frac{\sin(KS)}{K^2} - \frac{S\cos(KS)}{K}\right] + \frac{1}{(F-S/2)}\left[\frac{\cos(KS) - \cos(KF)}{K}\right] \qquad (D.20)$$

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL
3 9334 00290764 8