

Alfrêdo Gomes Neto

Uma Formulação Alternativa da Técnica da
Ressonância Transversa

Tese de Doutorado submetida ao corpo docente da Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba - Campus II como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Eletromagnetismo Aplicado

Creso Santos da Rocha - Ph.D.
Orientador

Henri Baudrand - Dr.
Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Alfrêdo Gomes Neto, 1994

Uma Formulação Alternativa da Técnica da Ressonância Transversa

Alfrêdo Gomes Neto

Tese de Doutorado aprovada em 15/12/1994.

Creso Santos da Rocha - Ph.D.
Orientador

Henri Baudrand - Dr.
Orientador

Adaildo Gomes D'Assunção - Dr.
Componente da Banca

Adrião Duarte Dória Neto - Dr.
Componente da Banca

Atílio José Giarola - Ph.D.
Componente da Banca

Rui Fragassi Souza - Ph.D.
Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Dezembro/1994



G633f Gomes Neto, Alfrêdo.
Uma formulação alternativa da técnica da ressonância transversa / Alfrêdo Gomes Neto. - Campina Grande, 1994. 197 f.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia, 1994.
Referências.
"Orientação : Prof. Dr. Creso Santos da Rocha, Prof. Dr. Henri Baudrand".
Referências.

1. Ressonância Transversa. 2. Ressonância Transversa Modificada. 3. Micro-ondas. 4. Tese - Engenharia Elétrica. I. Rocha, Creso Santos da. II. Baudrand, Henri. III. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB). IV. Título

CDU 621.3.014.8(043)

UMA FORMULAÇÃO ALTERNATIVA DA TÉCNICA DE RESSONÂNCIA TRANSVERSA

ALFREDO GOMES NETO

Tese Aprovada em 15.12.1994



CRESO SANTOS DA ROCHA, Ph.D., UFPB
Orientador



ADAILDO GOMES D'ASSUNÇÃO, Ph.D., UFRN
Orientador



HENRI BAUDRAND, Dr., ENSEEIHT-França
Co-Orientador



ADRIAÕ DUARTE DORIA NETO, Dr., UERN
Componente da Banca



ATTÍLIO JOSÉ GIAROLA, Ph.D., UNICAMP
Componente da Banca



RUI FRAGASSI SOUZA, Ph.D., UNICAMP
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
DEZEMBRO - 1994

Dedico este trabalho a

Germana, minha esposa,
Daniel e Danilo, meus filhos,
aos quais mais uma vez peço desculpas
pelos momentos que não passamos juntos.

todos aqueles que continuam capazes de
sonhar com um mundo melhor, apesar
da dura realidade da vida.

Agradecimentos

Várias foram as pessoas que tiveram participação neste trabalho. Mesmo correndo o risco de cometer alguma injustiça, mais por falta de espaço do que por esquecimento, deixo aqui registrado os meus mais sinceros agradecimentos

Ao professor Creso Santos da Rocha, pelo apoio, incentivo e paciência.

Ao professor Henri Baudrand, pela maneira como me recebeu no Grupo de Microondas (E.N.S.E.E.I.H.T., França), pela experiência e sugestões (“Merci Beaucoup Professeur Baudrand”).

Aos professores Adrião Duarte Dória Neto e Adaildo Gomes D’Assunção, que não mediram esforços para viabilizar a minha estadia na França, através do convênio CAPES-COFECUB.

Aos professores Aubert Hervé e Damiene Bajon pela valiosa orientação e paciência.

Ao professor Marcos Barbosa pelo apoio durante minha estadia na França.

Aos professores Francisco de Assis Ferreira Tejo, Mário de Sousa Araújo Filho e Rômulo Maranhão do Valle pelo apoio sempre recebido.

Aos inesquecíveis amigos Sophie Ariguel e Mustaphá, pelas discussões e incentivo.

A Joabson Nogueira de Carvalho e Rinaldo Santos Júnior, amigos com os quais sempre pude contar.

A Escola Técnica Federal da Paraíba.

A Universidade Federal da Paraíba, ao CNPq e a CAPES.

A Toulouse, esse encanto de cidade no sudoeste da França que tão carinhosamente me acolheu.

E a Campina Grande, essa cidade que me conquistou e pela qual declaro minha paixão.

Resumo

A caracterização de estruturas guiantes em microondas tem sido objeto de estudo há décadas. Entretanto, o rápido avanço tecnológico que se observa, particularmente nos circuitos monolíticos, vem requerendo técnicas que permitam uma caracterização cada vez mais precisa, incluindo os mais diversos efeitos recentemente verificados. Por outro lado, o significativo aumento das disponibilidades computacionais tem permitido a evolução das técnicas numéricas, levando ao surgimento de técnicas mais eficientes que as originalmente propostas. É neste contexto que se enquadra a presente tese, apresentando uma formulação alternativa da técnica da ressonância transversa (TRT), diferenciando-se da técnica original pelo circuito transversal equivalente à descontinuidade considerado. São apresentados os fundamentos da TRT e o circuito transversal equivalente adotado, formulando-se teoricamente a aplicação da TRT alternativa. Desenvolve-se e implementa-se um programa computacional para ambiente IBM-PC, com o qual aplica-se a TRT à caracterização de microfitas, microfitas acopladas e guias de ondas coplanares sobre um plano condutor ("Conductor-backed coplanar waveguide - CBCW"). Discute-se o comportamento dispersivo dessas estruturas guiantes, apresentando-se diversos resultados numéricos para modos propagantes e evanescentes, considerando-se, portanto, não apenas o modo fundamental, mas também os modos de ordem superior. No caso específico da microfita, discute-se ainda os modos complexos para uma estrutura sem perdas, podendo o procedimento apresentado ser estendido às demais estruturas. Apresenta-se ainda um estudo da convergência da formulação proposta e, finalmente, conclusões e possíveis trabalhos para continuidade desta tese.

Abstract

Numerical characterization of millimeter-wave structures has been an important research topic by decades. However, the recent technologic progress, especially in the monolithic circuits, has increased the necessity of accurate numerical techniques, included recent observed effects. Along with this, significant advance in the computer capabilities has allowed numerical techniques development, and some techniques have been made more efficient than classical formulation. In this sense, this these is presented. The proposed alternative formulation of the Transverse Resonance Technique (TRT), in this these, differ from the usual TRT by the considered equivalent circuit. The basis of the TRT and the considered equivalent circuit are introduced, and the theoretical formulation of the proposed TRT is presented. A computer program for IBM-PC enviroment is developed and implemented. With this program, the alternative TRT proposed in this these is applied to characterization of microstrips, coupled microstrips and conductor-backed coplanar wave guides (CBCW). The dispersive behaviour of those structures is discussed and numercial results are presented to propagating and evanescent modes. So, not only the dominant mode is considered, but also higher order modes. In the microstrip case, numerical results for complex modes in a lossless structure are presented and discussed. The addopted formulation for the complex modes can be extended to the other structures (coupled microstrip and CBCW). The numerical convergence of the proposed TRT is also analyzed. Finally, conclusions are presented and some works for the continuity of this these are suggested.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Formulação do problema	1
1.2	Revisão bibliográfica	5
1.2.1	Técnicas numéricas	5
1.2.2	Características dispersivas	10
1.3	Organização da tese	12
2	Formulação Teórica	14
2.1	TRT	15
2.1.1	Determinação do circuito equivalente à descontinuidade	15
2.1.2	Cálculo da matriz admitância do circuito obtido	21
2.1.3	Cálculo da matriz admitância final [Y]	22
2.1.4	Determinação das condições de ressonância da matriz admitância	25
3	Características Dispersivas de Microfitas	26
3.1	Geometria considerada	26
3.2	Circuito equivalente	28
3.3	Matriz admitância	30

3.3.1	Funções de base	38
3.3.2	Funções de teste	41
3.3.3	Admitância deslocada sobre o plano da descontinuidade	42
3.3.4	Produtos escalares	44
3.4	Resultados numéricos	48
3.4.1	Microfita aberta	48
3.4.2	Microfita blindada	50
3.4.3	Conclusões	68
4	Características Dispersivas de Microfitas Acopladas	75
4.1	Geometria considerada	75
4.2	Circuito equivalente	78
4.3	Matriz admitância	79
4.3.1	Funções de base	81
4.3.2	Funções de teste	81
4.3.3	Admitância deslocada sobre o plano da descontinuidade	81
4.3.4	Deslocamento do campo eletromagnético - $A_{ij,n}^a$ e $B_{ij,n}^b$	82
4.3.5	Produtos escalares	83
4.4	Resultados numéricos	83
4.4.1	Microfitas acopladas abertas	83
4.4.2	Microfitas acopladas blindadas	89
4.4.3	Conclusões	109

5	Características Dispersivas de “CBCWs”	112
5.1	Geometria considerada	114
5.2	Circuito equivalente	116
5.3	Matriz admitância	117
5.3.1	Funções de base	119
5.3.2	Funções de teste	119
5.3.3	Admitância deslocada sobre o plano da descontinuidade	119
5.3.4	Deslocamento do campo eletromagnético - $A_{ij,n}^c$ e $A_{ij,n}^d$	119
5.3.5	Produtos escalares	120
5.4	Resultados numéricos	120
5.4.1	CBCW aberto	120
5.4.2	CBCW blindado	124
5.4.3	Conclusões	132
6	Soluções Complexas	133
6.1	Geometria considerada	133
6.2	Determinação das soluções complexas	135
6.3	Resultados numéricos	136
6.3.1	Conclusões	149
7	Estudo da Convergência	150
7.1	Resultados numéricos	151
7.1.1	Microfita aberta	151
7.1.2	Microfita blindada	160
7.1.3	Microfitas acopladas abertas	160

7.1.4	Microfitas acopladas blindadas	170
7.1.5	CBCWs abertos	177
7.1.6	CBCWs blindados	180
7.2	Conclusões	180
8	Conclusões e Propostas	189
8.1	Conclusões	189
8.2	Propostas	189

Lista de Figuras

1.1	Microfita	2
1.2	Microfitas acopladas	3
1.3	Guia de ondas coplanares sobre um plano condutor - CBCW	4
2.1	Estrutura genérica	16
2.2	Circuito equivalente utilizando a notação proposta em [24]	17
2.3	Notação proposta em [25]	18
2.4	Circuito equivalente utilizando a notação proposta em [25]	19
2.5	TRT proposta - Circuito equivalente	20
3.1	Geometria adotada	27
3.2	Geometria considerando a simetria da estrutura	28
3.3	Circuito equivalente	29
3.4	Geometria adotada - Microfita aberta	49
3.5	Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)	51
3.6	Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)	52
3.7	Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)	53
3.8	Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)	54
3.9	Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)	55

3.10	Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)	56
3.11	Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)	57
3.12	Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)	58
3.13	Modos EH_0, EH_1 e EH_2 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	59
3.14	Modos EH_0, EH_1 e EH_2 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	60
3.15	Geometria adotada - Microfita blindada	61
3.16	Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)	63
3.17	Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)	64
3.18	Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)	65
3.19	Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)	66
3.20	Modos EH_0 e EH_1 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	67
3.21	Modos EH_0, EH_2 e EH_4 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	69
3.22	Modos EH_1, EH_3 e EH_5 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	70
3.23	Modos EH_0, EH_2 e EH_4 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	71
3.24	Modos EH_1, EH_3 e EH_5 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	72
3.25	Modos EH_0, EH_2 e EH_4 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	73
3.26	Modos EH_1, EH_3 e EH_5 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	74
4.1	Geometria adotada	76
4.2	Geometria considerando a simetria da estrutura	77
4.3	Circuito equivalente	78
4.4	Geometria adotada - Microfitas acopladas abertas	84
4.5	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	85
4.6	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	86
4.7	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	87

4.8	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	88
4.9	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	89
4.10	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	90
4.11	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	91
4.12	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	92
4.13	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	93
4.14	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	94
4.15	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	95
4.16	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	96
4.17	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	97
4.18	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	98
4.19	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	99
4.20	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	100
4.21	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	101
4.22	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	102
4.23	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	103
4.24	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	104
4.25	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	105
4.26	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	106
4.27	Geometria adotada - Microfitas acopladas blindadas	107
4.28	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	108
4.29	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	109
4.30	Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	110
5.1	Guias coplanares	113

5.2	Geometria adotada	114
5.3	Geometria considerando a simetria da estrutura	115
5.4	Circuito equivalente	116
5.5	Geometria adotada - CBCW aberto	121
5.6	Modo Fundamental - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	122
5.7	Modo Fundamental - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	123
5.8	Modo Fundamental - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	124
5.9	Modo Fundamental - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	125
5.10	Modo Fundamental - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	126
5.11	Geometria adotada - CBCW blindado	127
5.12	Modo Fundamental - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	128
5.13	Modo Fundamental - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	129
5.14	Modos EH_0 , EH_2 e EH_4 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	130
5.15	Modos EH_1 , EH_3 e EH_5 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	131
6.1	Geometria adotada	134
6.2	Características dispersivas - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	137
6.3	Características dispersivas - Região de soluções complexas	138
6.4	Plano complexo - Região de solução complexa incluindo o pólo	140
6.5	Plano complexo - Região de solução complexa	141
6.6	Plano complexo - Região de solução complexa	142
6.7	Características dispersivas - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	143
6.8	Características dispersivas - Região de soluções complexas	144
6.9	Plano complexo - Região de solução complexa	145
6.10	Plano complexo - Região de solução complexa	146

6.11	Características dispersivas - ϵ_{eff} x frequência (GHz)	147
6.12	Características dispersivas	148
7.1	ϵ_{eff} x $nb, na = nb$	152
7.2	ϵ_{eff} x $nb, na = 3$	153
7.3	ϵ_{eff} x (LSE+LSM)	154
7.4	ϵ_{eff} x (H/h)	155
7.5	ϵ_{eff} x $nb, na = nb$	156
7.6	ϵ_{eff} x $nb, na = 3$	157
7.7	ϵ_{eff} x (LSE+LSM)	158
7.8	ϵ_{eff} x (H/h)	159
7.9	ϵ_{eff} x $nb, na = nb$	161
7.10	ϵ_{eff} x $nb, na = 1$	162
7.11	ϵ_{eff} x (LSE+LSM)	163
7.12	ϵ_{eff} x $nb, na = nb$	164
7.13	ϵ_{eff} x $nb, na = 1$	165
7.14	ϵ_{eff} x (LSE+LSM)	166
7.15	ϵ_{eff} x $nb, na = nb$	167
7.16	ϵ_{eff} x (LSE+LSM)	168
7.17	ϵ_{eff} x (H/h)	169
7.18	ϵ_{eff} x $nb, na = nb$	170
7.19	ϵ_{eff} x (LSE+LSM)	171
7.20	ϵ_{eff} x (H/h)	172
7.21	ϵ_{eff} x $nb, na = nb$	173
7.22	ϵ_{eff} x (LSE+LSM)	174

7.23	ϵ_{eff} x $nb, na = nb$	175
7.24	ϵ_{eff} x (LSE+LSM)	176
7.25	ϵ_{eff} x $nb, na = nb$	177
7.26	ϵ_{eff} x (LSE+LSM)	178
7.27	ϵ_{eff} x (H/h)	179
7.28	ϵ_{eff} x $nb, na = nb$	181
7.29	ϵ_{eff} x (LSE+LSM)	182
7.30	ϵ_{eff} x (H/h)	183
7.31	ϵ_{eff} x $nb, na = nb$	184
7.32	ϵ_{eff} x (LSE+LSM)	185
7.33	ϵ_{eff} x $nb, na = nb$	186
7.34	ϵ_{eff} x (LSE+LSM)	187

Lista de Símbolos

α	Constante de atenuação segundo o eixo z
β	Constante de propagação segundo o eixo z
δu_i	Incremento segundo o eixo cartesiano u_i
ϵ_r	Constante dielétrica
ϵ_{eff}	Constante dielétrica efetiva
$\epsilon_{ri,i=1,2,3}$	Constante dielétrica da camada i
ϵ_0	Permissividade do vácuo
$\gamma_{x(y)(z)}$	Constante de propagação segundo o eixo x(y)(z)
$\phi_{y(z)}$	Função de teste no plano da descontinuidade, segundo o eixo y(z)
μ_0	Permeabilidade do vácuo
$[A_{ij(i,j=1,2)}]$	Sub-matriz da matriz de acoplamento dos vetores densidade de corrente elétrica e campo elétrico
$[B_{ij(i,j=1,2)}]$	Sub-matriz da matriz de acoplamento dos vetores densidade de corrente elétrica e campo elétrico
2B	Largura total da blindagem
\vec{e}	Vetor campo elétrico
$e_{y(z)}$	Componente do vetor campo elétrico segundo o eixo y(z)
E	Vetor campo elétrico
$[\hat{E}]$	Vetor campo elétrico projetado sobre o plano da descontinuidade
$\langle \bar{f}_n $	Vetor linha de funções de base
$\langle \bar{f}_{ni(j)} $	Vetor linha de funções de base, segundo o eixo cartesiano i(j)
$ \bar{f}_n\rangle$	Vetor coluna de funções de base
$ \bar{f}_{ni(j)}\rangle$	Vetor coluna de funções de base, segundo o eixo cartesiano i(j)
\vec{j}	Vetor densidade de corrente elétrica
J	Vetor densidade de corrente elétrica
$j_{y(z)}$	Componente do vetor densidade de corrente elétrica segundo o eixo y(z)
h	Altura do substrato dielétrico
H	Altura total da blindagem

K_0	Número de onda de corte no espaço livre
LSE	Número de modos LSE
LSM	Número de modos LSM
n	Número de funções de base
$n_{a(b)}$	Número de funções de base na região a (b)
$pa(b)$	Número de funções de base na região a(b) da descontinuidade, segundo o eixo y
$qa(b)$	Número de funções de teste na região a(b) da descontinuidade, segundo o eixo z
S	Matriz espalhamento
S	Espaçamento entre fitas condutoras (microfitas acopladas)
S	Espaçamento entre a fita condutora central e os planos laterais (“CBCW”)
$u_{i,i=1,2,3}$	Eixo cartesiano genérico segundo a direção i
$u_{i,0}$	Coordenada genérica segundo o eixo cartesiano u_i
$\vec{u}_{i,i=1,2,3}$	Vetor unitário segundo o eixo cartesiano u_i
Y	Matriz admitância
\hat{Y}	Operador admitância
Y_n	Admitância projetada sobre o plano da descontinuidade
W	Largura da fita condutora (microfita, microfitas acopladas, “CBCW”)

Capítulo 1

Introdução

1.1 Formulação do problema

O objetivo deste trabalho é formular teoricamente uma aplicação alternativa da técnica da ressonância transversa (TRT), salientando as suas vantagens e desvantagens com relação à técnica original e possíveis aplicações.

Procurando propiciar uma maior clareza ao leitor, esta tese foi dividida em duas partes: formulação teórica e aplicações. Na formulação teórica apresenta-se a técnica proposta, considerando-se uma aplicação genérica. Nas aplicações, visando validar a formulação apresentada, são estudadas as características dispersivas das seguintes estruturas guiantes:

- a) Microfita, Fig. 1.1.
- b) Microfitas acopladas, Fig. 1.2.
- c) Guia de ondas coplanares sobre um plano condutor (“Conductor-backed coplanar waveguide - CBCW”), Fig. 1.3.

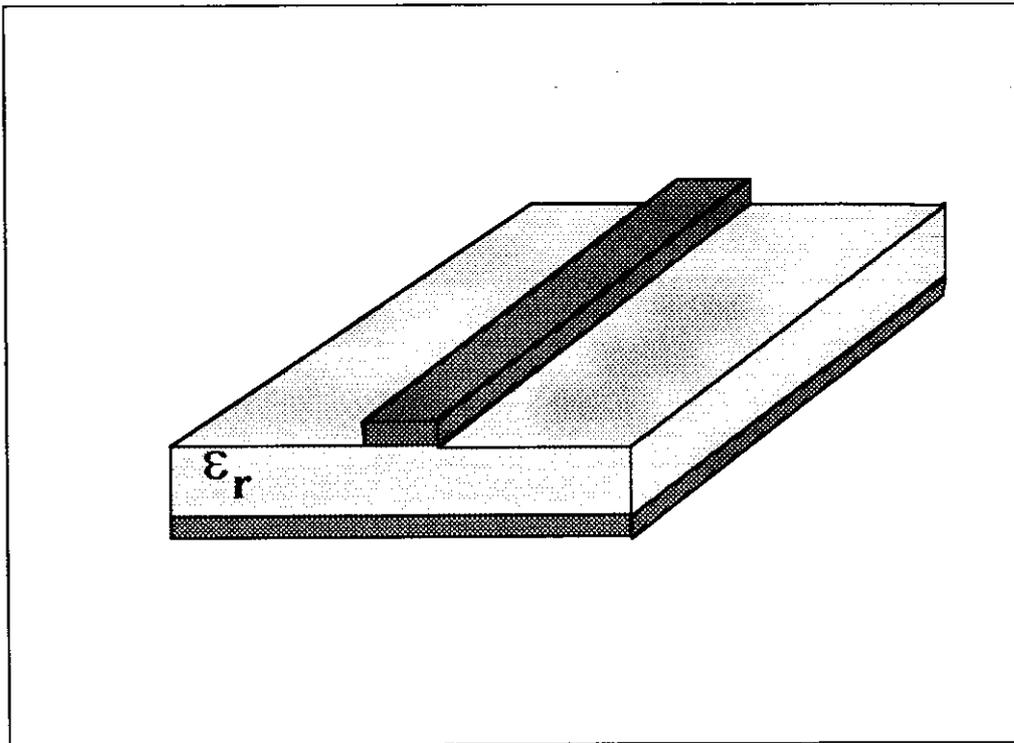


Figura 1.1: Microfita

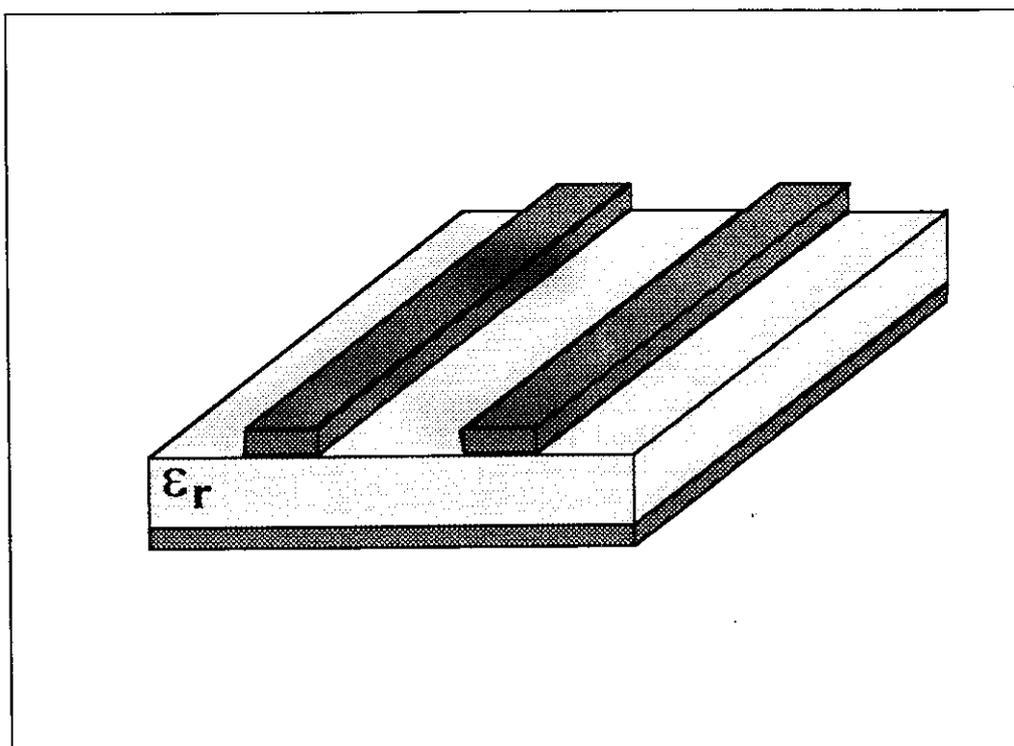


Figura 1.2: Microfitas acopladas

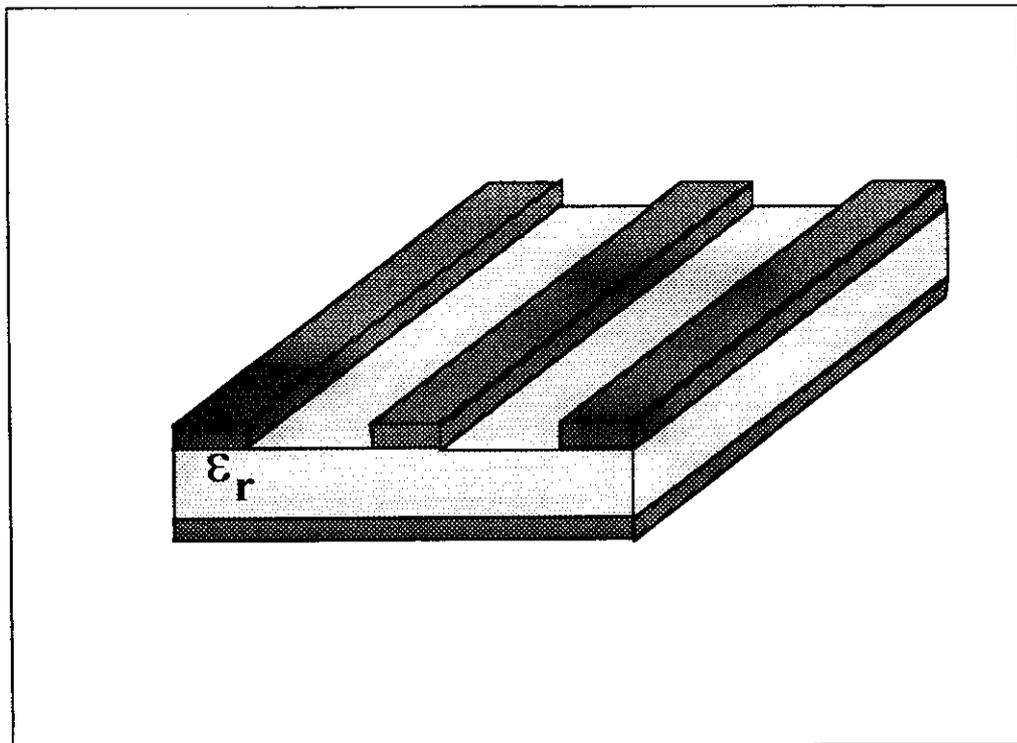


Figura 1.3: Guia de ondas coplanares sobre um plano condutor - CBCW

1.2 Revisão bibliográfica

1.2.1 Técnicas numéricas

Os recentes desenvolvimentos alcançados pelos circuitos integrados em microondas, sobretudo nos circuitos monolíticos, onde os ajustes pós-fabricação são inviáveis, vêm requerendo a utilização de programas computacionais cada vez mais precisos (Projeto Auxiliado por Computador - CAD) [1]. Por outro lado, o considerável aumento das disponibilidades computacionais tem permitido uma rápida evolução das técnicas numéricas existentes. Algumas dessas técnicas tornaram-se mais eficientes e outras originalmente aplicadas em problemas de outras áreas da engenharia, p. ex. engenharia mecânica, têm sido aplicadas a problemas de ondas eletromagnéticas. Itoh [1], [2] apresenta o seguinte sumário das técnicas mais utilizadas:

a) Método das diferenças finitas

É um método essencialmente numérico. Geralmente, a região na qual aplica-se a equação diferencial, tal como a equação de Laplace, é dividida em uma fina malha. Em cada ponto da malha a equação diferencial é discretizada, sendo as operações de derivadas substituídas por operações de diferenças finitas. À medida que a malha se torna "mais fina", aumenta-se a precisão dos resultados, ocorrendo, contudo, uma limitação do número de pontos da malha em função da capacidade de memória do computador. O pré-processamento matemático é mínimo e o método é aplicável a uma boa variedade de estruturas, embora seja numericamente ineficiente. Ressalta-se ainda que certas precauções devem ser tomadas quando o método é aplicado às regiões abertas.

b) Método dos elementos finitos

Embora semelhante ao método das diferenças finitas, este método possui um caráter variacional e é mais flexível nas aplicações. Ao invés de equações diferenciais com condições de fronteira, correspondentes funcionais são formulados e expressões variacionais são aplicadas para cada pequena área poligonal ou volume tetragonal que subdivide a região de interesse. O resultado final é uma equação matricial de ordem

elevada. Uma vez que alguns polígonos incluem a superfície da fronteira, essa equação pode ser resolvida para os pontos interiores. Um dos problemas desse método, é a existência dos denominados zeros espúrios, correspondentes às soluções sem significado físico. Mais recentemente, vários algoritmos têm sido apresentados para minimizar ou eliminar esses zeros.

c) Método dos elementos finitos de fronteira

Nos últimos anos, este método tem sido aplicado a problemas eletromagnéticos, sendo uma combinação da equação integral de fronteira e de uma técnica de discretização, semelhante ao algoritmo dos elementos finitos aplicado a uma região de fronteira. A equação de onda para a região é convertida em uma equação integral de superfície, através das identidades de Green. A integral de superfície é discretizada em N elementos e desenvolvida para cada elemento, após os valores dos campo serem aproximadas por polinômios. Uma das vantagens deste método é a redução do uso de memória computacional.

d) Método da matriz de linha de transmissão (MLT)

Este método é uma simulação da propagação da onda eletromagnética no domínio do tempo. O problema de campo é convertido em uma malha tri-dimensional e como tal é bastante versátil. O espaço é discretizado em uma grade de período δL . Seis componentes de campo são representadas por uma célula MLT híbrida, constituída por linhas de transmissão. Paredes elétricas e magnéticas podem ser devidamente representadas através de terminações apropriadas na célula MLT. Após a resposta no domínio do tempo ser obtida, a resposta em frequência é obtida pela aplicação da transformada de Fourier. Devido à natureza periódica do modelo, a faixa de frequência de interesse deve ser limitada abaixo da frequência do filtro passa-faixa de faixa de passagem mais inferior, o que é determinado pelo δL .

e) Método da equação integral

O campo eletromagnético, em certas estruturas tri-dimensionais, pode ser determinado a partir de alguns valores desconhecidos, sobre uma dada fronteira, que são determinados por este método. Um pré-processamento analítico relativamente extenso é requerido. Por exemplo, no caso da microfita considera-se a mesma um ressoador tipo

“patch”. O campo total em tal estrutura é a soma dos campos individuais, refletidos e transmitidos pelo “patch”, devido à corrente desconhecida induzida no mesmo. A condição do campo total, como descrito, ser zero nos “patch” perfeitamente condutores é imposta pela equação integral. Uma vez que é assumido o conhecimento do campo incidente e o campo espalhado pelo “patch” pode ser obtido como uma integral de superposição, na forma de convolução da função de Green e da corrente desconhecida, uma equação integral, com a corrente desconhecida no seu interior, pode ser escrita. A equação integral é transformada num conjunto de equações lineares simultâneas para processamento numérico. A transformação é feita por um dos vários métodos, como, por exemplo, o método dos momentos. Em alguns casos, a expressão variacional, derivada da equação integral, é suficiente para a solução.

f) Método dos momentos e método de Galerkin

Estes métodos são usados para a discretização de equações integrais, como descrito no método anterior. No sentido estrito da palavra, o método dos momentos utiliza funções degrau como funções de base e funções delta como funções de teste. A escolha dessas funções é denominada casamento por ponto e nenhuma operação integral precisa ser executada. Portanto, o pré-processamento analítico é mínimo, embora o método seja um pouco ineficiente do ponto de vista numérico. Contudo, a escolha das funções de base e de teste pode ser mais flexível. Quando as funções de base e de teste são idênticas, para ambos os métodos as soluções resultantes são da forma variacional.

g) Método do casamento de modos

Este método é tipicamente aplicado aos problemas de descontinuidades em guias de ondas. Os campos eletromagnéticos, em ambos os lados da descontinuidade, são expandidos em termos dos modos nas respectivas regiões da descontinuidade, com coeficientes modais desconhecidos. Após as condições de fronteira serem impostas na descontinuidade e se aplicar o princípio da ortogonalidade dos modos, é obtido um conjunto de equações lineares simultâneas, no qual os coeficientes de campo são incógnitas. Essas incógnitas são obtidas por inversão matricial. Existem várias formulações para este método e embora sejam teoricamente equivalentes, numericamente são diferentes. O casamento de modos é freqüentemente aplicado para determinar o

modo característico em um guia de ondas com seção transversal complicada. Estritamente falando, esta aplicação pode ser denominada método do casamento de campos. A seção transversal é dividida em segmentos, tal que em cada segmento os campos possam ser convenientemente expandidos em série. As condições de fronteira são aplicadas em cada interface entre os segmentos. Após o princípio da ortogonalidade das funções de base da expansão ser aplicado, um conjunto homogêneo de equações lineares simultâneas é obtido. O valor da constante de propagação é calculado de maneira tal que o determinante do sistema de equações seja zero.

h) Técnica da ressonância transversa (TRT)

Esta técnica é, de certa forma, semelhante ao método anterior, sendo adequado para a caracterização de descontinuidades em linhas de transmissão planares. Quando a descontinuidade está localizada apenas sobre o plano incluindo os eixos do guia, isto é, a descontinuidade não inclui mudança na altura, esta técnica é proveitosa. O primeiro passo é inserir dois planos curto-circuitando a linha de transmissão planar, a uma distância tal que os modos de ordem superior excitados na descontinuidade sejam desprezíveis. O objetivo da análise é determinar as estruturas ressonantes para uma dada frequência. A partir dessas estruturas, outras informações da descontinuidade podem ser obtidas.

i) Método das linhas

Neste método, duas das três dimensões são discretizadas através de um processo numérico, enquanto a expressão analítica é resolvida na dimensão restante. Por exemplo, para microfitas, geralmente, esta dimensão é tomada na direção normal à superfície do substrato. A formulação começa com a equação de Helmholtz para dois potenciais escalares. Nas equações finais, na forma matricial, as diferenças finitas são usadas no lugar das derivadas nas duas dimensões discretizadas. O método das linhas tem sido aplicado às estruturas práticas, mas analiticamente complexas. Exemplos incluem ressoadores triangulares em microfita e estruturas periódicas.

j) Método do domínio espectral

Este método é uma versão da transformada de Fourier do método da equação integral aplicado às microfitas e outras estruturas guiantes, sendo um dos mais populares

métodos nos recentes anos. O método é numericamente eficiente, mas está restrito, em geral, às estruturas de forma bem comportada, que envolvem condutores de espessura desprezível. A equação integral de acoplamento para a distribuição de corrente desconhecida na microfita, pode ser expressa como um conjunto de equações algébricas no domínio da transformada de Fourier. Essas equações são resolvidas para a transformada de Fourier das distribuições de corrente desconhecidas por meio do método de Galerkin. Um dos fatores que contribuem para a eficiência do método é a eficácia das expressões fechadas para a transformada de Fourier das funções de Green. A derivação dessas funções de Green pode ser feita através do uso da aproximação da matriz imitância, na qual linhas de transmissão equivalentes tenham sido utilizadas.

k) Método da matriz espalhamento generalizada (**S**)

Embora este método tenha sido desenvolvido para analisar complicados problemas de descontinuidades, pode ser utilizado para caracterizar descontinuidades em cascata. A matriz **S** combina as mútuas interações de duas descontinuidades através dos modos dominantes e de ordem superior. A dimensão da matriz **S** é teoricamente infinita, mas na prática deve ser truncada em uma dimensão finita. Em muitos casos, resultados surpreendentemente bons podem ser obtidos com matrizes de pequenas dimensões, tal como 2x2 ou 3x3.

l) Modelo do guia de ondas equivalente

Este não é um método, mas um formalismo utilizado para analisar problemas de descontinuidades. Após a microfita ter sido convertida no guia de ondas equivalente, pela aplicação do modelo, um método numérico adequado, como, por exemplo, o método do casamento de modos, é utilizado para a caracterização da descontinuidade. O guia de ondas equivalente, que apresenta paredes laterais magnéticas e paredes inferior e superior condutoras, é obtido de maneira tal que a constante dielétrica efetiva do meio que o preenche e a sua impedância característica, sejam iguais aos seus correspondentes na microfita original. Uma larga variedade de descontinuidades tem sido analisada por este método.

m) Modelo do circuito planar

Este também é um formalismo para analisar componentes planares passivos. Uma

expansão dos modos característicos e a equação integral de fronteira são freqüentemente utilizados por este modelo. Um circuito planar é definido como sendo uma estrutura em microondas, na qual uma das três dimensões é muito menor que o comprimento de onda guiado, ao passo que as duas demais dimensões são comparáveis ao mesmo, sendo assumido que os campos são invariantes ao longo dessa dimensão menor. Torna-se então necessário, apenas, desenvolver uma equação bi-dimensional de Helmholtz. É assumido que as fronteiras são paredes magnéticas, exceto na junção da descontinuidade. Neste método, a relação de impedância é derivada para todas as portas. Algumas técnicas adicionais, segmentação e dessegmentação, têm sido introduzidas de maneira tal que circuitos planares de forma irregular podem ser analisados através de soluções de estruturas de formas mais regulares, como retângulos.

Concluindo o seu artigo, Itoh ressalta que a escolha de um determinado método não é única e geralmente é uma questão de preferência do usuário, embora o conhecimento de algumas peculiaridades de cada método leve a uma melhor escolha final.

De uma maneira geral, as técnicas propostas recentemente, normalmente variações das originalmente apresentadas (p. ex. [3], [4], [5], [6],[7], [8], [9], [10]), procuram atender três pontos fundamentais:

- a) Aproximar ao máximo os resultados obtidos dos encontrados experimentalmente, dentro da maior faixa de freqüência possível;
- b) Otimizar a utilização dos recursos computacionais, minimizando o tempo de cálculo e o consumo de memória;
- c) Reduzir o pré-processamento necessário, tornando o método acessível a uma maior quantidade de usuários.

1.2.2 Características dispersivas

Uma das informações mais importantes para uma estrutura guiante é o seu comportamento dispersivo, ou, em outras palavras, como se comporta a constante de propagação dos seus diversos modos em relação à freqüência. A partir da constante de propagação é possível determinar as equações de campo e aplicando-se determinadas técnicas, p. ex.

casamento modal, caracterizar descontinuidades. Portanto, um elevado grau de precisão na determinação das características dispersivas de estruturas guiantes é fundamental no desenvolvimento de programas computacionais para circuitos em microondas.

No caso específico das estruturas tipo microfita, i.e. microfita abertas ou blindadas, acopladas ou não, os métodos mais utilizados podem ser resumidos em três grupos [11]:

1. Análise quase-estática

- a) Método da transformada conforme modificada
- b) Método das diferenças finitas
- c) Método da equação integral
- d) Método variacional no domínio da transformada de Fourier

2. Modelos dispersivos

- a) Modelo do acoplamento entre os modos TEM e TM
- b) Fórmulas empíricas
- c) Modelo do acoplamento entre linhas TEM e TE
- d) Modelo do guia de ondas equivalente

3. Análise de onda completa

- a) Método da equação integral
- b) Método de Galerkin no domínio da transformada de Fourier
- c) Método das diferenças finitas

Apesar das técnicas acima citadas, a utilização de estruturas em microfita em frequências cada vez mais elevadas, assim como novos efeitos observados (modos complexos, ondas de superfície, etc.) [12], [13], [14], [15], [16], [17], [18], [19], [20], [21], [22], [23], vem requerendo técnicas mais eficientes. Dessa forma, as novas técnicas propostas tendem a considerar não apenas o efeito do modo fundamental, mas também dos modos de ordem superior, seja na região dos modos propagantes, evanescentes ou complexos.

1.3 Organização da tese

Esta tese encontra-se dividida em duas partes distintas. A seguir, uma breve descrição de cada parte.

Parte I

Revisão bibliográfica e formulação do problema.

Capítulo 1

Apresenta-se a formulação do problema, uma revisão da literatura relacionada, concluindo com uma sucinta descrição desta tese.

Capítulo 2

São apresentados os conceitos básicos utilizados neste trabalho, formulando a aplicação da TRT para uma estrutura genérica.

Parte II

Aplicações e conclusões

Capítulo 3

São apresentados os resultados obtidos pela formulação proposta para as características dispersivas das microfitas.

Capítulo 4

São apresentados os resultados obtidos pela formulação proposta para as características dispersivas das microfitas acopladas.

Capítulo 5

São apresentados os resultados obtidos pela formulação proposta para as características dispersivas dos guias de ondas coplanares sobre um plano condutor.

Capítulo 6

Discute-se um modelo para as soluções complexas em microfitas sem perdas, apresentando-se os resultados obtidos pela formulação proposta.

Capítulo 7

Apresenta-se uma estudo da convergência da formulação proposta.

Capítulo 8

Avalia-se, de maneira genérica, os resultados obtidos e propõe-se as próximas etapas para os trabalhos posteriores à tese.

Capítulo 2

Formulação Teórica

A técnica da ressonância transversa (TRT) originou-se como uma aplicação do formalismo dos circuitos de microondas na direção perpendicular à direção do fluxo de potência, sendo inicialmente aplicada na caracterização de guias cilíndricos [24]. Com o passar dos anos essa técnica foi evoluindo gradativamente, sendo aplicada na determinação das características dispersivas do modo dominante de certos tipos de guias de ondas (p. ex. guia tipo “ridged”), e depois na determinação das características dispersivas completas, i. e. incluindo os modos de ordem superior, desse e de outros tipos de estruturas guiantes, homogêneas e não-homogêneas. Atualmente, dentre as aplicações da TRT inclui-se a caracterização de descontinuidades.

No formalismo convencional da TRT, um adequado circuito equivalente é adotado para o cálculo das frequências de corte e, a partir dessas, outras características da estrutura. Em um formalismo mais elaborado, também conhecido como técnica da ressonância transversa generalizada, uma análise de onda completa é desenvolvida utilizando uma representação do campo eletromagnético na estrutura através de um conjunto de modos convenientemente escolhido, de tal maneira que as condições de fronteira sejam simplificadas. Neste trabalho será adotada simplesmente a notação técnica da ressonância transversa (TRT) para a técnica da ressonância transversa generalizada. A formulação da TRT proposta neste trabalho, diferencia-se da original justamente no circuito equivalente adotado.

2.1 TRT

A aplicação da TRT pode ser dividida em 4 etapas:

- 1) Determinação do circuito equivalente à descontinuidade transversal;
- 2) Cálculo da matriz admitância do circuito obtido;
- 3) Cálculo da matriz admitância final;
- 4) Determinação das condições de ressonância da matriz admitância.

Essas 4 etapas serão detalhadas a seguir.

2.1.1 Determinação do circuito equivalente à descontinuidade

Considere-se inicialmente a estrutura ilustrada na Fig. 2.1, infinita segundo o vetor unitário \vec{u}_3 . Para simplificar a notação, subentenda-se por plano a região de um plano qualquer delimitada pela superfície da estrutura ilustrada. Admitindo-se a propagação de uma onda eletromagnética segundo \vec{u}_2 , define-se como plano de interface perpendicular ao sentido de propagação, ou simplesmente interface, o plano determinado por $u_2 = u_{2,0}$, tal que os meios de propagação contidos em qualquer região dos planos definidos por $u_2 = u_{2,0}$ e $u_2 = u_{2,0} + \delta u_2$, $\delta u_2 \rightarrow 0$, não sejam exatamente os mesmos.

Utilizando-se a notação proposta em [24], obtém-se o circuito equivalente à estrutura da seguinte forma:

a) A região entre duas interfaces é representada por infinitas linhas de transmissão, cada uma associada a um modo, seja ele propagante, evanescente ou complexo. Note que as linhas das extremidades são terminadas em admitâncias. Essas admitâncias representam circuitos abertos, curto-circuitos ou linhas de transmissão infinitas.

b) Se em uma interface ocorre um acoplamento modal, i.e. uma descontinuidade, esse é representado por um circuito genérico.

Portanto, desconsiderando a espessura da fita de metalização, representa-se a estrutura da Fig. 2.1 como ilustrado na Fig. 2.2.

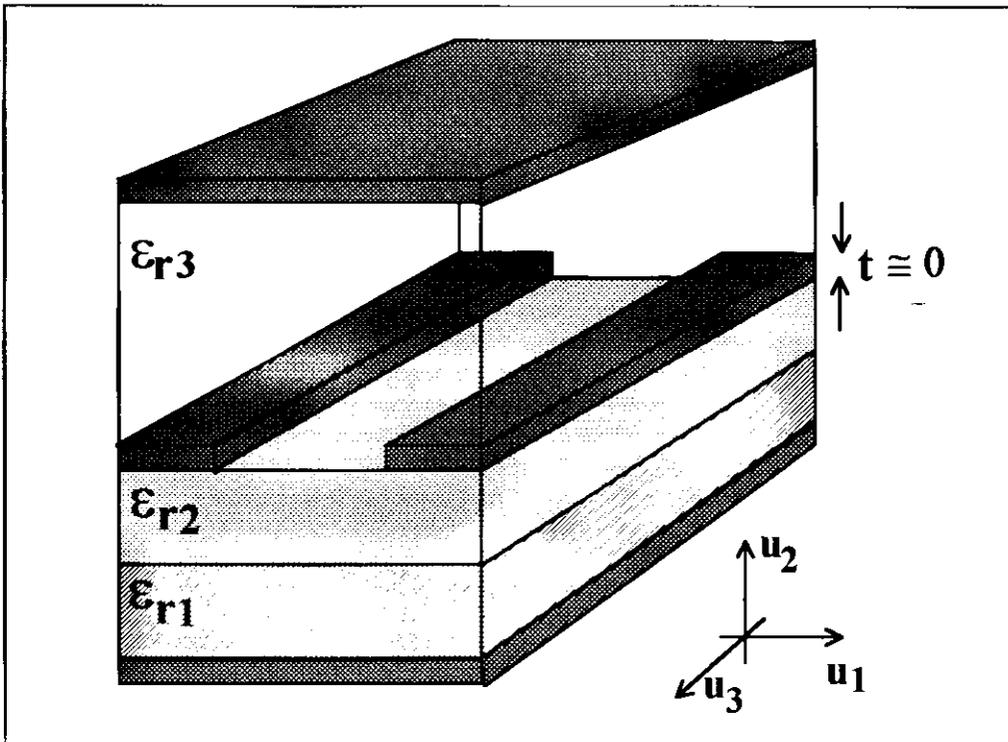


Figura 2.1: Estrutura genérica

Na notação apresentada em [25], baseada na simbologia adotada nos circuitos de baixas frequências, as infinitas linhas de transmissão são unificadas e os circuitos associados aos acoplamentos adquirem a representação da Fig. 2.3.

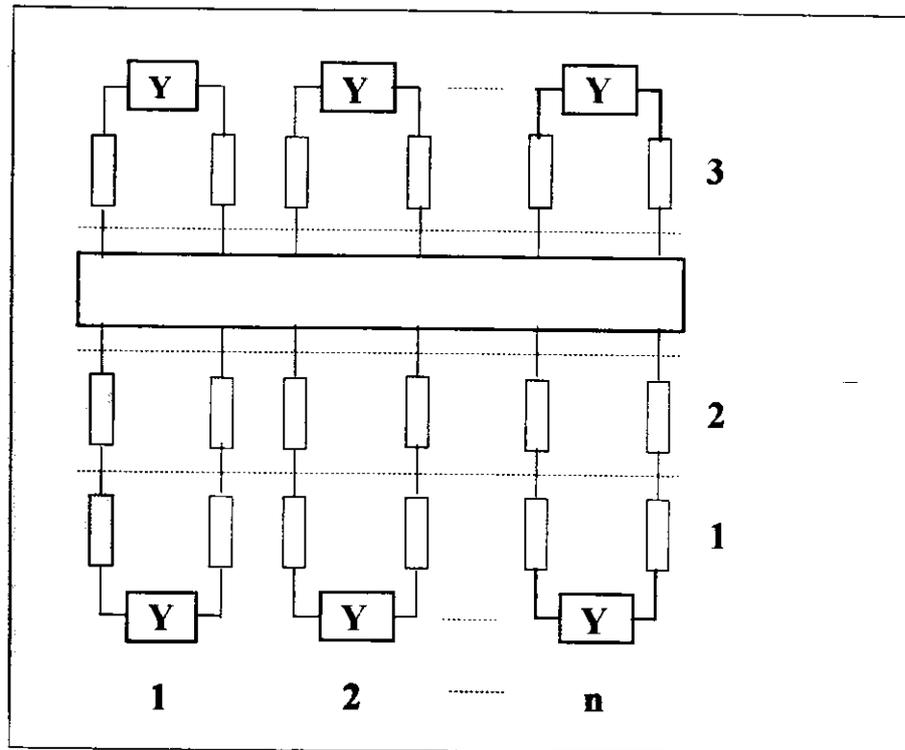


Figura 2.2: Circuito equivalente utilizando a notação proposta em [24]

Ainda em [25], destaca-se que:

i) Na utilização da notação $J = J_a + J_b$, como se fosse uma corrente resultante da Lei dos Nós, não se deve perder de vista que, na verdade, trata-se de uma operação vetorial e não escalar;

ii) A notação utilizada para o campo elétrico, semelhante a uma fonte de tensão variável, é coerente, visto que para atingir numericamente a condição de ressonância o campo elétrico será variado.

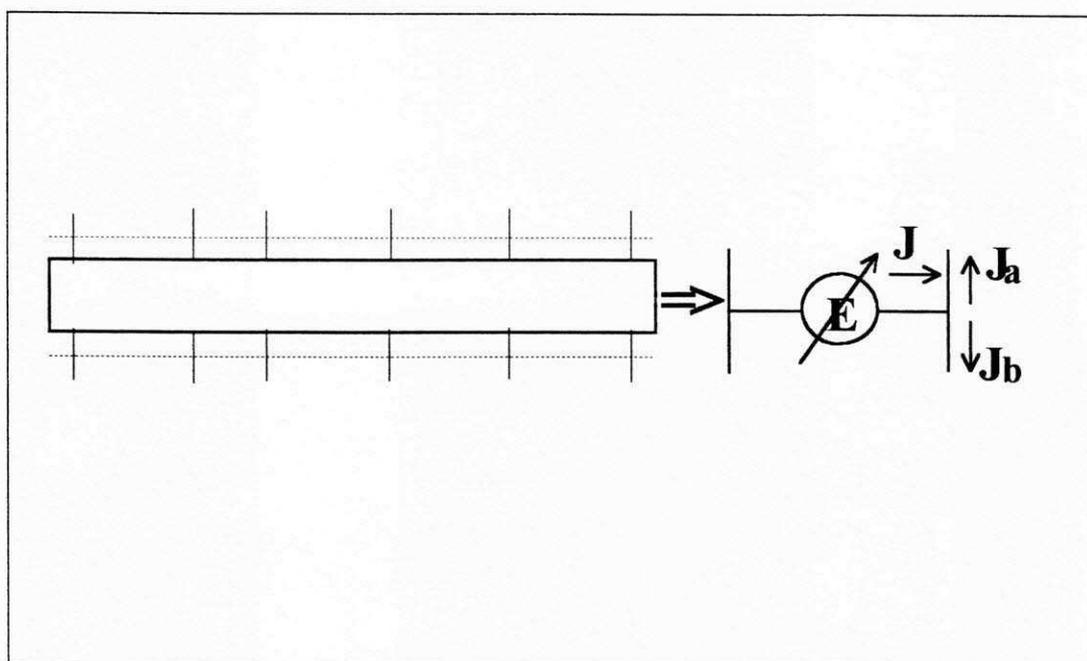


Figura 2.3: Notação proposta em [25]

Finalmente, a estrutura da Fig. 2.1 é representada como na Fig. 2.4.

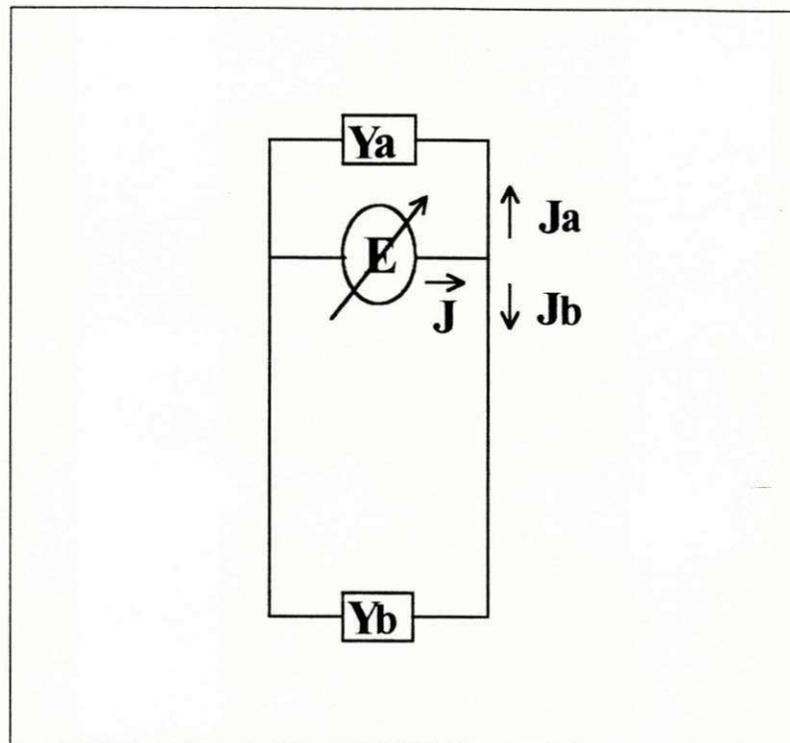


Figura 2.4: Circuito equivalente utilizando a notação proposta em [25]

A diferença entre a formulação usual e a proposta neste trabalho é justamente o plano de descontinuidade adotado. Na formulação usual, a propagação fictícia é considerada na direção perpendicular às fitas condutoras, i.e. os planos de interface delimitam regiões homogêneas. Dessa forma, para a estrutura da Fig. 2.1 a propagação fictícia é considerada segundo o eixo \vec{u}_2 e o circuito equivalente obtido é o apresentado na Fig. 2.4.

Na formulação proposta neste trabalho, considera-se a propagação fictícia segundo a direção tangente às fitas condutoras. Assim sendo, entre as regiões delimitadas pelos

planos de interface, em geral, se encontrarão regiões de guias não-homogêneos. Portanto, ainda considerando a estruturas da Fig. 2.1, a propagação fictícia é considerada segundo o eixo \vec{u}_1 e o circuito equivalente obtido é o apresentado na Fig. 2.5.

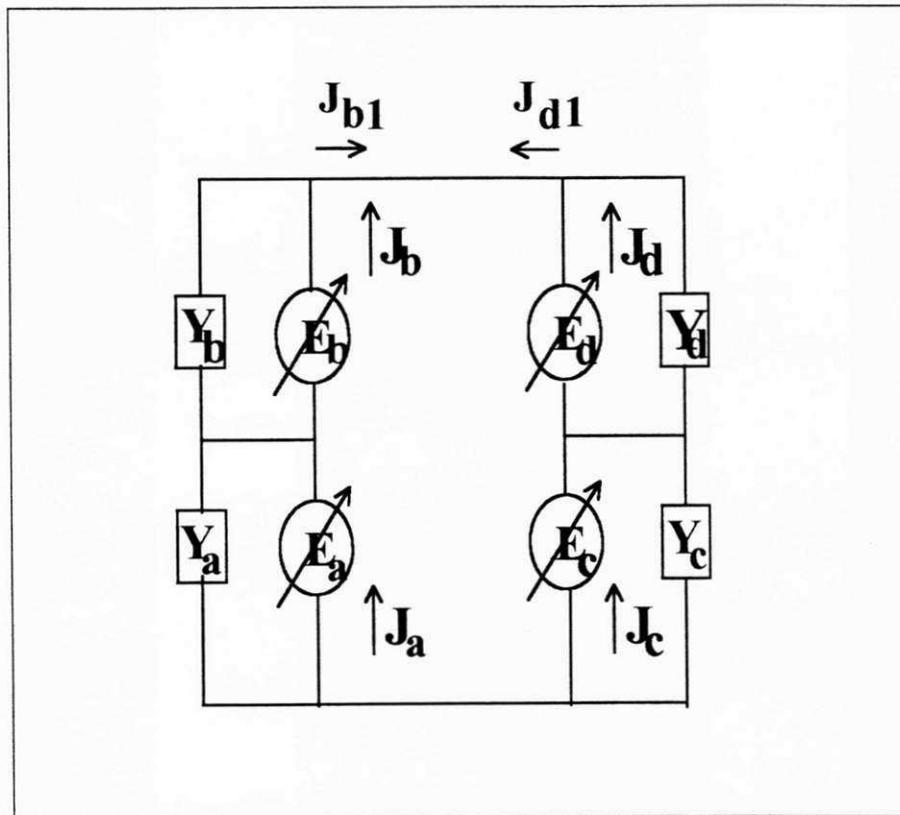


Figura 2.5: TRT proposta - Circuito equivalente

Observe-se que, se uma determinada estrutura é decomposta, através do procedimento acima apresentado, apenas em sub-regiões homogêneas, a descrição dos seus campos eletromagnéticos é feita unicamente em termos de modos TE e TM. Por outro lado, se tal decomposição inclui regiões não-homogêneas, considera-se também os modos LSE e LSM.

2.1.2 Cálculo da matriz admitância do circuito obtido

Uma vez determinado o circuito equivalente, o próximo passo consiste em expressar o vetor densidade de corrente em função do vetor campo elétrico, isto é, expressar o vetor densidade de corrente como sendo o produto da matriz admitância pelo vetor campo elétrico. Em notação matricial,

$$[J] = [Y][E] \quad (2.1)$$

Onde

$$[J] = \begin{bmatrix} [J_1] \\ [J_2] \\ \vdots \\ [J_n] \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$[E] = \begin{bmatrix} [E_1] \\ [E_2] \\ \vdots \\ [E_n] \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} [Y_{1,1}] & [Y_{1,2}] & \dots & [Y_{1,n}] \\ [Y_{2,1}] & [Y_{2,2}] & \dots & [Y_{2,n}] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ [Y_{n,1}] & [Y_{n,2}] & \dots & [Y_{n,n}] \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Note que o índice n presente nas equações acima corresponde ao número de descontinuidades da estrutura e não à dimensão dos vetores ou matriz.

Considerando o circuito equivalente obtido para a formulação usual (Fig. 2.4), através da análise de circuitos, obtém-se a seguinte expressão:

$$[J] = [[Y_a] + [Y_b]][E] \quad (2.5)$$

Analogamente, considerando o circuito equivalente obtido para a formulação proposta (Fig. 2.5):

$$\begin{bmatrix} [J_a] \\ [J_b] \\ [J_c] \\ [J_d] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Y_a] + [A_{11}] & [A_{12}] & [A_{11}] & [A_{12}] \\ [A_{21}] & [Y_b] + [A_{22}] & [A_{21}] & [A_{22}] \\ [A_{11}] & [A_{12}] & [Y_c] + [A_{11}] & [A_{12}] \\ [A_{21}] & [A_{22}] & [A_{21}] & [Y_d] + [A_{22}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [E_a] \\ [E_b] \\ [E_c] \\ [E_d] \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Onde as sub-matrizes $[A_{ij}]$ $i, j = 1, 2$ são obtidas da seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} [J_{b1}] \\ [J_{d1}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [A_{11}] & [A_{12}] \\ [A_{21}] & [A_{22}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [E_a] + [E_c] \\ [E_b] + [E_d] \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Vale salientar que as dimensões das matrizes admitâncias obtidas pelas diferentes formulações da TRT, usual e a proposta neste trabalho, não são iguais. Via de regra, a dimensão da matriz admitância obtida através da formulação aqui proposta é maior. Entretanto, a possibilidade de reduzir consideravelmente o número de soluções presentes na estrutura equivalente, eliminando os modos devidos à blindagem, modos de volume ("boxed modes"), assim como a inclusão dos modos LSE e LSM na expansão dos campos eletromagnéticos, torna bastante interessante a aplicação dessa formulação, o que será discutido na segunda etapa desta tese.

2.1.3 Cálculo da matriz admitância final $[Y]$

Na TRT os campos elétrico e magnético, assim como as admitâncias, são descritos sobre os planos de descontinuidade. Assim sendo, é necessário escrever a matriz obtida para o circuito equivalente sobre os referidos planos.

Inicialmente, seja definido o operador admitância (\hat{Y}) [26], [25]:

$$\hat{Y} = \sum_n |\bar{f}_n\rangle Y_n \langle \bar{f}_n| \quad (2.8)$$

onde

$|\bar{f}_n\rangle$ é um vetor coluna, cujas componentes são funções de base (f_n) que descrevem o comportamento do campo elétrico ou magnético em um guia infinito, não considerando a descontinuidade;

$$|\bar{f}_n\rangle = \begin{bmatrix} |f_{ni}\rangle \\ |f_{nj}\rangle \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

com i e j correspondendo aos vetores unitários do plano da descontinuidade.

$\langle\bar{f}_n|$ é um vetor linha, análogo ao $|\bar{f}_n\rangle$;

$$\langle\bar{f}_n| = \left[\langle f_{ni}| \quad \langle f_{nj}| \right] \quad (2.10)$$

Y_n é a admitância deslocada para o plano da descontinuidade.

Re-escrevendo a equação (2.8),

$$\hat{Y} = \sum_n \begin{bmatrix} |f_{ni}\rangle Y_n \langle f_{ni}| & |f_{ni}\rangle Y_n \langle f_{nj}| \\ |f_{nj}\rangle Y_n \langle f_{ni}| & |f_{nj}\rangle Y_n \langle f_{nj}| \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Note que, independente do número de funções de base, o operador \hat{Y} terá sempre dimensão 2×2 .

Para expressar o campo elétrico sobre o plano da descontinuidade, considere-se inicialmente $\phi_{i(j)}$ funções de teste, i.e., funções que satisfazem as condições de contorno no plano da descontinuidade, segundo o eixo $i(j)$. Dessa forma, o produto $[Y][E]$ pode ser projetado sobre essas funções de teste através da seguinte expressão:

$$\begin{aligned}
 [\hat{Y}] [\hat{E}] = \sum_n & \begin{bmatrix} \phi_{i,1} & 0 \\ \phi_{i,2} & 0 \\ \vdots & \vdots \\ \phi_{i,p} & 0 \\ 0 & \phi_{j,1} \\ 0 & \phi_{j,2} \\ \vdots & \vdots \\ 0 & \phi_{j,q} \end{bmatrix} \cdot \\
 & \begin{bmatrix} |f_{ni}\rangle Y_n \langle f_{ni}| & |f_{ni}\rangle Y_n \langle f_{nj}| \\ |f_{nj}\rangle Y_n \langle f_{ni}| & |f_{nj}\rangle Y_n \langle f_{nj}| \end{bmatrix} \\
 & \begin{bmatrix} \phi_{i,1} & \phi_{i,2} & \dots & \phi_{i,p} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \phi_{j,1} & \phi_{j,2} & \dots & \phi_{j,q} \end{bmatrix} \\
 & \tag{2.12}
 \end{aligned}$$

onde $p(q)$ corresponde ao número de funções de teste segundo a componente $i(j)$.

Observe que as funções de teste não dependem de n . O procedimento acima descrito, trata-se da aplicação do método de Galerkin [27], [25].

Para facilitar a notação, será adotada a seguinte convenção:

$$[\hat{Y}][\hat{E}] = [Y][e] \tag{2.13}$$

onde $[Y]$ no termo à direita da equação acima corresponde ao produto $[\hat{Y}][\hat{E}]$ (eq. (2.12)).

Genericamente, um termo $Y_{(s,t)}$ da matriz $[Y]$ é dado por:

$$Y_{(s,t)} = \sum_n \langle \phi_s | f_n \rangle Y_n \langle f_n | \phi_t \rangle \tag{2.14}$$

2.1.4 Determinação das condições de ressonância da matriz admitância

A condição de ressonância é dada por:

$$\det [Y] = 0 \quad (2.15)$$

Uma vez estabelecida analiticamente a matriz $[Y]$, a determinação das condições de ressonância é feita numericamente. Para uma dada frequência, cada ressonância corresponde à constante de propagação de um modo, podendo esse ser propagante, evanescente ou complexo.

A determinação numérica das condições de ressonância é feita através das seguintes etapas:

- 1) Entrar com os dados do problema, especificando uma frequência;
- 2) Impor um valor para a constante de propagação γ_z ;
- 3) Calcular a matriz $[Y]$;
- 4) Calcular o determinante de $[Y]$ e verificar se o mesmo é nulo (condição de ressonância);
- 5) Se verificada a condição de ressonância, gravar a solução, especificar uma nova frequência e retornar à etapa 2;
- 6) Se não verificada a condição de ressonância, impor um novo valor para a constante γ_z e retornar à etapa 3.

Nos capítulos seguintes são apresentados os resultados obtidos pela formulação proposta.

Capítulo 3

Características Dispersivas de Microfitas

Este capítulo apresenta as características dispersivas de microfitas, abertas e blindadas. Os resultados foram obtidos utilizando a formulação da TRT proposta, considerando os modos propagantes e evanescentes, sendo comparados com os da literatura específica e apresentando uma boa concordância.

3.1 Geometria considerada

Considera-se neste capítulo a geometria apresentada na Fig. 3.1.

Caso a estrutura a ser caracterizada seja uma microfita aberta, utiliza-se como aproximação uma microfita aberta lateralmente e limitada na sua parte superior por um plano condutor, “top covered microstrip”. Note que a utilização de uma microfita lateralmente aberta não é igual a utilização de paredes laterais suficientemente afastadas, de maneira tal a desconsiderar o seu efeito sobre o campo eletromagnético da microfita propriamente dita. A presença das paredes laterais implica na existência dos modos de volume, e quanto maior for o seu afastamento, em mais baixas frequências esses modos serão excitados, dificultando consideravelmente a distinção entre os modos de volume e os modos específicos da microfita.

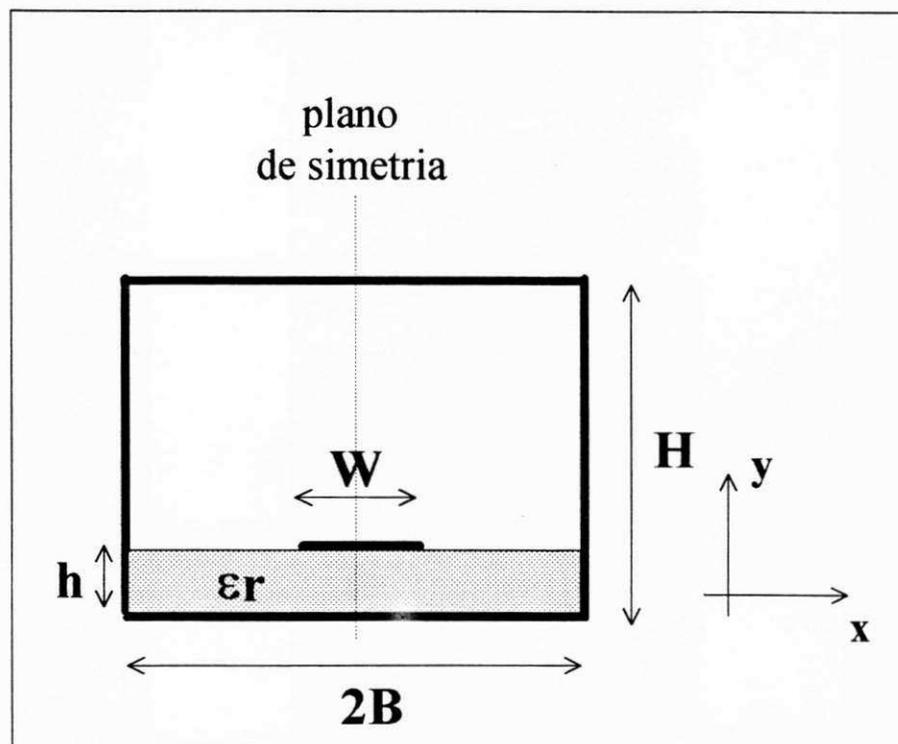


Figura 3.1: Geometria adotada

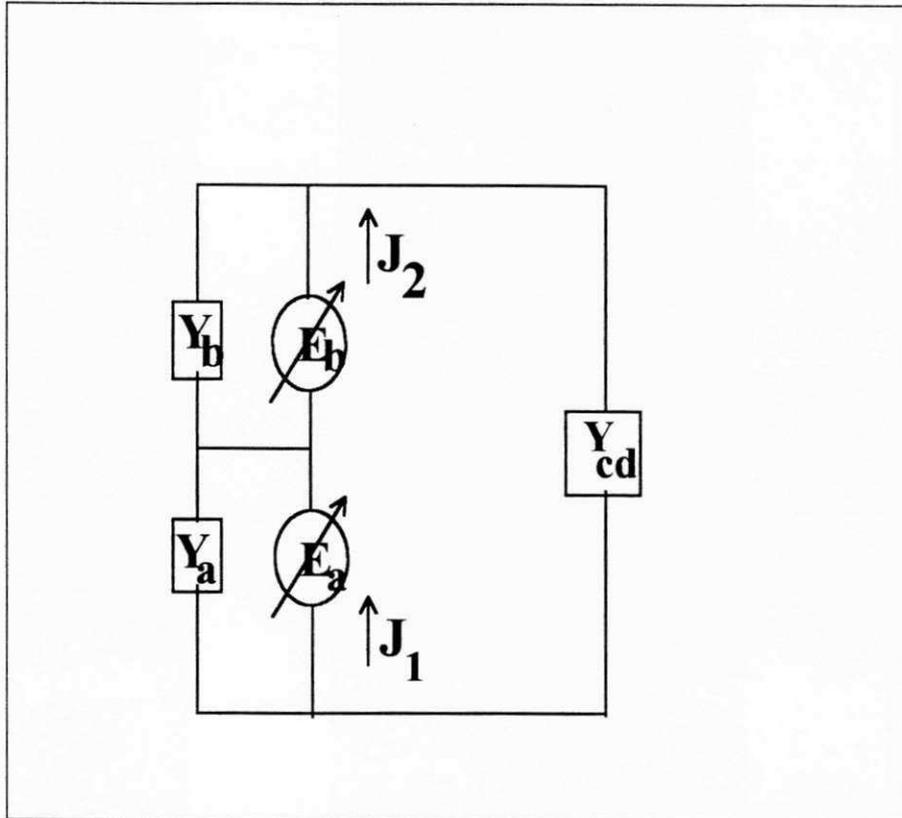


Figura 3.3: Circuito equivalente

Ou ainda,

$$\begin{bmatrix} [J_1] \\ [J_2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Y_a] + [Y_{cd}^a] & [Y_{cd}^{ab}] \\ [Y_{cd}^{ba}] & [Y_b] + [Y_{cd}^b] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [e_a] \\ [e_b] \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

3.3 Matriz admitância

As sub-matrizes da matriz admitância são definidas por:

$$[Y_a] = \sum_{n=0}^{na} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^a \rangle] Y_{a,n} [\langle f_{y,n}^a | \phi_y^a \rangle] & [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^a \rangle] Y_{a,n} [\langle f_{z,n}^a | \phi_z^a \rangle] \\ [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^a \rangle] Y_{a,n} [\langle f_{y,n}^a | \phi_y^a \rangle] & [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^a \rangle] Y_{a,n} [\langle f_{z,n}^a | \phi_z^a \rangle] \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Sendo

$$\begin{aligned} & [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^a \rangle] Y_{a,n} [\langle f_{y,n}^a | \phi_y^a \rangle] = \\ & \begin{bmatrix} \langle \phi_{y,1}^a | f_{y,n}^a \rangle \\ \langle \phi_{y,2}^a | f_{y,n}^a \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{y,pa}^a | f_{y,n}^a \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{a,n} \cdot \begin{bmatrix} \langle f_{y,n}^a | \phi_{y,1}^a \rangle & \langle f_{y,n}^a | \phi_{y,2}^a \rangle & \dots & \langle f_{y,n}^a | \phi_{y,pa}^a \rangle \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} & [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^a \rangle] Y_{a,n} [\langle f_{z,n}^a | \phi_z^a \rangle] = \\ & \begin{bmatrix} \langle \phi_{y,1}^a | f_{y,n}^a \rangle \\ \langle \phi_{y,2}^a | f_{y,n}^a \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{y,pa}^a | f_{y,n}^a \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{a,n} \cdot \begin{bmatrix} \langle f_{z,n}^a | \phi_{z,1}^a \rangle & \langle f_{z,n}^a | \phi_{z,2}^a \rangle & \dots & \langle f_{z,n}^a | \phi_{z,qa}^a \rangle \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^a \rangle] Y_{a,n} [\langle f_{y,n}^a | \phi_y^a \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{z,1}^a | f_{z,n}^a \rangle \\ \langle \phi_{z,2}^a | f_{z,n}^a \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{z,qa}^a | f_{z,n}^a \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{a,n} \cdot \left[\langle f_{y,n}^a | \phi_{y,1}^a \rangle \quad \langle f_{y,n}^a | \phi_{y,2}^a \rangle \quad \dots \quad \langle f_{y,n}^a | \phi_{y,pa}^a \rangle \right] \quad (3.6)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^a \rangle] Y_{a,n} [\langle f_{z,n}^a | \phi_z^a \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{z,1}^a | f_{z,n}^a \rangle \\ \langle \phi_{z,2}^a | f_{z,n}^a \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{z,qa}^a | f_{z,n}^a \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{a,n} \cdot \left[\langle f_{z,n}^a | \phi_{z,1}^a \rangle \quad \langle f_{z,n}^a | \phi_{z,2}^a \rangle \quad \dots \quad \langle f_{z,n}^a | \phi_{z,qa}^a \rangle \right] \quad (3.7)
 \end{aligned}$$

$$[Y_{cd}^a] = \sum_{n=0}^{na} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^c \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{y,n}^c | \phi_y^a \rangle] \quad [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^c \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{z,n}^c | \phi_z^a \rangle] \\ [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^c \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{y,n}^c | \phi_y^a \rangle] \quad [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^c \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{z,n}^c | \phi_z^a \rangle] \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Sendo

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^c \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{y,n}^c | \phi_y^a \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{y,1}^a | f_{y,n}^c \rangle \\ \langle \phi_{y,2}^a | f_{y,n}^c \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{y,pa}^a | f_{y,n}^c \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{cd,n} \cdot \left[\langle f_{y,n}^c | \phi_{y,1}^a \rangle \quad \langle f_{y,n}^c | \phi_{y,2}^a \rangle \quad \dots \quad \langle f_{y,n}^c | \phi_{y,pa}^a \rangle \right] \quad (3.9)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^c \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{z,n}^c | \phi_z^a \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{y,1}^a | f_{y,n}^c \rangle \\ \langle \phi_{y,2}^a | f_{y,n}^c \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{y,pa}^a | f_{y,n}^c \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{cd,n} \cdot [\langle f_{z,n}^c | \phi_{z,1}^a \rangle \quad \langle f_{z,n}^c | \phi_{z,2}^a \rangle \quad \dots \quad \langle f_{z,n}^c | \phi_{z,qa}^a \rangle] \quad (3.10)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^c \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{y,n}^c | \phi_y^a \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{z,1}^a | f_{z,n}^c \rangle \\ \langle \phi_{z,2}^a | f_{z,n}^c \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{z,qa}^a | f_{z,n}^c \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{cd,n} \cdot [\langle f_{y,n}^c | \phi_{y,1}^a \rangle \quad \langle f_{y,n}^c | \phi_{y,2}^a \rangle \quad \dots \quad \langle f_{y,n}^c | \phi_{y,pa}^a \rangle] \quad (3.11)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^a \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{z,n}^a | \phi_z^a \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{z,1}^a | f_{z,n}^c \rangle \\ \langle \phi_{z,2}^a | f_{z,n}^c \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{z,qa}^a | f_{z,n}^c \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{cd,n} \cdot [\langle f_{z,n}^c | \phi_{z,1}^a \rangle \quad \langle f_{z,n}^c | \phi_{z,2}^a \rangle \quad \dots \quad \langle f_{z,n}^c | \phi_{z,qa}^a \rangle] \quad (3.12)
 \end{aligned}$$

$$[Y_{cd}^{ab}] = \sum_{n=0}^{na} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^c \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{y,n}^d | \phi_y^b \rangle] & [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^c \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{z,n}^d | \phi_z^b \rangle] \\ [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^c \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{y,n}^d | \phi_y^b \rangle] & [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^c \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{z,n}^d | \phi_z^b \rangle] \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Sendo

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^c \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{y,n}^d | \phi_y^b \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{y,1}^a | f_{y,n}^c \rangle \\ \langle \phi_{y,2}^a | f_{y,n}^c \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{y,pa}^a | f_{y,n}^c \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{cd,n} \cdot \left[\langle f_{y,n}^d | \phi_{y,1}^b \rangle \quad \langle f_{y,n}^d | \phi_{y,2}^b \rangle \quad \dots \quad \langle f_{y,n}^d | \phi_{y,pb}^b \rangle \right] \quad (3.14)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^c \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{z,n}^d | \phi_z^b \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{y,1}^a | f_{y,n}^c \rangle \\ \langle \phi_{y,2}^a | f_{y,n}^c \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{y,pa}^a | f_{y,n}^c \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{cd,n} \cdot \left[\langle f_{z,n}^d | \phi_{z,1}^b \rangle \quad \langle f_{z,n}^d | \phi_{z,2}^b \rangle \quad \dots \quad \langle f_{z,n}^d | \phi_{z,qb}^b \rangle \right] \quad (3.15)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^c \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{y,n}^d | \phi_y^b \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{z,1}^a | f_{z,n}^c \rangle \\ \langle \phi_{z,2}^a | f_{z,n}^c \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{z,qa}^a | f_{z,n}^c \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{cd,n} \cdot \left[\langle f_{y,n}^d | \phi_{y,1}^b \rangle \quad \langle f_{y,n}^d | \phi_{y,2}^b \rangle \quad \dots \quad \langle f_{y,n}^d | \phi_{y,pb}^b \rangle \right] \quad (3.16)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^c \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{z,n}^d | \phi_z^b \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{z,1}^a | f_{z,n}^c \rangle \\ \langle \phi_{z,2}^a | f_{z,n}^c \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{z,qa}^a | f_{z,n}^c \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{cd,n} \cdot \left[\langle f_{z,n}^d | \phi_{z,1}^b \rangle \quad \langle f_{z,n}^d | \phi_{z,2}^b \rangle \quad \dots \quad \langle f_{z,n}^d | \phi_{z,qb}^b \rangle \right] \quad (3.17)
 \end{aligned}$$

$$[Y_{cd}^{ba}] = \sum_{n=0}^{nb} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^b | f_{y,n}^d \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{y,n}^c | \phi_y^a \rangle] & [\langle \phi_y^b | f_{y,n}^d \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{z,n}^c | \phi_z^a \rangle] \\ [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^d \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{y,n}^c | \phi_y^a \rangle] & [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^d \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{z,n}^c | \phi_z^a \rangle] \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Sendo

$$[\langle \phi_y^b | f_{y,n}^d \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{y,n}^c | \phi_y^a \rangle] = \begin{bmatrix} \langle \phi_{y,1}^b | f_{y,n}^d \rangle \\ \langle \phi_{y,2}^b | f_{y,n}^d \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{y,pb}^b | f_{y,n}^d \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{cd,n} \cdot [\langle f_{y,n}^c | \phi_{y,1}^a \rangle \quad \langle f_{y,n}^c | \phi_{y,2}^a \rangle \quad \dots \quad \langle f_{y,n}^c | \phi_{y,pa}^a \rangle] \quad (3.19)$$

$$[\langle \phi_z^b | f_{z,n}^d \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{z,n}^c | \phi_z^a \rangle] = \begin{bmatrix} \langle \phi_{z,1}^b | f_{z,n}^d \rangle \\ \langle \phi_{z,2}^b | f_{z,n}^d \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{z,pb}^b | f_{z,n}^d \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{cd,n} \cdot [\langle f_{z,n}^c | \phi_{z,1}^a \rangle \quad \langle f_{z,n}^c | \phi_{z,2}^a \rangle \quad \dots \quad \langle f_{z,n}^c | \phi_{z,qa}^a \rangle] \quad (3.20)$$

$$[\langle \phi_z^b | f_{z,n}^d \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{y,n}^c | \phi_y^a \rangle] = \begin{bmatrix} \langle \phi_{z,1}^b | f_{z,n}^d \rangle \\ \langle \phi_{z,2}^b | f_{z,n}^d \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{z,qb}^b | f_{z,n}^d \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{cd,n} \cdot [\langle f_{y,n}^c | \phi_{y,1}^a \rangle \quad \langle f_{y,n}^c | \phi_{y,2}^a \rangle \quad \dots \quad \langle f_{y,n}^c | \phi_{y,pa}^a \rangle] \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^c \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{z,n}^c | \phi_z^a \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{z,1}^b | f_{z,n}^d \rangle \\ \langle \phi_{z,2}^b | f_{z,n}^d \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{z,qb}^b | f_{z,n}^d \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{cd,n} \cdot \left[\langle f_{z,n}^c | \phi_{z,1}^a \rangle \quad \langle f_{z,n}^c | \phi_{z,2}^a \rangle \quad \dots \quad \langle f_{z,n}^c | \phi_{z,qa}^a \rangle \right]
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

$$[Y_b] = \sum_{n=0}^{nb} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^b | f_{y,n}^b \rangle] Y_{b,n} [\langle f_{y,n}^b | \phi_y^b \rangle] & [\langle \phi_y^b | f_{y,n}^b \rangle] Y_{b,n} [\langle f_{z,n}^b | \phi_z^b \rangle] \\ [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^b \rangle] Y_{b,n} [\langle f_{y,n}^b | \phi_y^b \rangle] & [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^b \rangle] Y_{b,n} [\langle f_{z,n}^b | \phi_z^b \rangle] \end{bmatrix} \tag{3.23}$$

Sendo

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_y^b | f_{y,n}^b \rangle] Y_{b,n} [\langle f_{y,n}^b | \phi_y^b \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{y,1}^b | f_{y,n}^b \rangle \\ \langle \phi_{y,2}^b | f_{y,n}^b \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{y,pb}^b | f_{y,n}^b \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{b,n} \cdot \left[\langle f_{y,n}^b | \phi_{y,1}^b \rangle \quad \langle f_{y,n}^b | \phi_{y,2}^b \rangle \quad \dots \quad \langle f_{y,n}^b | \phi_{y,pb}^b \rangle \right]
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_y^b | f_{y,n}^b \rangle] Y_{b,n} [\langle f_{z,n}^b | \phi_z^b \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{y,1}^b | f_{y,n}^b \rangle \\ \langle \phi_{y,2}^b | f_{y,n}^b \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{y,pb}^b | f_{y,n}^b \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{b,n} \cdot \left[\langle f_{z,n}^b | \phi_{z,1}^b \rangle \quad \langle f_{z,n}^b | \phi_{z,2}^b \rangle \quad \dots \quad \langle f_{z,n}^b | \phi_{z,qb}^b \rangle \right]
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^b \rangle] Y_{b,n} [\langle f_{y,n}^b | \phi_y^b \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{z,1}^b | f_{z,n}^b \rangle \\ \langle \phi_{z,2}^b | f_{z,n}^b \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{z,qb}^b | f_{z,n}^b \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{b,n} \cdot \left[\langle f_{y,n}^b | \phi_{y,1}^b \rangle \quad \langle f_{y,n}^b | \phi_{y,2}^b \rangle \quad \dots \quad \langle f_{y,n}^b | \phi_{y,pb}^b \rangle \right]
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^b \rangle] Y_{b,n} [\langle f_{z,n}^b | \phi_z^b \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{z,1}^b | f_{z,n}^b \rangle \\ \langle \phi_{z,2}^b | f_{z,n}^b \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{z,qb}^b | f_{z,n}^b \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{b,n} \cdot \left[\langle f_{z,n}^b | \phi_{z,1}^b \rangle \quad \langle f_{z,n}^b | \phi_{z,2}^b \rangle \quad \dots \quad \langle f_{z,n}^b | \phi_{z,qb}^b \rangle \right]
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

$$[Y_{cd}^b] = \sum_{n=0}^{nb} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^b | f_{y,n}^d \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{y,n}^d | \phi_y^b \rangle] \quad [\langle \phi_y^b | f_{y,n}^d \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{z,n}^d | \phi_z^b \rangle] \\ [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^d \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{y,n}^d | \phi_y^b \rangle] \quad [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^d \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{z,n}^d | \phi_z^b \rangle] \end{bmatrix} \tag{3.28}$$

Sendo

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_y^b | f_{y,n}^d \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{y,n}^d | \phi_y^b \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{y,1}^b | f_{y,n}^d \rangle \\ \langle \phi_{y,2}^b | f_{y,n}^d \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{y,pb}^b | f_{y,n}^d \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{cd,n} \cdot \left[\langle f_{y,n}^d | \phi_{y,1}^b \rangle \quad \langle f_{y,n}^d | \phi_{y,2}^b \rangle \quad \dots \quad \langle f_{y,n}^d | \phi_{y,pb}^b \rangle \right]
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_y^b | f_{y,n}^d \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{z,n}^d | \phi_z^b \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{y,1}^b | f_{y,n}^d \rangle \\ \langle \phi_{y,2}^b | f_{y,n}^d \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{y,pb}^b | f_{y,n}^d \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{cd,n} \cdot \left[\langle f_{z,n}^d | \phi_{z,1}^b \rangle \quad \langle f_{z,n}^d | \phi_{z,2}^b \rangle \quad \dots \quad \langle f_{z,n}^d | \phi_{z,qb}^b \rangle \right] \quad (3.30)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^d \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{y,n}^d | \phi_y^b \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{z,1}^b | f_{z,n}^d \rangle \\ \langle \phi_{z,2}^b | f_{z,n}^d \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{z,qb}^b | f_{z,n}^d \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{cd,n} \cdot \left[\langle f_{y,n}^d | \phi_{y,1}^b \rangle \quad \langle f_{y,n}^d | \phi_{y,2}^b \rangle \quad \dots \quad \langle f_{y,n}^d | \phi_{y,pb}^b \rangle \right] \quad (3.31)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^d \rangle] Y_{cd,n} [\langle f_{z,n}^d | \phi_z^b \rangle] = \\
 & \begin{bmatrix} \langle \phi_{z,1}^b | f_{z,n}^d \rangle \\ \langle \phi_{z,2}^b | f_{z,n}^d \rangle \\ \vdots \\ \langle \phi_{z,qb}^b | f_{z,n}^d \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_{cd,n} \cdot \left[\langle f_{z,n}^d | \phi_{z,1}^b \rangle \quad \langle f_{z,n}^d | \phi_{z,2}^b \rangle \quad \dots \quad \langle f_{z,n}^d | \phi_{z,qb}^b \rangle \right] \quad (3.32)
 \end{aligned}$$

onde

$na(b)$ é o número de funções de base na região a(b),

$pa(b)$ é o número de funções de teste na região a(b), componente y, e

$qa(b)$ é o número de funções de teste na região a(b), componente z.

3.3.1 Funções de base

As funções de base são obtidas da aplicação direta das equações de Maxwell para a solução das equações de campo em cada região da estrutura. Dessa forma, obtém-se as equações a seguir. Inicialmente, contudo, são definidos algumas grandezas utilizadas.

$$\zeta_n = \begin{cases} 1, & \text{se } n = 0 \\ 2, & \text{se } n \neq 0 \end{cases} \quad (3.33)$$

$$\kappa_1 = e^{-\gamma_z z} \cdot (e^{-\gamma_z z})^* \quad (3.34)$$

$$\kappa_2 = \gamma_z \cdot (\gamma_z)^* \quad (3.35)$$

$$K_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \quad (3.36)$$

$$\gamma_{x,a(b)}^2 = -K_0^2 \epsilon_{r,a(b)} - \gamma_z^2 + \gamma_y^2 \quad (3.37)$$

$$\gamma_y = \begin{cases} n \cdot \pi / h, & \text{se região } a \\ n \cdot \pi / (H - h), & \text{se região } b \end{cases} \quad (3.38)$$

Aos valores $\xi_{y,1}$ e $\xi_{y,2}$ correspondem os números de onda na direção y , guia não-homogêneo, regiões c e d , respectivamente, e são determinados a partir do seguinte sistema de equações:

$$\begin{cases} \xi_{y,1} \coth(\xi_{y,1} h) + \xi_{y,2} \coth(\xi_{y,2}(H - h)) = 0 \\ \xi_{y,1}^2 + \xi_{y,2}^2 = K_0^2(1 - \epsilon_r) \end{cases} \quad (3.39)$$

$$\begin{aligned} \gamma_{x,cd}^2 &= -(K_0^2 \epsilon_r + \gamma_z^2 + \xi_{y,1}^2) \\ &= -(K_0^2 + \gamma_z^2 + \xi_{y,2}^2) \end{aligned} \quad (3.40)$$

Região a

Modos TE

$$f_{y,n}^a = e_{y,n}^a = \left(\frac{-\gamma_z \sqrt{\zeta_n/h}}{\sqrt{\kappa_1(\kappa_2 + \gamma_y^2)}} \right) \cos(\gamma_y y) e^{-\gamma_z z} \quad (3.41)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, pa$$

$$f_{z,n}^a = e_{z,n}^a = \left(\frac{\gamma_y \sqrt{\zeta_n/h}}{\sqrt{\kappa_1(\kappa_2 + \gamma_y^2)}} \right) \text{sen}(\gamma_y y) e^{-\gamma_z z} \quad (3.42)$$

$$n = 1, 2, \dots, qa$$

Modos TM

$$f_{y,n}^a = e_{y,n}^a = \left(j \frac{\gamma_y}{\gamma_z} \frac{\sqrt{\zeta_n/h}}{\sqrt{\kappa_1(\kappa_2 + \gamma_y^2)}} \right) \cos(\gamma_y y) e^{-\gamma_z z} \quad (3.43)$$

$$n = 1, 2, \dots, pa$$

$$f_{z,n}^a = e_{z,n}^a = \left(-j \frac{\sqrt{\zeta_n/h} \sqrt{\kappa_2}}{\sqrt{\kappa_1(\kappa_2 + \gamma_y^2)}} \right) \text{sen}(\gamma_y y) e^{-\gamma_z z} \quad (3.44)$$

$$n = 1, 2, \dots, qa$$

Região b

Modos TE

$$f_{y,n}^b = e_{y,n}^b = \left(\frac{\gamma_z \sqrt{\zeta_n/(H-h)}}{\sqrt{\kappa_1(\kappa_2 + \gamma_y^2)}} \right) \cos(\gamma_y(H-y)) e^{-\gamma_z z} \quad (3.45)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, pb$$

$$f_{z,n}^b = e_{z,n}^b = \left(\frac{\gamma_y \sqrt{\zeta_n/(H-h)}}{\sqrt{\kappa_1(\kappa_2 + \gamma_y^2)}} \right) \text{sen}(\gamma_y(H-y)) e^{-\gamma_z z} \quad (3.46)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, qb$$

Modos TM

$$f_{y,n}^b = e_{y,n}^b = \left(-j \frac{\gamma_y}{\gamma_z} \frac{\sqrt{\zeta_n/(H-h)} \sqrt{\kappa_2}}{\sqrt{\kappa_1(\kappa_2 + \gamma_y^2)}} \right) \cos(\gamma_y(H-y)) e^{-\gamma_z z} \quad (3.47)$$

$$n = 1, 2, \dots, pb$$

$$f_{z,n}^b = e_{z,n}^b = \left(-j \frac{\sqrt{\zeta_n/(H-h)} \sqrt{\kappa_2}}{\sqrt{\kappa_1(\kappa_2 + \gamma_y^2)}} \right) \sin(\gamma_y(H-y)) e^{-\gamma_z z} \quad (3.48)$$

$$n = 1, 2, \dots, qb$$

Região c

Modos LSE

$$f_{y,n}^c = J_{y,n}^c = -B \left(\frac{\cosh(\xi_{y,2}(H-h))}{\cosh(\xi_{y,1}h)} \right) \left(\frac{\xi_{y,2}}{jK_0} \right) \left(\frac{\gamma_z}{\gamma_x} \right) \cosh(\xi_{y,1}y) e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)} \quad (3.49)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, nls$$

$$f_{z,n}^c = J_{z,n}^c = B \left(\frac{\sinh(\xi_{y,2}(H-h))}{\sinh(\xi_{y,1}h)} \right) \left(\frac{\xi_{y,2}^2 + K_0^2}{jK_0 \gamma_x} \right) \sinh(\xi_{y,1}y) e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)} \quad (3.50)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, nls$$

Modos LSM

$$f_{y,n}^c = J_{y,n}^c = -B' \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \left(\frac{\cosh(\xi_{y,2}(H-h))}{\cosh(\xi_{y,1}h)} \right) \cosh(\xi_{y,1}y) e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)} \quad (3.51)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, nls$$

$$f_{z,n}^c = J_{z,n}^c = 0 \quad (3.52)$$

Região d

Modos LSE

$$f_{y,n}^d = J_{y,n}^d = -B \left(\frac{\xi_{y,2}}{jK_0} \right) \left(\frac{\gamma_z}{\gamma_x} \right) \cosh(\xi_{y,2}(H-y)) e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)} \quad (3.53)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, nls$$

$$f_{z,n}^d = J_{z,n}^d = B \left(\frac{\xi_{y,2}^2 + K_0^2}{jK_0 \gamma_x} \right) \sinh(\xi_{y,2}(H-y)) e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)} \quad (3.54)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, nls$$

Modos LSM

$$f_{y,n}^d = J_{y,n}^d = -B' \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \cosh(\xi_{y,2}(H-y)) e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)} \quad (3.55)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, nls$$

$$f_{z,n}^d = J_{z,n}^d = 0 \quad (3.56)$$

nls é o número de soluções LSE e LSM considerado

3.3.2 Funções de teste

Como funções de teste são utilizadas funções tipo seno e cosseno, definidas a seguir.

Região a

$$\phi_{y,p}^a = \sqrt{\zeta_p/h} \cos(p\pi y/h) \quad (3.57)$$

$$\phi_{z,q}^a = \sqrt{\zeta_q/h} \sin(q\pi y/h) \quad (3.58)$$

Região b

$$\phi_{y,p}^b = \sqrt{\zeta_p/(H-h)} \cos(p\pi(H-y)/(H-h)) \quad (3.59)$$

$$\phi_{z,q}^b = \sqrt{\zeta_q/(H-h)} \operatorname{sen}(q\pi(H-y)/(H-h)) \quad (3.60)$$

3.3.3 Admitância deslocada sobre o plano da descontinuidade

A admitância deslocada sobre o plano da descontinuidade depende da natureza das condições limites, i.e. do plano de simetria (elétrico ou magnético) e das paredes laterais (elétricas ou magnéticas).

Região a(b)

Simetria elétrica

$$Y_{a(b),n}(x = W/2) = Y_n^{a(b)} \coth(\gamma_{x,a(b)}W/2) \quad (3.61)$$

Simetria magnética

$$Y_{a(b),n}(x = W/2) = Y_n^{a(b)} \tanh(\gamma_{x,a(b)}W/2) \quad (3.62)$$

onde $Y_n^{a(b)}$ é a admitância característica da região a(b), definida no plano da descontinuidade.

Modos TE

$$Y_n^{a(b)} = \frac{\gamma_{x,a(b)}}{jK_0} \epsilon_{r,a(b)} \quad (3.63)$$

Modos TM

$$Y_n^{a(b)} = \frac{jK_0 \epsilon_{r,a(b)}}{\gamma_{x,a(b)}} \quad (3.64)$$

Região cd

Na região cd duas situações distintas devem ser consideradas: estrutura blindada e estrutura lateralmente aberta.

i) Estrutura blindada

Paredes laterais elétricas

$$Y_n^{cd} = \frac{1}{N^*} \coth(\gamma_{x,cd}(2B - W)/2) \quad (3.65)$$

Paredes laterais magnéticas

$$Y_n^{cd} = \frac{1}{N^*} \tanh(\gamma_{x,cd}(2B - W)/2) \quad (3.66)$$

ii) Estrutura lateralmente aberta

$$Y_n^{cd} = \frac{1}{N^*} \quad (3.67)$$

onde $\frac{1}{N^*}$ é a admitância reduzida, definida em [26], sendo N dado por:

$$N = \langle \vec{e} | \vec{j} \rangle = \langle e_y | j_y \rangle + \langle e_z | j_z \rangle \quad (3.68)$$

Modos LSE

$$N = \nu_1 \left(\frac{\sinh(2\xi_{y,1}h)}{4\xi_{y,1}} - \frac{h}{2} \right) \left(\frac{\xi_{y,1}^*}{\xi_{y,1}} \right) + \nu_2 \left(\frac{\sinh(2\xi_{y,2}(H-h))}{4\xi_{y,2}} - \frac{(H-h)}{2} \right) \left(\frac{\xi_{y,2}^*}{\xi_{y,2}} \right) \quad (3.69)$$

Modos LSM

$$N = \nu_3 \left(\frac{\sinh(2\xi_{y,1}h)}{4\xi_{y,1}} + \frac{h}{2} \right) + \nu_4 \left(\frac{\sinh(2\xi_{y,2}(H-h))}{4\xi_{y,2}} + \frac{(H-h)}{2} \right) \quad (3.70)$$

$$\nu_1 = B.B^* \left(\frac{\sinh(\xi_{y,2}(H-h))}{\sinh(\xi_{y,1}h)} e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)} \right)^* \quad (3.71)$$

$$\left(\frac{\sinh(\xi_{y,2}(H-h))}{\sinh(\xi_{y,1}h)} \left(\frac{\xi_{y,2}^2 + K_0^2}{jK_0\gamma_x} \right) e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)} \right)$$

$$\nu_2 = B.B^* \left(\frac{\xi_{y,2}^2 + K_0^2}{jK_0\gamma_x} \right) e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)} (e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)})^* \quad (3.72)$$

$$\nu_3 = B'.B'^* \left(\frac{\cosh(\xi_{y,2}(H-h))}{\sinh(\xi_{y,1}h)} \left(\frac{\xi_{y,2}^2 + K_0^2}{j\omega\epsilon_0\epsilon_r\gamma_x} \right) e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)} \right)^* \quad (3.73)$$

$$\left(\sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \frac{\cosh(\xi_{y,2}(H-h))}{\cosh(\xi_{y,1}h)} e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)} \right)$$

$$\nu_4 = B'.B'^* \left(\frac{\xi_{y,2}^2 + K_0^2}{j\omega\epsilon_0\gamma_x} e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)} \right)^* \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)} \quad (3.74)$$

3.3.4 Produtos escalares

Os produtos escalares da matriz admitância são definidos a seguir.

$$\langle \phi_y^a | f_{y,n}^a \rangle$$

Modos TE

$$\langle \phi_y^a | f_{y,n}^a \rangle = \frac{-\gamma_z e^{-\gamma_z z}}{\sqrt{(\kappa_1(\kappa_2 + \gamma_y^2))}} \quad (3.75)$$

Modos TM

$$\langle \phi_y^a | f_{y,n}^a \rangle = \begin{cases} \frac{j(\gamma_y/\gamma_z)\sqrt{\kappa_2} e^{-\gamma_z z}}{\sqrt{(\kappa_1(\kappa_2 + \gamma_y^2))}} & \text{se } n \neq 0 \\ 0 & \text{se } n = 0 \end{cases} \quad (3.76)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, npa$$

$$\langle \phi_z^a | f_{z,n}^a \rangle$$

Modos TE

$$\langle \phi_z^a | f_{z,n}^a \rangle = \frac{\gamma_y e^{-\gamma_z z}}{\sqrt{(\kappa_1(\kappa_2 + \gamma_y^2))}} \quad (3.77)$$

Modos TM

$$\langle \phi_z^a | f_{z,n}^a \rangle = \frac{-j\sqrt{\kappa_2} e^{-\gamma_z z}}{\sqrt{(\kappa_1(\kappa_2 + \gamma_y^2))}} \quad (3.78)$$

$$n = 1, 2, \dots, npa$$

$$\langle \phi_y^b | f_{y,n}^b \rangle$$

Modos TE

$$\langle \phi_y^b | f_{y,n}^b \rangle = \frac{\gamma_z e^{-\gamma_z z}}{\sqrt{(\kappa_1(\kappa_2 + \gamma_y^2))}} \quad (3.79)$$

Modos TM

$$\langle \phi_y^b | f_{y,n}^b \rangle = \begin{cases} \frac{-j(\gamma_y/\gamma_z)\sqrt{\kappa_2} e^{-\gamma_z z}}{\sqrt{(\kappa_1(\kappa_2 + \gamma_y^2))}} & \text{se } n \neq 0 \\ 0 & \text{se } n = 0 \end{cases} \quad (3.80)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, npb$$

$$\langle \phi_z^b | f_{z,n}^b \rangle$$

Modos TE

$$\langle \phi_z^b | f_{z,n}^b \rangle = \frac{\gamma_y e^{-\gamma_z z}}{\sqrt{(\kappa_1(\kappa_2 + \gamma_y^2))}} \quad (3.81)$$

Modos TM

$$\langle \phi_z^b | f_{z,n}^b \rangle = \frac{-j\sqrt{\kappa_2} e^{-\gamma_z z}}{\sqrt{(\kappa_1(\kappa_2 + \gamma_y^2))}} \quad (3.82)$$

$$n = 1, 2, \dots, npb$$

$$\langle \phi_y^a | f_{y,n}^c \rangle$$

Modos LSE

$$\langle \phi_y^a | f_{y,n}^c \rangle = -B \sqrt{\zeta_p/h} \left(\frac{\xi_{y,2}}{jK_0} \right) \left(\frac{\gamma_z}{\gamma_x} \right) \frac{\cosh(\xi_{y,2}(H-h))}{\cosh(\xi_{y,1}h)} e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)}.$$

$$\begin{cases} \frac{h}{\zeta_p} & \text{se } \xi_{y,1} = jp\pi/h \\ \frac{\xi_{y,1} \sinh(\xi_{y,1}h)(-1)^p}{\xi_{y,1}^2 + (\frac{p\pi}{h})^2} & \text{se } \xi_{y,1} \neq jp\pi/h \end{cases} \quad (3.83)$$

Modos LSM

$$\langle \phi_y^a | f_{y,n}^c \rangle = -B' \sqrt{\zeta_p/h} \sqrt{(\mu_0/\epsilon_0)} \frac{\cosh(\xi_{y,2}(H-h))}{\cosh(\xi_{y,1}h)} e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)}.$$

$$\begin{cases} \frac{h}{\zeta_p} & \text{se } \xi_{y,1} = jp\pi/h \\ \frac{\xi_{y,1} \sinh(\xi_{y,1}h)(-1)^p}{\xi_{y,1}^2 + (\frac{p\pi}{h})^2} & \text{se } \xi_{y,1} \neq jp\pi/h \end{cases} \quad (3.84)$$

$$p = 0, 1, 2, \dots, npa$$

$$\langle \phi_z^a | f_{z,n}^c \rangle$$

Modos LSE

$$\langle \phi_z^a | f_{z,n}^c \rangle = -B \sqrt{\zeta_q/h} \left(\frac{\xi_{y,2}^2 + K_0^2}{jK_0 \gamma_x} \right) \frac{\sinh(\xi_{y,2}(H-h))}{\sinh(\xi_{y,1}h)} e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)}.$$

$$\begin{cases} \frac{jh}{\zeta_q} & \text{se } \xi_{y,1} = jq\pi/h \\ \frac{-\left(\frac{q\pi}{h}\right) \sinh(\xi_{y,1}h)(-1)^q}{\xi_{y,1}^2 + \left(\frac{q\pi}{h}\right)^2} & \text{se } \xi_{y,1} \neq jq\pi/h \end{cases} \quad (3.85)$$

Modos LSM

$$\langle \phi_z^a | f_{z,n}^c \rangle = 0 \quad (3.86)$$

$$q = 1, 2, \dots, nqa$$

$$\langle \phi_y^b | f_{y,n}^d \rangle$$

Modos LSE

$$\langle \phi_y^b | f_{y,n}^d \rangle = -B \sqrt{\zeta_p / (H - h)} \left(\frac{\xi_{y,2}}{jK_0} \right) \left(\frac{\gamma_z}{\gamma_x} \right) e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)}.$$

$$\left\{ \begin{array}{ll} \frac{(H-h)}{\zeta_p} & \text{se } \xi_{y,2} = jp\pi / (H - h) \\ \frac{\xi_{y,2} \sinh(\xi_{y,2}(H-h))(-1)^p}{\xi_{y,2}^2 + \left(\frac{p\pi}{(H-h)}\right)^2} & \text{se } \xi_{y,2} \neq jp\pi / (H - h) \end{array} \right. \quad (3.87)$$

Modos LSM

$$\langle \phi_y^b | f_{y,n}^b \rangle = -B' \sqrt{\zeta_p / (H - h)} \sqrt{(\mu_0 / \epsilon_0)} e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)}.$$

$$\left\{ \begin{array}{ll} \frac{(H-h)}{\zeta_p} & \text{se } \xi_{y,2} = jp\pi / (H - h) \\ \frac{\xi_{y,2} \sinh(\xi_{y,2}(H-h))(-1)^p}{\xi_{y,2}^2 + \left(\frac{p\pi}{(H-h)}\right)^2} & \text{se } \xi_{y,2} \neq jp\pi / (H - h) \end{array} \right. \quad (3.88)$$

$$p = 0, 1, 2, \dots, npb$$

$$\langle \phi_z^b | f_{z,n}^d \rangle$$

Modos LSE

$$\langle \phi_z^b | f_{z,n}^d \rangle = B \sqrt{\zeta_q / (H - h)} \left(\frac{\xi_{y,2}^2 + K_0^2}{jK_0 \gamma_x} \right) e^{-(\gamma_x x + \gamma_z z)}.$$

$$\left\{ \begin{array}{ll} \frac{j(H-h)}{\zeta_q} & \text{se } \xi_{y,2} = jq\pi / (H - h) \\ -\frac{\left(\frac{q\pi}{(H-h)}\right) \sinh(\xi_{y,2}(H-h))(-1)^q}{\xi_{y,2}^2 + \left(\frac{q\pi}{(H-h)}\right)^2} & \text{se } \xi_{y,2} \neq jq\pi / (H - h) \end{array} \right. \quad (3.89)$$

Modos LSM

$$\langle \phi_z^b | f_{z,n}^d \rangle = 0 \quad (3.90)$$

$$q = 1, 2, \dots, nqb$$

3.4 Resultados numéricos

Esta seção apresenta os resultados numéricos obtidos para as características dispersivas de microfitas, abertas e blindadas. Procurou-se atingir uma ampla faixa de valores para as especificações das microfitas (altura do substrato, constante dielétrica, largura da fita, etc.), de maneira tal a verificar o comportamento da formulação proposta para os mais diversos casos. Comparados com os resultados da literatura específica, os resultados obtidos apresentam uma boa concordância.

O programa computacional foi implementado em um computador tipo IBM-PC, tendo sido utilizada a linguagem FORTRAN 77.

3.4.1 Microfita aberta

Considere-se a geometria apresentada na Fig. 3.4. O plano de simetria ($x = 0$), dependendo da ordem do modo considerado, pode ser uma parede magnética ou uma parede elétrica. O plano condutor superior é colocado a uma distância tal que o seu efeito sobre o campo eletromagnético específico da microfita possa ser desconsiderado. Em geral, foram utilizadas 3 funções de teste por componente na região a, 5 na região b, 40 modos na região cd (LSE+LSM) e a altura do plano superior aproximadamente 8 vezes a altura do substrato ($H=8h$).

Modo fundamental

Neste caso, o plano de simetria é uma parede magnética (modo quase-TEM ou EH_0). Observa-se uma boa concordância dos resultados obtidos (Figs. 3.5 a 3.12) quando

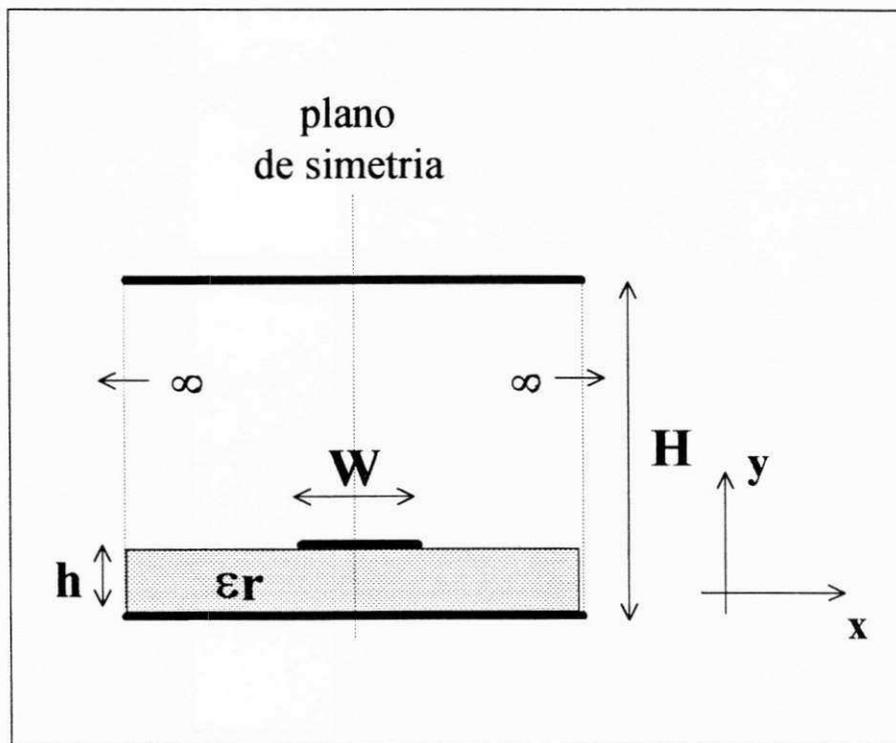


Figura 3.4: Geometria adotada - Microfita aberta

comparados com resultados obtidos por outros métodos, assim como com resultados experimentais.

Modos de ordem superior

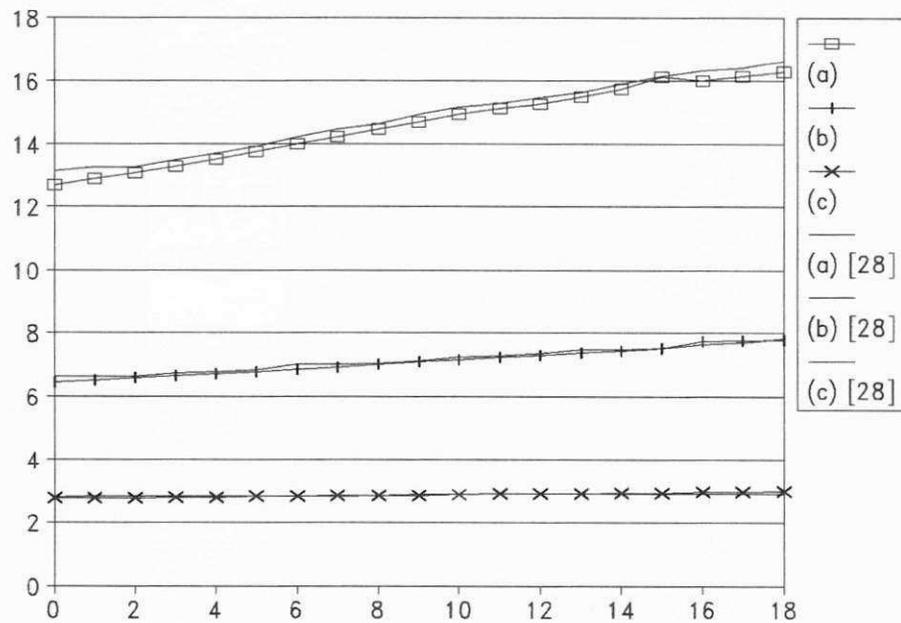
Considerando os modos de ordem superior, o plano de simetria tanto pode ser uma parede magnética (modos pares, EH_0 (modo fundamental), EH_2 , EH_4 , ...) ou uma parede elétrica (modos ímpares, EH_1 , EH_3 , ...). Note que, para facilitar a análise dos resultados, o modo fundamental usualmente está presente nos resultados. Compara-se os resultados obtidos com dois casos distintos encontrados na literatura.

No primeiro, os resultados obtidos são comparados com os de Jansen [37] (Fig. 3.13), verificando-se uma boa concordância. Vale ainda salientar que os resultados apresentados em [37] são comparados com os resultados experimentais de Kompa [38] apresentando uma excelente concordância. Assim sendo, os resultados obtidos neste trabalho estão de acordo não só com outros resultados teóricos, mas também com resultados experimentais, o que lhes confere uma considerável confiabilidade.

No segundo caso, compara-se os resultados obtidos com os apresentados por Capelle e Luypaert [39] (Fig. 3.14). Observa-se que, apesar da boa concordância verificada para o modo fundamental, existe uma grande diferença entre os resultados para os modos de ordem superior, principalmente nas baixas frequências. Tendo em vista não apenas os resultados do caso anterior, mas também o comportamento assintótico dos resultados em [39], acredita-se que os resultados obtidos neste trabalho estão mais próximos do real comportamento dispersivo dos modos, o que, infelizmente, não pode ser experimentalmente verificado.

3.4.2 Microfita blindada

Considere-se a geometria apresentada na Fig. 3.15. As paredes laterais (curto-circuitos) são representadas através das respectivas admitâncias. O plano de simetria ($x = 0$), dependendo da ordem do modo considerado, pode ser uma parede magnética ou uma

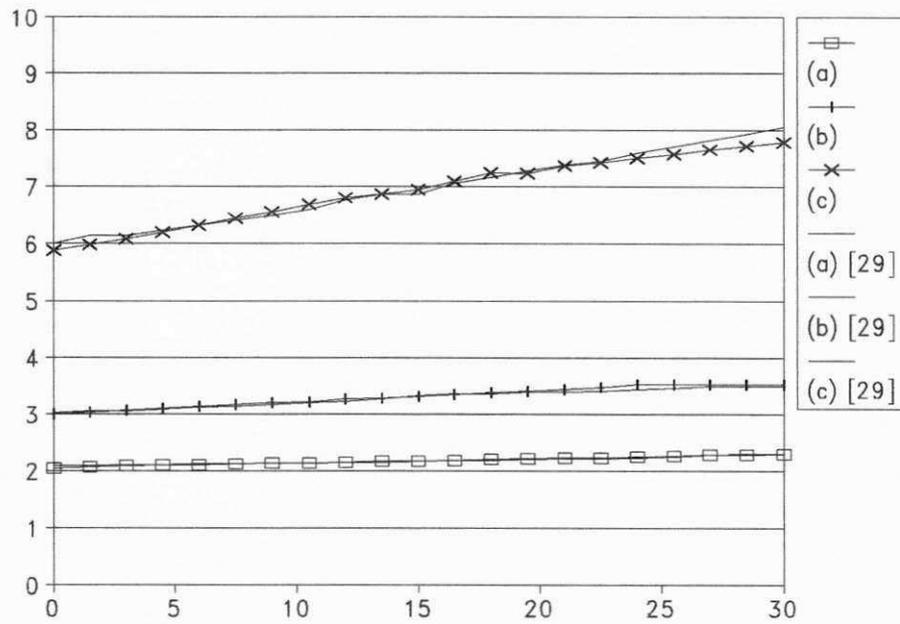


(a) $\epsilon_r = 20$, $h=1.0\text{mm}$, $W=1.0\text{mm}$, [28]

(b) $\epsilon_r = 9.8$, $h=1.0\text{mm}$, $W=1.0\text{mm}$, [28]

(c) $\epsilon_r = 3.78$, $h=1.0\text{mm}$, $W=1.0\text{mm}$, [28]

Figura 3.5: Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)

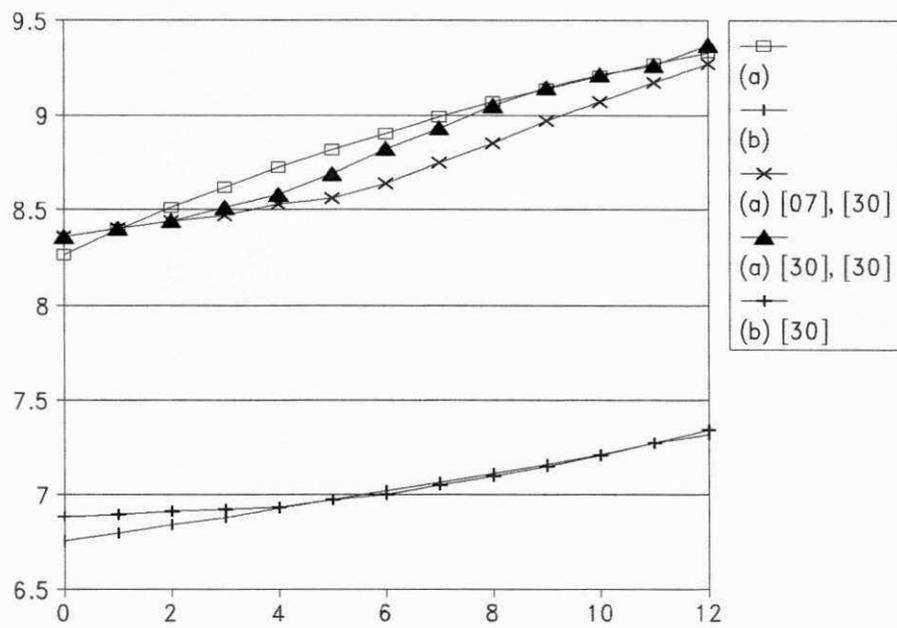


(a) $\epsilon_r = 2.65$, $h=1.27\text{mm}$, $W=1.27\text{mm}$, [29]

(b) $\epsilon_r = 4.2$, $h=1.27\text{mm}$, $W=1.27\text{mm}$, [29]

(c) $\epsilon_r = 8.875$, $h=1.27\text{mm}$, $W=1.27\text{mm}$, [29]

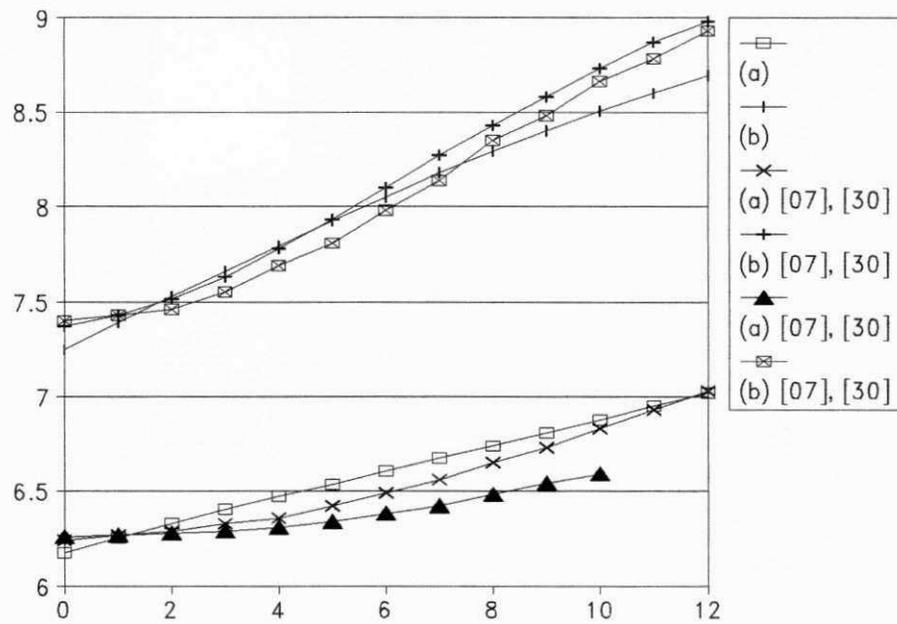
Figura 3.6: Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)



(a) $\epsilon_r = 10.51$, $h=0.635\text{mm}$, $W=3.175\text{mm}$, [7], [30]

(b) $\epsilon_r = 10.31$, $h=0.635\text{mm}$, $W=0.635$, [30]

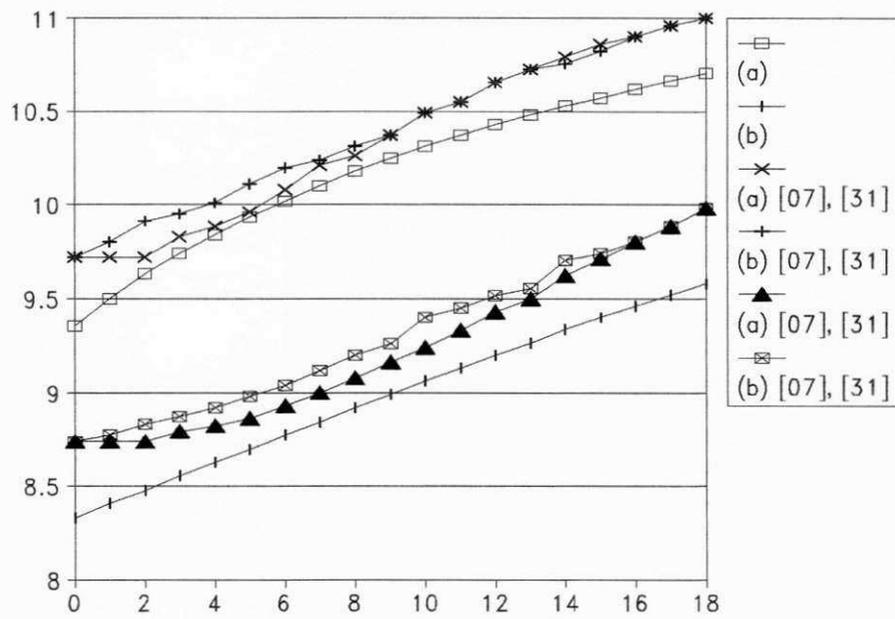
Figura 3.7: Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)



(a) $\epsilon_r = 10.1$, $h=1.27\text{mm}$, $W=3.175\text{mm}$, [7], [30]

(b) $\epsilon_r = 10.185$, $h=1.27\text{mm}$, $W=0.254$, [7], [30]

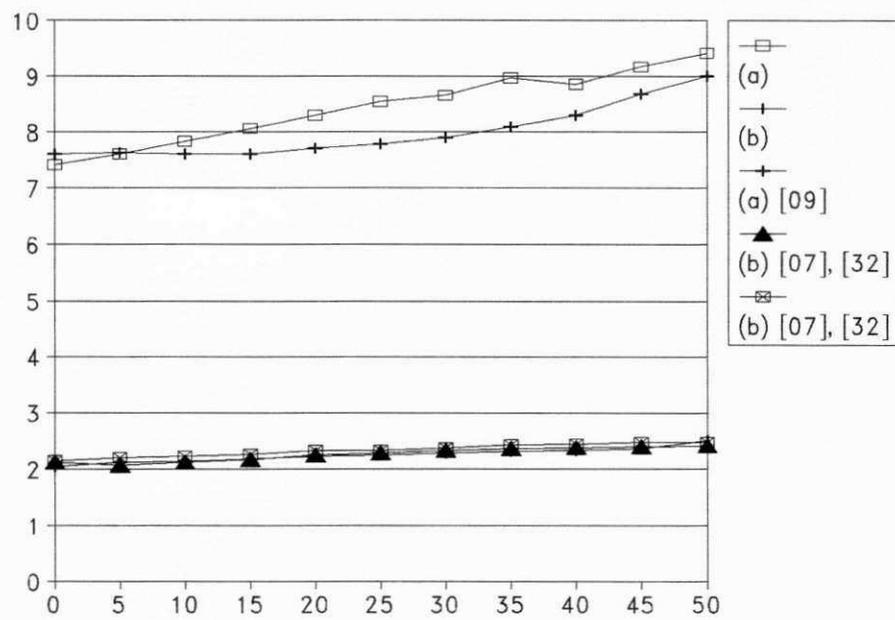
Figura 3.8: Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)



(a) $\epsilon_r = 11.5$, $h=0.491\text{mm}$, $W=4.49\text{mm}$, [7], [31]

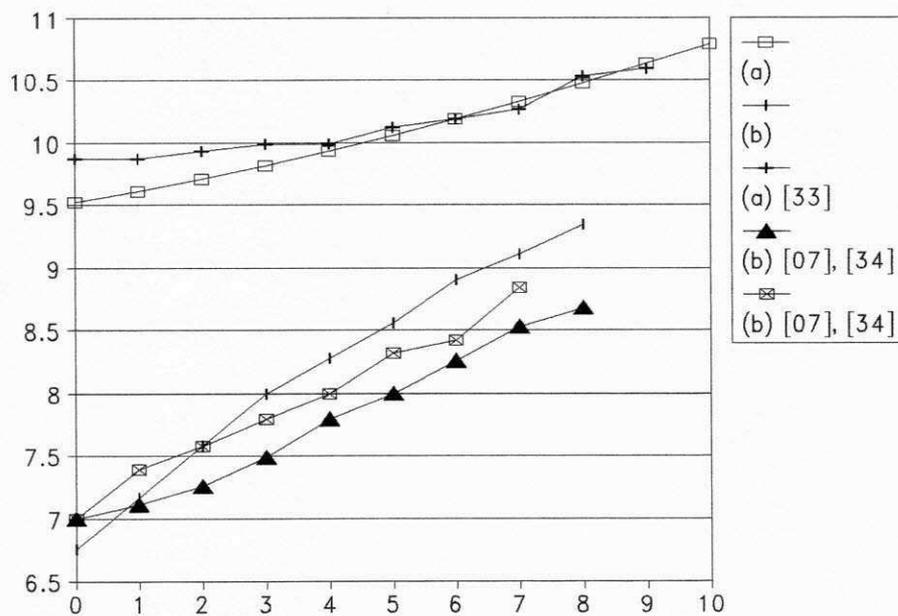
(b) $\epsilon_r = 11.39$, $h=0.512\text{mm}$, $W=1.921$, [7], [31]

Figura 3.9: Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)



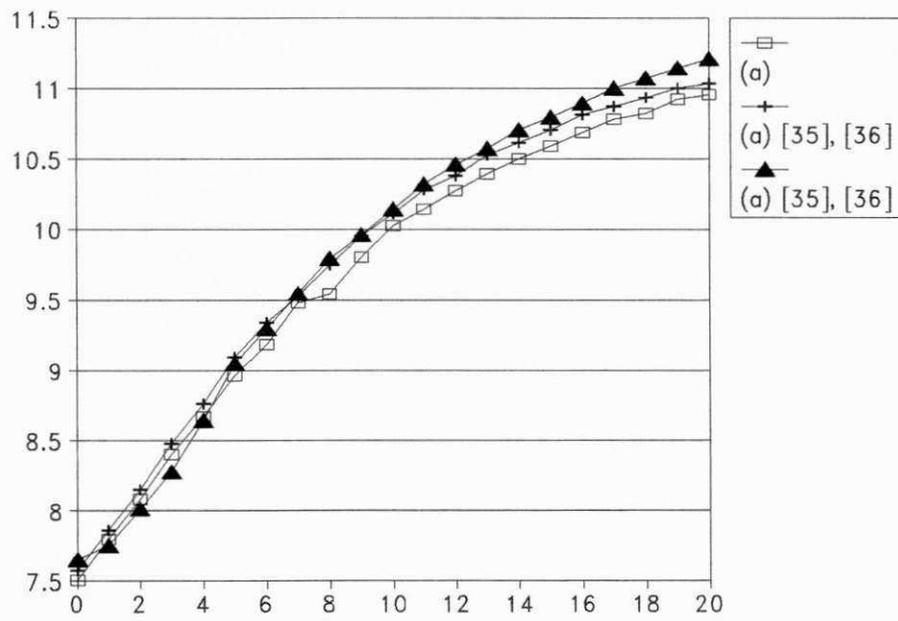
(a) $\epsilon_r = 10.2$, $h=0.635\text{mm}$, $W=0.508\text{mm}$, [9],
 (b) $\epsilon_r = 2.5$, $h=1.15\text{mm}$, $W=3.496$, [7], experimental [32]

Figura 3.10: Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)



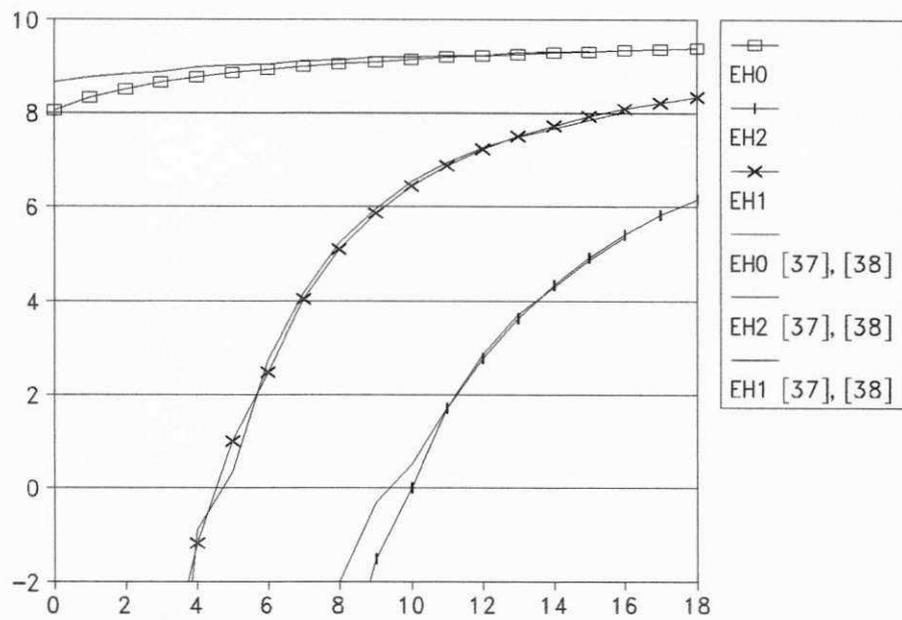
(a) $\epsilon_r = 15.87$, $h=1.016\text{mm}$, $W=0.552\text{mm}$, [33],
 (b) $\epsilon_r = 10.5$, $h=5.17\text{mm}$, $W=4.55$, [7], experimental [34]

Figura 3.11: Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)



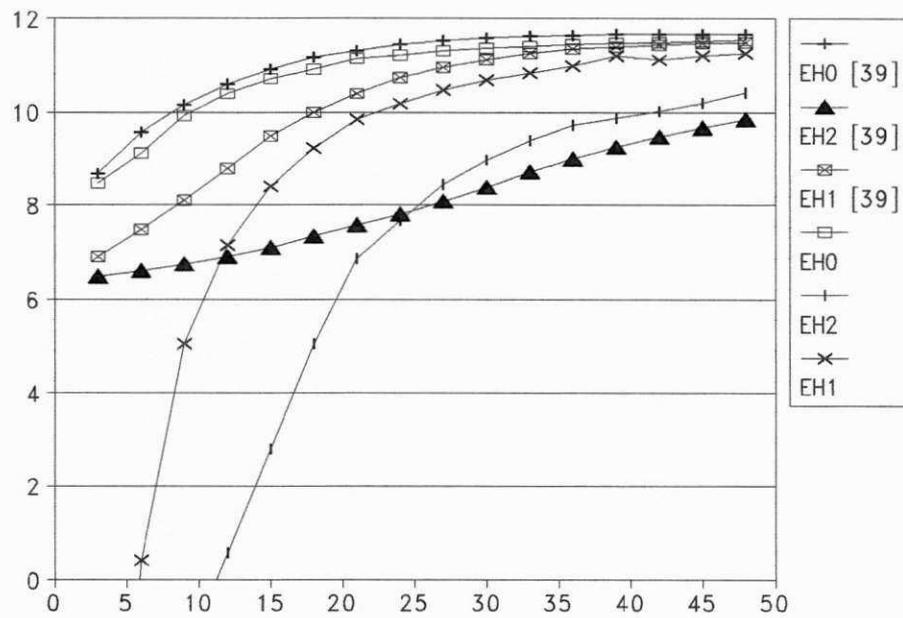
(a) $\epsilon_r = 11.7$, $h=3.04\text{mm}$, $W=3.17\text{mm}$, [35],[36]

Figura 3.12: Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)



$\epsilon_r = 9.7, h=0.64\text{mm}, W=9.15\text{mm}, [37], [38]$

Figura 3.13: Modos EH_0, EH_1 e EH_2 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



$\epsilon_r = 9.7, h=3.17\text{mm}, W=3.04\text{mm}, [39]$

Figura 3.14: Modos EH_0, EH_1 e EH_2 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)

3.4.2 Microfita blindada

Considere-se a geometria apresentada na Fig. 3.15. As paredes laterais (curto-circuitos) são representadas através das respectivas admitâncias. O plano de simetria ($x = 0$), dependendo da ordem do modo considerado, pode ser uma parede magnética ou uma parede elétrica. Assim como na microfita aberta, em geral, foram utilizados 3 funções de teste por componente na região a, 5 na região b, 40 modos na região cd (LSE+LSM).

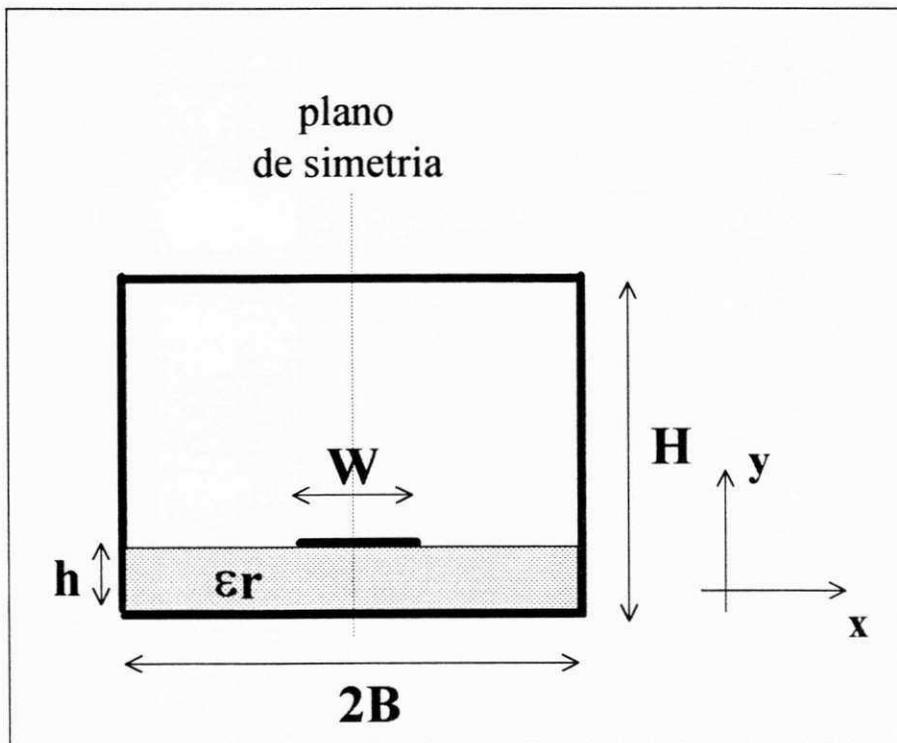


Figura 3.15: Geometria adotada - Microfita blindada

concordância.

Nas figuras 3.17 e 3.18, considerando uma mesma dimensão ($H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $W=1.27\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$) e diferentes valores de ϵ_r (2.65, 6, 8.875 e 10), verifica-se novamente uma boa concordância dos resultados.

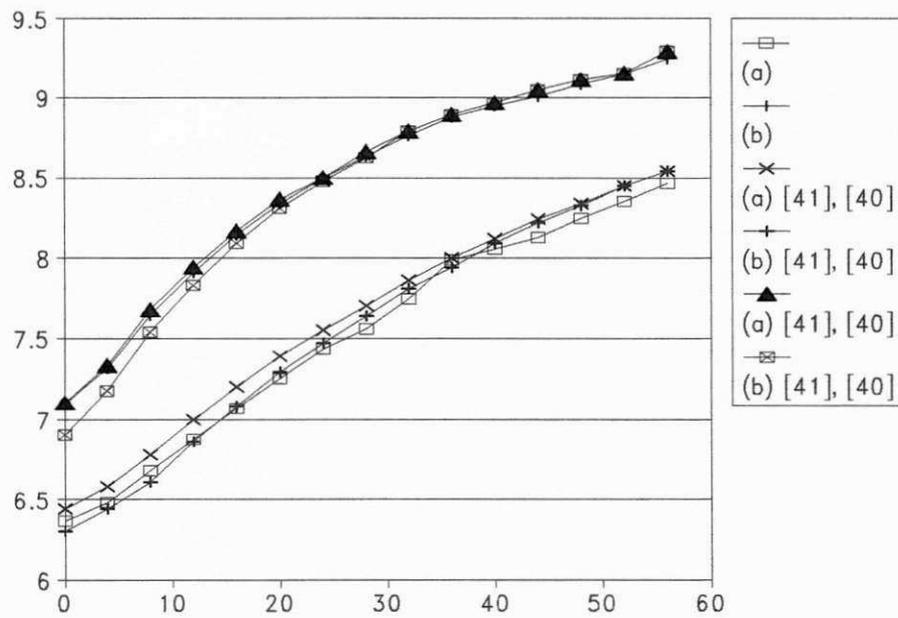
Ainda considerando apenas o modo fundamental, na Fig. 3.19, para uma mesma estrutura, compara-se os resultados aqui obtidos com os obtidos por outros métodos. Verifica-se que os resultados são praticamente iguais aos apresentados em [43] e [44].

Modos de ordem superior

Analogamente à microfita aberta, o plano de simetria tanto pode ser uma parede magnética (modos pares, EH_0 (modo fundamental), EH_2 , EH_4 , ...) ou uma parede elétrica (modos ímpares, EH_1 , EH_3 , ...). Da mesma forma, o modo fundamental é incluído nos resultados.

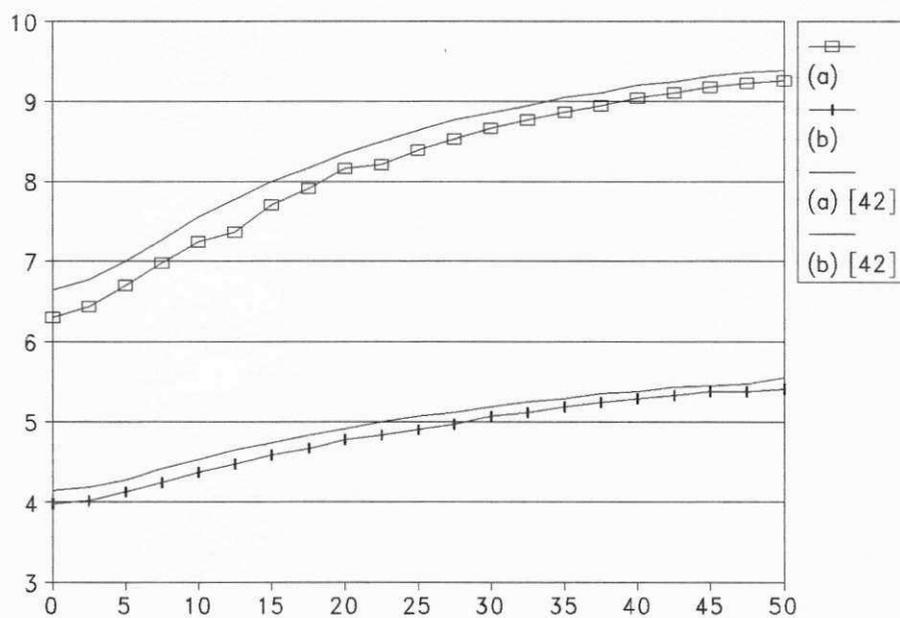
Na Fig. 3.20, os resultados obtidos para o primeiro modo de ordem superior (EH_1) são praticamente iguais aos obtidos utilizando-se o método dos elementos finitos (EF) ([8]). Entretanto, essa mesma concordância não é observada para o modo fundamental, estando os resultados mais próximos aos obtidos utilizando-se a análise no domínio espectral (DE), também apresentados em [8]. Vale salientar, que o próprio autor do artigo citado justifica a divergência entre os resultados apresentados. Considera-se que, na formulação utilizada, o método dos elementos finitos apresentará um error maior, quanto mais se aproxime a frequência de zero, tendo em vista o condicionamento da matriz global e as limitações nas interpolações.

Compara-se agora os resultados obtidos com os de [43]. Considera-se uma mesma dimensão para a blindagem ($H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$), assim como para o valor da constante dielétrica ($\epsilon_r = 8.875$), variando-se a largura da fita ($W=0.635\text{mm}, 1.27\text{mm}, 2.54\text{mm}$). Apresentam-se os seis primeiros modos de ordem superior, três pares e três ímpares (Figs. 3.21 a 3.26). Para cada estrutura considerada, são apresentados dois gráficos, um com os três primeiros modos pares e o outro com os três primeiros modos ímpares. Para facilitar a análise dos resultados, é mantida



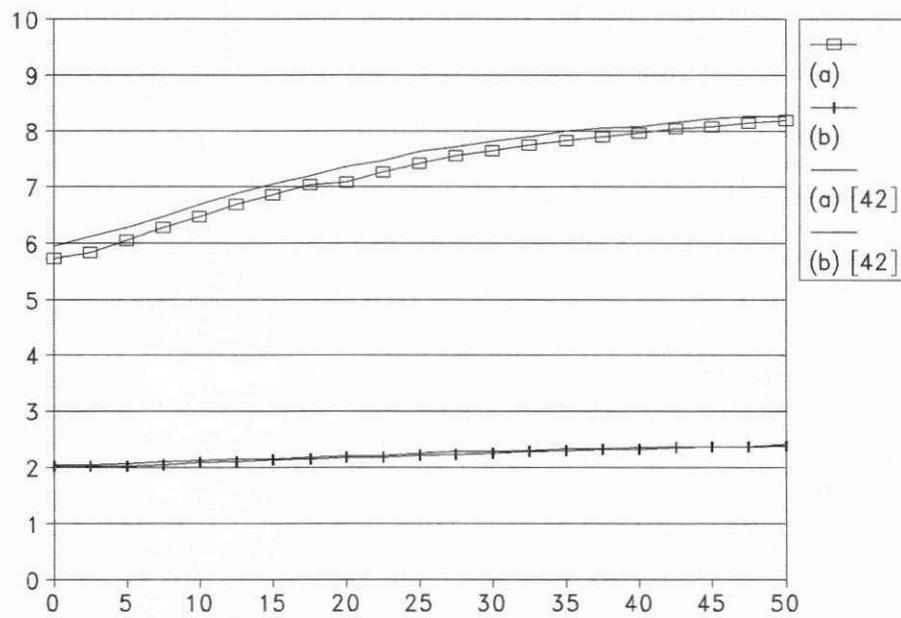
- (a) $\epsilon_r = 9.7$, $H=5.08\text{mm}$, $h=0.635\text{mm}$, $W=.635\text{mm}$, $2B=10.16\text{mm}$ [41], [40]
 (b) $\epsilon_r = 9.7$, $H=5.08\text{mm}$, $h=0.635\text{mm}$, $W=1.905\text{mm}$, $2B=10.16\text{mm}$ [41], [40]

Figura 3.16: Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)



- (a) $\epsilon_r = 10$, $H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $W=1.27\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$ [42]
- (b) $\epsilon_r = 6.0$, $H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $W=1.27\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$ [42]

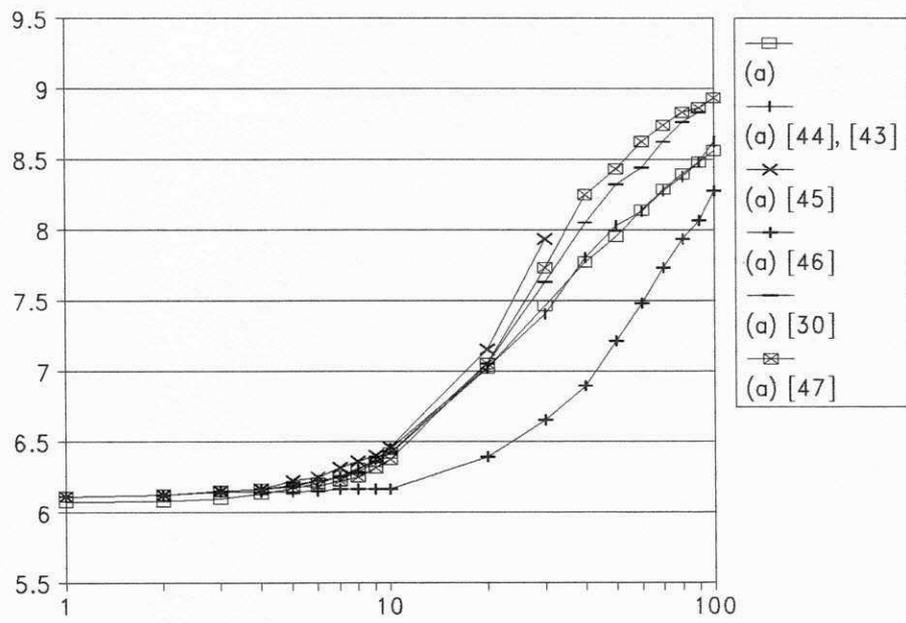
Figura 3.17: Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)



(a) $\epsilon_r = 8.875$, $H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $W=1.27\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$ [42]

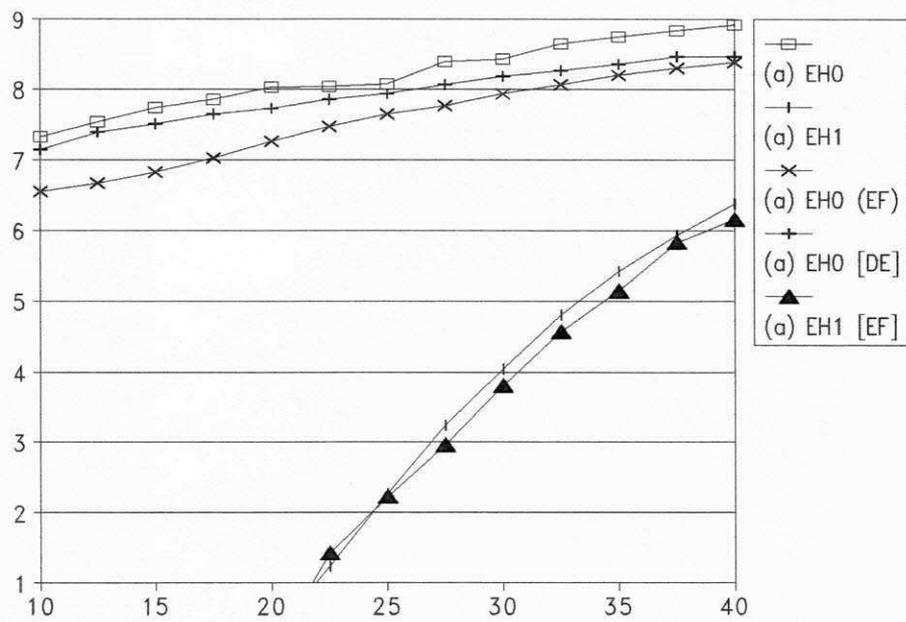
(b) $\epsilon_r = 2.65$, $H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $W=1.27\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$ [42]

Figura 3.18: Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)



(a) $\epsilon_r = 9.0$, $H=2.0\text{mm}$, $h=0.5\text{mm}$, $W=1.0\text{mm}$, $2B=3.5\text{mm}$ [44], [43], [45], [46], [30], [47]

Figura 3.19: Modo fundamental- ϵ_{eff} x frequência (GHz)



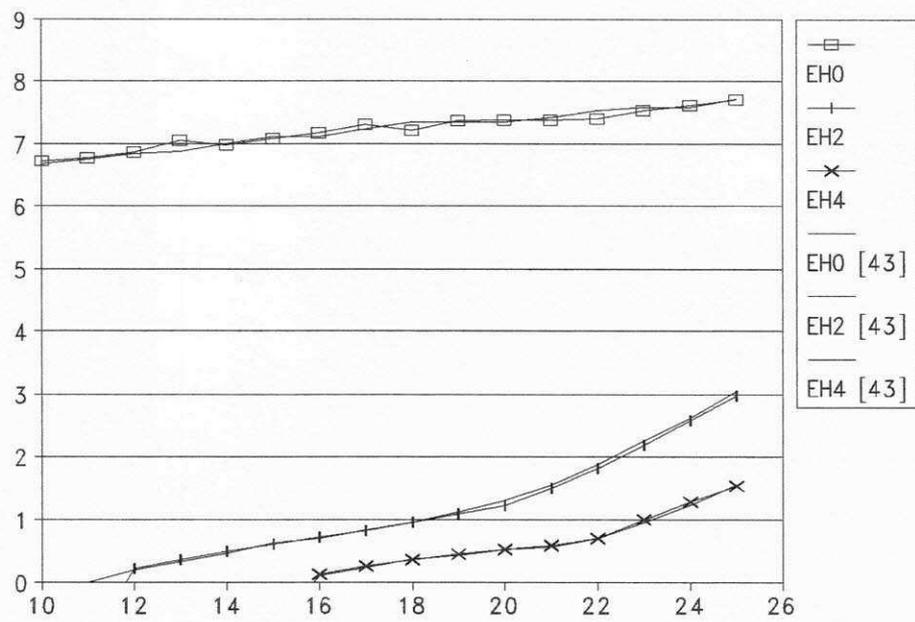
(a) $\epsilon_r = 10.0$, $H=5.0\text{mm}$, $h=1.0\text{mm}$, $W=1.0\text{mm}$, $2B=10.0\text{mm}$ [8] (EF, AE)

Figura 3.20: Modos EH_0 e EH_1 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)

a mesma escala em todos os gráficos. Com exceção do primeiro modo ímpar de ordem superior, para o caso em que $W=2.54\text{mm}$ (ver Fig. 3.26), todos os demais resultados apresentam uma ótima concordância.

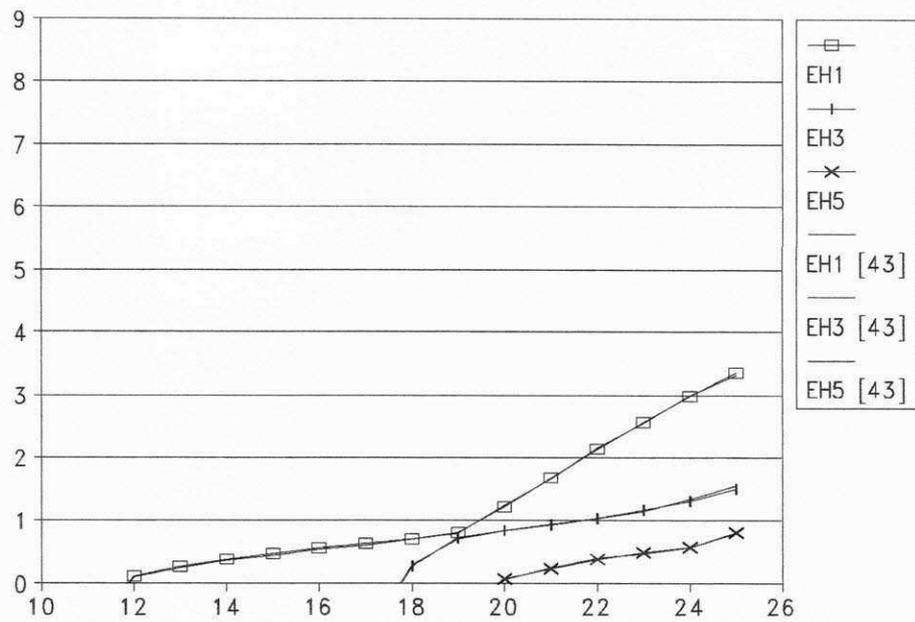
3.4.3 Conclusões

A determinação das características dispersivas de estruturas tipo microfita através da formulação da TRT proposta, apresentou bons resultados para diversas dimensões, constantes dielétricas e faixas de frequências, estando os mesmos em boa concordância com os encontrados na literatura. Estes resultados apontam na direção da validade da formulação proposta.



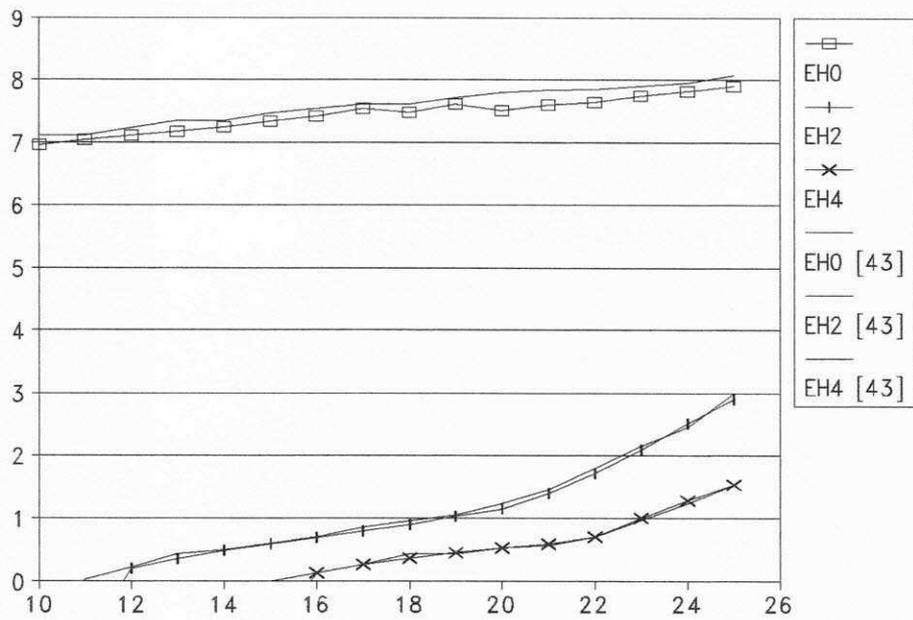
(a) $\epsilon_r = 8.875$, $H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $W=0.635\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$ [43]

Figura 3.21: Modos EH_0 , EH_2 e EH_4 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



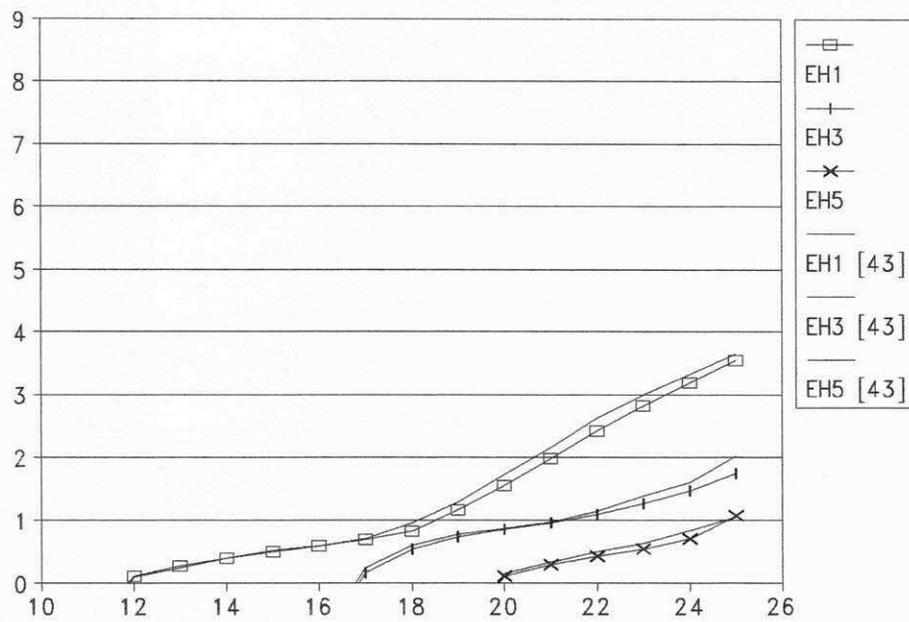
(a) $\epsilon_r = 8.875$, $H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $W=0.635\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$ [43]

Figura 3.22: Modos EH_1 , EH_3 e EH_5 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



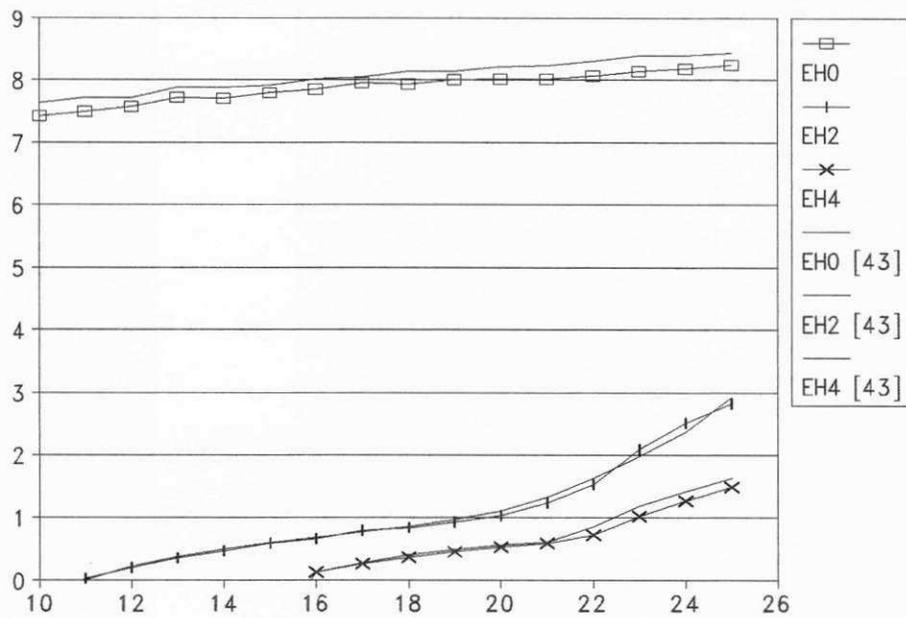
(a) $\epsilon_r = 8.875$, $H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $W=1.27\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$ [43]

Figura 3.23: Modos EH_0 , EH_2 e EH_4 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



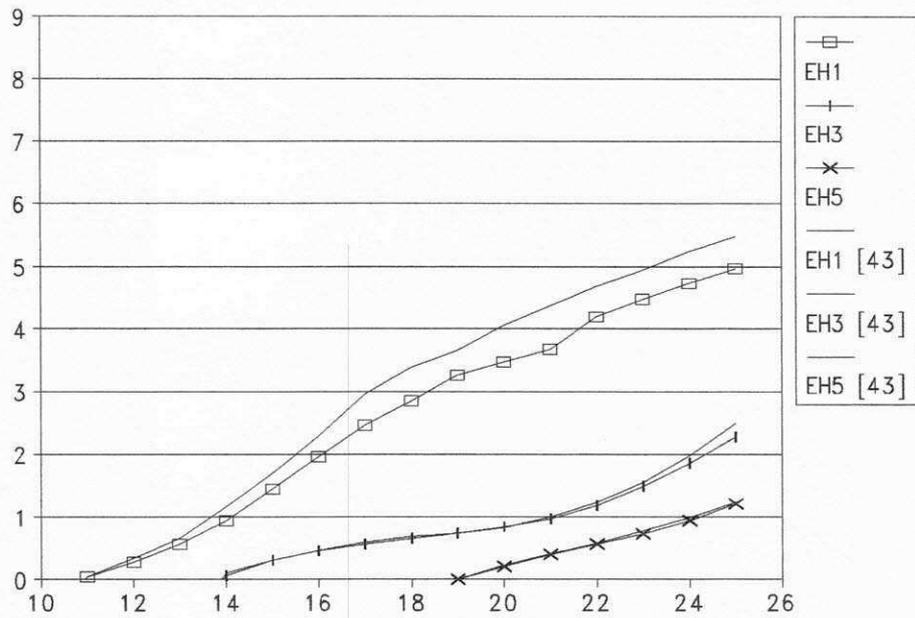
(a) $\epsilon_r = 8.875$, $H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $W=1.27\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$ [43]

Figura 3.24: Modos EH_1 , EH_3 e EH_5 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



(a) $\epsilon_r = 8.875$, $H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $W=2.54\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$ [43]

Figura 3.25: Modos EH_0 , EH_2 e EH_4 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



(a) $\epsilon_r = 8.875$, $H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $W=2.54\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$ [43]

Figura 3.26: Modos EH_1 , EH_3 e EH_5 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)

Capítulo 4

Características Dispersivas de Microfitas Acopladas

Este capítulo apresenta as características dispersivas de microfitas acopladas, abertas e blindadas. Analogamente ao capítulo anterior, os resultados foram obtidos utilizando a formulação da TRT proposta, considerando os modos propagantes e evanescentes. Comparados com os resultados da literatura específica, os resultados obtidos apresentam uma boa concordância.

4.1 Geometria considerada

Considere-se neste capítulo a geometria apresentada na Fig. 4.1.

A existência do plano de simetria ($x = 0$) permite reduzir o problema da microfita acoplada ao de uma microfita blindada ou semi-blindada (caso a estrutura seja aberta) assimétrica, onde as paredes laterais podem ser de naturezas diferentes. Por exemplo, se a estrutura é uma microfita acoplada blindada e com paredes laterais elétricas, ao ser considerada a simetria magnética, a estrutura pode ser reduzida a uma microfita assimétrica, na qual uma das paredes laterais é magnética e a outra elétrica. Observe que a microfita assimétrica não pode ser tratada como no capítulo anterior, tendo em vista a inexistência do plano de simetria.

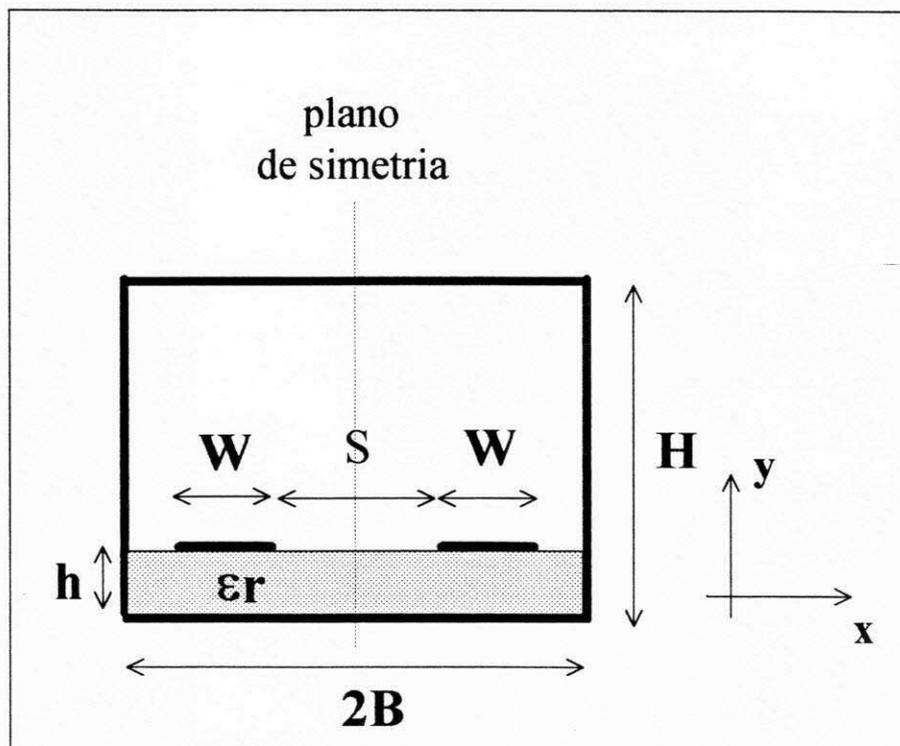


Figura 4.1: Geometria adotada

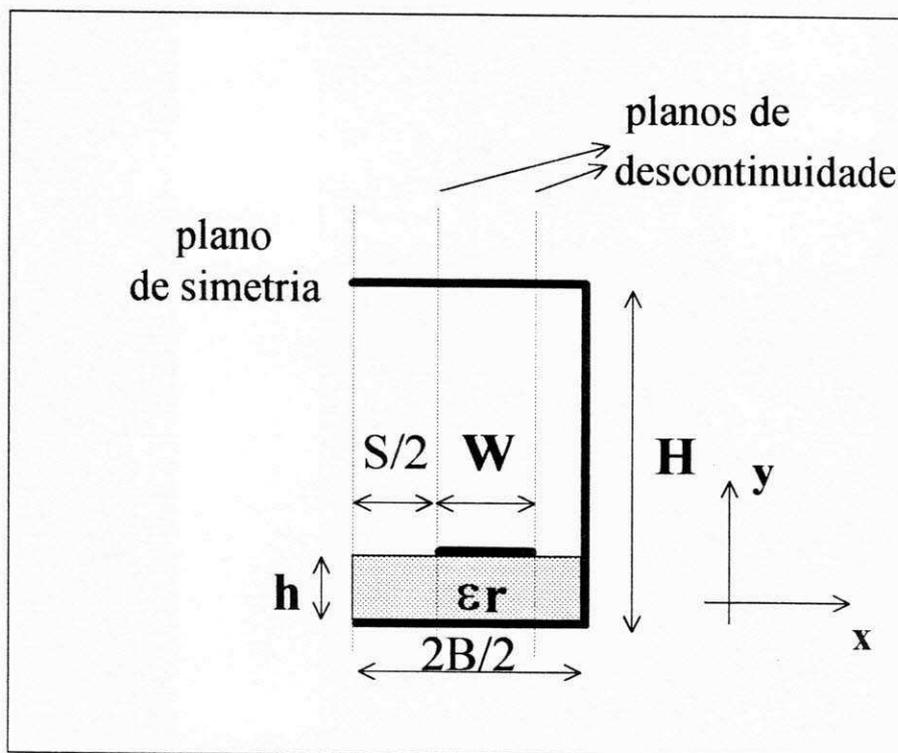


Figura 4.2: Geometria considerando a simetria da estrutura

4.2 Circuito equivalente

Assumindo uma propagação fictícia segundo o eixo x , a partir da Fig. 4.2 obtém-se o circuito equivalente da Fig. 4.3:

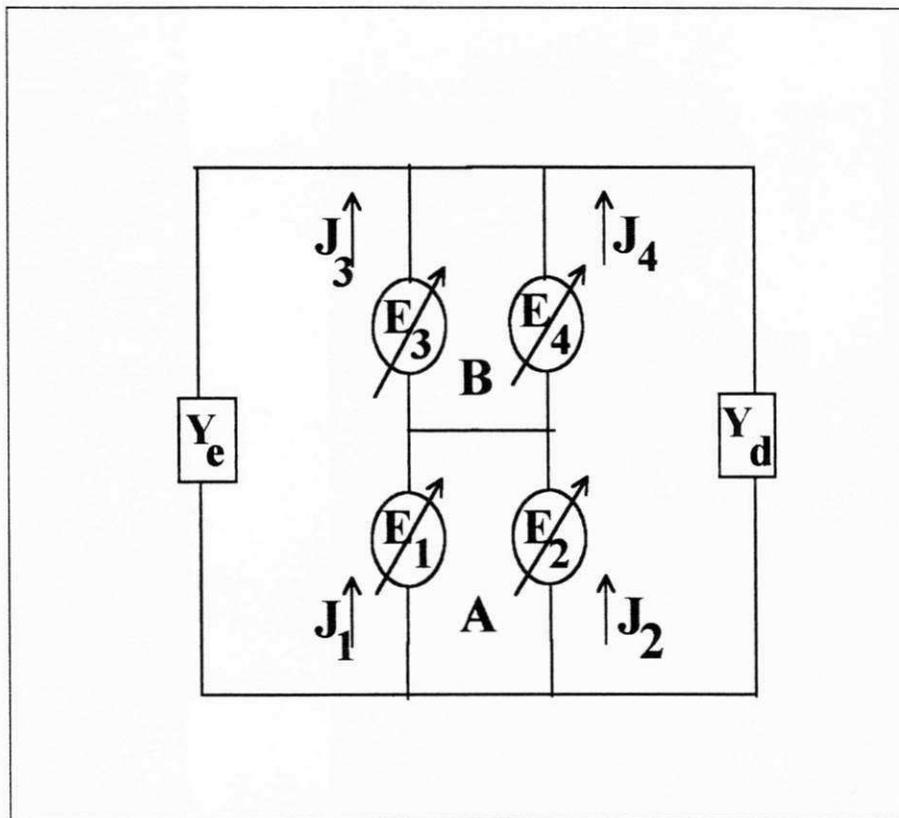


Figura 4.3: Circuito equivalente

e, conseqüentemente, a seguinte expressão,

$$\begin{bmatrix} [J_1] \\ [J_2] \\ [J_3] \\ [J_4] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Y_e] - [A_{11}] & -[A_{12}] & [Y_e] & [0] \\ -[A_{21}] & [Y_d] - [A_{12}] & [0] & [Y_d] \\ [Y_e] & [0] & [Y_e] + [B_{11}] & [B_{12}] \\ [0] & [Y_d] & -[B_{21}] & [Y_d] + [B_{22}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [E_1] \\ [E_2] \\ [E_3] \\ [E_4] \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Ou ainda,

$$\begin{bmatrix} [J_1] \\ [J_2] \\ [J_3] \\ [J_4] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Y_e^a] - [A_{11}^a] & -[A_{12}^a] & [Y_e^{ab}] & [0] \\ -[A_{21}^a] & [Y_d^a] - [A_{12}^a] & [0] & [Y_d^{ab}] \\ [Y_e^{ba}] & [0] & [Y_e^b] + [B_{11}^b] & [B_{12}^b] \\ [0] & [Y_d^{ba}] & -[B_{21}^b] & [Y_d^b] + [B_{22}^b] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [e_1] \\ [e_2] \\ [e_3] \\ [e_4] \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

4.3 Matriz admitância

Algumas das sub-matrizes da matriz admitância acima são iguais às definidas no capítulo anterior e, portanto, não serão aqui repetidas. Somente aquelas que ainda não foram descritas serão detalhadas. Note que, neste caso, a diferença entre as sub-matrizes à esquerda e à direita da microfita assimétrica são as condições de contorno, o que, contudo, não altera a sua definição.

$$[Y_e^a] = [Y_{cd}^a] \quad (4.3)$$

$$[Y_d^a] = [Y_{cd}^a] \quad (4.4)$$

$$[Y_e^{ab}] = [Y_{cd}^{ab}] \quad (4.5)$$

$$[Y_d^{ab}] = [Y_{cd}^{ab}] \quad (4.6)$$

$$[Y_e^{ba}] = [Y_{cd}^{ba}] \quad (4.7)$$

$$[Y_d^{ba}] = [Y_{cd}^{ba}] \quad (4.8)$$

$$[Y_e^b] = [Y_{cd}^b] \quad (4.9)$$

$$[Y_d^b] = [Y_{cd}^b] \quad (4.10)$$

$$[A_{11}^a] = \sum_{n=0}^{na} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^a \rangle] A_{11,n}^a [\langle f_{y,n}^a | \phi_y^a \rangle] & [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^a \rangle] A_{11,n}^a [\langle f_{z,n}^a | \phi_z^a \rangle] \\ [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^a \rangle] A_{11,n}^a [\langle f_{y,n}^a | \phi_y^a \rangle] & [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^a \rangle] A_{11,n}^a [\langle f_{z,n}^a | \phi_z^a \rangle] \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$[A_{12}^a] = \sum_{n=0}^{na} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^a \rangle] A_{12,n}^a [\langle f_{y,n}^a | \phi_y^a \rangle] & [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^a \rangle] A_{12,n}^a [\langle f_{z,n}^a | \phi_z^a \rangle] \\ [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^a \rangle] A_{12,n}^a [\langle f_{y,n}^a | \phi_y^a \rangle] & [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^a \rangle] A_{12,n}^a [\langle f_{z,n}^a | \phi_z^a \rangle] \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$[A_{21}^a] = \sum_{n=0}^{na} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^a \rangle] A_{21,n}^a [\langle f_{y,n}^a | \phi_y^a \rangle] & [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^a \rangle] A_{21,n}^a [\langle f_{z,n}^a | \phi_z^a \rangle] \\ [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^a \rangle] A_{21,n}^a [\langle f_{y,n}^a | \phi_y^a \rangle] & [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^a \rangle] A_{21,n}^a [\langle f_{z,n}^a | \phi_z^a \rangle] \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$[A_{22}^a] = \sum_{n=0}^{na} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^a \rangle] A_{22,n}^a [\langle f_{y,n}^a | \phi_y^a \rangle] & [\langle \phi_y^a | f_{y,n}^a \rangle] A_{22,n}^a [\langle f_{z,n}^a | \phi_z^a \rangle] \\ [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^a \rangle] A_{22,n}^a [\langle f_{y,n}^a | \phi_y^a \rangle] & [\langle \phi_z^a | f_{z,n}^a \rangle] A_{22,n}^a [\langle f_{z,n}^a | \phi_z^a \rangle] \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Onde as equações acima são definidas de maneira semelhante as equações (3.4)-(3.7).

Finalmente,

$$[B_{11}^b] = \sum_{n=0}^{nb} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^b | f_{y,n}^b \rangle] B_{11,n}^b [\langle f_{y,n}^b | \phi_y^b \rangle] & [\langle \phi_y^b | f_{y,n}^b \rangle] B_{11,n}^b [\langle f_{z,n}^b | \phi_z^b \rangle] \\ [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^b \rangle] B_{11,n}^b [\langle f_{y,n}^b | \phi_y^b \rangle] & [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^b \rangle] B_{11,n}^b [\langle f_{z,n}^b | \phi_z^b \rangle] \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$[B_{12}^b] = \sum_{n=0}^{nb} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^b | f_{y,n}^b \rangle] B_{12,n}^b [\langle f_{y,n}^b | \phi_y^b \rangle] & [\langle \phi_y^b | f_{y,n}^b \rangle] B_{12,n}^b [\langle f_{z,n}^b | \phi_z^b \rangle] \\ [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^b \rangle] B_{12,n}^b [\langle f_{y,n}^b | \phi_y^b \rangle] & [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^b \rangle] B_{12,n}^b [\langle f_{z,n}^b | \phi_z^b \rangle] \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$[B_{21}^b] = \sum_{n=0}^{nb} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^b | f_{y,n}^b \rangle] B_{21,n}^b [\langle f_{y,n}^b | \phi_y^b \rangle] & [\langle \phi_y^b | f_{y,n}^b \rangle] B_{21,n}^b [\langle f_{z,n}^b | \phi_z^b \rangle] \\ [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^b \rangle] B_{21,n}^b [\langle f_{y,n}^b | \phi_y^b \rangle] & [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^b \rangle] B_{21,n}^b [\langle f_{z,n}^b | \phi_z^b \rangle] \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$[B_{22}^b] = \sum_{n=0}^{nb} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^b | f_{y,n}^b \rangle] B_{22,n}^b [\langle f_{y,n}^b | \phi_y^b \rangle] & [\langle \phi_y^b | f_{y,n}^b \rangle] B_{22,n}^b [\langle f_{z,n}^b | \phi_z^b \rangle] \\ [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^b \rangle] B_{22,n}^b [\langle f_{y,n}^b | \phi_y^b \rangle] & [\langle \phi_z^b | f_{z,n}^b \rangle] B_{22,n}^b [\langle f_{z,n}^b | \phi_z^b \rangle] \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

As equações acima são definidas de maneira semelhante às equações (3.24)-(3.27).

4.3.1 Funções de base

As funções de base são definidas de maneira semelhante ao capítulo anterior, observando-se as regiões de guias homogêneos (modos TE e TM) e não homogêneos (modos LSE e LSM).

4.3.2 Funções de teste

São utilizadas as mesmas funções de teste definidas no capítulo anterior.

4.3.3 Admitância deslocada sobre o plano da descontinuidade

Do circuito equivalente apresentado na Fig. 4.3 observa-se que, comparado com a microfita simétrica, não se analisa da mesma forma a região de guias homogêneos. Na

microfita assimétrica, considera-se apenas o deslocamento do campo eletromagnético. Nas regiões de guias não-homogêneos são utilizadas as mesmas admitâncias definidas no capítulo anterior.

4.3.4 Deslocamento do campo eletromagnético - $A_{ij,n}^a$ e $B_{ij,n}^b$

O deslocamento do campo eletromagnético, representado através dos vetores campo elétrico e densidade de corrente, ao longo das regiões de guias homogêneos, é dado pelas sub-matrizes $[A]_{ij}$ e $[B]_{ij}$ $i,j=1,2$. Nessas submatrizes, definidas anteriormente, os termos $A_{ij,n}^a$ e $B_{ij,n}^b$ são dados por:

$$A_{11,n}^a = -\coth(\gamma_{x,n}^a W) \quad (4.19)$$

$$A_{12,n}^a = \frac{1}{\sinh(\gamma_{x,n}^a W)} \quad (4.20)$$

$$A_{21,n}^a = A_{12,n}^a \quad (4.21)$$

$$A_{22,n}^a = A_{11,n}^a \quad (4.22)$$

$$B_{11,n}^b = -\coth(\gamma_{x,n}^b W) \quad (4.23)$$

$$B_{12,n}^b = \frac{1}{\sinh(\gamma_{x,n}^b W)} \quad (4.24)$$

$$B_{21,n}^b = B_{12,n}^b \quad (4.25)$$

$$B_{22,n}^b = B_{11,n}^b \quad (4.26)$$

4.3.5 Produtos escalares

Os produtos escalares da matriz admitância são definidos de maneira semelhante aos definidos no capítulo anterior, seção 3.3.4.

4.4 Resultados numéricos

Esta seção apresenta os resultados numéricos obtidos para as características dispersivas de microfitas acopladas, abertas e blindadas. Analogamente ao capítulo anterior, procurou-se atingir uma ampla faixa de valores para as especificações das microfitas acopladas (altura do substrato, constante dielétrica, largura da fita, espaçamento entre as fitas, etc.), de maneira tal a verificar o comportamento da formulação proposta para diversos casos. Comparados com os resultados da literatura específica, os resultados aqui obtidos apresentam uma boa concordância, conforme será visto a seguir.

4.4.1 Microfitas acopladas abertas

Considere-se a geometria apresentada na Fig. 4.4. O plano de simetria ($x = 0$), dependendo do tipo de modo considerado, pode ser uma parede magnética (modos pares) ou uma parede elétrica (modos ímpares). Novamente, o plano condutor superior é colocado a uma distância tal que o seu efeito sobre o campo eletromagnético específico da microfita acoplada possa ser desconsiderado. Em geral, foram utilizadas 5 funções de teste por componente nas regiões a e b, 40 modos na região cd (LSE+LSM) e a altura do plano superior aproximadamente 5 vezes a altura do substrato ($H=5h$).

Na Fig. 4.5 compara-se os resultados obtidos com os de [28], observando-se uma boa concordância. A diferença um pouco mais acentuada entre os resultados, para o modo par, no início da faixa de frequência, decorre da quantidade de funções de teste utilizada. Entretanto, como o resultado converge rapidamente à medida que a frequência aumenta, optou-se por não alterar a quantidade de funções de teste nessa faixa de frequência. Esse comportamento será verificado em outros resultados.

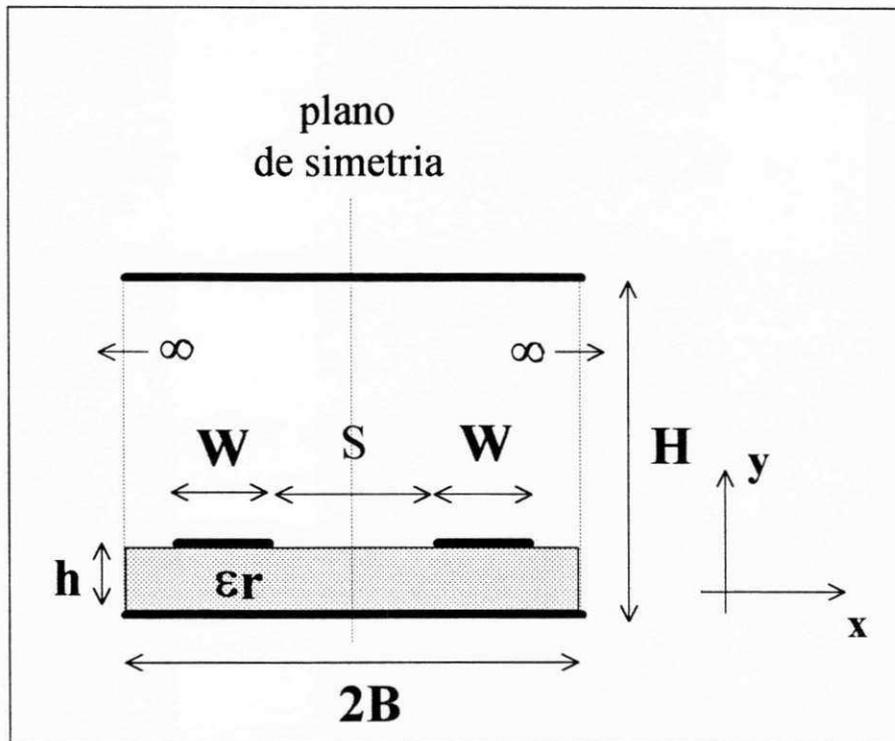
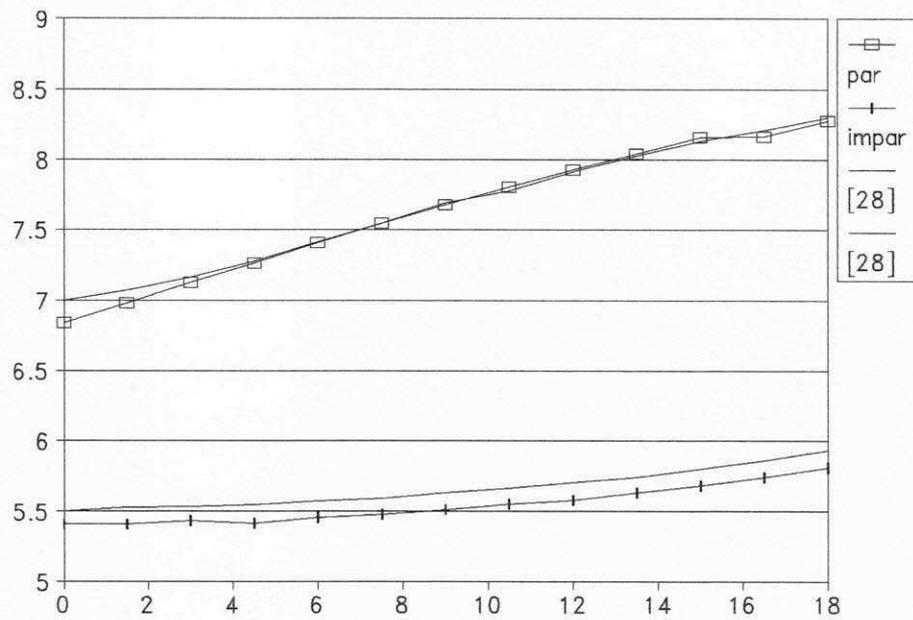


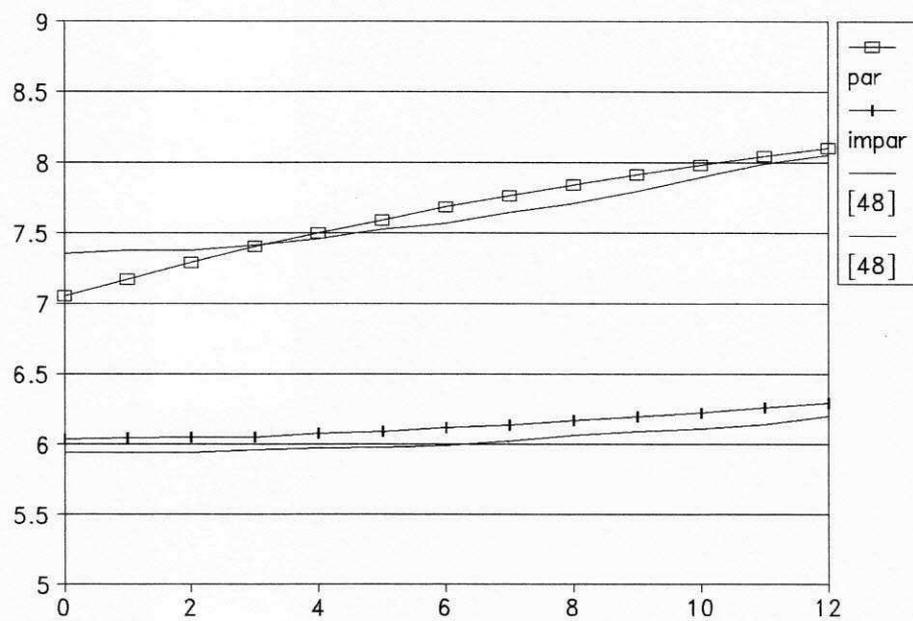
Figura 4.4: Geometria adotada - Microfitas acopladas abertas



$\epsilon_r = 9.7, h=1.0\text{mm}, W=1.0\text{mm}, S/2 = 0.5\text{mm}, [28]$

Figura 4.5: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)

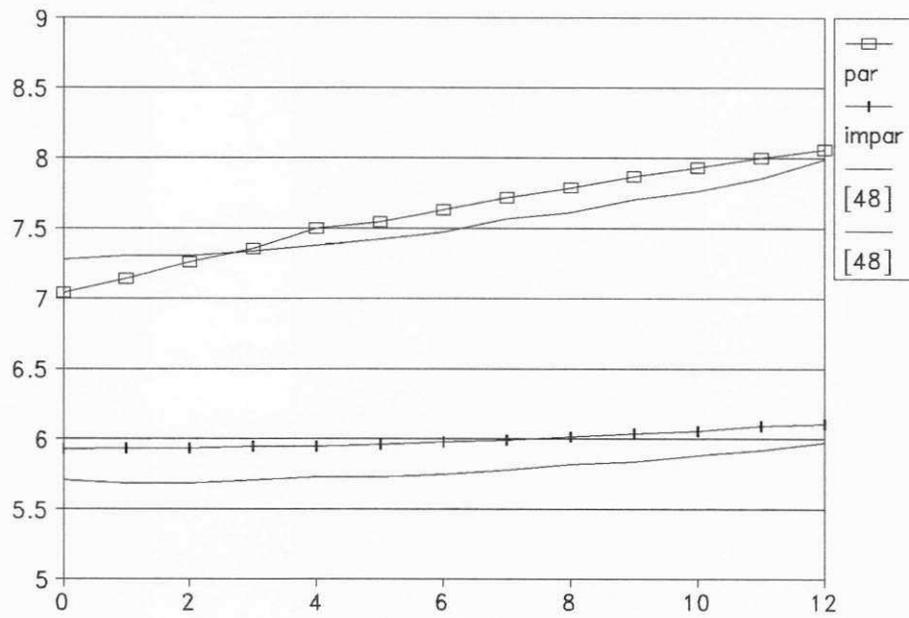
Nas Figuras 4.6-4.8 os resultados obtidos são comparados com os apresentados por [48]. Para uma mesma altura do substrato e constante dielétrica, varia-se a largura das fita e o espaçamento entre as mesmas. Vale aqui destacar os resultados apresentados para o modo ímpar na Fig. 4.8. Observa-se que no final da faixa de frequência existe uma maior divergência entre os dois resultados. Entretanto, constata-se que o resultado obtido neste trabalho está bem mais próximo do resultado experimental.



$$\epsilon_r = 10.0, h=0.635\text{mm}, W=0.5461\text{mm}, S/2 = 0.3556\text{mm}, [48]$$

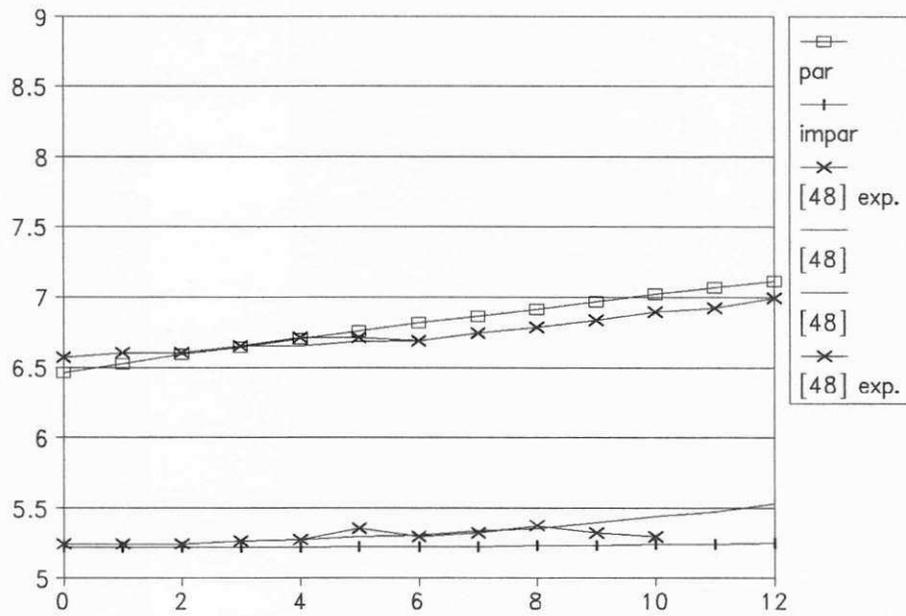
Figura 4.6: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)

Os resultados apresentados a seguir são comparados com os apresentados em [49]. Da Fig.4.9 até 4.17, considera-se um substrato de altura 0.79mm e constante dielétrica 2.35. Observe que, tendo em vista a pequena faixa de variação de ϵ_{eff} , o que à primeira



$\epsilon_r = 10.0$, $h=0.635\text{mm}$, $W=0.508\text{mm}$, $S/2 = 0.219\text{mm}$, [48]

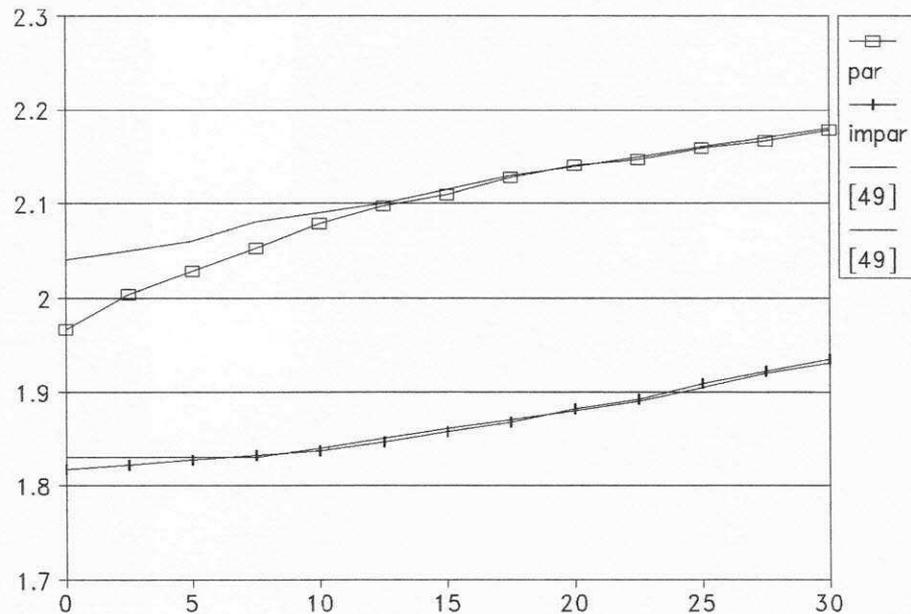
Figura 4.7: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



$\epsilon_r = 10.0$, $h=0.635\text{mm}$, $W=0.1905\text{mm}$, $S/2 = 0.060\text{mm}$, [48]

Figura 4.8: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)

vista pode parecer uma grande diferença entre os resultados, na verdade não passa de uma diferença menor que 5 % .



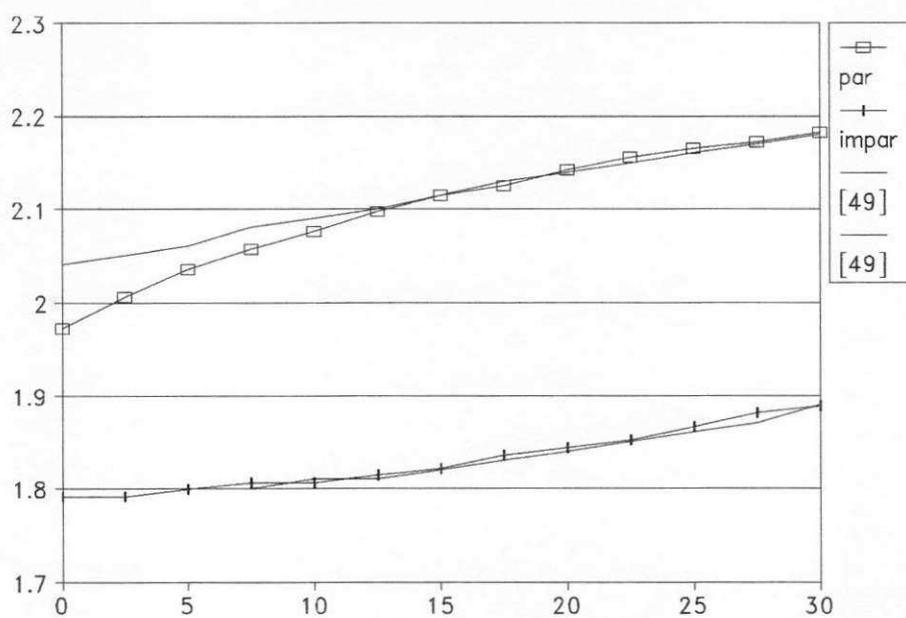
$$\epsilon_r = 2.35, h=0.79\text{mm}, W=1.7775\text{mm}, S/2 = 0.395\text{mm}, [49]$$

Figura 4.9: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)

Da Fig.4.18 até 4.26, considera-se um substrato de altura 0.64mm e constante dielétrica 9.7. Novamente, constata-se uma boa concordância dos resultados.

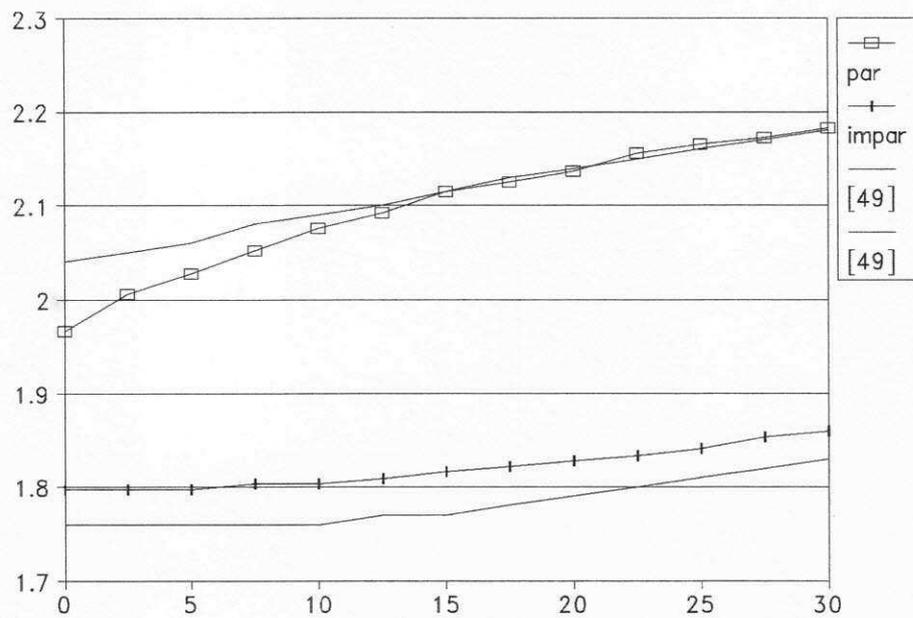
4.4.2 Microfitas acopladas blindadas

Considere-se a geometria apresentada na Fig. 4.27. Considerando a simetria da estrutura, reduz-se a estrutura a uma microfita assimétrica onde uma das suas paredes



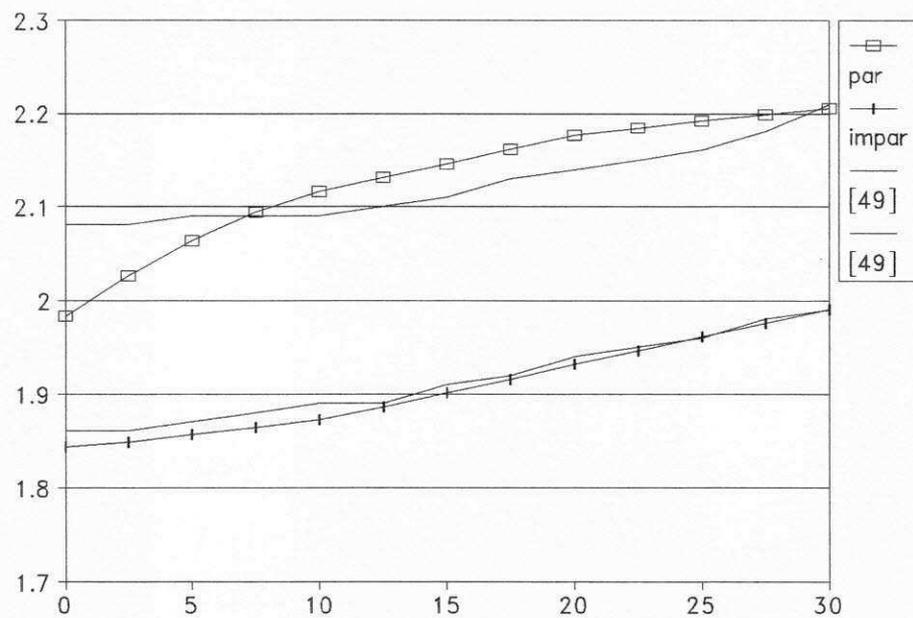
$\epsilon_r = 2.35, h=0.79\text{mm}, W=1.7775\text{mm}, S/2 = 0.1975\text{mm}, [49]$

Figura 4.10: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



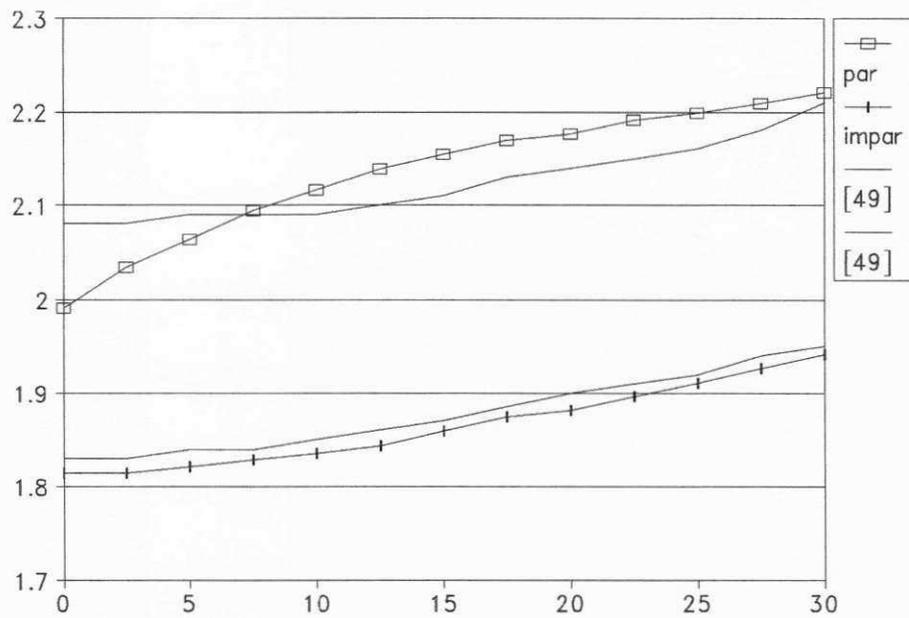
$\epsilon_r = 2.35, h=0.79\text{mm}, W=1.7775\text{mm}, S/2 = 0.0395\text{mm}, [49]$

Figura 4.11: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



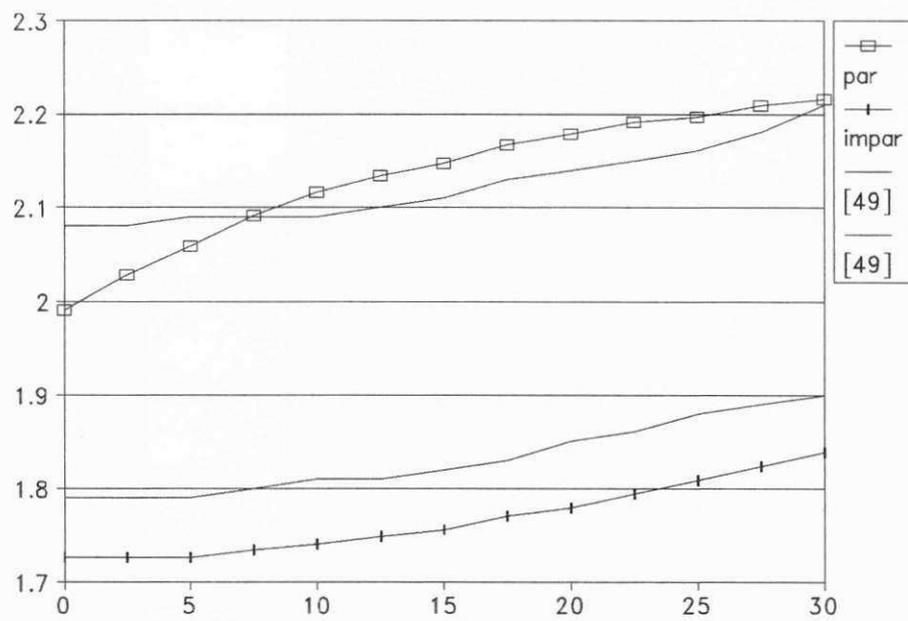
$\epsilon_r = 2.35, h=0.79\text{mm}, W=2.370\text{mm}, S/2 = 0.395\text{mm}, [49]$

Figura 4.12: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



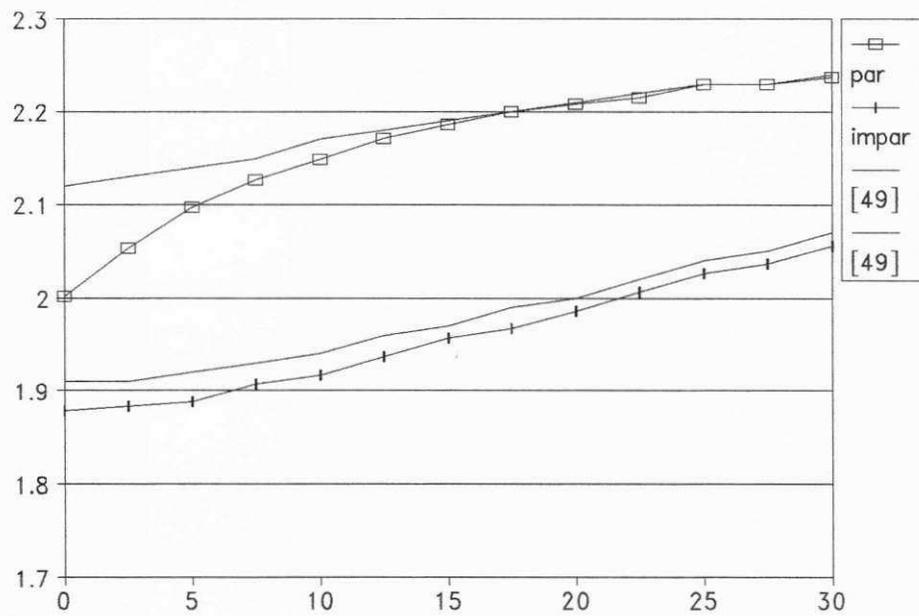
$\epsilon_r = 2.35, h=0.79\text{mm}, W=2.370\text{mm}, S/2 = 0.1975\text{mm}, [49]$

Figura 4.13: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



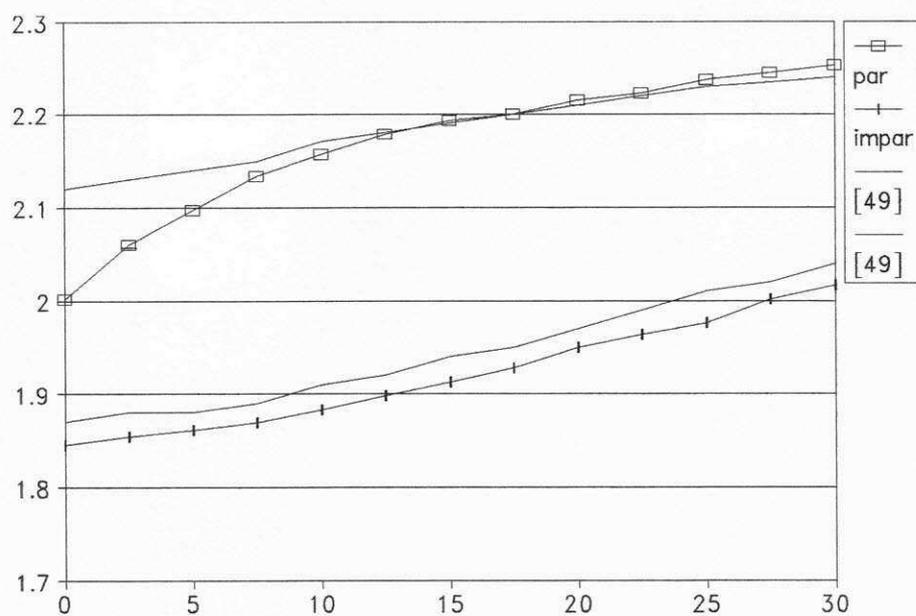
$\epsilon_r = 2.35, h=0.79\text{mm}, W=2.370\text{mm}, S/2 = 0.0395\text{mm}, [49]$

Figura 4.14: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



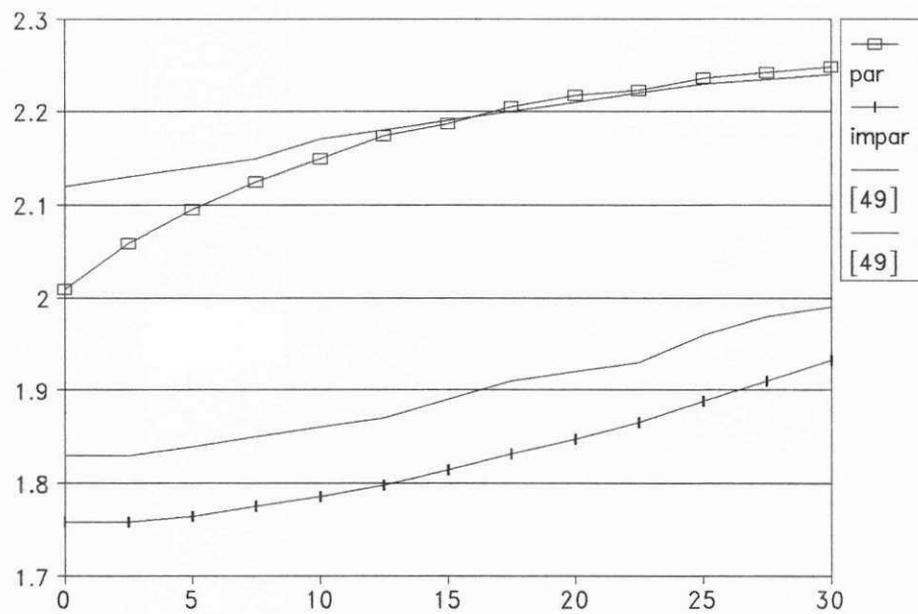
$\epsilon_r = 2.35, h=0.79\text{mm}, W=3.16\text{mm}, S/2 = 0.395\text{mm}, [49]$

Figura 4.15: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



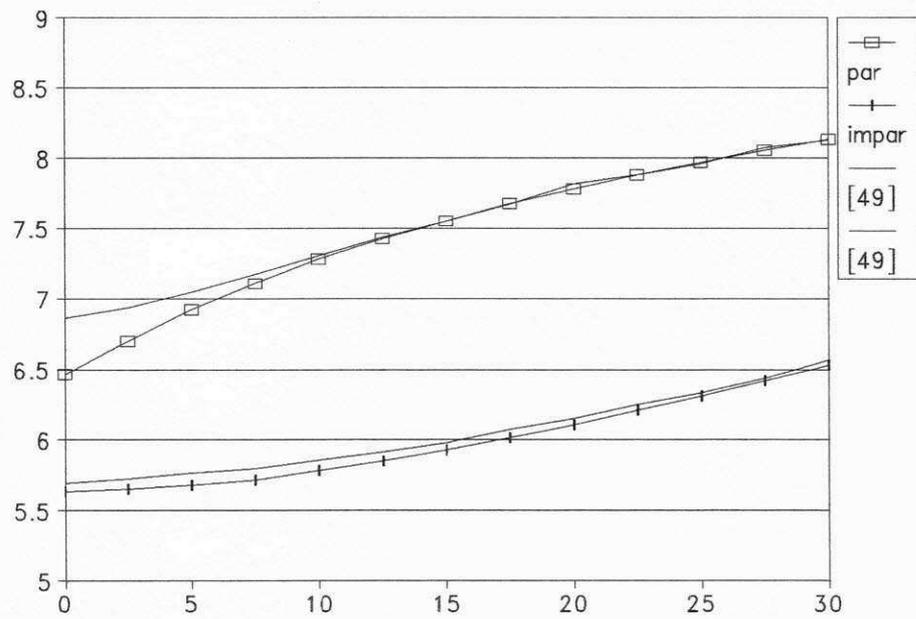
$\epsilon_r = 2.35, h=0.79\text{mm}, W=3.16\text{mm}, S/2 = 0.1975\text{mm}, [49]$

Figura 4.16: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x freqüência (GHz)



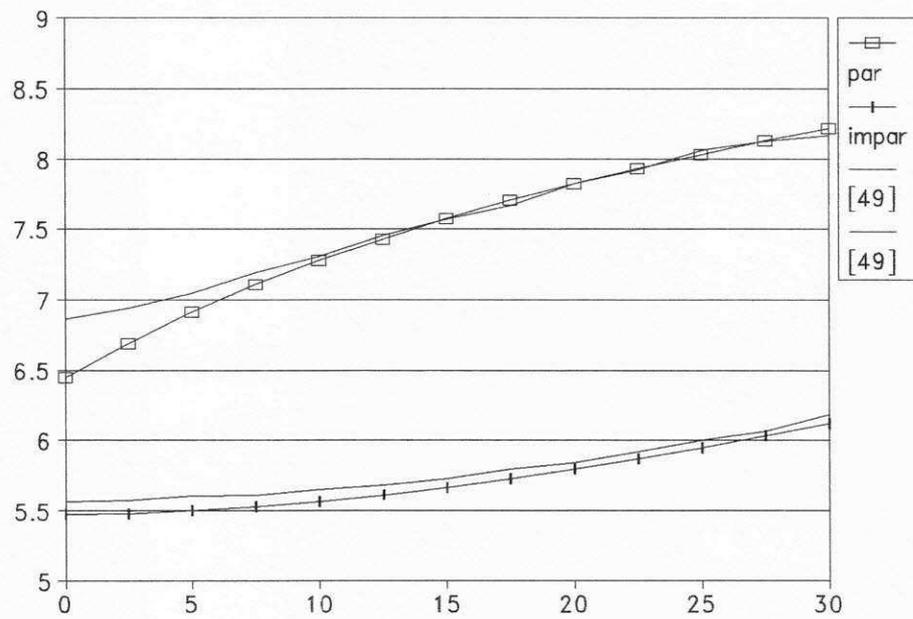
$\epsilon_r = 2.35, h=0.79\text{mm}, W=3.16\text{mm}, S/2 = 0.0395\text{mm}, [49]$

Figura 4.17: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



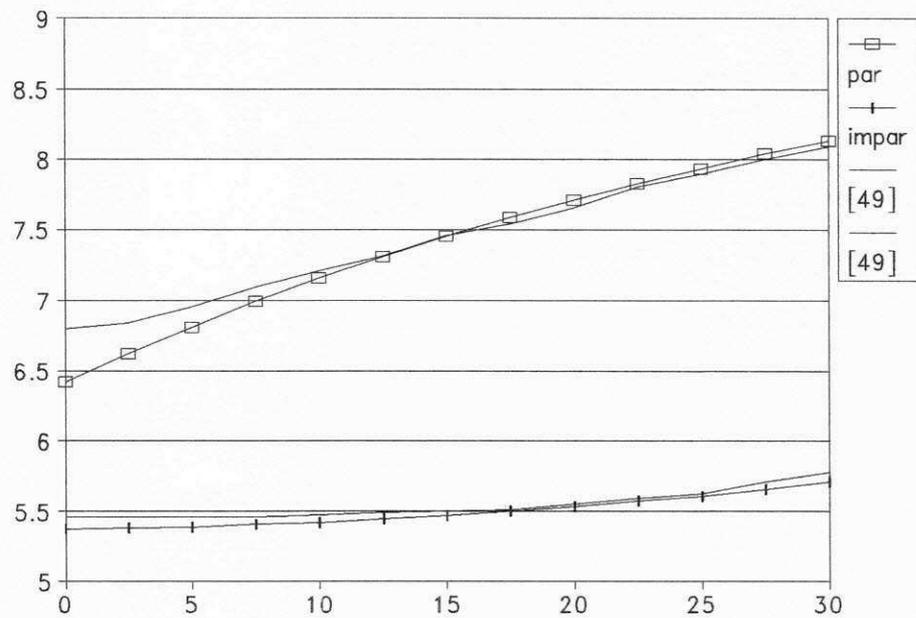
$\epsilon_r = 9.7, h=0.64\text{mm}, W=0.48\text{mm}, S/2 = 0.32\text{mm}, [49]$

Figura 4.18: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



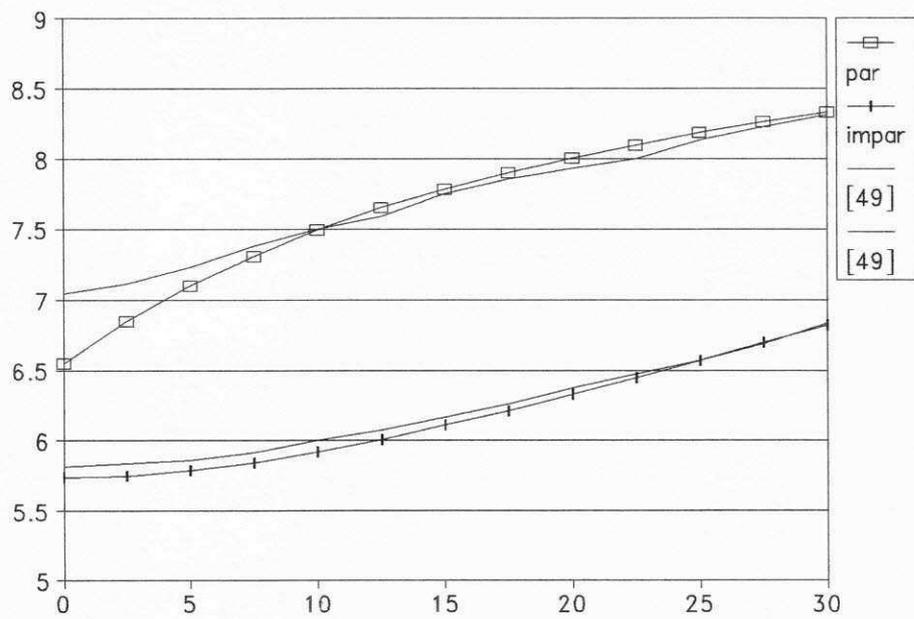
$\epsilon_r = 9.7, h=0.64\text{mm}, W=0.48\text{mm}, S/2 = 0.16\text{mm}, [49]$

Figura 4.19: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



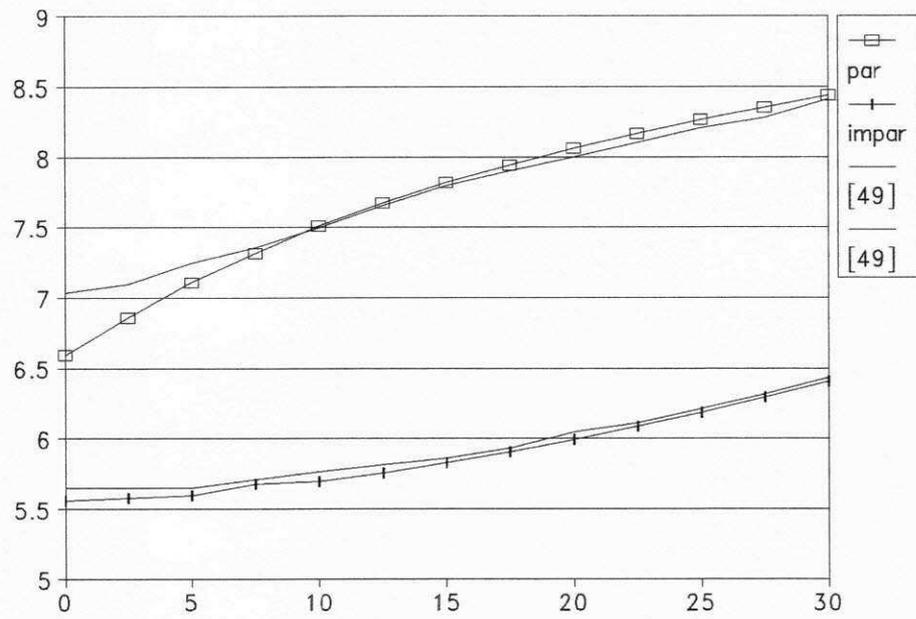
$\epsilon_r = 9.7, h=0.64\text{mm}, W=0.48\text{mm}, S/2 = 0.032\text{mm}, [49]$

Figura 4.20: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



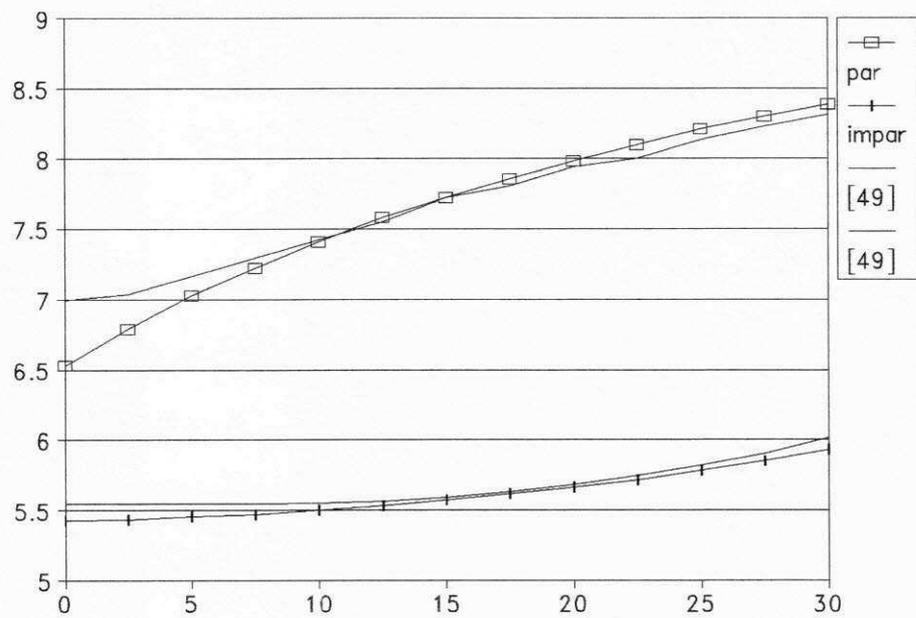
$\epsilon_r = 9.7, h=0.64\text{mm}, W=0.64\text{mm}, S/2 = 0.32\text{mm}, [49]$

Figura 4.21: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x freqüência (GHz)



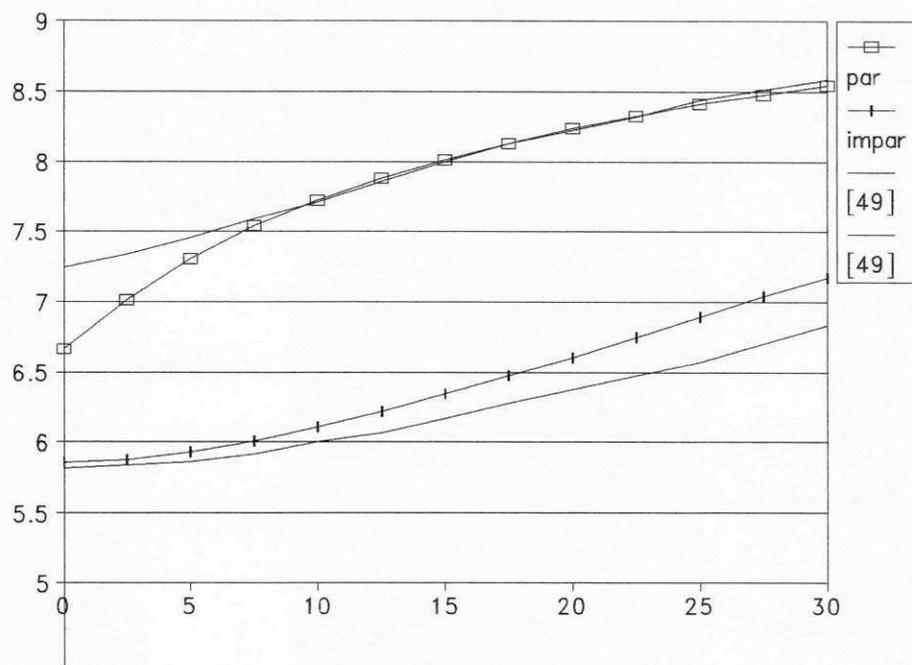
$\epsilon_r = 9.7, h=0.64\text{mm}, W=0.64\text{mm}, S/2 = 0.16\text{mm}, [49]$

Figura 4.22: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



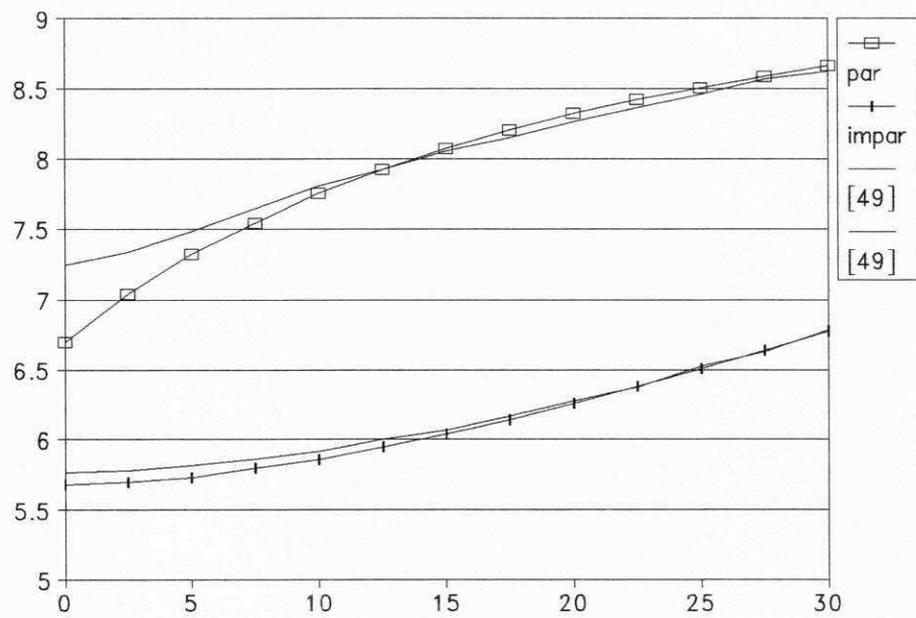
$\epsilon_r = 9.7, h=0.64\text{mm}, W=0.64\text{mm}, S/2 = 0.032\text{mm}, [49]$

Figura 4.23: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



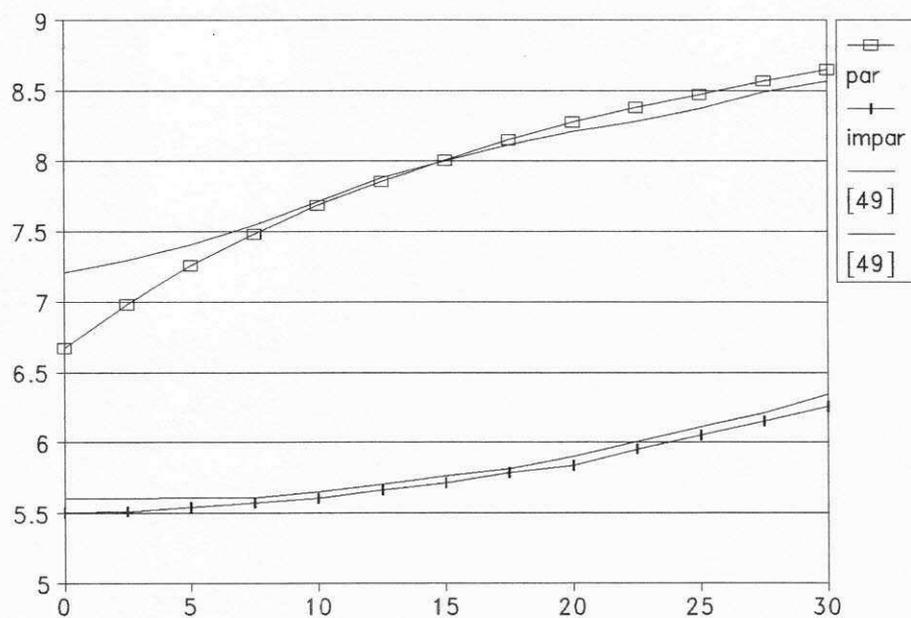
$\epsilon_r = 9.7, h=0.64\text{mm}, W=0.8512\text{mm}, S/2 = 0.32\text{mm}, [49]$

Figura 4.24: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



$\epsilon_r = 9.7, h=0.64\text{mm}, W=0.8512\text{mm}, S/2 = 0.16\text{mm}, [49]$

Figura 4.25: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



$\epsilon_r = 9.7, h=0.64\text{mm}, W=0.8512\text{mm}, S/2 = 0.032\text{mm}, [49]$

Figura 4.26: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)

laterais é uma parede elétrica e a outra, correspondente ao plano de simetria da microfita acoplada, tanto pode ser uma parede elétrica (modo ímpar) ou magnética (modo par) (Fig. 4.2). Assim como na microfita aberta, foram utilizadas 5 funções de teste nas regiões a e b, e 40 modos na região cd (LSE+LSM).

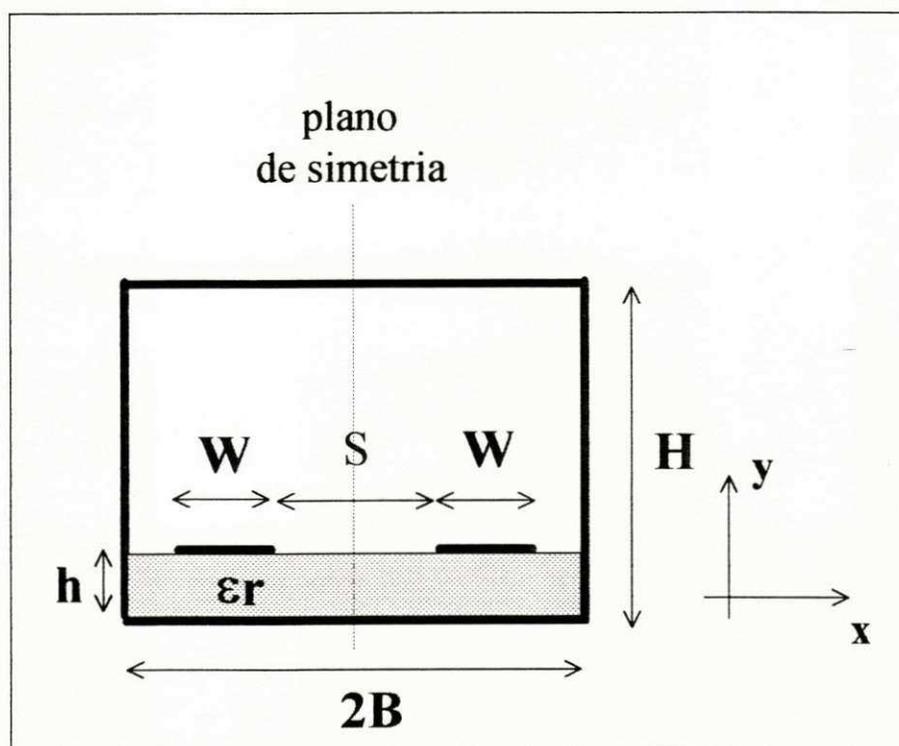
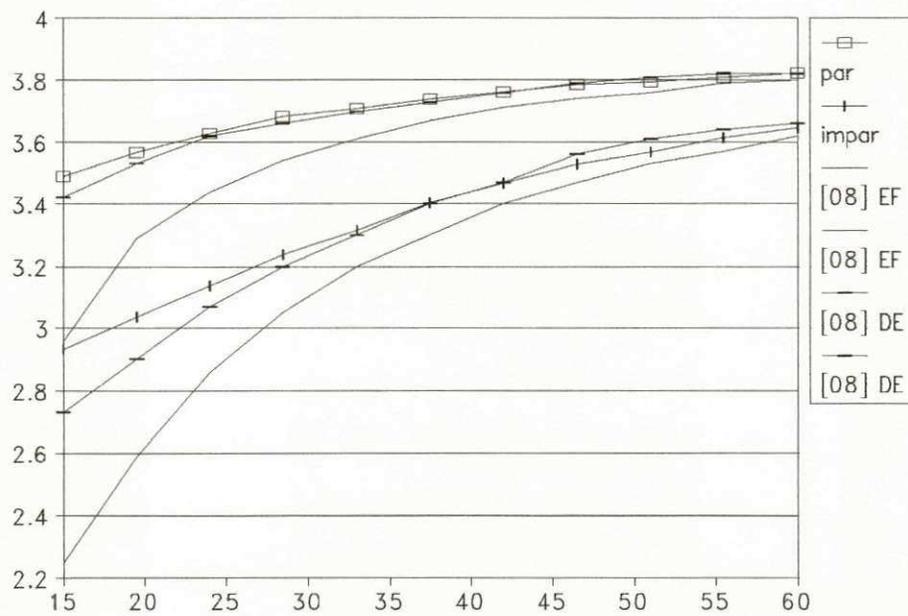


Figura 4.27: Geometria adotada - Microfitas acopladas blindadas

Compara-se, na Figura 4.28, os resultados obtidos por dois diferentes métodos (elementos finitos (EF) e análise no domínio espectral (DE)), apresentados em [8]. Da mesma forma que para a microfita blindada, observa-se que os resultados obtidos estão mais próximos dos obtidos pela análise no domínio espectral, sendo a justificativa para tal resultado a mesma discutida na seção 3.4.2 (Fig. 3.20).

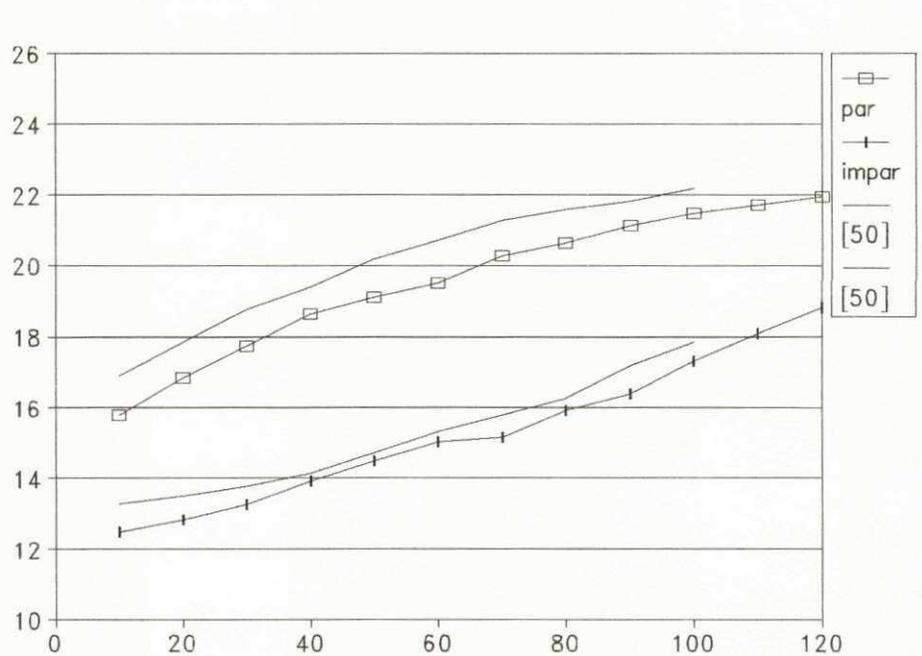
Nas Figuras 4.29 e 4.30, compara-se os resultados obtidos com os apresentados em



$\epsilon_r = 4.0$, $H=5.0\text{mm}$, $h=1.0\text{mm}$, $W=2.0\text{mm}$, $S/2=0.5\text{mm}$, $2B=10.0\text{mm}$ [8]

Figura 4.28: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)

[50]. Para uma mesma dimensão ($\epsilon_r=24.5$, $H=2.794\text{mm}$, $h=0.254\text{mm}$, $W=0.1524\text{mm}$, $2B=2.54\text{mm}$), varia-se o espaçamento entre as fitas. Novamente, verifica-se uma boa concordância dos resultados.

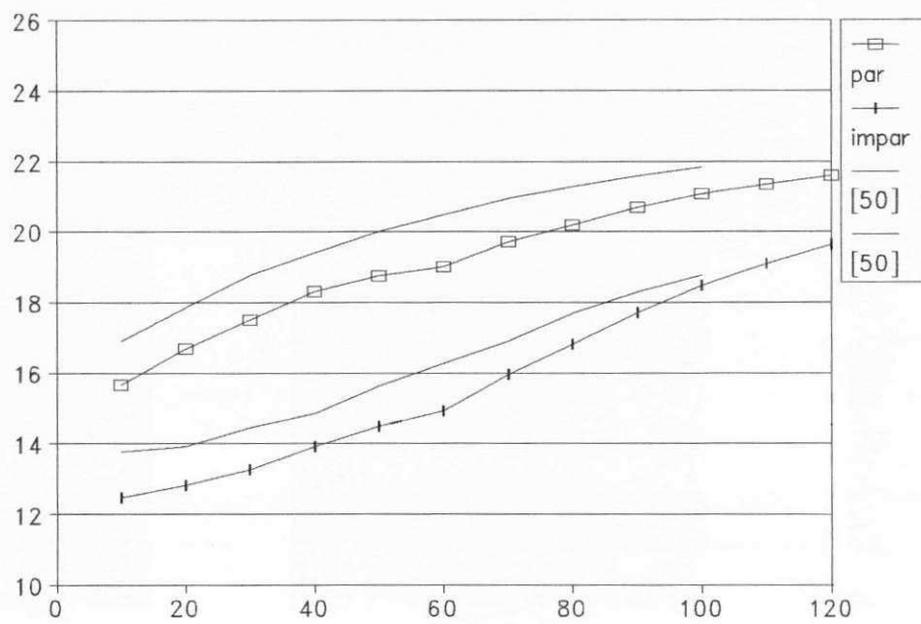


$\epsilon_r = 24.5$, $H=2.794\text{mm}$, $h=0.254\text{mm}$, $W=0.1524\text{mm}$, $S/2=0.0635\text{mm}$, $2B=2.54\text{mm}$
[50]

Figura 4.29: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)

4.4.3 Conclusões

A determinação das características dispersivas de estruturas tipo microfita acoplada através da formulação da TRT proposta, apresentou bons resultados para diversas



$\epsilon_r = 24.5$, $H=2.794\text{mm}$, $h=0.254\text{mm}$, $W=0.1524\text{mm}$, $S/2=0.127\text{mm}$, $2B=2.54\text{mm}$ [50]

Figura 4.30: Modos par e ímpar - ϵ_{eff} x frequência (GHz)

dimensões, constantes dielétricas e faixas de frequências, estando os mesmos em boa concordância com os encontrados na literatura. Estes resultados continuam a indicar a aplicabilidade da formulação proposta.

Capítulo 5

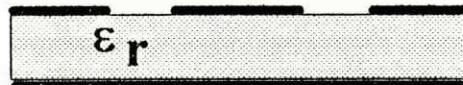
Características Dispersivas de “CBCWs”

Com o desenvolvimento dos circuitos integrados em microondas (MICs), especialmente na forma monolítica (MMICs) em substrato de GaAs, os guias de ondas coplanares (CPWs) (Fig. 5.1 (a)) têm recebido uma considerável atenção [51], [52], [53], [54], [55], [56]. Uma das principais vantagens dos CPWs, quando comparados às microfitas, é a facilidade de incorporação de elementos série e paralelo, permitindo a confecção de circuitos sem perfurar o substrato. Para obter determinadas características, p. ex. aumento da resistência mecânica, usualmente os CPWs possuem um plano condutor, sobre o qual encontra-se depositado o seu substrato. Essa estrutura modificada é denominada guias de ondas coplanares sobre um plano condutor (“Conductor-backed coplanar waveguide” - CBCW) [57], [51], [52] (Fig. 5.1 (b)). Ainda em uma evolução do CPW, visando reduzir o efeito dos modos de superfície, o CBCW pode ser encontrado sob forma blindada [55], [56] (Fig. 5.1 (c)).

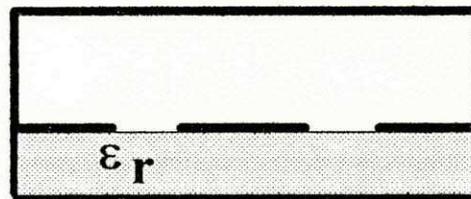
Este capítulo apresenta as características dispersivas de CBCWs. De maneira semelhante ao capítulo anterior, os resultados foram obtidos utilizando a formulação da TRT proposta, considerando os modos propagantes e evanescentes. Comparados com os resultados da literatura específica, os resultados obtidos apresentam uma boa concordância, conforme será visto a seguir.



(a)



(b)



(c)

(a) CPW (b) CBCW (c) CBCW blindado

Figura 5.1: Guías coplanares

5.1 Geometria considerada

Considere-se neste capítulo a geometria apresentada em Fig. 5.2.

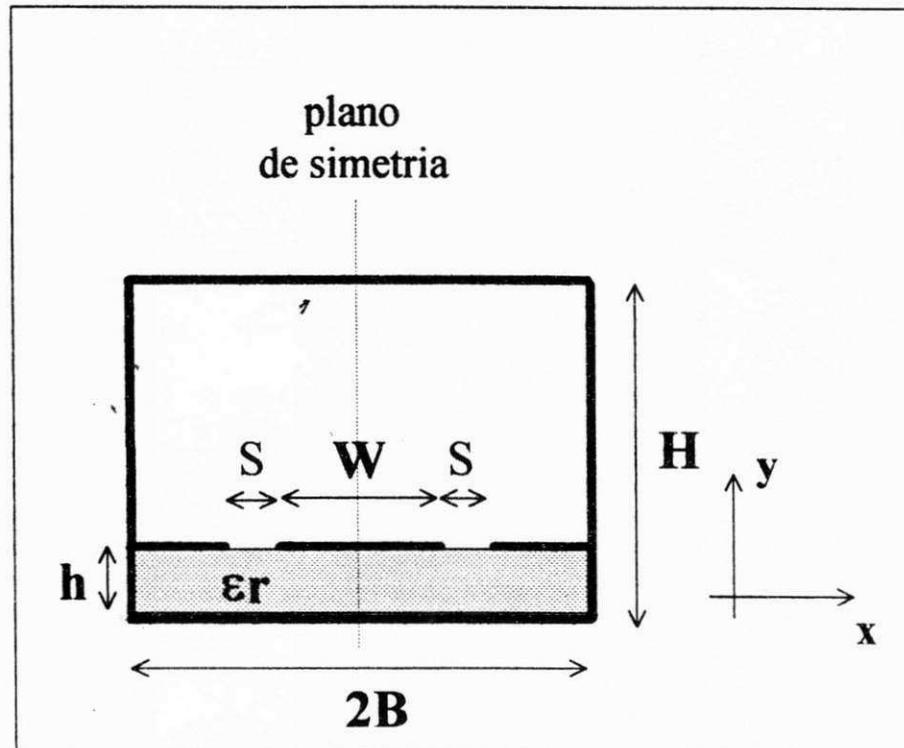


Figura 5.2: Geometria adotada

A existência do plano de simetria ($x = 0$) permite reduzir o problema do CBCW ao da estrutura complementar da microfita assimétrica ("slotline" assimétrica sobre um plano condutor) blindada ou semi-blindada (caso a estrutura seja aberta), onde as paredes laterais podem ser de naturezas diferentes.

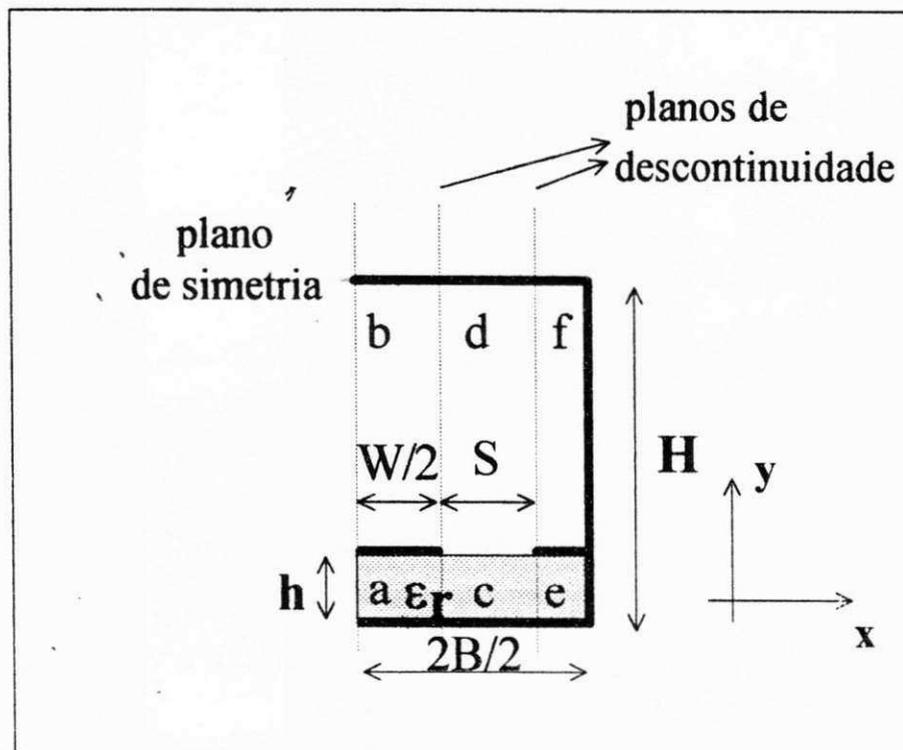


Figura 5.3: Geometria considerando a simetria da estrutura

5.2 Circuito equivalente

Analogamente aos casos anteriores, assumindo uma propagação fictícia segundo o eixo x , a partir da Fig. 5.3 obtém-se o circuito equivalente da Fig. 5.4:

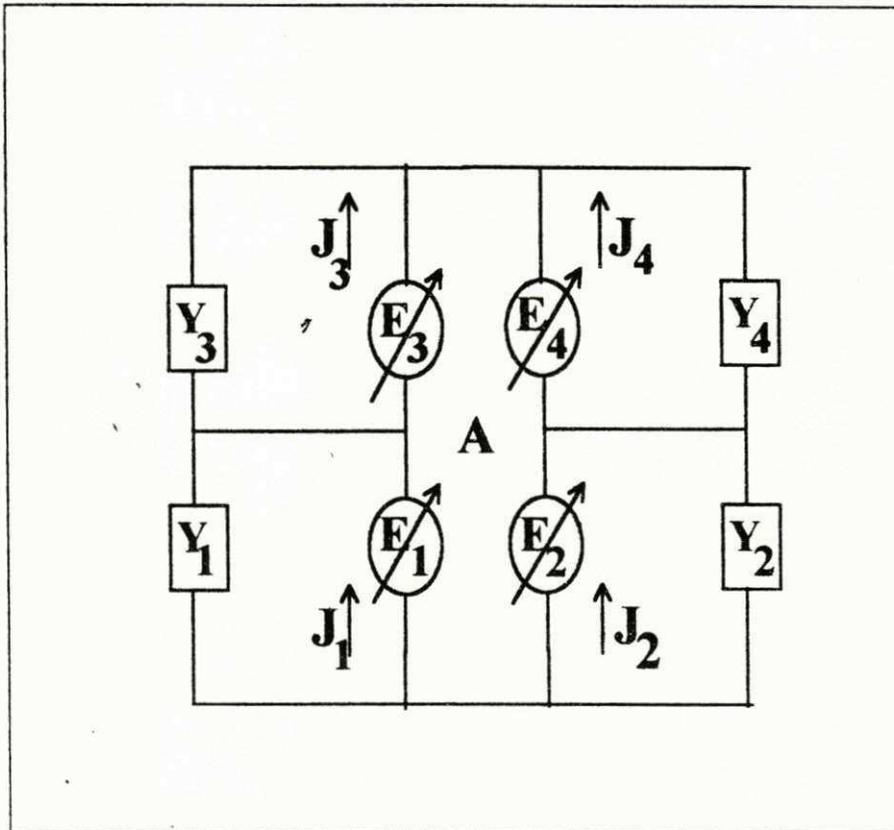


Figura 5.4: Circuito equivalente

e, conseqüentemente, a seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} [J_1] \\ [J_2] \\ [J_3] \\ [J_4] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Y_1] + [A_{11}] & [A_{12}] & [A_{11}] & [A_{12}] \\ [A_{21}] & [Y_2] + [A_{22}] & [A_{21}] & [A_{22}] \\ [A_{11}] & [A_{12}] & [Y_3] + [A_{11}] & [A_{12}] \\ [A_{21}] & [A_{22}] & [A_{21}] & [Y_4] + [A_{22}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [E_1] \\ [E_2] \\ [E_3] \\ [E_4] \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Ou ainda,

$$\begin{bmatrix} [J_1] \\ [J_2] \\ [J_3] \\ [J_4] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Y_1^a] + [A_{11}^c] & [A_{12}^c] & [A_{11}^d] & [A_{12}^d] \\ [A_{21}^c] & [Y_2^e] + [A_{12}^c] & [A_{21}^d] & [A_{22}^d] \\ [A_{11}^c] & [A_{12}^c] & [Y_3^b] + [A_{11}^d] & [A_{12}^d] \\ [A_{21}^c] & [A_{22}^c] & [A_{21}^d] & [Y_4^f] + [A_{22}^d] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [e_1] \\ [e_2] \\ [e_3] \\ [e_4] \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

5.3 Matriz admitância

Como no capítulo anterior, somente serão aqui detalhadas as sub-matrizes que ainda não foram descritas. Observe que, neste caso, a diferença entre as sub-matrizes das regiões a/b e e/f são as condições de contorno, o que, contudo, não altera a sua definição.

$$[Y_1^a] = [Y^a] \quad (5.3)$$

$$[Y_2^e] = [Y^a] \quad (5.4)$$

$$[Y_3^b] = [Y^b] \quad (5.5)$$

$$[Y_4^f] = [Y^b] \quad (5.6)$$

$$[A_{11}^c] = \sum_{n=0}^{nc} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^c | f_{y,n}^c \rangle] A_{11,n}^{cd} [\langle f_{y,n}^c | \phi_y^c \rangle] & [\langle \phi_y^c | f_{y,n}^c \rangle] A_{11,n}^{cd} [\langle f_{z,n}^c | \phi_z^c \rangle] \\ [\langle \phi_z^c | f_{z,n}^c \rangle] A_{11,n}^{cd} [\langle f_{y,n}^c | \phi_y^c \rangle] & [\langle \phi_z^c | f_{z,n}^c \rangle] A_{11,n}^{cd} [\langle f_{z,n}^c | \phi_z^c \rangle] \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

$$[A_{12}^c] = \sum_{n=0}^{nc} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^c | f_{y,n}^c \rangle] A_{12,n}^{cd} [\langle f_{y,n}^c | \phi_y^c \rangle] & [\langle \phi_y^c | f_{y,n}^c \rangle] A_{12,n}^{cd} [\langle f_{z,n}^c | \phi_z^c \rangle] \\ [\langle \phi_z^c | f_{z,n}^c \rangle] A_{12,n}^{cd} [\langle f_{y,n}^c | \phi_y^c \rangle] & [\langle \phi_z^c | f_{z,n}^c \rangle] A_{12,n}^{cd} [\langle f_{z,n}^c | \phi_z^c \rangle] \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

$$[A_{21}^c] = \sum_{n=0}^{nc} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^c | f_{y,n}^c \rangle] A_{21,n}^{cd} [\langle f_{y,n}^c | \phi_y^c \rangle] & [\langle \phi_y^c | f_{y,n}^c \rangle] A_{21,n}^{cd} [\langle f_{z,n}^c | \phi_z^c \rangle] \\ [\langle \phi_z^c | f_{z,n}^c \rangle] A_{21,n}^{cd} [\langle f_{y,n}^c | \phi_y^c \rangle] & [\langle \phi_z^c | f_{z,n}^c \rangle] A_{21,n}^{cd} [\langle f_{z,n}^c | \phi_z^c \rangle] \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

$$[A_{22}^c] = \sum_{n=0}^{nc} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^c | f_{y,n}^c \rangle] A_{22,n}^{cd} [\langle f_{y,n}^c | \phi_y^c \rangle] & [\langle \phi_y^c | f_{y,n}^c \rangle] A_{22,n}^{cd} [\langle f_{z,n}^c | \phi_z^c \rangle] \\ [\langle \phi_z^c | f_{z,n}^c \rangle] A_{22,n}^{cd} [\langle f_{y,n}^c | \phi_y^c \rangle] & [\langle \phi_z^c | f_{z,n}^c \rangle] A_{22,n}^{cd} [\langle f_{z,n}^c | \phi_z^c \rangle] \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

$$[A_{11}^d] = \sum_{n=0}^{nd} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^d | f_{y,n}^d \rangle] A_{11,n}^{cd} [\langle f_{y,n}^d | \phi_y^d \rangle] & [\langle \phi_y^d | f_{y,n}^d \rangle] A_{11,n}^{cd} [\langle f_{z,n}^d | \phi_z^d \rangle] \\ [\langle \phi_z^d | f_{z,n}^d \rangle] A_{11,n}^{cd} [\langle f_{y,n}^d | \phi_y^d \rangle] & [\langle \phi_z^d | f_{z,n}^d \rangle] A_{11,n}^{cd} [\langle f_{z,n}^d | \phi_z^d \rangle] \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

$$[A_{12}^d] = \sum_{n=0}^{nd} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^d | f_{y,n}^d \rangle] A_{12,n}^{cd} [\langle f_{y,n}^d | \phi_y^d \rangle] & [\langle \phi_y^d | f_{y,n}^d \rangle] A_{12,n}^{cd} [\langle f_{z,n}^d | \phi_z^d \rangle] \\ [\langle \phi_z^d | f_{z,n}^d \rangle] A_{12,n}^{cd} [\langle f_{y,n}^d | \phi_y^d \rangle] & [\langle \phi_z^d | f_{z,n}^d \rangle] A_{12,n}^{cd} [\langle f_{z,n}^d | \phi_z^d \rangle] \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

$$[A_{21}^d] = \sum_{n=0}^{nd} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^d | f_{y,n}^d \rangle] A_{21,n}^{cd} [\langle f_{y,n}^d | \phi_y^d \rangle] & [\langle \phi_y^d | f_{y,n}^d \rangle] A_{21,n}^{cd} [\langle f_{z,n}^d | \phi_z^d \rangle] \\ [\langle \phi_z^d | f_{z,n}^d \rangle] A_{21,n}^{cd} [\langle f_{y,n}^d | \phi_y^d \rangle] & [\langle \phi_z^d | f_{z,n}^d \rangle] A_{21,n}^{cd} [\langle f_{z,n}^d | \phi_z^d \rangle] \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

$$[A_{22}^d] = \sum_{n=0}^{nd} \begin{bmatrix} [\langle \phi_y^d | f_{y,n}^d \rangle] A_{22,n}^{cd} [\langle f_{y,n}^d | \phi_y^d \rangle] & [\langle \phi_y^d | f_{y,n}^d \rangle] A_{22,n}^{cd} [\langle f_{z,n}^d | \phi_z^d \rangle] \\ [\langle \phi_z^d | f_{z,n}^d \rangle] A_{22,n}^{cd} [\langle f_{y,n}^d | \phi_y^d \rangle] & [\langle \phi_z^d | f_{z,n}^d \rangle] A_{22,n}^{cd} [\langle f_{z,n}^d | \phi_z^d \rangle] \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

5.3.1 Funções de base

As funções de base são definidas de maneira semelhante ao capítulo 3, observando-se as regiões de guias homogêneos (modos TE e TM) e não homogêneos (modos LSE e LSM).

5.3.2 Funções de teste

São utilizadas as mesmas funções de teste definidas no capítulo 3.

5.3.3 Admitância deslocada sobre o plano da descontinuidade

São utilizadas as mesmas admitâncias definidas no capítulo 3, observando-se as devidas condições de contorno.

5.3.4 Deslocamento do campo eletromagnético - $A_{ij,n}^c$ e $A_{ij,n}^d$

O deslocamento do campo eletromagnético, representado através dos vetores campo elétrico e densidade de corrente, ao longo das regiões de guias não-homogêneos (regiões c e d) é dado pelas sub-matrizes $[A]_{ij}^{c,d}$ $i,j=1,2$. Nessas sub-matrizes, os termos $A_{ij,n}^{cd}$ são dados por:

$$A_{11,n}^{cd} = -\coth(\gamma_{x,n}^{cd}S) \quad (5.15)$$

$$A_{12,n}^{cd} = \frac{1}{\sinh(\gamma_{x,n}^{cd}S)} \quad (5.16)$$

$$A_{21,n}^{cd} = A_{12,n}^{cd} \quad (5.17)$$

$$A_{22,n}^{cd} = A_{11,n}^{cd} \quad (5.18)$$

5.3.5 Produtos escalares

Os produtos escalares da matriz admitância são definidos de maneira semelhante aos definidos no capítulo 3.

5.4 Resultados numéricos

Esta seção apresenta os resultados numéricos obtidos para as características dispersivas de CBCWs. Comparados com os resultados da literatura específica, os resultados obtidos apresentam uma boa concordância, conforme será mostrado.

5.4.1 CBCW aberto

Considere-se a geometria apresentada em Fig. 5.5. O plano de simetria ($x = 0$), dependendo do tipo de modo considerado, pode ser uma parede magnética (modos pares) ou uma parede elétrica (modos ímpares). Novamente, o plano condutor superior é colocado a uma distância tal que o seu efeito sobre o campo eletromagnético específico da fita central possa ser desconsiderado. Em geral, foram utilizados 5 funções de teste por componente nas regiões a e b, 40 modos na região cd (LSE+LSM) e a altura do plano superior aproximadamente 2.5 vezes a altura do substrato ($H=2.5h$). Salienta-se aqui, que, segundo Bornemann [58], as características dispersivas dos CBCWs praticamente não se alteram para uma altura do plano superior maior que duas vezes a altura do substrato ($H=2h$).

Nas Figuras 5.6 e 5.7 compara-se os resultados obtidos com os de [57], observando-se uma boa concordância.

Nas Figuras 5.8, 5.9 e 5.10 considera-se um CBCW sob um plano condutor ("upper shielding CBCW"). Os resultados obtidos são comparados aos obtidos pela análise quase-estática, apresentados por [51]. Observa-se uma maior diferença entre os resultados para os casos em que o espaçamento entre a fita central e o plano lateral é maior

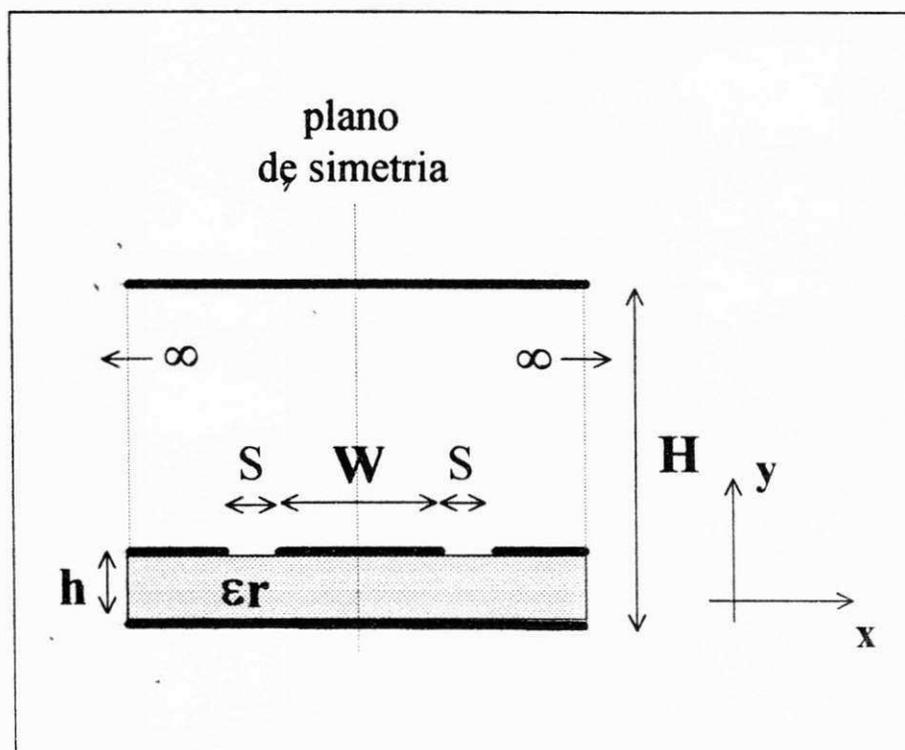
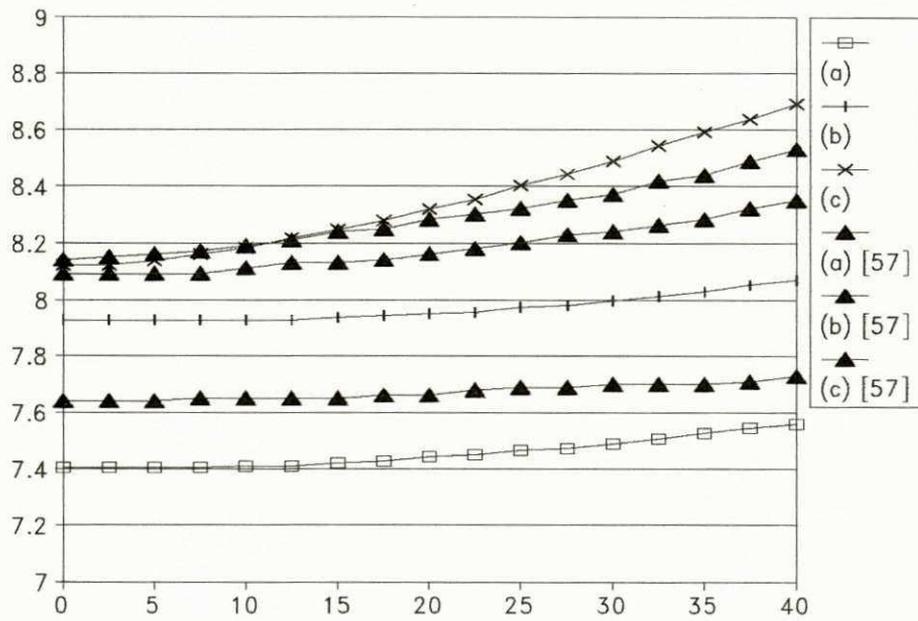
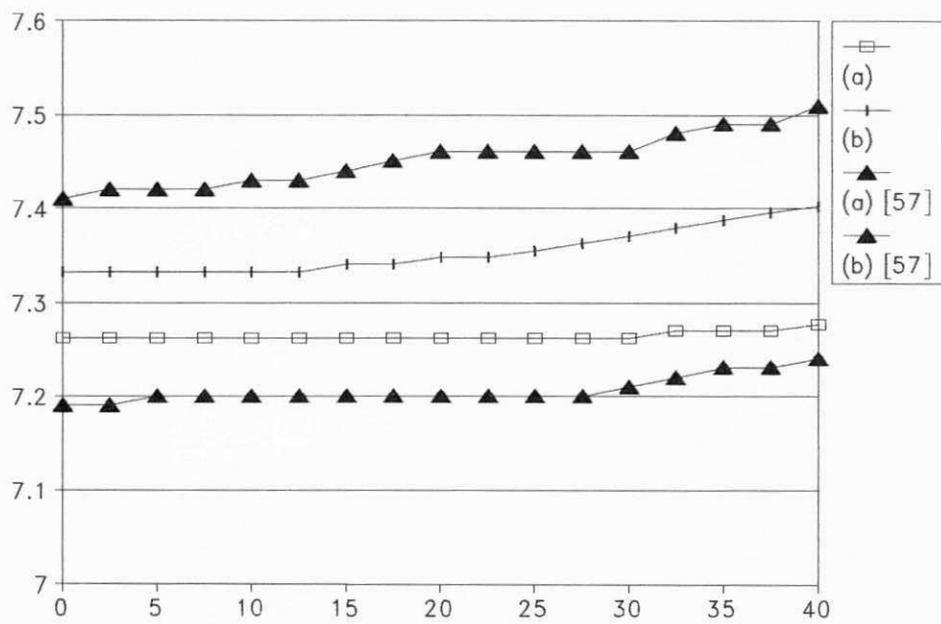


Figura 5.5: Geometria adotada - CBCW aberto



- a) $\epsilon_r = 13$, $h=0.15\text{mm}$, $W=0.20\text{mm}$, $S=0.10\text{mm}$, $H=0.50\text{mm}$ [57]
- b) $\epsilon_r = 13$, $h=0.15\text{mm}$, $W=0.20\text{mm}$, $S=0.15\text{mm}$, $H=0.50\text{mm}$ [57]
- c) $\epsilon_r = 13$, $h=0.15\text{mm}$, $W=0.20\text{mm}$, $S=0.30\text{mm}$, $H=0.50\text{mm}$ [57]

Figura 5.6: Modo Fundamental - ϵ_{eff} x frequência (GHz)

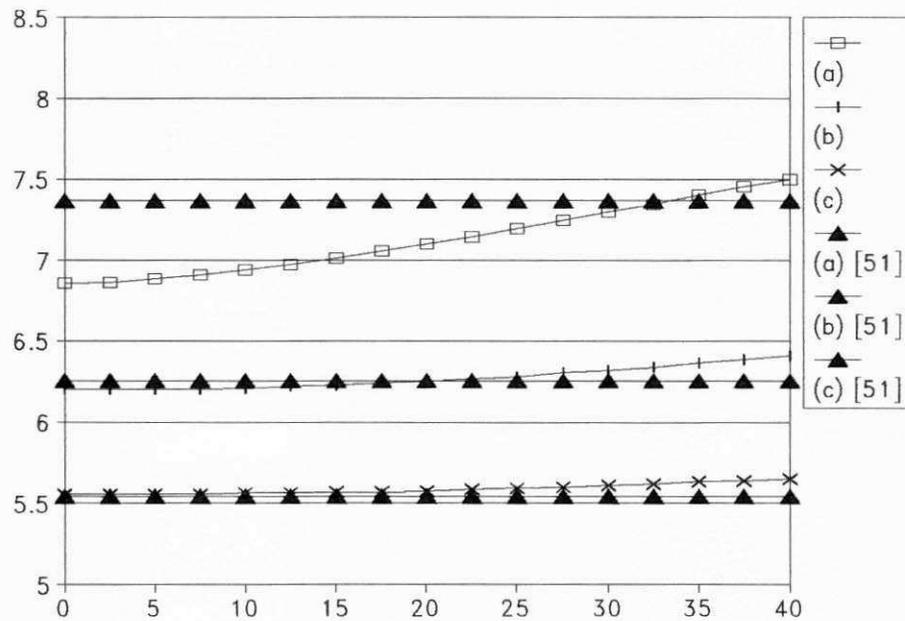


a) $\epsilon_r = 13$, $h=0.15\text{mm}$, $W=0.02\text{mm}$, $S=0.10\text{mm}$, $H=0.50\text{mm}$ [57]

b) $\epsilon_r = 13$, $h=0.15\text{mm}$, $W=0.06\text{mm}$, $S=0.15\text{mm}$, $H=0.50\text{mm}$ [57]

Figura 5.7: Modo Fundamental - ϵ_{eff} x frequência (GHz)

(caso (a) nas Figuras 5.8, 5.9 e 5.10), onde, segundo os próprios autores de [51], as aproximações adotadas são menos eficientes.



a) $\epsilon_r = 10$, $h=0.20\text{mm}$, $W=0.40\text{mm}$, $S=0.80\text{mm}$, $H=2.0\text{mm}$ [51]

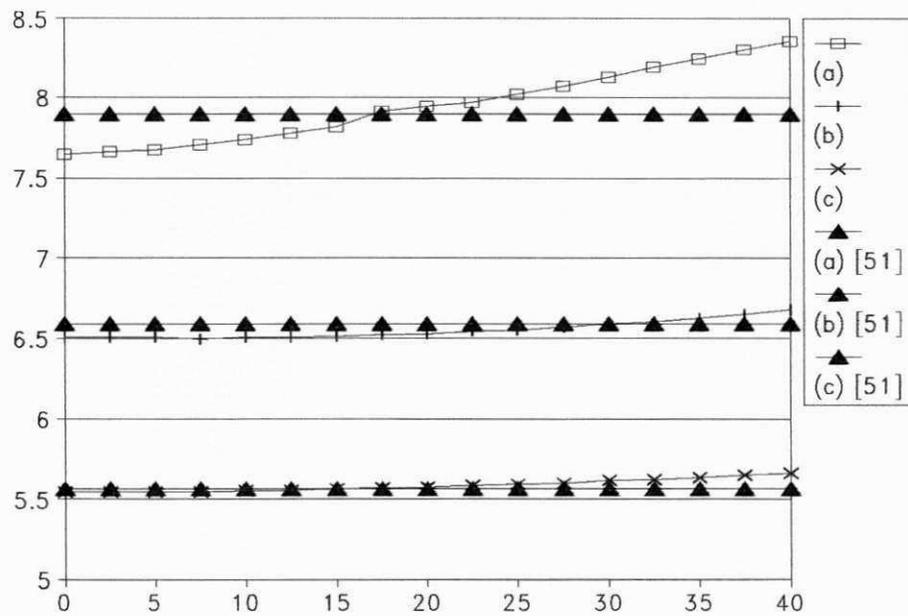
b) $\epsilon_r = 10$, $h=0.20\text{mm}$, $W=0.16\text{mm}$, $S=0.32\text{mm}$, $H=0.8\text{mm}$ [51]

c) $\epsilon_r = 10$, $h=0.20\text{mm}$, $W=0.08\text{mm}$, $S=0.16\text{mm}$, $H=0.4\text{mm}$ [51]

Figura 5.8: Modo Fundamental - ϵ_{eff} x frequência (GHz)

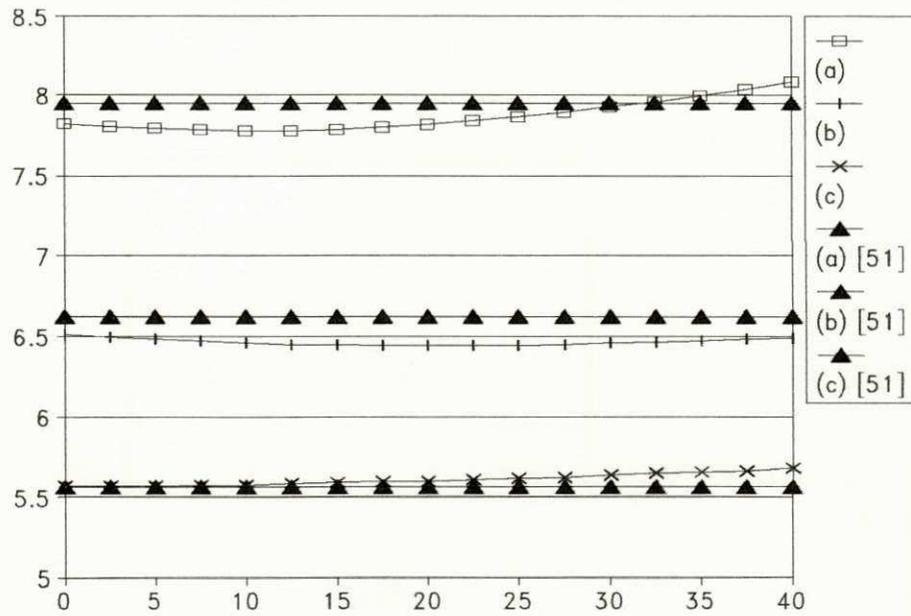
5.4.2 CBCW blindado

Considere-se a geometria apresentada em Fig. 5.11. Considerando a simetria, reduz-se a estrutura à apresentada na Fig. 5.3. Assim como no CBCW aberto, foram utilizadas



- a) $\epsilon_r = 10$, $h=0.20\text{mm}$, $W=1.00\text{mm}$, $S=0.50\text{mm}$, $H=2.0\text{mm}$ [51]
- b) $\epsilon_r = 10$, $h=0.20\text{mm}$, $W=0.40\text{mm}$, $S=0.20\text{mm}$, $H=0.8\text{mm}$ [51]
- c) $\epsilon_r = 10$, $h=0.20\text{mm}$, $W=0.20\text{mm}$, $S=0.10\text{mm}$, $H=0.4\text{mm}$ [51]

Figura 5.9: Modo Fundamental - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



- a) $\epsilon_r = 10$, $h=0.20\text{mm}$, $W=0.16\text{mm}$, $S=0.20\text{mm}$, $H=2.0\text{mm}$ [51]
- b) $\epsilon_r = 10$, $h=0.20\text{mm}$, $W=0.64\text{mm}$, $S=0.08\text{mm}$, $H=0.8\text{mm}$ [51]
- c) $\epsilon_r = 10$, $h=0.20\text{mm}$, $W=0.32\text{mm}$, $S=0.04\text{mm}$, $H=0.4\text{mm}$ [51]

Figura 5.10: Modo Fundamental - ϵ_{eff} x frequência (GHz)

5 funções de teste nas regiões a e b, e 40 modos na região cd (LSE+LSM).

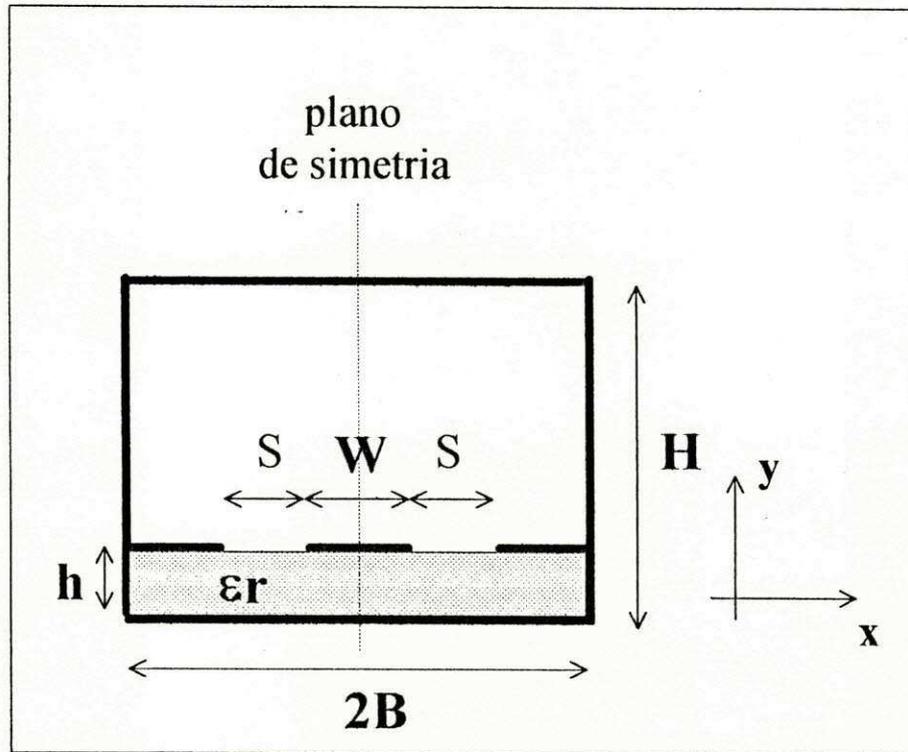
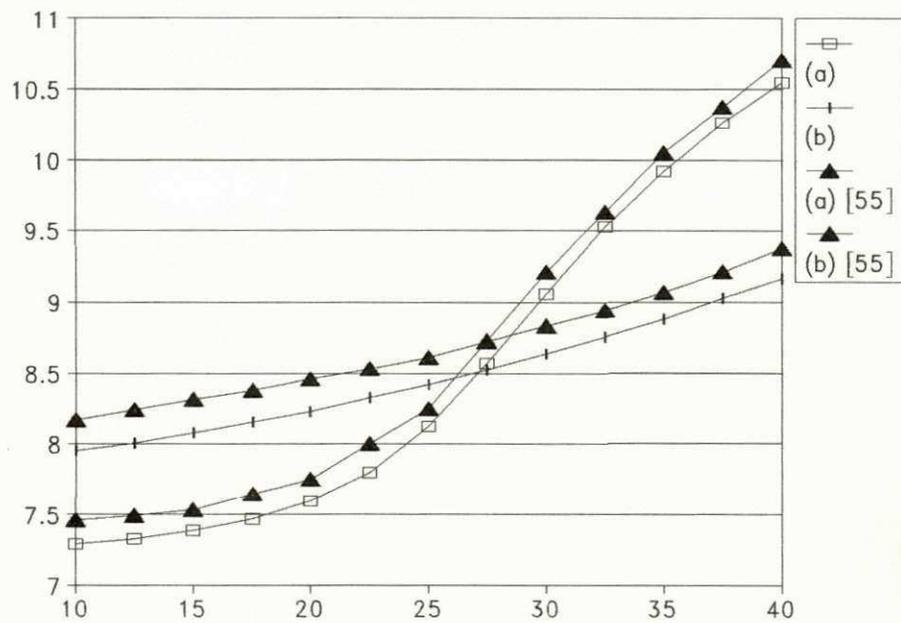


Figura 5.11: Geometria adotada - CBCW blindado

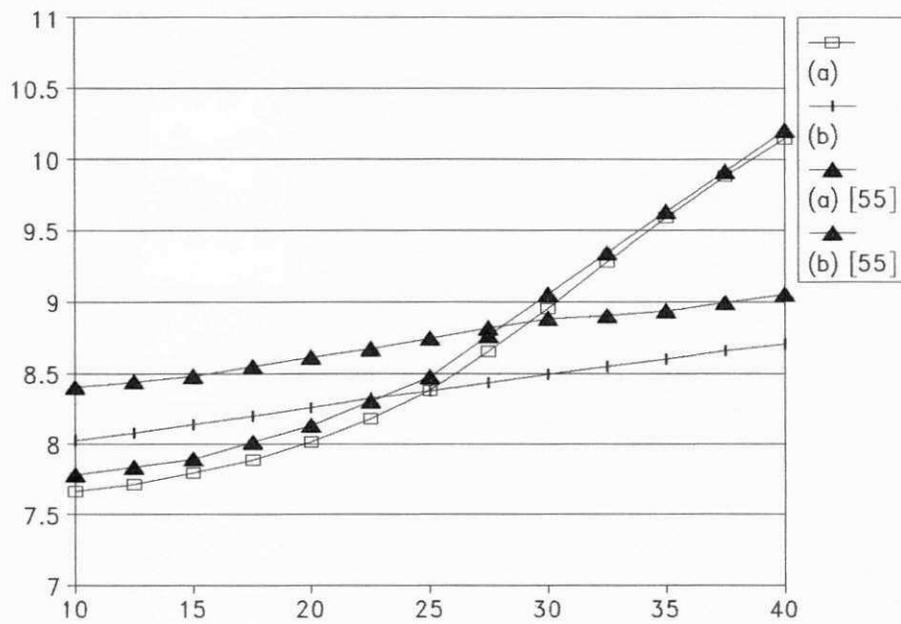
Compara-se nas Figuras 5.12 e 5.13, os resultados aqui obtidos com os apresentados em [55], verificando-se uma boa concordância.

Nas Figuras 5.14 e 5.15 são apresentados os resultados obtidos para os modos fundamental e de ordem superior, comparando-os com os obtidos por [56]. Observa-se uma boa concordância tanto para o modo fundamental como para os modos de ordem superior.



- a) $\epsilon_r = 12.9$, $h=0.20\text{mm}$, $W=0.10\text{mm}$, $S=0.10\text{mm}$, $H=2.5\text{mm}$, $2B=2.5\text{mm}$ [55]
- b) $\epsilon_r = 12.9$, $h=0.20\text{mm}$, $W=0.10\text{mm}$, $S=0.40\text{mm}$, $H=2.5\text{mm}$, $2B=2.5\text{mm}$ [55]

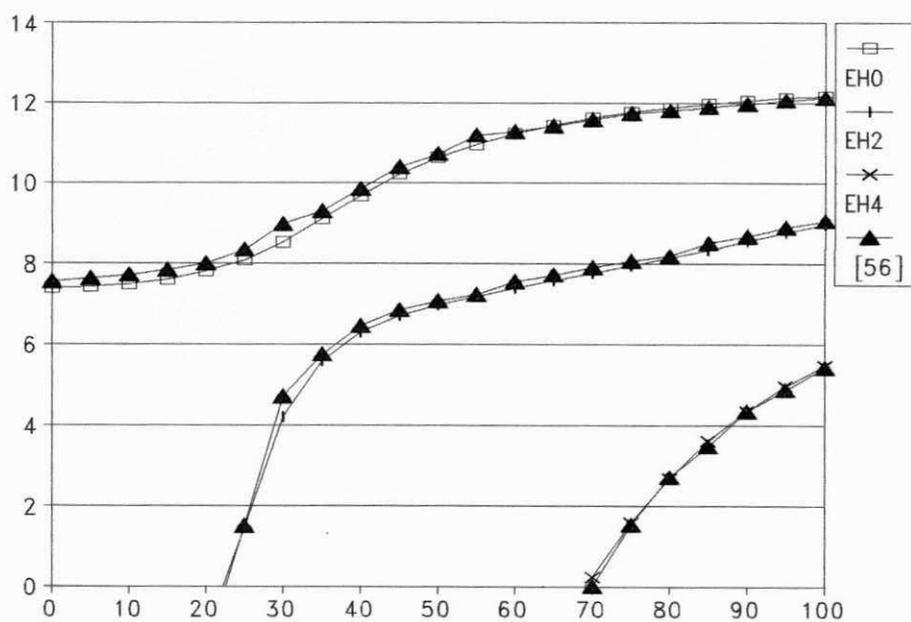
Figura 5.12: Modo Fundamental - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



a) $\epsilon_r = 12.9$, $h=0.20\text{mm}$, $W=0.10\text{mm}$, $S=0.20\text{mm}$, $H=2.5\text{mm}$, $2B=2.5\text{mm}$ [51]

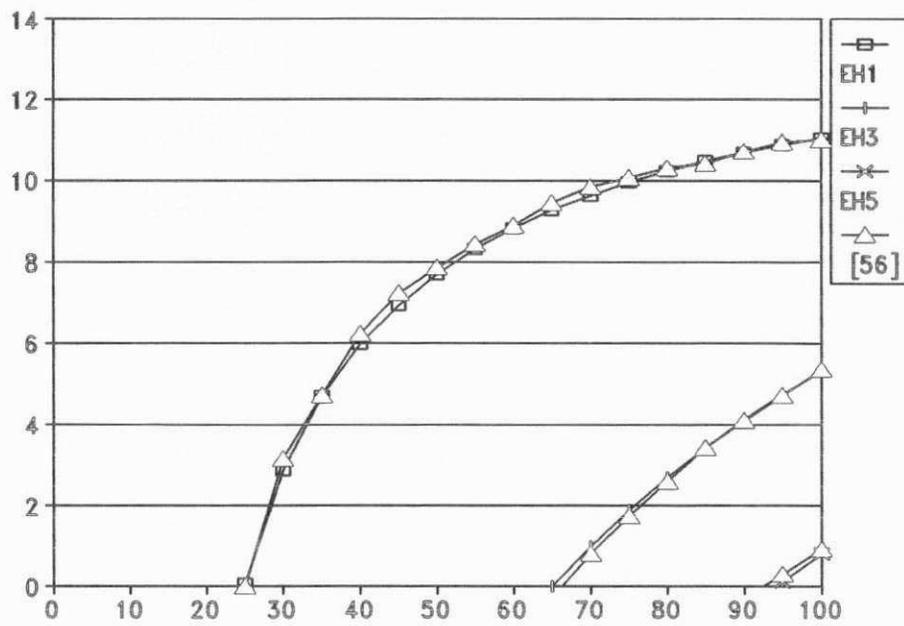
b) $\epsilon_r = 12.9$, $h=0.20\text{mm}$, $W=0.10\text{mm}$, $S=0.80\text{mm}$, $H=2.5\text{mm}$, $2B=2.5\text{mm}$ [51]

Figura 5.13: Modo Fundamental - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



$\epsilon_r = 12.9$, $h=0.20\text{mm}$, $W=0.20\text{mm}$, $S=0.10\text{mm}$, $H=0.8\text{mm}$, $2B=2.0\text{mm}$ [56]

Figura 5.14: Modos EH_0 , EH_2 e EH_4 - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



$\epsilon_r = 12.9$, $h=0.20\text{mm}$, $W=0.20\text{mm}$, $S=0.10\text{mm}$, $H=0.8\text{mm}$, $2B=2.0\text{mm}$ [56]

Figura 5.15: Modos EH_1 , EH_3 e EH_5 - ϵ_{eff} x freqüência (GHz)

5.4.3 Conclusões

A determinação das características dispersivas de estruturas tipo CBCWs através, da formulação da TRT aqui proposta, apresentou bons resultados, seja para o modo fundamental, seja para os modos de ordem superior.

Capítulo 6

Soluções Complexas

O conhecimento da existência de constantes de propagação complexas ($\gamma = \alpha + j\beta$), ou simplesmente *soluções complexas*, para estruturas de guiamento blindadas e sem perdas não é recente, conforme relatado em [16]. Inicialmente, admitia-se a existência das soluções complexas apenas em estruturas anisotrópicas. Posteriormente, verificou-se a presença de tais soluções em diversas estruturas isotrópicas, incluindo-se entre essas guias circulares contendo uma camada dielétrica, guias dielétricos tipo imagem, microfitas, microfitas acopladas e “fin-lines”. A consideração das soluções complexas é importante para uma rigorosa análise de descontinuidades em estruturas de guiamento, onde, à medida que a frequência de trabalho aumenta, um maior número de modos de ordem superior é requerido [59],[60], [61].

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos para soluções complexas em microfitas limitadas na sua parte superior por um plano condutor (“top covered microstrip”). Embora sejam apresentados resultados apenas para a microfita, o procedimento adotado pode ser estendido às demais estruturas de guiamento analisadas nesta tese.

6.1 Geometria considerada

Considere-se neste capítulo a geometria em Fig. 6.1, já apresentada no capítulo 3.

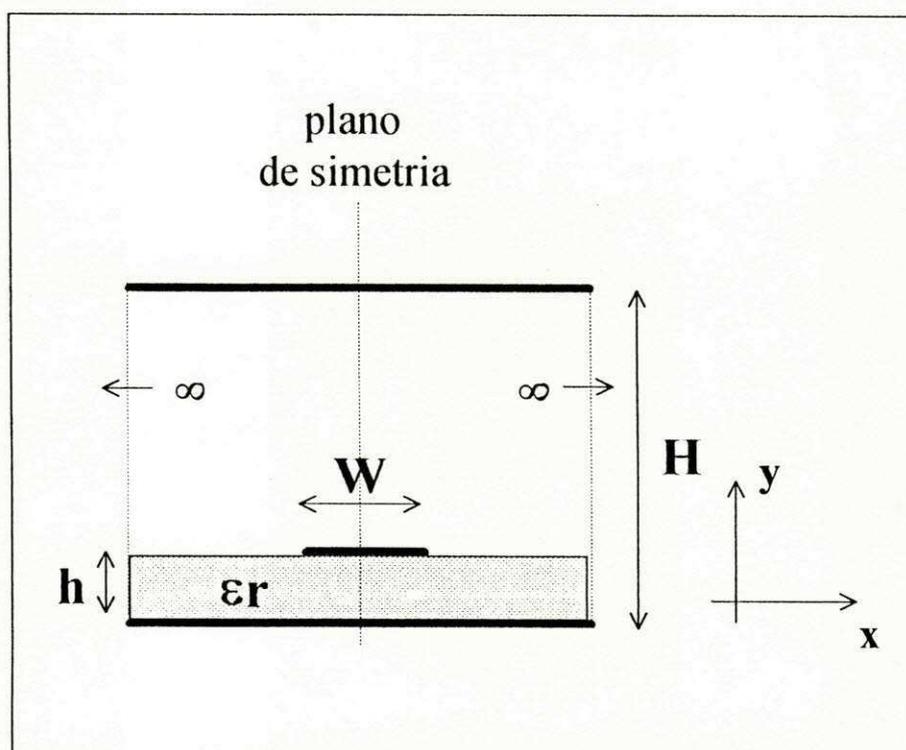


Figura 6.1: Geometria adotada

Quando uma estrutura é analisada utilizando-se uma outra estrutura cuja análise é mais simples como, por exemplo, aproximar-se uma microfita aberta por uma microfita limitada por um plano condutor, é necessário fazer a distinção entre os modos que realmente fazem parte da estrutura a ser analisada e os modos decorrentes da estrutura aproximada. Por outro lado, modos de volume, i.e. modos devidos à presença de uma blindagem, podem ser excluídos na caracterização de descontinuidades em estruturas de guiamento blindadas, o que reduz não só o tempo de cálculo computacional, como também a quantidade de memória utilizada.

A identificação da origem da solução encontrada nem sempre é um processo simples, sendo geralmente feita através da variação dos parâmetros da estrutura (constante dielétrica do substrato, altura do plano superior, largura da fita, etc.) e da avaliação dos efeitos dessa variação na solução encontrada. Este procedimento será exemplificado posteriormente neste capítulo. A presença das soluções complexas decorre justamente do acoplamento entre campos eletromagnéticos de origens distintas, ou, em termos de características dispersivas, da degeneração modal.

6.2 Determinação das soluções complexas

O procedimento abaixo descrito, apresenta uma maneira sistemática para a determinação das soluções complexas.

1. Levantar as curvas características dos modos propagantes e evanescentes da estrutura a ser analisada.

2. Identificar as possíveis regiões de soluções complexas.

3. Variar, no plano complexo, o valor da constante de propagação, dando origem a uma superfície xyz , onde os eixos x e y correspondem, respectivamente, aos valores de α^2 e β^2 , e o eixo z aos valores do módulo do determinante correspondente.

4. Através de subrotinas tipo "contorno", identificar no plano complexo a região correspondente ao determinante nulo.

5. Repetir os passos 3 e 4, conforme a precisão desejada.

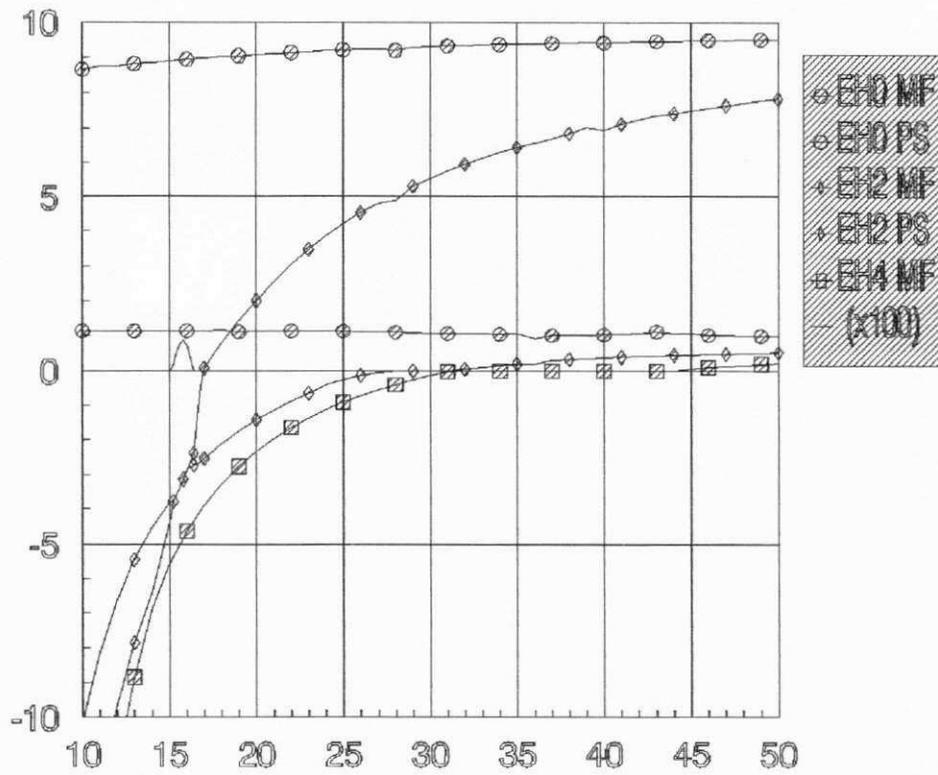
Embora relativamente simples, o procedimento acima requer uma certa atenção na sua aplicação. Muitas vezes a região no plano complexo, correspondente ao determinante nulo, pode ser bastante limitada e a sua identificação só se torna possível através da utilização de pequenos incrementos para os valores de α^2 e β^2 .

6.3 Resultados numéricos

Esta seção apresenta os resultados numéricos obtidos para as características dispersivas de microfita limitada por um plano condutor, cuja geometria é apresentada em Fig. 6.1, e para as quais o procedimento de análise foi descrito no capítulo 3. Como não existe restrição para o valor de γ , a formulação utilizada é a mesma, sejam os modos propagantes, evanescentes ou complexos. O programa computacional foi implementado em um computador tipo IBM-PC, tendo sido utilizada a linguagem FORTRAN. Na visualização da superfície ($\alpha^2, \beta^2, | \text{determinante} |$) nas posições coordenadas (x, y, z) e seus respectivos contornos, foi utilizada uma interface do programa em FORTRAN com o programa MATLAB. Em todos os casos foram considerados apenas os modos pares e, se não especificado, foram utilizadas 3 funções de teste por componente nas regiões a e b, e 20 modos na região cd (LSE+LSM).

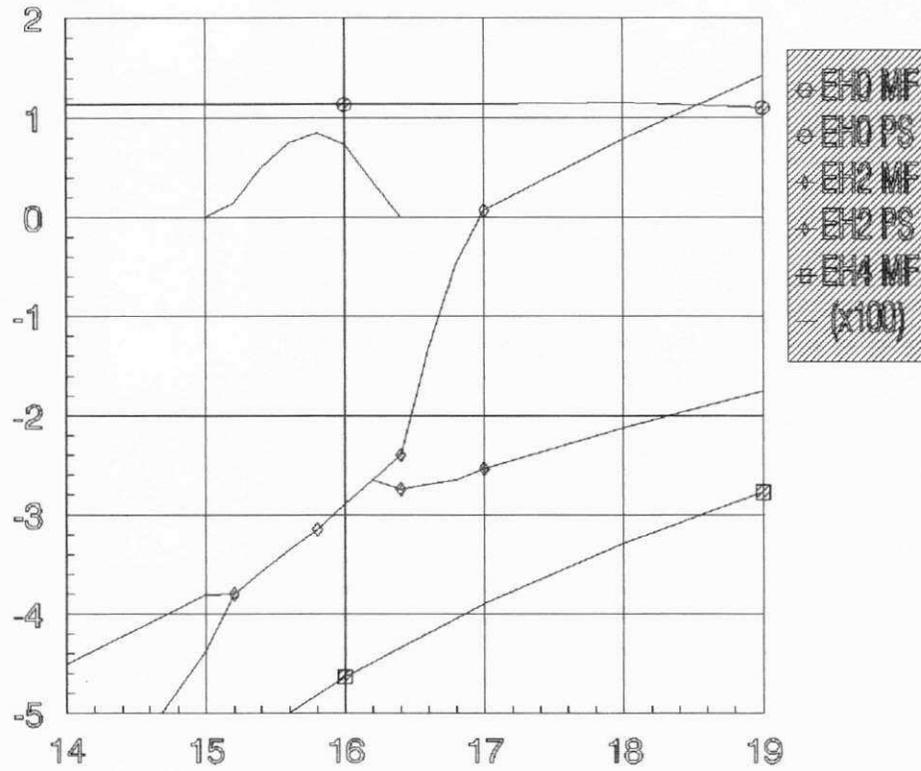
A Fig. 6.2 apresenta as características dispersivas para uma microfita limitada por um plano condutor, com $H=5.0\text{mm}$, $h=0.635\text{mm}$, $W=5.0\text{mm}$ e $\epsilon_r = 9.7$. Observa-se a presença dos modos próprios da microfita (MF) e os devidos à presença do plano superior (PS). Como as curvas características dessas duas estruturas (da microfita e da “quase-microfita” formada pela inclusão do plano superior) apresentam inclinações diferentes, é possível o cruzamento dessas curvas, acarretando uma degeneração modal. *Essa degeneração modal pode originar soluções complexas.* Este tipo de resultado é observado em Fig. 6.2 entre 15.2GHz e 16.2GHz, e mais claramente em Fig. 6.3. Note que o valor da parte imaginária da constante de propagação complexa está multiplicada por um fator igual a 100.

Resta, contudo, uma questão:



$$\epsilon_r = 9.7, H=5.0\text{mm}, h=0.635\text{mm}, W=5.0\text{mm}$$

Figura 6.2: Características dispersivas - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



$\epsilon_r = 9.7, H=5.0\text{mm}, h=0.635\text{mm}, W=5.0\text{mm}$

Figura 6.3: Características dispersivas - Região de soluções complexas
 ϵ_{eff} x frequência (GHz)

-O que faria essas duas curvas características convergirem para um único valor no plano complexo?

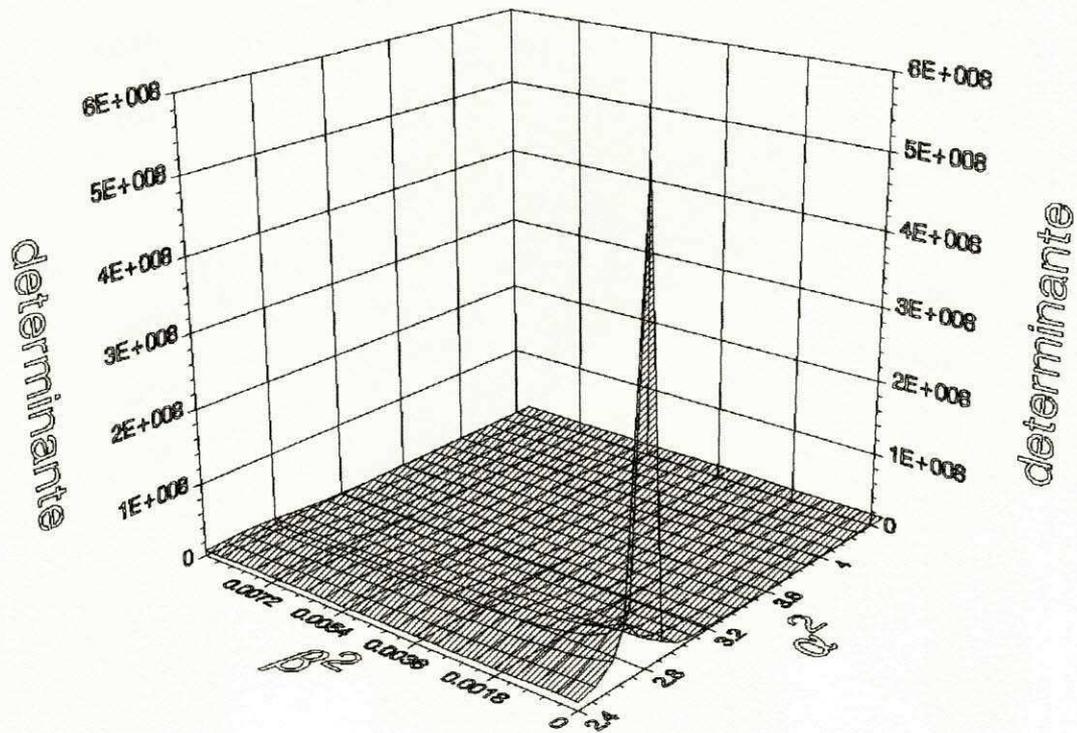
Embora não faça parte do objetivo deste capítulo, pretende-se apenas mostrar que a formulação da TRT proposta permite a determinação de soluções complexas, apresenta-se aqui uma interpretação para a existência das soluções complexas.

A ocorrência de um pólo próximo às soluções puramente reais ou imaginárias (neste caso puramente reais) (Fig. 6.4), faz com que essas sejam deslocadas para o interior do plano complexo, originando uma única solução complexa. À medida que a frequência vai aumentando, a solução complexa contorna o pólo, decompondo-se em duas soluções, podendo essas serem reais ou imaginárias.

As Figuras 6.5 e 6.6 apresentam, para a frequência de 15.4 GHz, a região do plano complexo correspondente à solução complexa. Note que, para uma boa identificação da solução complexa, as faixas de valores de α^2 e β^2 devem ser bastante reduzidas.

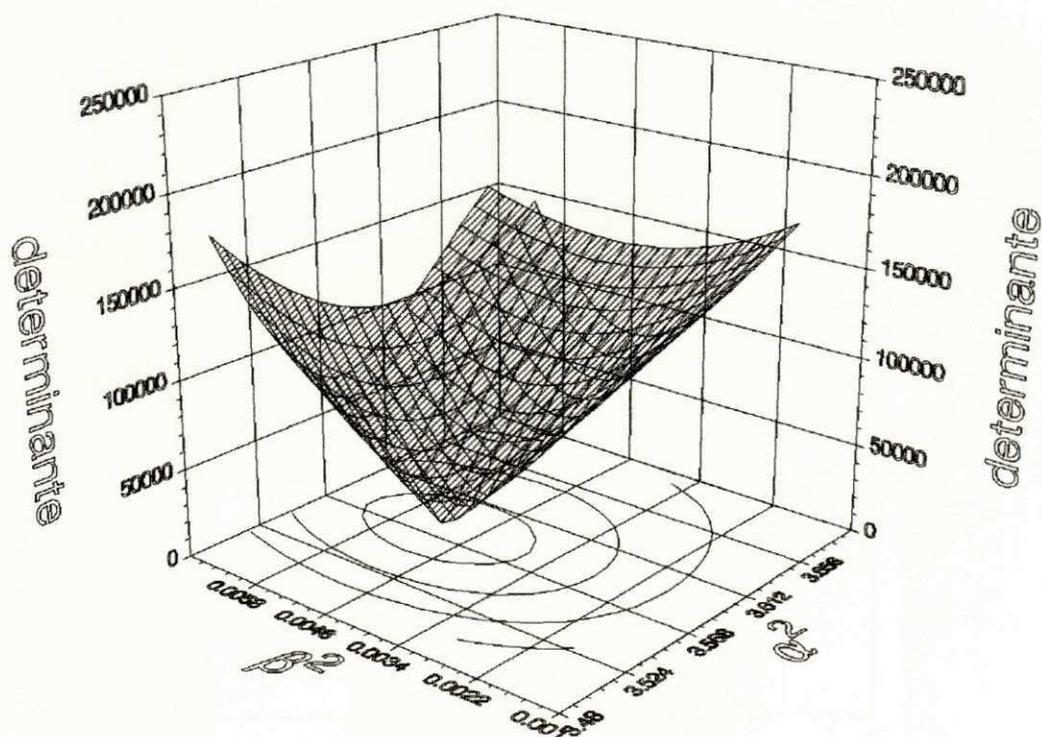
Nas Figuras 6.7-6.10 são apresentados os resultados obtidos para uma microfita limitada por um plano superior com $H=5.0\text{mm}$, $h=0.635\text{mm}$, $W=7.0\text{mm}$ e $\epsilon_r = 9.7$. Comparados com os resultados apresentados nas Figuras 6.2-6.6, observa-se que não ocorre um cruzamento da curva característica do modo EH_2 (MF), específico da microfita, com a curva característica do modo EH_2 (PS), devido ao plano superior. Este fato decorre do deslocamento da curva característica do modo EH_2 (MF). Contudo, entre 24GHz e 25GHz, um cruzamento da curva característica do modo EH_4 (MF) com a curva característica do modo EH_2 (PS), origina uma região de soluções complexas, o que pode ser melhor visualizado na Fig. 6.8. Note que a solução complexa se reconverte em duas soluções, sendo uma puramente imaginária (EH_4 (MF)), e outra puramente real (EH_2 (PS)). As Figuras 6.9 e 6.10 são análogas às Figuras 6.5 e 6.6.

As Figuras 6.11 e 6.12 apresentam as características dispersivas para uma microfita limitada por um plano superior com $H=5.0\text{mm}$, $h=0.635\text{mm}$, $W=3.0\text{mm}$ e $\epsilon_r = 9.7$. Observa-se um cruzamento das curvas características dos modos EH_2 (MF) e EH_2 (PS). A identificação da origem das soluções, EH_2 (MF) ou (PS), antes do cruzamento é questionável, entretanto algumas observações indicam uma certa coerência na forma



$$\epsilon_r = 9.7, H=5.0\text{mm}, h=0.635\text{mm}, W=5.0\text{mm}, f=15.4\text{GHz}$$

Figura 6.4: Plano complexo - Região de solução complexa incluindo o pólo

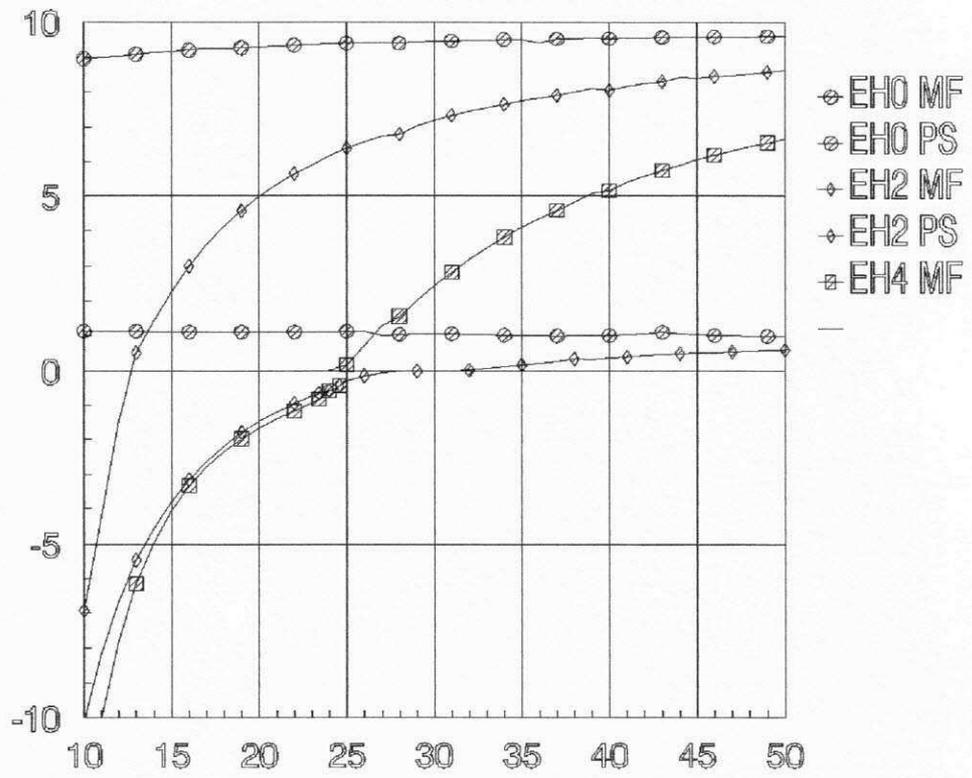


$\epsilon_r = 9.7, H=5.0\text{mm}, h=0.635\text{mm}, W=5.0\text{mm}, f=15.4\text{GHz}$

$$3.480 \leq \alpha^2 \leq 3.700, \Delta\alpha^2 = 0.011$$

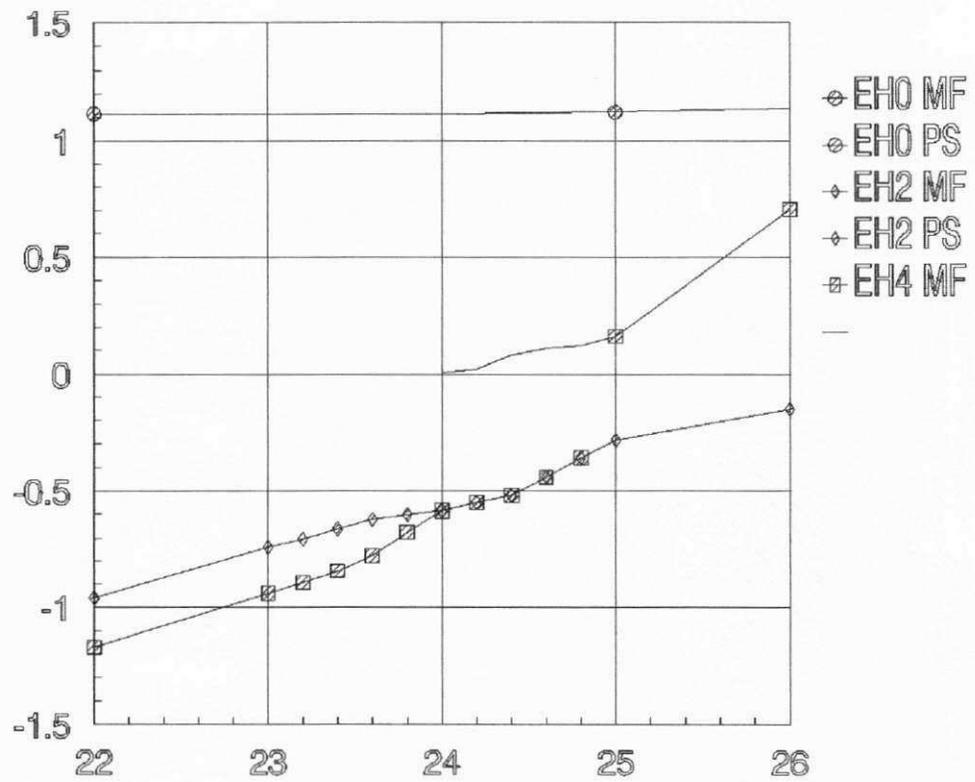
$$0.001 \leq \beta^2 \leq 0.007, \Delta\beta^2 = 0.00030$$

Figura 6.6: Plano complexo - Região de solução complexa



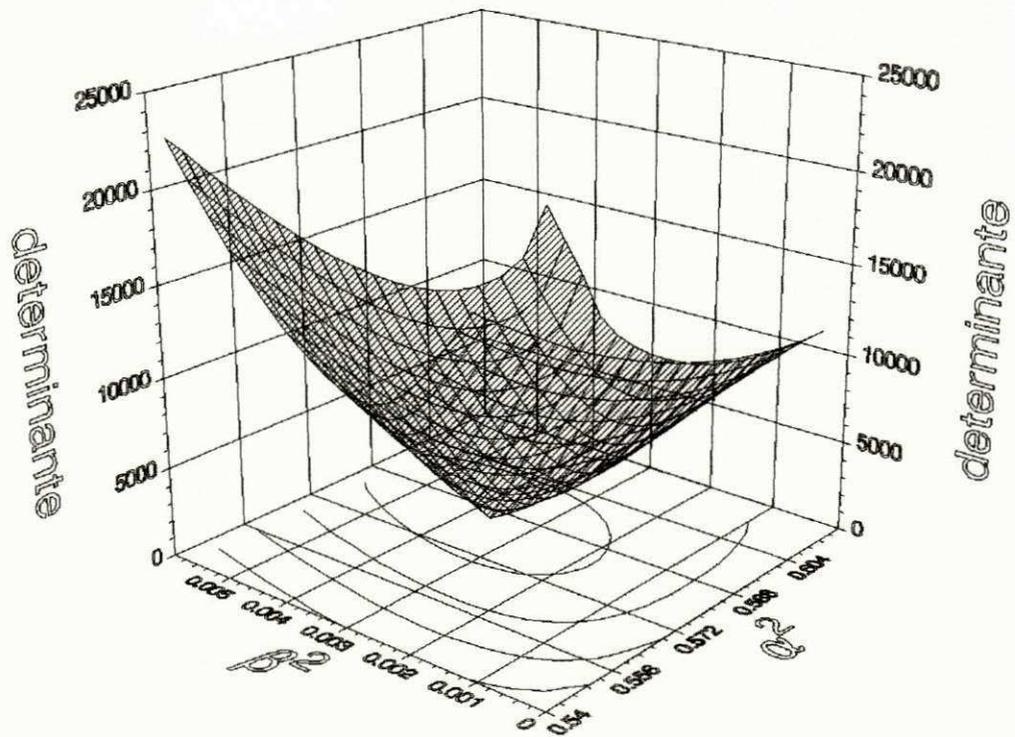
$$\epsilon_r = 9.7, H=5.0\text{mm}, h=0.635\text{mm}, W=7.0\text{mm}$$

Figura 6.7: Características dispersivas - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



$\epsilon_r = 9.7, H=5.0\text{mm}, h=0.635\text{mm}, W=7.0\text{mm}$

Figura 6.8: Características dispersivas - Região de soluções complexas
 ϵ_{eff} x frequência (GHz)

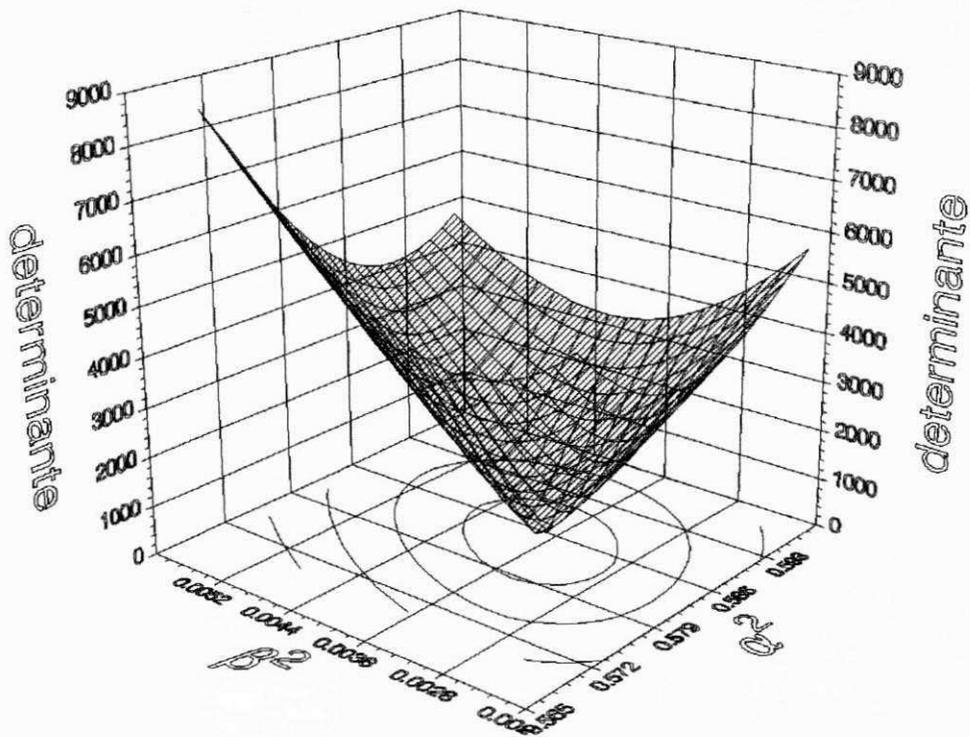


$$\epsilon_r = 9.7, H=5.0\text{mm}, h=0.635\text{mm}, W=7.0\text{mm}, f=24\text{GHz}$$

$$0.54 \leq \alpha^2 \leq 0.62, \Delta\alpha^2 = 0.004$$

$$0.000 \leq \beta^2 \leq 0.006, \Delta\beta^2 = 0.0003$$

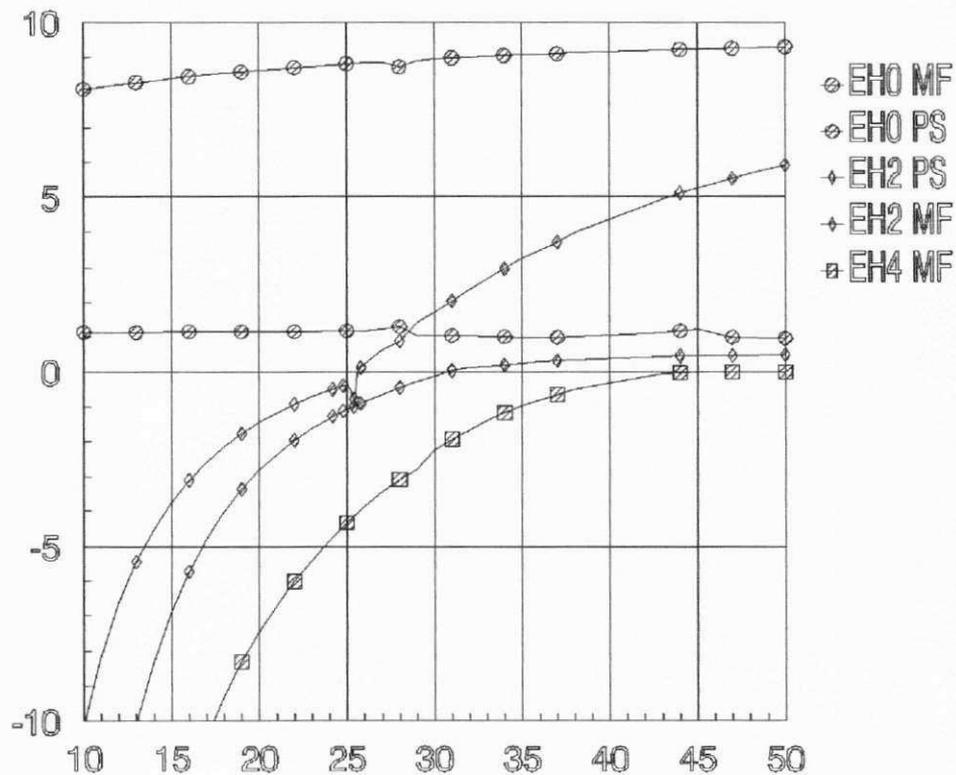
Figura 6.9: Plano complexo - Região de solução complexa



$$\begin{aligned} \epsilon_r &= 9.7, H=5.0\text{mm}, h=0.635\text{mm}, W=7.0\text{mm}, f=24\text{GHz} \\ 0.565 &\leq \alpha^2 \leq 0.600, \Delta\alpha^2 = 0.00175 \\ 0.002 &\leq \beta^2 \leq 0.006, \Delta\beta^2 = 0.0002 \end{aligned}$$

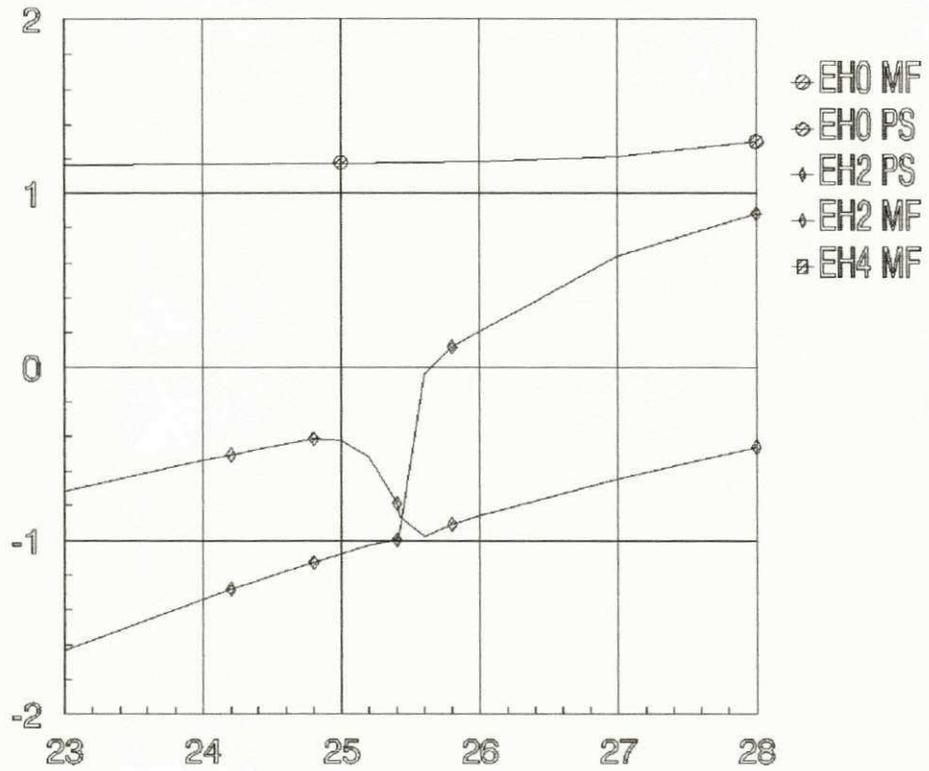
Figura 6.10: Plano complexo - Região de solução complexa

pela qual o resultado foi apresentado. Para uma frequência de 14GHz, por exemplo, o modo EH_2 (MF) apresenta uma maior constante de atenuação do que para o caso em que $W=5.0\text{mm}$. Apesar da faixa de frequência pesquisada ($f=25.43\text{GHz}$, EH_2 (MF)=-0.867 e EH_2 (PS)=-0.927) e da varredura feita no plano complexo, não foi identificada uma região de soluções complexas. Uma possível justificativa para tal fato, seria que o determinante nulo no plano complexo corresponderia a uma região tão limitada, que os erros provenientes do próprio cálculo computacional não possibilitariam a sua determinação.



$$\epsilon_r = 9.7, H=5.0\text{mm}, h=0.635\text{mm}, W=3.0\text{mm}$$

Figura 6.11: Características dispersivas - ϵ_{eff} x frequência (GHz)



$\epsilon_r = 9.7$, $H=5.0\text{mm}$, $h=0.635\text{mm}$, $W=3.0\text{mm}$

Figura 6.12: Características dispersivas
 ϵ_{eff} x frequência (GHz)

6.3.1 Conclusões

Através da formulação da TRT aqui proposta verificou-se a possibilidade da determinação de soluções complexas. Embora tenham sido apresentados resultados apenas para a microfita limitada por um plano superior, o procedimento adotado pode ser estendido às demais estruturas analisadas nesta tese.

Capítulo 7

Estudo da Convergência

Um dos importantes critérios de avaliação de um método numérico é o estudo da convergência dos seus resultados. Se o método numérico é utilizado criteriosamente, evita-se não só resultados errôneos, como também, em geral, obtém-se uma considerável redução no tempo de uso da CPU e na quantidade requerida de memória do computador.

Este capítulo apresenta um estudo da convergência dos resultados obtidos pela formulação da TRT proposta. É verificada a influência do número de funções de teste, do número de modos LSE+LSM e, quando for o caso, da altura do plano superior. Em todos os casos, o número de funções de teste, em cada região, é o mesmo para as componentes y e z , tendo sido considerado apenas o primeiro modo par (simetria magnética).

Como os procedimentos de análise dos resultados, independente da estrutura analisada, são semelhantes, apenas para a primeira estrutura considerada (microfita aberta) é feita uma análise mais detalhada dos resultados. Para os demais casos, são apresentados apenas os comentários conclusivos.

7.1 Resultados numéricos

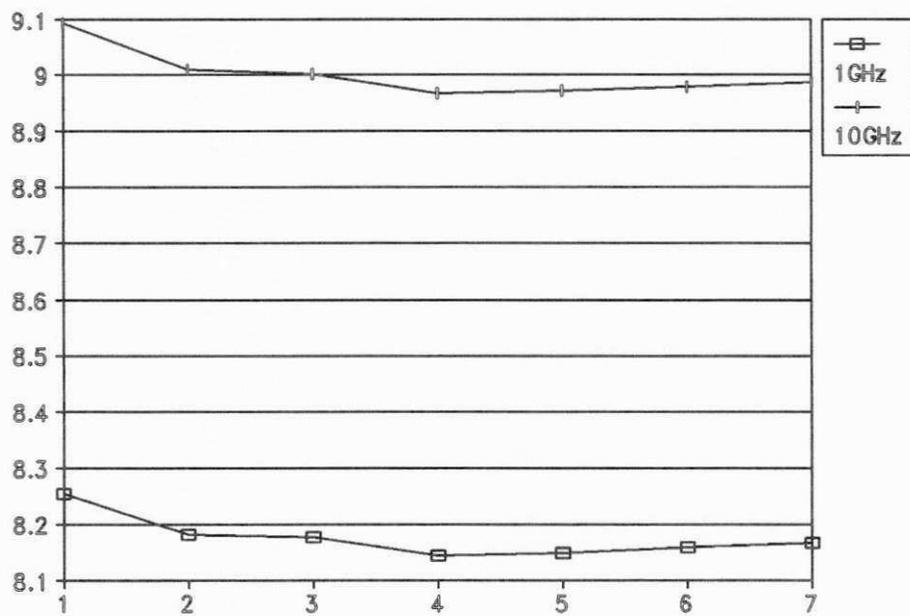
7.1.1 Microfita aberta

As Figuras 7.1 e 7.2 apresentam, para uma microfita aberta ($H=5.0\text{mm}$, $h=0.635\text{mm}$, $W=3.175\text{mm}$, $\epsilon_r=10.5$), a influência do número de funções de testes utilizado. Na Fig. 7.1 o número de funções de teste na região a é igual ao número de funções de teste na região b ($n_a = n_b$). Na Fig. 7.2 o número de funções de teste na região a é fixo e igual a 3 e o número de funções de teste na região b é variado. Em ambos os casos são utilizados 40 modos na região cd ($LSE+LSM=40$). Da análise dos resultados, conclui-se que o método apresenta-se rapidamente convergente, e que a utilização de 3 funções de teste nas regiões a e b já permite a obtenção de bons resultados. Vale salientar, que a dimensão da matriz a ser calculado o determinante é igual a $2(na + nb)$.

Na Fig. 7.3, considerando $na = nb = 3$, avalia-se a influência do número de modos $LSE+LSM$. Observa-se uma boa convergência dos resultados a partir de aproximadamente 25 modos. Embora o número de modos $LSE+LSM$ não influencie na dimensão da matriz da qual se calcula o determinante, o seu valor está diretamente relacionado com o tempo de uso da CPU.

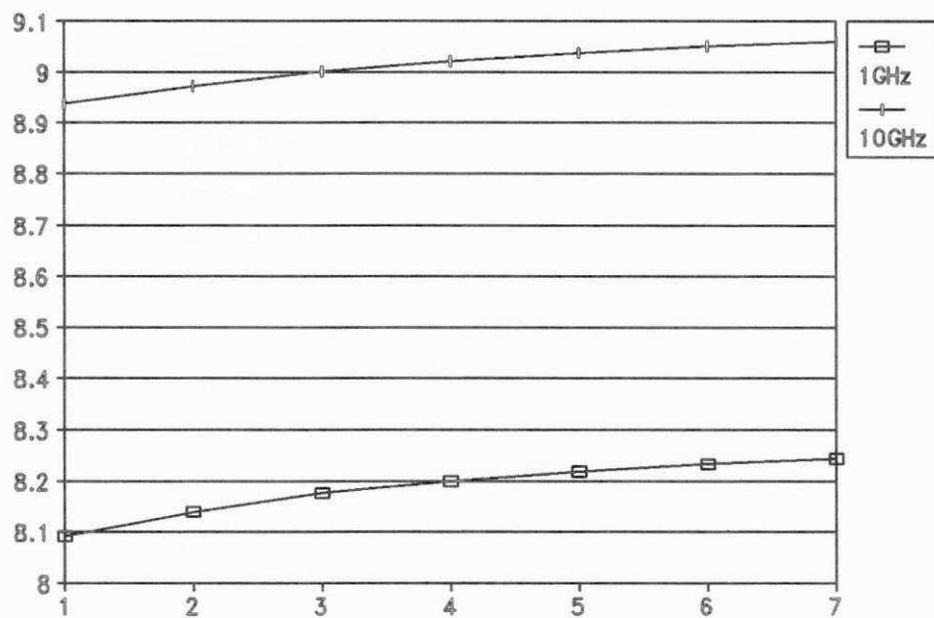
A Fig. 7.4 apresenta, ainda para a mesma microfita, a influência da altura do plano superior. Quanto mais alto estiver o plano superior, mais difícil será a correta descrição do campo eletromagnético na região b. Por outro lado, um plano superior excessivamente baixo pode influenciar no campo eletromagnético específico da microfita. Deve-se, portanto, utilizar uma altura intermediária, o que corresponde, na Fig. 7.4, à região de valores de ϵ_{eff} aproximadamente constante. Neste caso, $H \geq 5h$, $f=1\text{GHz}$, e $H \geq 3h$, $f=10\text{GHz}$. Procura-se, contudo, utilizar um mesmo valor de H para toda faixa de frequência. Finalmente, destaca-se que a correta faixa de valores da altura do plano superior dependerá do número de funções de teste utilizado, bem como das características específicas da estrutura em análise, conforme será verificado a seguir.

As Figuras 7.5-7.8 apresentam resultados análogos aos das Figuras 7.1-7.4, considerando-se uma microfita com $W=0.635\text{mm}$. Comparando-se os dois conjuntos



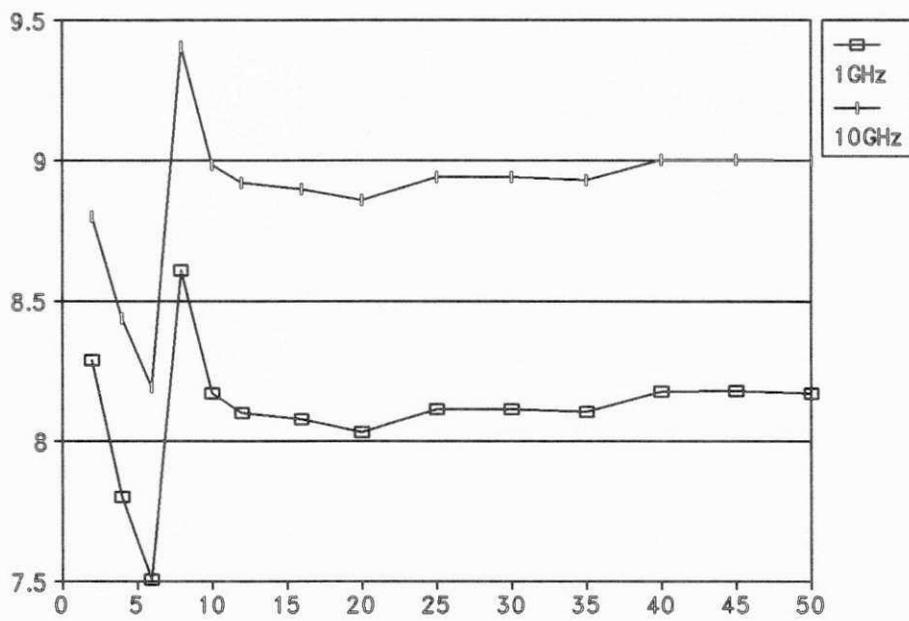
H=5.0mm, h=0.635mm, W=3.175mm, $\epsilon_r = 10.5$, LSE+LSM=40

Figura 7.1: ϵ_{eff} x nb, $na = nb$



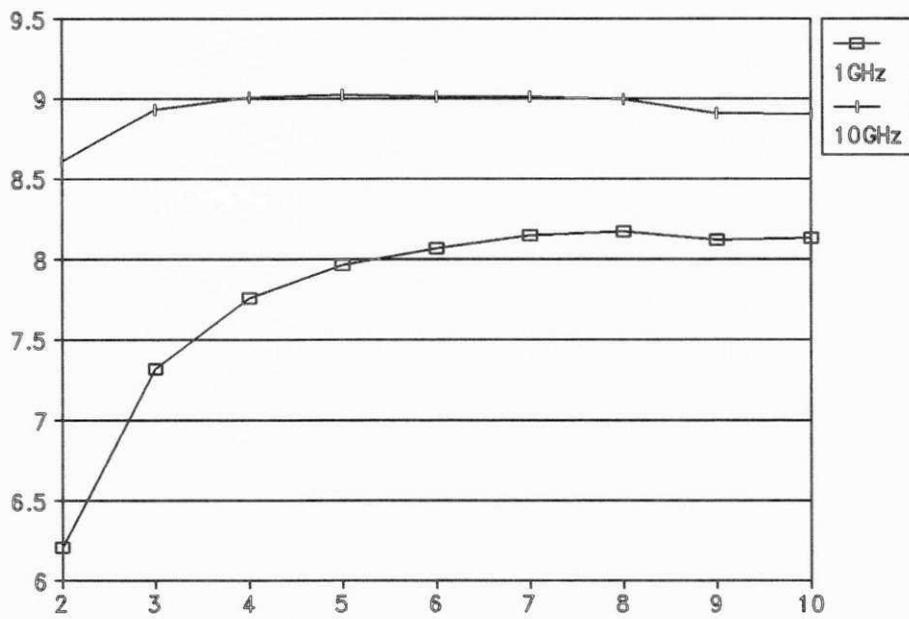
$H=5.0\text{mm}$, $h=0.635\text{mm}$, $W=3.175\text{mm}$, $\epsilon_r = 10.5$, LSE+LSM=40

Figura 7.2: ϵ_{eff} x $nb, na = 3$



$H=5.0\text{mm}$, $h=0.635\text{mm}$, $W=3.175\text{mm}$, $\epsilon_r = 10.5$, $na = nb = 3$

Figura 7.3: ϵ_{eff} x (LSE+LSM)



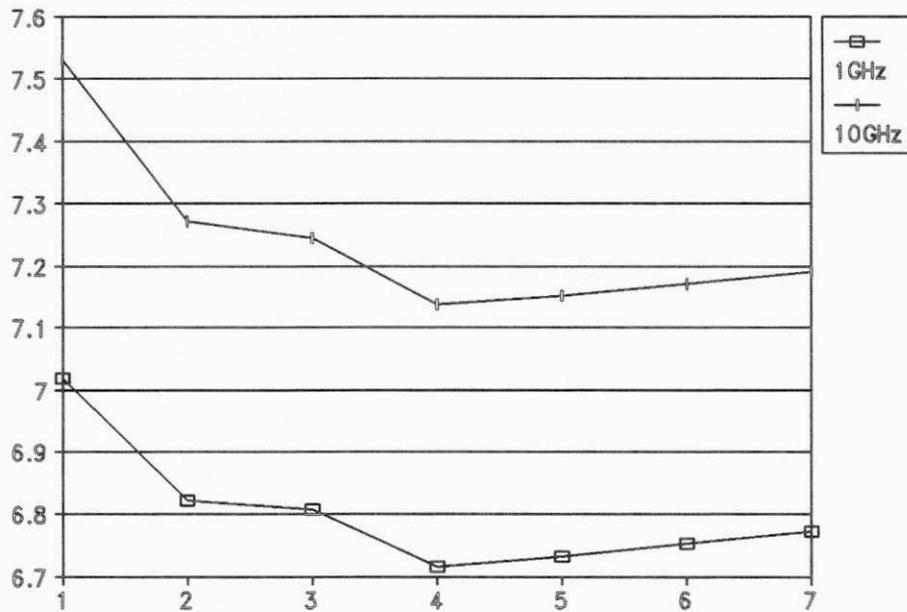
$h=0.635\text{mm}$, $W=3.175\text{mm}$, $\epsilon_r = 10.5$, $na = nb = 3$, LSE+LSM=40

Figura 7.4: ϵ_{eff} x (H/h)

de resultados observa-se que:

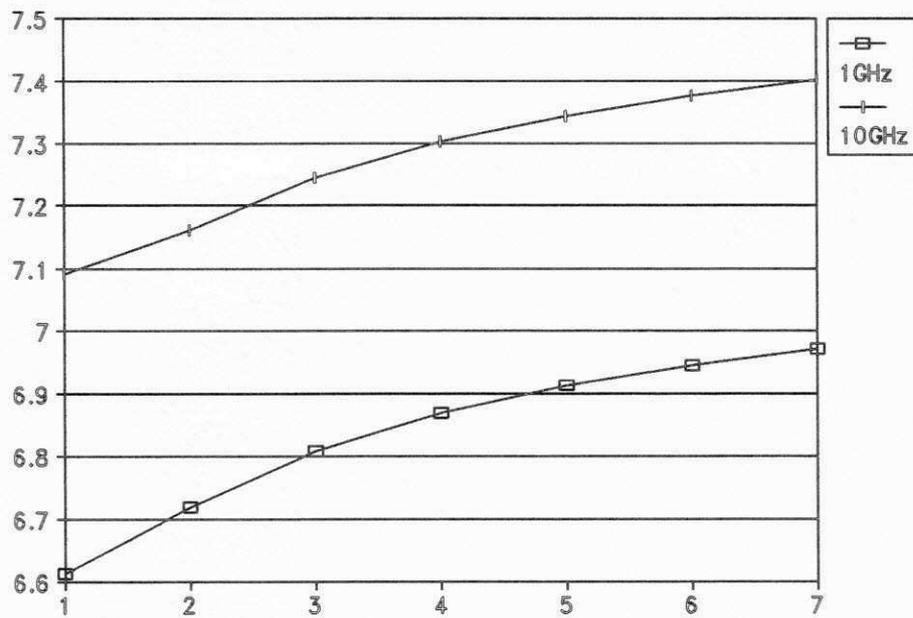
- Uma maior quantidade de funções de teste deve ser utilizada, principalmente na região b;
- Igualmente, o número de modos LSE+LSM deve ser aumentado;
- A região de valores adequados de (H/h) é mais limitada.

As observações acima são consistentes, visto que para uma fita bem mais estreita a descrição dos campos eletromagnéticos torna-se mais crítica.



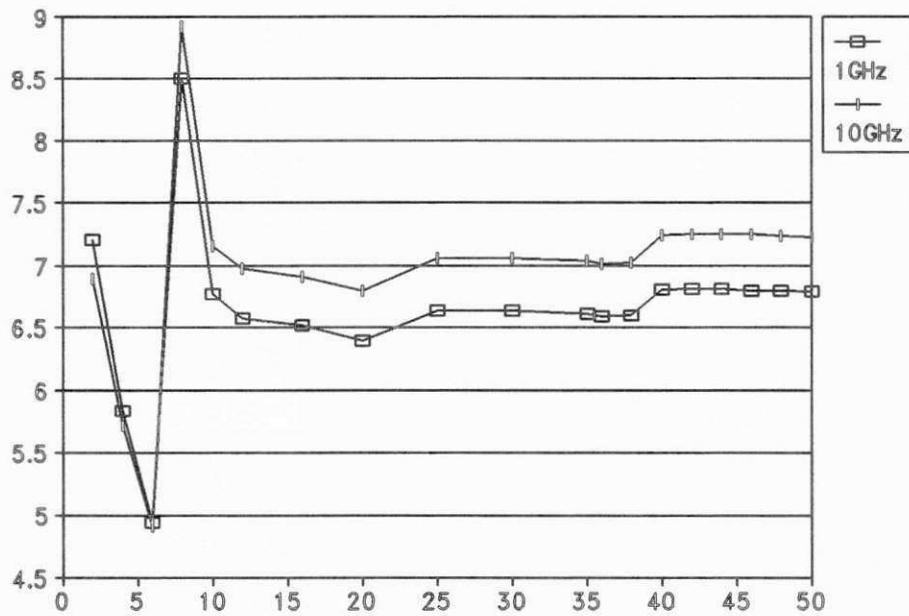
$H=5.0\text{mm}$, $h=0.635\text{mm}$, $W=0.635\text{mm}$, $\epsilon_r = 10.5$, LSE+LSM=40

Figura 7.5: $\epsilon_{eff} \times nb, na = nb$



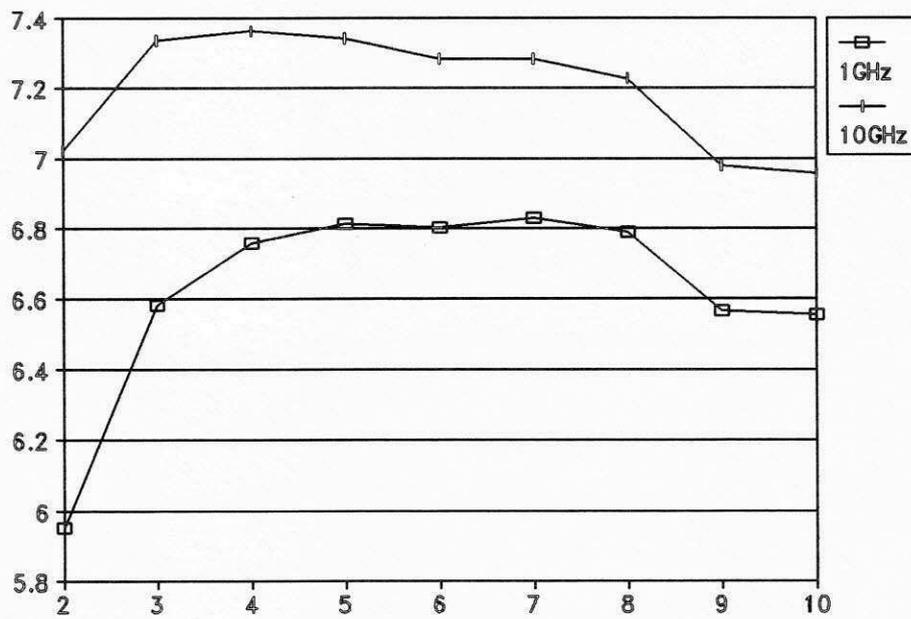
$H=5.0\text{mm}$, $h=0.635\text{mm}$, $W=0.635\text{mm}$, $\epsilon_r = 10.5$, $LSE+LSM=40$

Figura 7.6: ϵ_{eff} x nb , $na = 3$



$H=5.0\text{mm}$, $h=0.635\text{mm}$, $W=0.635\text{mm}$, $\epsilon_r = 10.5$, $na = nb = 3$

Figura 7.7: ϵ_{eff} x (LSE+LSM)



$h=0.635\text{mm}$, $W=0.635\text{mm}$, $\epsilon_r = 10.5$, $na = nb = 3$, LSE+LSM=40

Figura 7.8: $\epsilon_{eff} \times (H/h)$

7.1.2 Microfita blindada

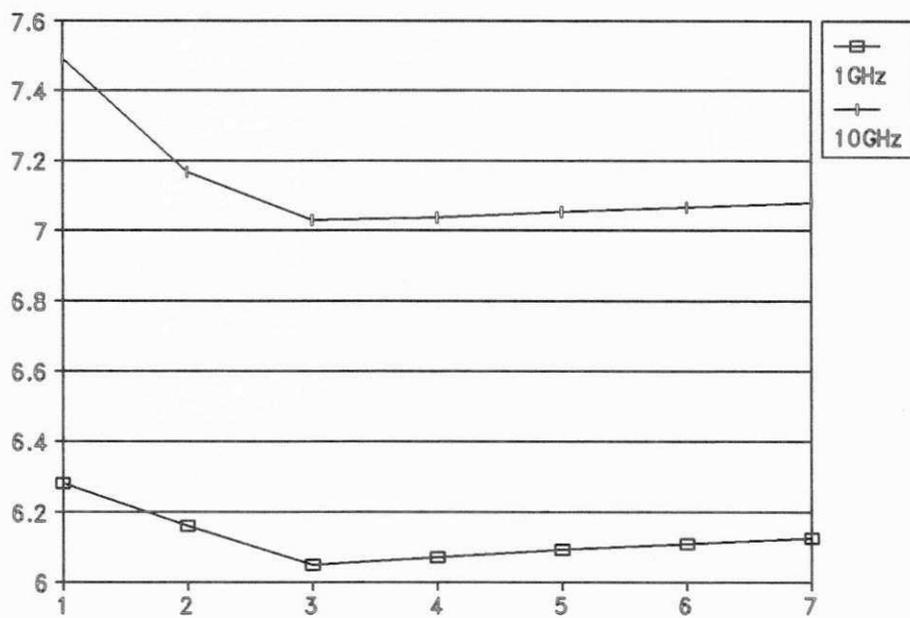
Para as Figuras 7.9-7.11 considere-se uma microfita blindada com as seguintes dimensões: $H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $W=2.54\text{mm}$, $\epsilon_r=8.875$. Verifica-se que os resultados convergem para valores diferentes, quando $na = 1$ e quando $na = nb$, sendo o resultado correto obtido quando $na = 1$. Isto se deve à altura do substrato ser muito menor que a altura total do guia e, assim sendo, o campo eletromagnético sob a fita condutora será melhor descrito com apenas uma função de teste. Ao se considerar mais de uma função de teste, essas terão que ter coeficientes praticamente nulos. Com a microfita aberta, esses coeficientes praticamente nulos são numericamente obtidos. Já com a microfita blindada, tendo em vista as condições de contorno, a obtenção de tais coeficientes torna-se menos precisa, o que justifica o erro encontrado. Uma boa convergência é observada a partir de $nb = 3$ e $LSE+LSM=20$.

Considere-se nas Figuras 7.12-7.14 uma microfita blindada, semelhante à anterior ($H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$, $\epsilon_r = 8.875$) com $W=0.635\text{mm}$. Os resultados obtidos são similares aos apresentados para a microfita blindada com $W=2.54\text{mm}$.

7.1.3 Microfitas acopladas abertas

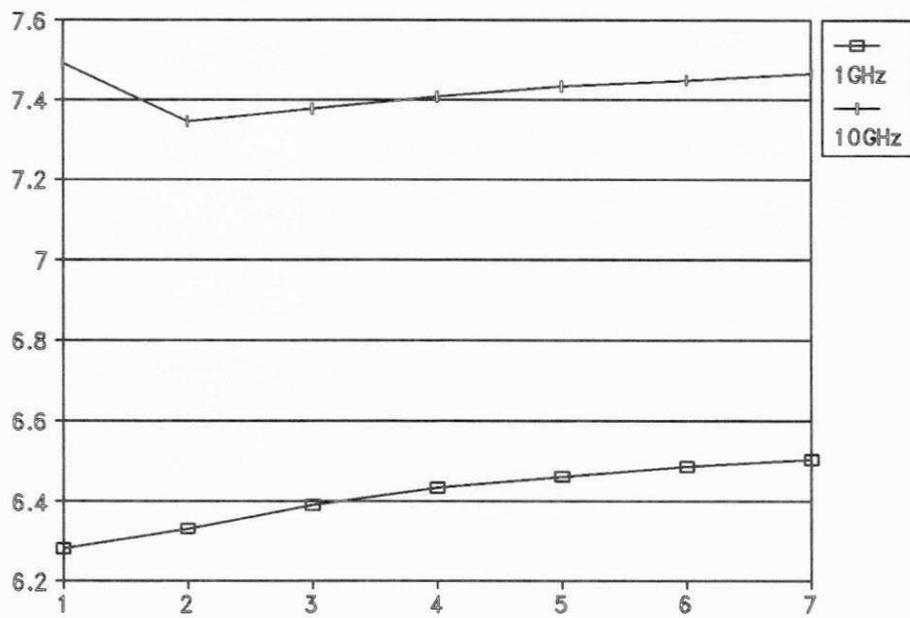
As Figuras 7.15-7.17 referem-se a uma estrutura tipo microfita acoplada aberta, com $H=3.0\text{mm}$, $h=0.635\text{mm}$, $W=0.508\text{mm}$, $S/2=0.219\text{mm}$ e $\epsilon_r=10$. Verifica-se uma rápida convergência dos resultados a partir da utilização de 3 funções de teste nas regiões a e b, e 25 modos $LSE+LSM$. No que diz respeito à variação da altura do plano superior, observa-se de forma mais clara o seu efeito, ficando explícita a região plana dos valores de ϵ_{eff} e os correspondentes valores de H ($5h \geq H \geq 8h$, $f=1\text{GHz}$, $3h \geq H \geq 8h$, $f=10\text{GHz}$). Vale lembrar que a dimensão da matriz a ser calculado o determinante é dada por $4(na + nb)$.

Nas Figuras 7.18-7.20 considera-se novamente uma estrutura tipo microfita acoplada aberta, semelhante à anterior, porém com as fitas mais estreitas e o espaçamento entre as fitas mais reduzido ($H=3.0\text{mm}$, $h=0.635\text{mm}$, $W=0.1905\text{mm}$, $S/2=0.06\text{mm}$ e $\epsilon_r = 10$). Excetuando-se a influência da altura do plano superior, onde a estrutura com



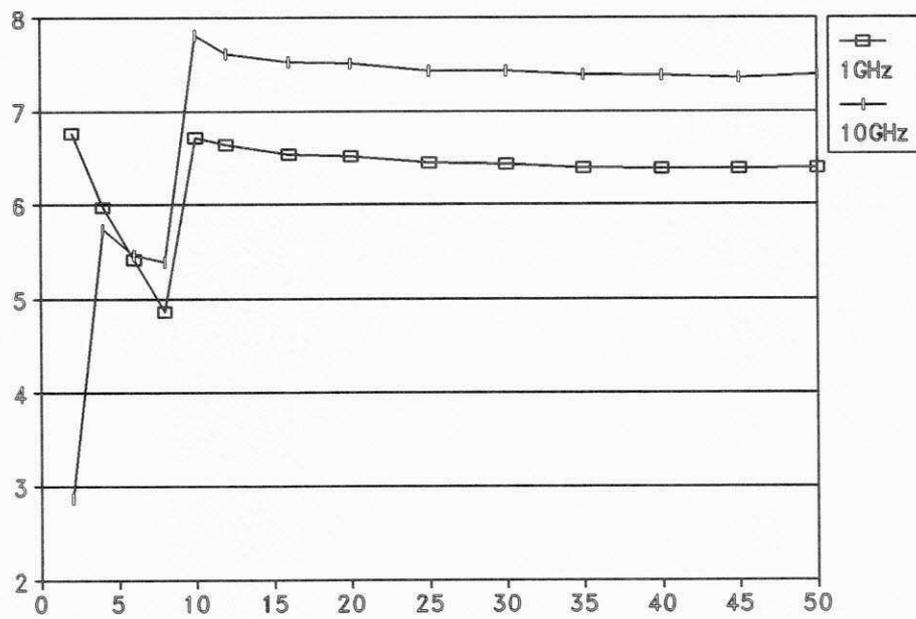
$H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$, $W=2.54\text{mm}$, $\epsilon_r = 8.875$, $LSE+LSM=40$

Figura 7.9: $\epsilon_{eff} \times nb, na = nb$



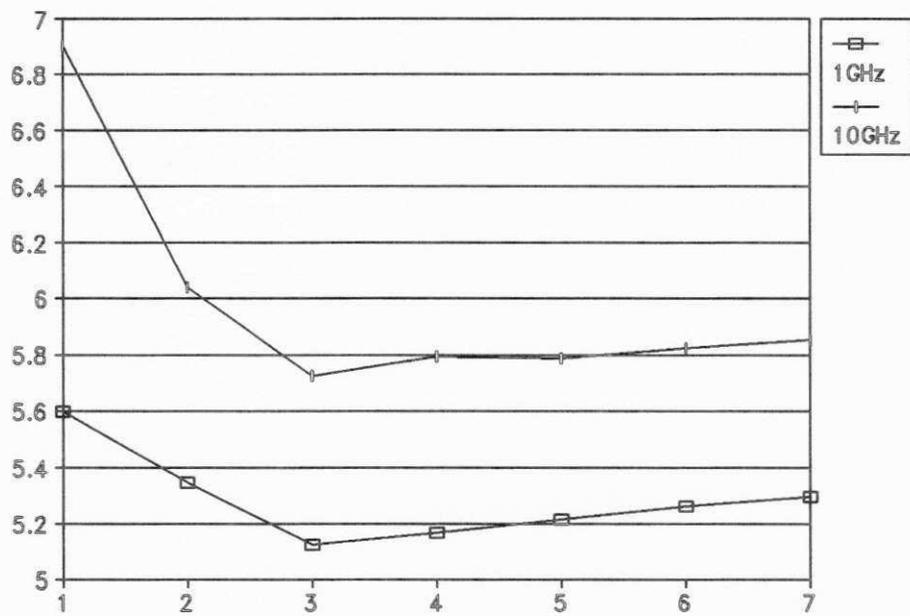
$H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$, $W=2.54\text{mm}$, $\epsilon_r = 8.875$, $LSE+LSM=40$

Figura 7.10: ϵ_{eff} x nb , $na = 1$



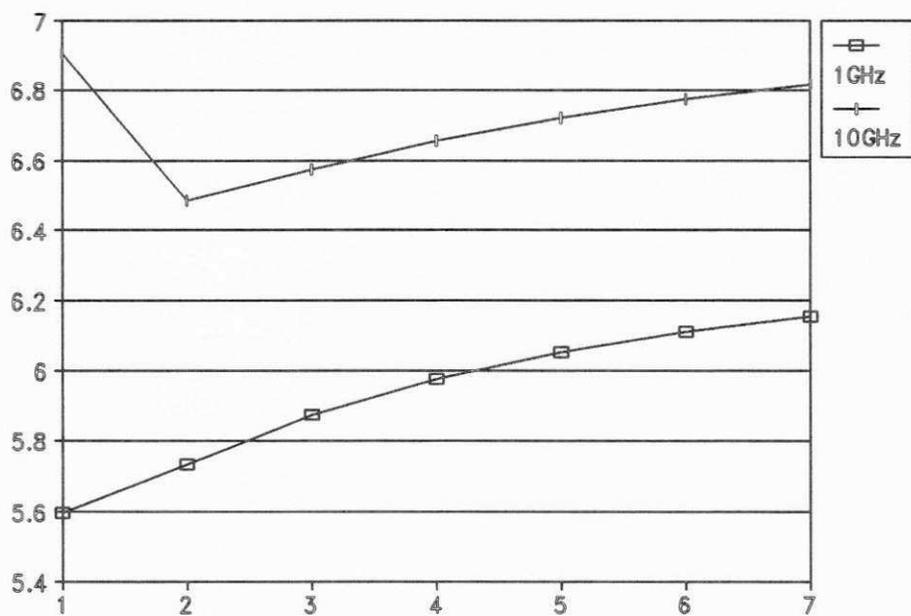
$H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$, $W=2.54\text{mm}$, $\epsilon_r = 8.875$, $na = 1, nb = 3$

Figura 7.11: ϵ_{eff} x (LSE+LSM)



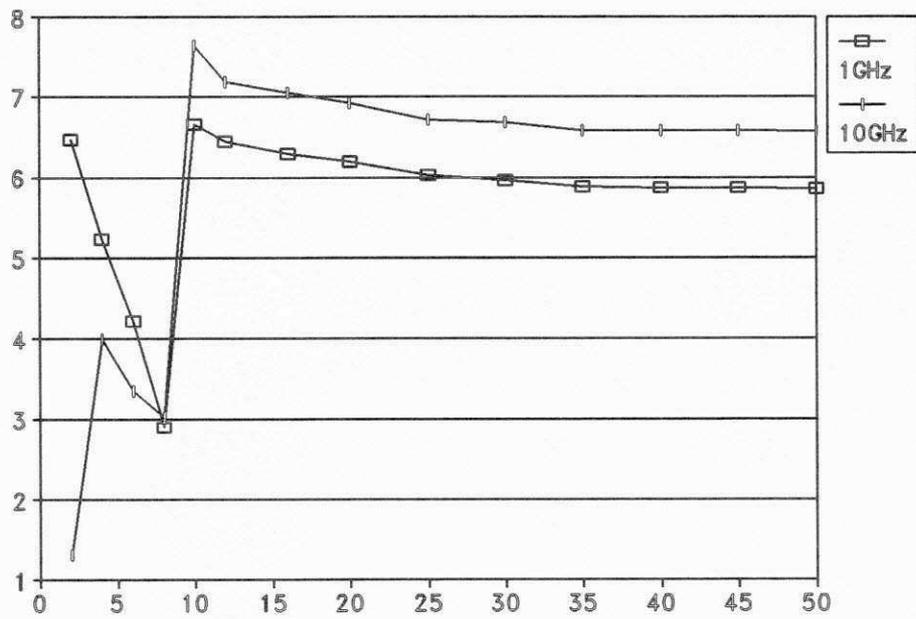
$H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$, $W=0.635\text{mm}$, $\epsilon_r = 8.875$, $LSE+LSM=40$

Figura 7.12: ϵ_{eff} x nb , $na = nb$



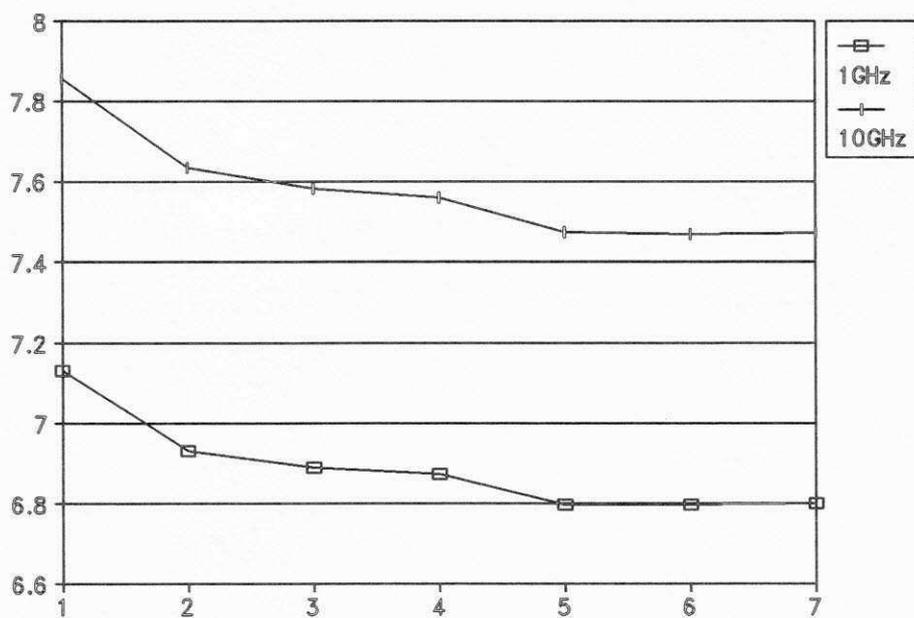
$H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$, $W=0.635\text{mm}$, $\epsilon_r = 8.875$, $LSE+LSM=40$

Figura 7.13: ϵ_{eff} x nb , $na = 1$



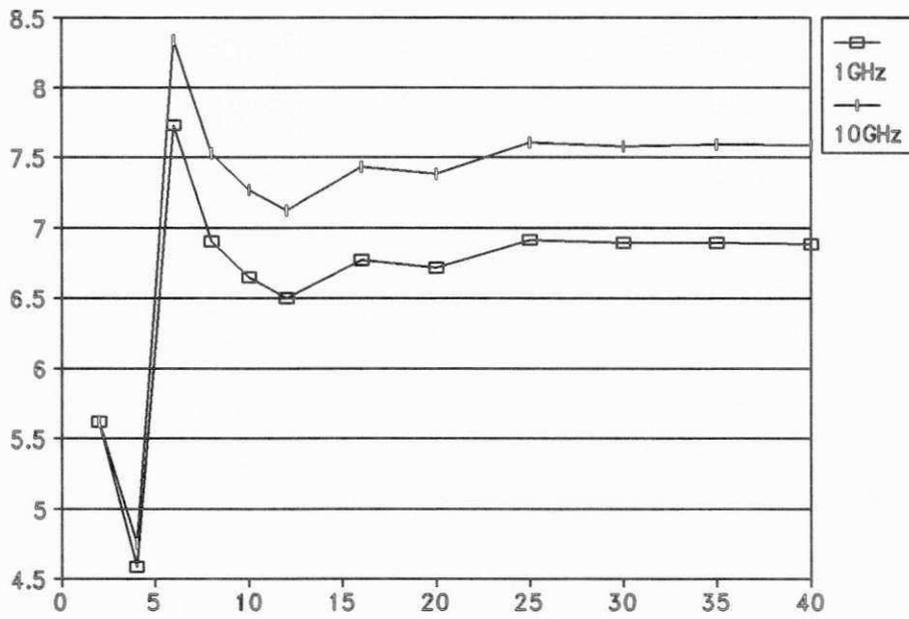
$H=12.7\text{mm}$, $h=1.27\text{mm}$, $2B=12.7\text{mm}$, $W=0.635\text{mm}$, $\epsilon_r = 8.875$, $na = 1, nb = 3$

Figura 7.14: ϵ_{eff} x (LSE+LSM)



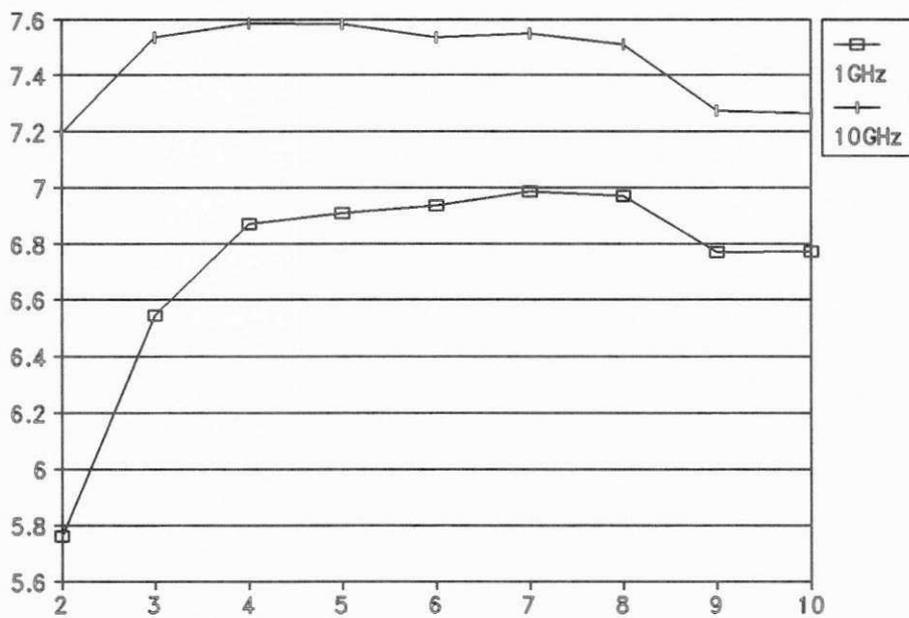
H=3.0mm, h=0.635mm, W=0.508mm, S/2=0.219mm, $\epsilon_r = 10$, LSE+LSM=40

Figura 7.15: ϵ_{eff} x $nb, na = nb$



$H=3.0\text{mm}$, $h=0.635\text{mm}$, $W=0.508\text{mm}$, $S/2=0.219\text{mm}$, $\epsilon_r = 10$, $na = nb = 3$

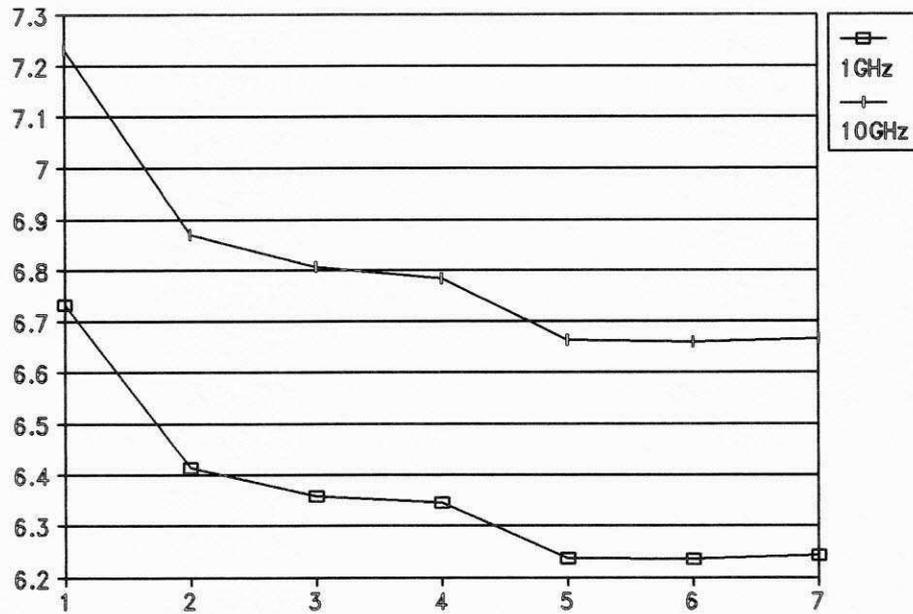
Figura 7.16: ϵ_{eff} x (LSE+LSM)



$h=0.635\text{mm}$, $W=0.508\text{mm}$, $S/2=0.219\text{mm}$, $\epsilon_r = 10$, $na = nb = 3$, $LSE+LSM=40$

Figura 7.17: ϵ_{eff} x (H/h)

fitas mais estreitas é mais sensível, os resultados observados para a convergência são semelhantes para ambos os casos, fitas mais largas e fitas mais estreitas.

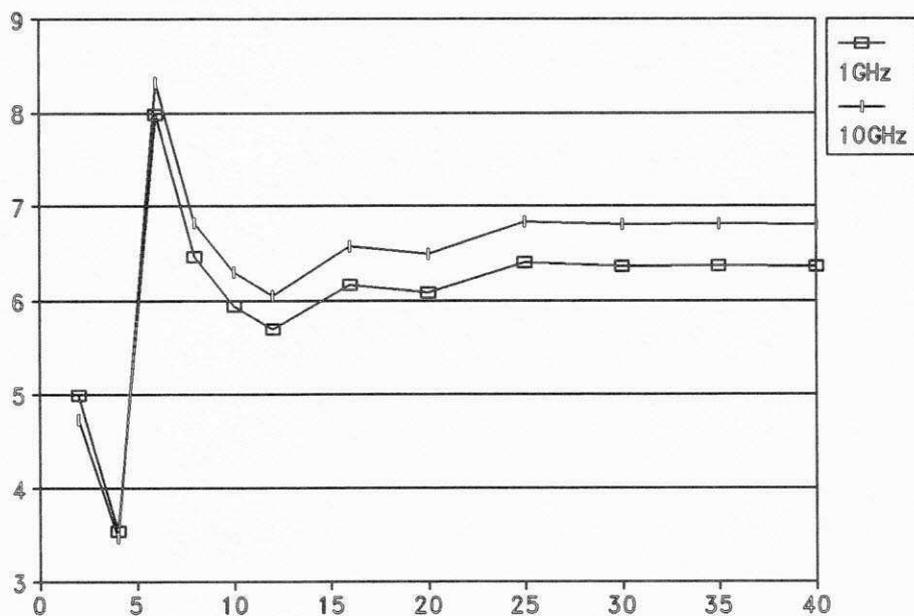


$H=3.0\text{mm}$, $h=0.635\text{mm}$, $W=0.1905\text{mm}$, $S/2=0.06\text{mm}$, $\epsilon_r = 10$, $LSE+LSM=40$

Figura 7.18: $\epsilon_{eff} \times nb, na = nb$

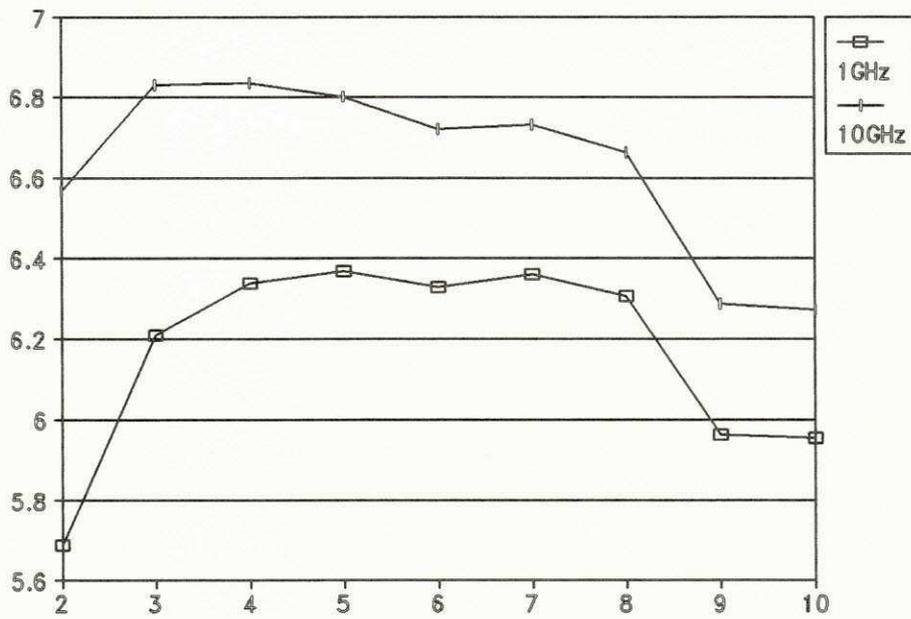
7.1.4 Microfitas acopladas blindadas

As Figuras 7.21 e 7.22 referem-se a uma estrutura tipo microfitas acopladas blindada. Observa-se uma rápida convergência dos resultados a partir da utilização de 2 funções de testes por componente nas regiões a e b. Com relação ao número de modos $LSE+LSM$, uma boa convergência é verificada a partir de 15 modos.



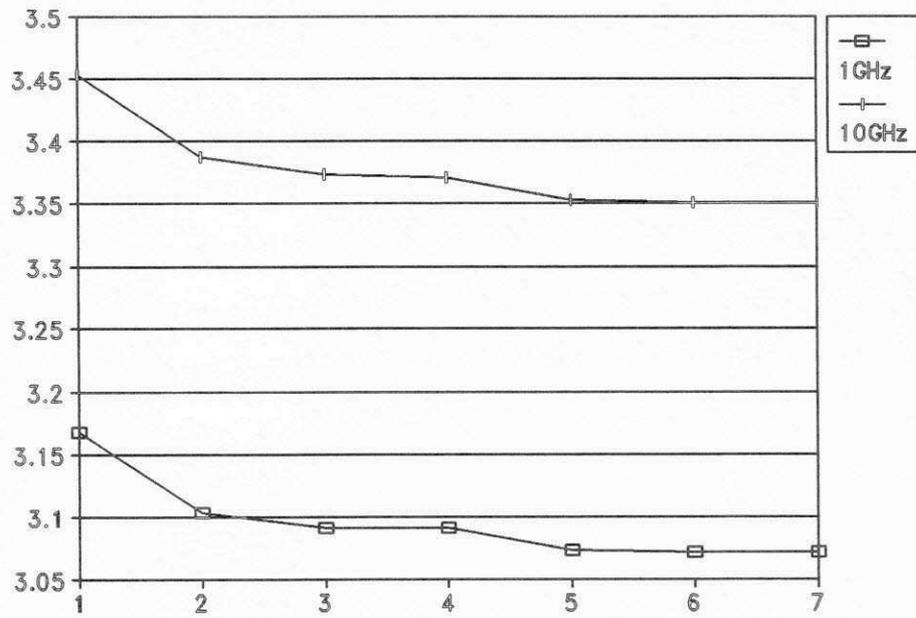
$H=3.0\text{mm}$, $h=0.635\text{mm}$, $W=0.1905\text{mm}$, $S/2=0.06\text{mm}$, $\epsilon_r = 10$, $na = nb = 3$

Figura 7.19: ϵ_{eff} x (LSE+LSM)



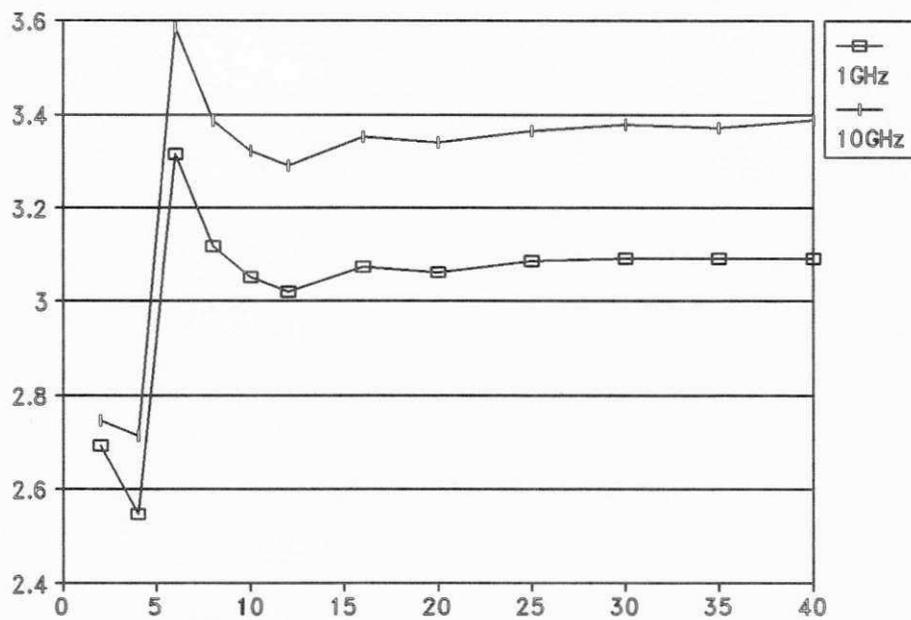
$h=0.635\text{mm}$, $W=0.1905\text{mm}$, $S/2=0.06\text{mm}$, $\epsilon_r = 10$, $na = nb = 3$, $LSE+LSM=40$

Figura 7.20: $\epsilon_{eff} \times (H/h)$



H=5.0mm, h=1.0mm, 2B=10.0mm, W=2.0mm, S/2=0.5mm, $\epsilon_r = 4.0$,
LSE+LSM=40

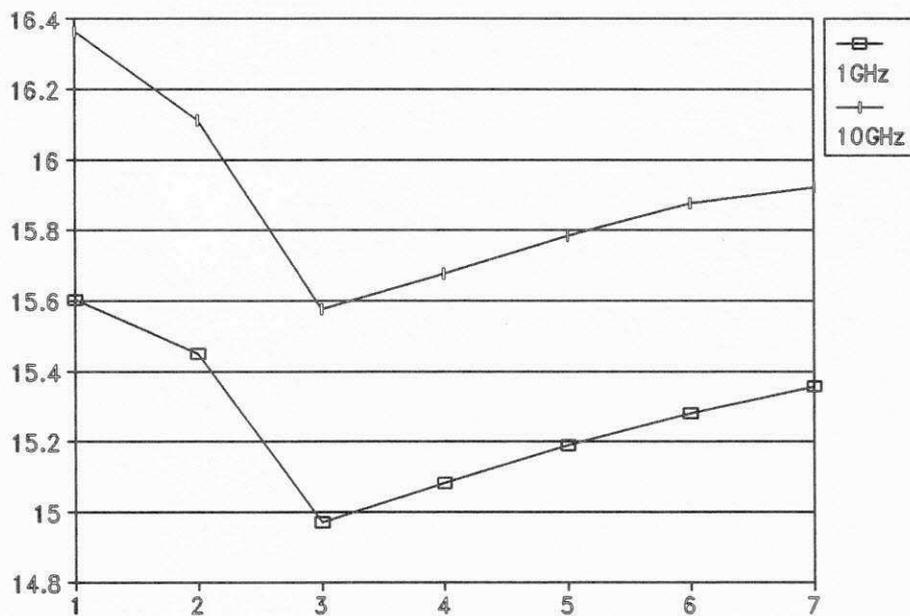
Figura 7.21: $\epsilon_{eff} \times nb, na = nb$



$H=5.0\text{mm}$, $h=1.0\text{mm}$, $2B=10.0\text{mm}$, $W=2.0\text{mm}$, $S/2=0.5\text{mm}$, $\epsilon_r = 4.0$, $na = nb = 3$

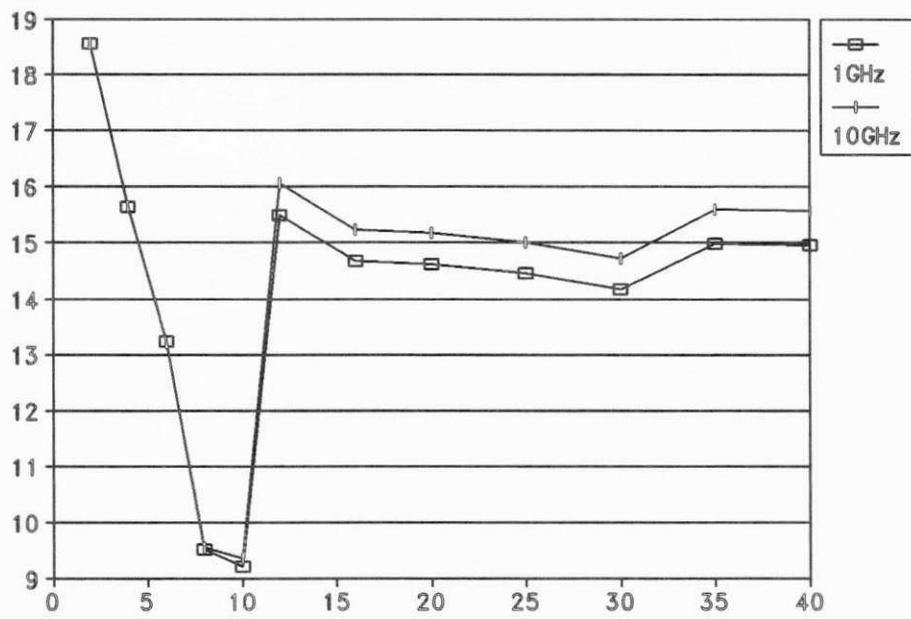
Figura 7.22: ϵ_{eff} x (LSE+LSM)

Nas Figuras 7.23 e 7.24 considera-se uma estrutura tipo microfita acopladas blindada, com $H=2.794\text{mm}$, $h=0.254\text{mm}$, $2B=2.54\text{mm}$, $W=0.1524\text{mm}$, $S/2=0.0635\text{mm}$ e $\epsilon_r=24.5$. A partir de 3 funções de teste por componente e 15 modos LSE+LSM uma boa convergência é observada.



$H=2.794\text{mm}$, $h=0.254\text{mm}$, $2B=2.54\text{mm}$, $W=0.1524\text{mm}$, $S/2=0.0635\text{mm}$, $\epsilon_r = 24.5$,
 LSE+LSM=40

Figura 7.23: $\epsilon_{eff} \times nb, na = nb$

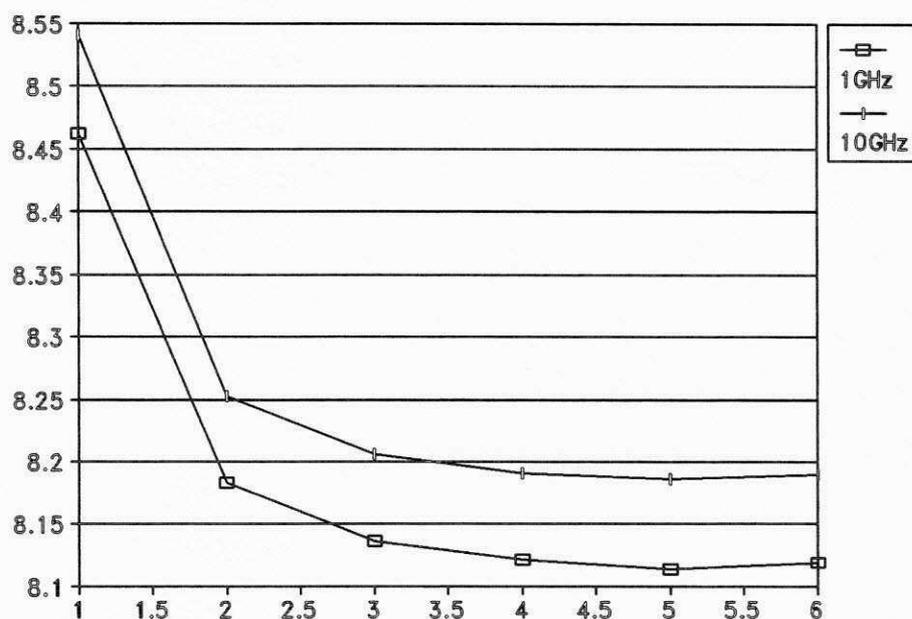


$H=2.794\text{mm}$, $h=0.254\text{mm}$, $2B=2.54\text{mm}$, $W=0.1524\text{mm}$, $S/2=0.0635\text{mm}$, $\epsilon_r = 24.5$,
 $na = nb = 3$

Figura 7.24: ϵ_{eff} x (LSE+LSM)

7.1.5 CBCWs abertos

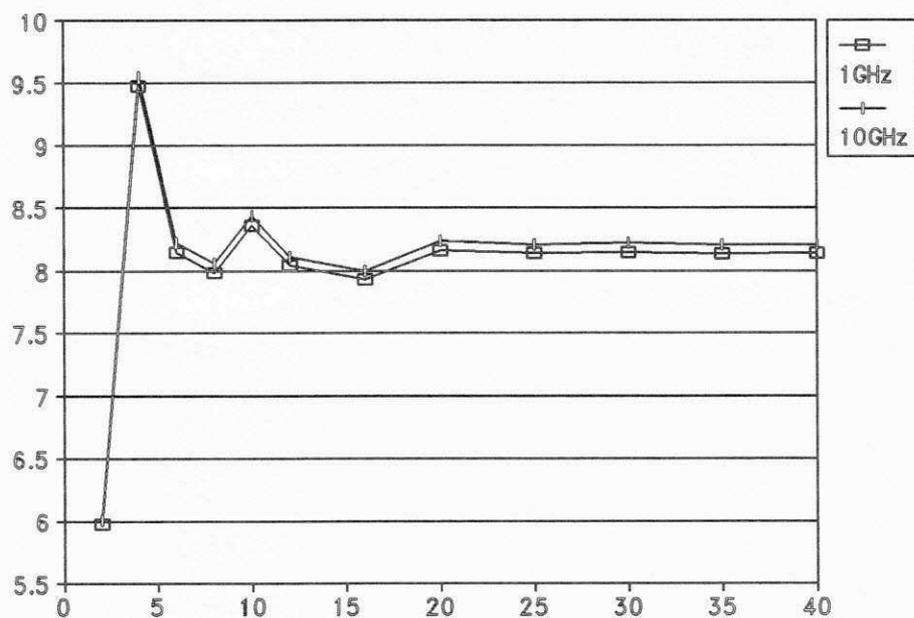
As Figuras 7.25-7.27 referem-se a um CBCW aberto com $H=0.5\text{mm}$, $h=0.15\text{mm}$, $W=0.20\text{mm}$, $S=0.30\text{mm}$ e $\epsilon_r = 13$. Com relação ao número de funções de teste por componente, observa-se uma boa convergência a partir de 3 funções de teste. No tocante ao número de modos LSE+LSM, verifica-se que a partir da utilização de 20 modos uma boa convergência é alcançada. A faixa adequada de valores de H pode ser claramente identificada em Fig. 7.27



$H=0.50\text{mm}$, $h=0.15\text{mm}$, $W=0.20\text{mm}$, $S=0.30\text{mm}$, $\epsilon_r = 13$, LSE+LSM=40

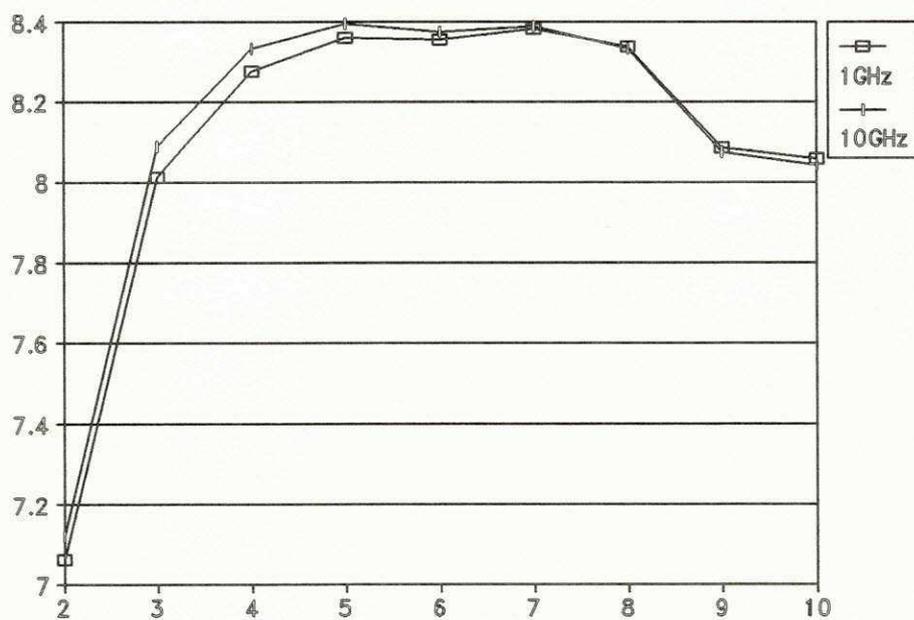
Figura 7.25: $\epsilon_{eff} \times nb, na = nb$

Nas Figuras 7.28-7.30 considera-se um CBCW aberto semelhante ao anterior, porém com o espaçamento entre a fita central e os planos laterais bem mais reduzido



$H=0.50\text{mm}$, $h=0.15\text{mm}$, $W=0.20\text{mm}$, $S=0.30\text{mm}$, $\epsilon_r = 13$, $na=nb=3$

Figura 7.26: ϵ_{eff} x (LSE+LSM)



$H=0.50\text{mm}$, $h=0.15\text{mm}$, $W=0.20\text{mm}$, $S=0.30\text{mm}$, $\epsilon_r = 13$, $na=nb=3$, $LSE+LSM=40$

Figura 7.27: ϵ_{eff} x (H/h)

($H=0.35\text{mm}$, $h=0.15\text{mm}$, $W=0.20\text{mm}$, $S=0.02\text{mm}$, $\epsilon_r=13$). Uma boa convergência dos resultados é observada a partir da utilização de 4 funções de teste por componente. Para o número de modos LSE+LSM a convergência dos resultados é observada a partir da utilização de 15 modos. Um fator mais crítico é a faixa adequada de valores de H , que, embora claramente definida, é bastante limitada. Essa limitação deve-se à proximidade entre a fita central e os planos laterais. Se um pouco mais elevado, o plano superior “não percebe numericamente” as aberturas entre a fita central e os planos laterais. Se muito próximo, o plano superior pode influenciar no campo específico da fita central. Portanto, a escolha da altura do plano superior deve ser criteriosa, seguindo o critério já adotado anteriormente.

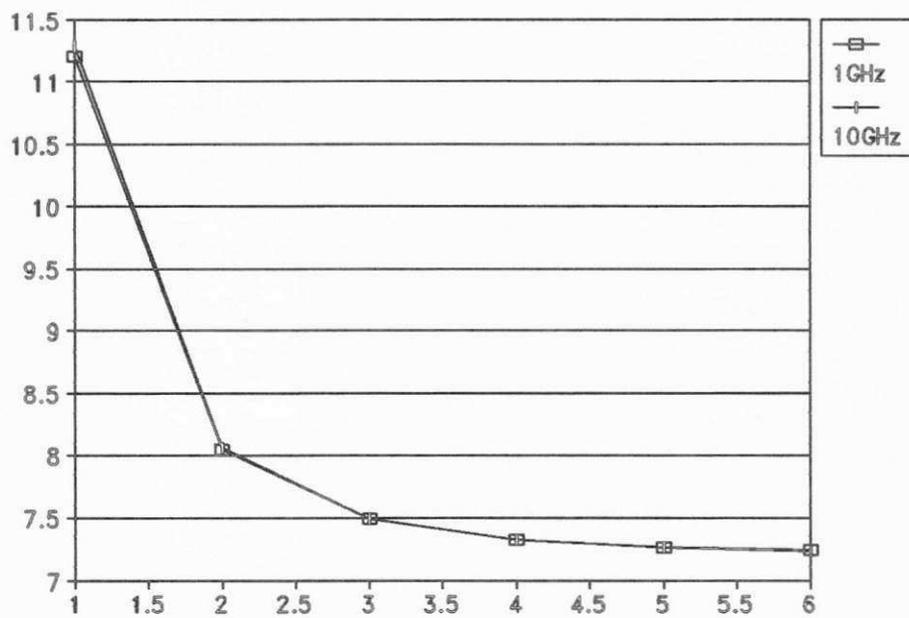
7.1.6 CBCWs blindados

Nas Figuras 7.31-7.32 considera-se um CBCW blindado com $H=2.5\text{mm}$, $h=0.20\text{mm}$, $2B=2.5\text{mm}$, $W=0.10\text{mm}$, $S=0.80\text{mm}$ e $\epsilon_r = 13$. Com relação ao número de funções de teste por componente, observa-se uma boa convergência a partir de 3 funções de teste. No tocante ao número de modos LSE+LSM, verifica-se que a partir da utilização de 20 modos uma boa convergência é alcançada.

Nas Figuras 7.33-7.34 considera-se um CBCW blindado com $H=0.8\text{mm}$, $h=0.20\text{mm}$, $2B=2.0\text{mm}$, $W=0.20\text{mm}$, $S=0.10\text{mm}$ e $\epsilon_r = 13$. Com relação ao número de funções de teste por componente, observa-se uma boa convergência a partir de 2 funções de teste. No tocante ao número de modos LSE+LSM, verifica-se que a partir da utilização de 15 modos uma boa convergência é alcançada.

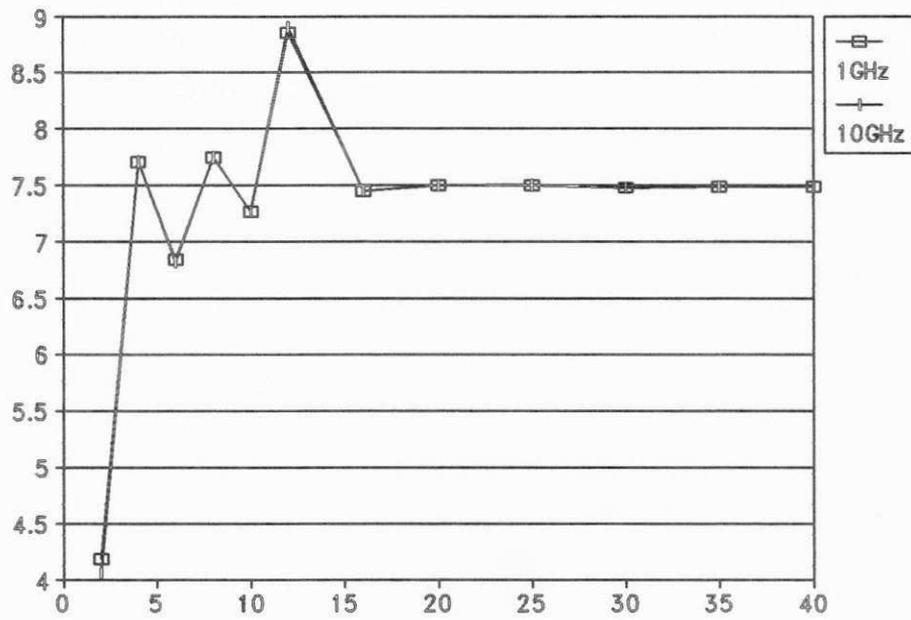
7.2 Conclusões

Para estruturas que não apresentam dimensões críticas (fitas e/ou espaçamento entre fitas pequenos demais, por exemplo), observa-se que não existem grandes restrições nos parâmetros a serem adotados. Porém, para estruturas que apresentem dimensões críticas, a adequada escolha dos parâmetros do programa (número de funções de teste,



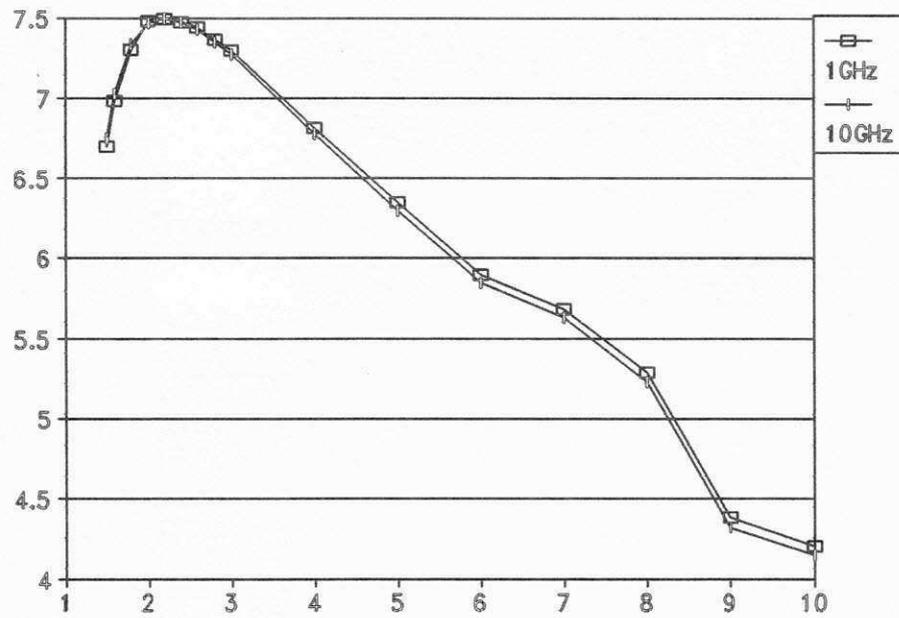
H=0.35mm, h=0.15mm, W=0.20mm, S=0.02mm, $\epsilon_r = 13$, LSE+LSM=40

Figura 7.28: ϵ_{eff} x $nb, na = nb$



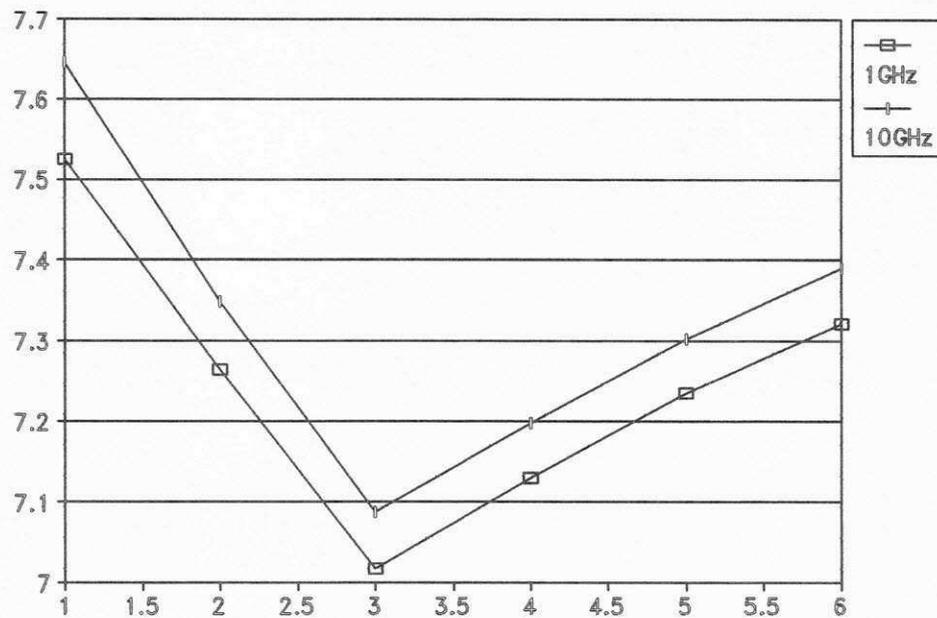
$H=0.35\text{mm}$, $h=0.15\text{mm}$, $W=0.20\text{mm}$, $S=0.02\text{mm}$, $\epsilon_r = 13$, $na=nb=3$

Figura 7.29: ϵ_{eff} x (LSE+LSM)



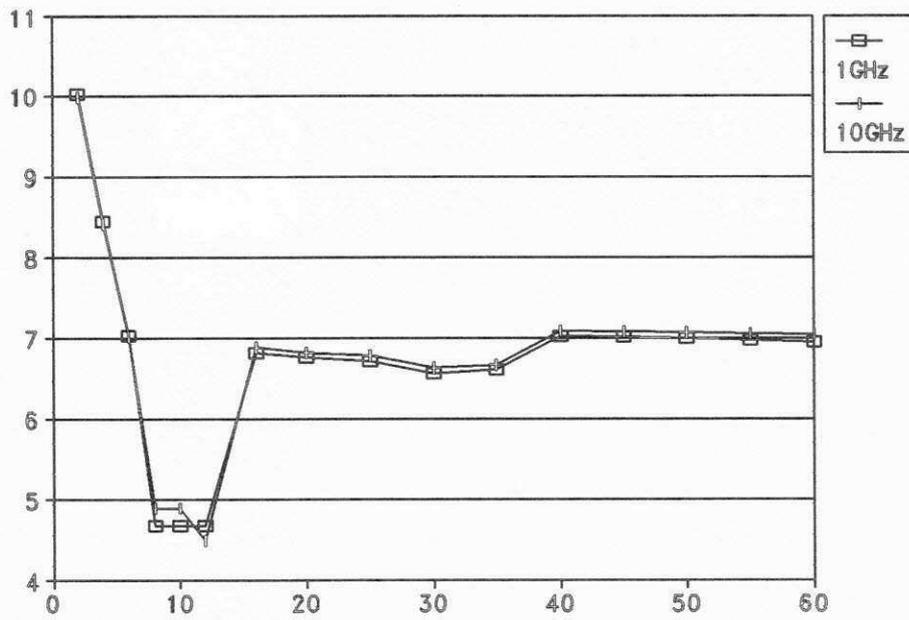
$H=0.35\text{mm}$, $h=0.15\text{mm}$, $W=0.20\text{mm}$, $S=0.02\text{mm}$, $\epsilon_r = 13$, $na=nb=3$, $LSE+LSM=40$

Figura 7.30: ϵ_{eff} x (H/h)



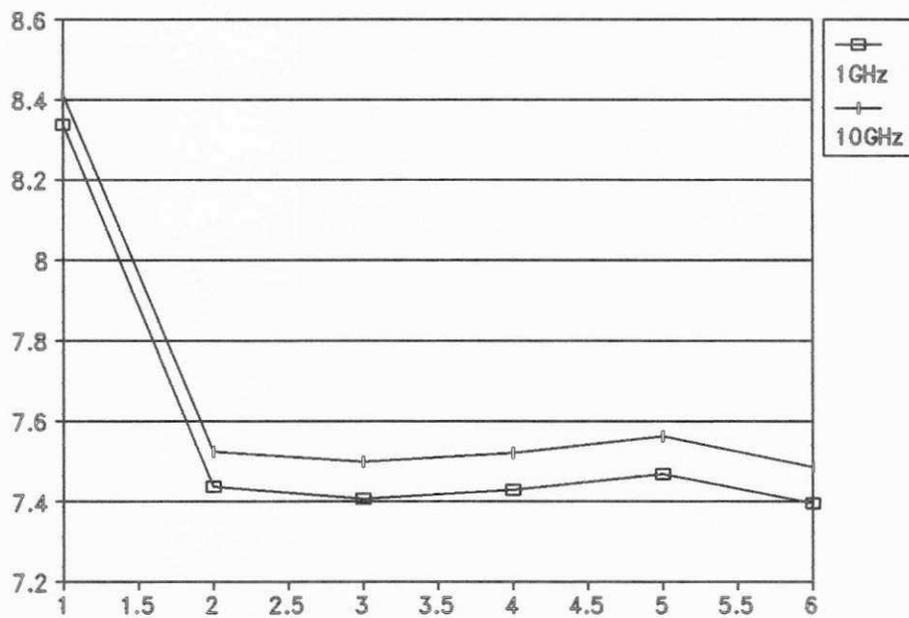
$H=2.5\text{mm}$, $h=0.20\text{mm}$, $2B=2.5\text{mm}$, $W=0.10\text{mm}$, $S=0.80\text{mm}$, $\epsilon_r = 13$, $LSE+LSM=40$

Figura 7.31: ϵ_{eff} x $nb, na = nb$



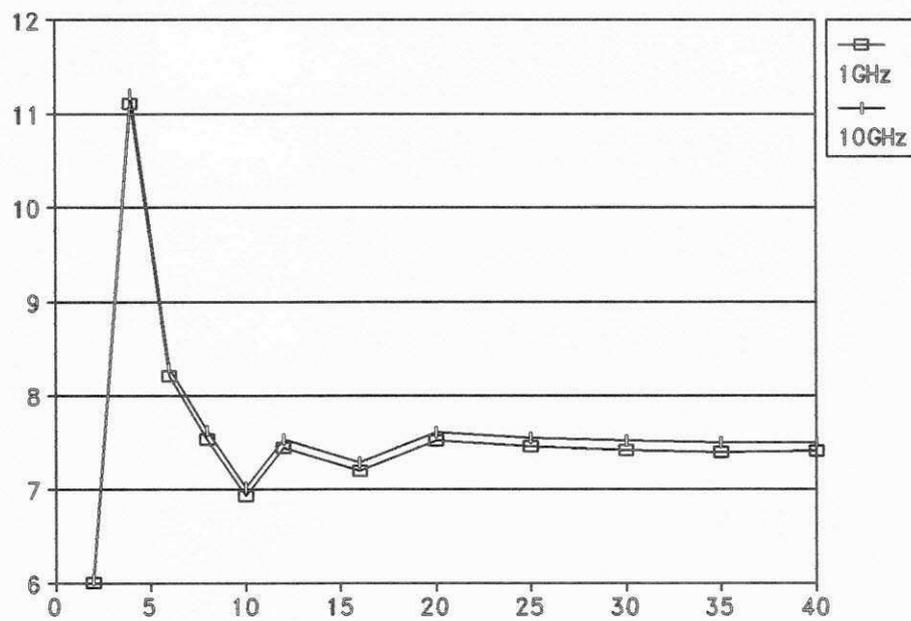
$H=2.5\text{mm}$, $h=0.20\text{mm}$, $2B=2.5\text{mm}$, $W=0.10\text{mm}$, $S=0.80\text{mm}$, $\epsilon_r = 13$, $na=nb=3$

Figura 7.32: ϵ_{eff} x (LSE+LSM)



H=0.8mm, h=0.20mm, 2B=2.0mm, W=0.20mm, S=0.10mm, $\epsilon_r = 13$, LSE+LSM=40

Figura 7.33: ϵ_{eff} x nb, $na = nb$



$H=0.8\text{mm}$, $h=0.20\text{mm}$, $2B=2.0\text{mm}$, $W=0.20\text{mm}$, $S=0.10\text{mm}$, $\epsilon_r = 13$, $na=nb=3$

Figura 7.34: ϵ_{eff} x (LSE+LSM)

número de modos LSE+LSM, etc.) é fundamental. Se não for possível a comparação com resultados obtidos por um outro método, uma avaliação criteriosa dos resultados deve ser realizada.

Capítulo 8

Conclusões e Propostas

8.1 Conclusões

Nesta tese apresentou-se uma formulação alternativa da TRT, com a qual obteve-se bons resultados na caracterização de microfitas, microfitas acopladas e CBCWs, considerando modos propagantes, evanescentes e complexos. Comparada à formulação usual da TRT, observa-se que:

a) Uma das principais vantagens da formulação apresentada é a possibilidade de análise de estruturas abertas através de um modelo mais adequado, isto é, através do modelo das estruturas lateralmente abertas.

b) Apesar da dimensão da matriz admitância ser maior na formulação apresentada, isto não inviabiliza a sua utilização.

c) As duas formulações não são excludentes entre si, pelo contrário, são complementares, podendo uma ou outra ser utilizada conforme o caso a ser estudado.

8.2 Propostas

Várias são as propostas para a continuidade desta tese. Apenas para delinear algumas dessas propostas, são listados abaixo alguns tópicos:

- a) Calcular os campos eletromagnéticos a partir das características dispersivas obtidas.
- b) Caracterizar descontinuidades.
- c) Estender a formulação proposta às estruturas que apresentem várias camadas dielétricas ao longo de sua altura.
- d) Estender a formulação apresentada às estruturas que apresentem uma distribuição dielétrica arbitrária ao longo de sua largura ($\epsilon_r = \epsilon_r(x)$).
- e) Incluir dielétricos anisotrópicos e semicondutores.

Referências

- [1] Tatsuo Itoh, editor. *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*. John Wiley and Sons, Inc., New York, New York, 1989.
- [2] Tatsuo Itoh. "Overview on numerical method for characterization of millimeter-wave passive integrated structures". In *International Microwave Symposium Proceedings*, pages 387–392, Rio de Janeiro, Brazil, July 1987.
- [3] S. Nan, Hao Ling, and Tatsuo Itoh. "Characterization of uniform microstrip line and its discontinuities using the time-domain method of lines". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 37:2051–257, December 1989.
- [4] Alfrêdo Gomes Neto. *Análise Teórica de Descontinuidades em Microfita pelo Método da Conservação da Potência Complexa*. Dissertação de Mestrado, UFPB, Campina Grande, Paraíba, Brasil, novembro 1989.
- [5] Yinchao Chen and Benjamin Beker. "Analysis of single and coupled microstrip lines on anisotropic substrates using differential matrix operators and the spectral-domain method". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 01:123–128, January 1993.
- [6] M. H. Burchett, S. R. Pennock, and P. R. Shepherd. "An accurate analysis of coupled striplines of arbitrary dimension". In *23rd European Microwave Conference Proceedings*, pages 659–661, Madrid, Spain, September 1993.

- [7] Alexandru A. Tugulea and Ioan R. Ciric. "A novel lossy microstrip dispersion model". In *1993 IEEE MTT-S Digest*, pages 1025–1028, Atlanta, USA, June 1993.
- [8] G. William Slade and Kevin J. Webb. "Computation of characteristic impedance for multiple microstrip transmission lines using a vector finite element method". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 01:34–40, January 1992.
- [9] Channabasappa Eswarappa and Wolfgang J. R. Hoefer. "Performance study of one-way absorbing boundary equations in 3-d tlm for dispersive guiding structures". In *1993 IEEE MTT-S Digest*, pages 1439–1442, Atlanta, USA, June 1993.
- [10] S. Xiao and R. Vahldieck. "An efficient 2-d fdtd algorithm using real variables". *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 03:127–129, May 1993.
- [11] K. C. Gupta, Ramesh Garg, and I. J. Bahl. *Microstrip Lines and Slotlines*. Artech House, Norwood, MA, 1979.
- [12] A. A. Oliner and K. S. Lee. "The nature of the leakage from higher modes on microstrip lines". In *1986 IEEE MTT-S Digest*, pages 57–60, Baltimore, USA, June 1986.
- [13] K. D. Patil, S. K. Maitk, and S. Mahapatra. "Pipe enclosed microstrip transmission line". *Electronics Letters*, 27:1291–1293, July 1991.
- [14] Victor Fouad Hanna, Joseph Achkar, Odile Picon, Jacques Citerne, M'hamed Drissi, and Chakir Amrani. "Analyse de circuits passifs en technologie microruban suspendu". *Ann. Télécommun.*, 47:515–529, 1992.
- [15] Marco Bressan, Giuseppe Conciauro, and Paolo Gamba. "A new method for the analysis of integrated transmission lines". *Ann. Télécommun.*, 47:548–550, 1992.
- [16] Michal Mrozowski and Jerzy Mazur. "Matrix theory approach to complex waves". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 04:781–785, April 1992.

- [17] Lawrence Carin. "Efficient computation of high-frequency two-dimensional effects in multiconductor printed interconnects". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 40:155–158, January 1992.
- [18] Lawrence Carin and Nirod K. Das. "Leaky waves on broadside-coupled microstrip". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 40:58–66, January 1992.
- [19] R. Marqués, F. Mesa, and M. Hornó. "On the correct expansion of leaky modes of planar transmission lines in surface-wave waveguide modes". In *23rd European Microwave Conference Proceedings*, pages 432–434, Madrid, Spain, September 1993.
- [20] L. Carin, G. W. Slade, K. J. Webb, and A. A. Oliner. "Packaged printed transmission lines: modal phenomena and relation to leakage". In *1993 IEEE MTT-S Digest*, pages 1195–1198, Atlanta, USA, June 1993.
- [21] David Nghiem, Jeffery T. Williams, David R. Jackson, and A. A. Oliner. "Existence of a leaky dominant mode on microstrip line with an isotropic substrate: theory and measurement". In *1993 IEEE MTT-S Digest*, pages 1291–1294, Atlanta, USA, June 1993.
- [22] Hiroshi Shigesawa, Mikio Tsuji, and A. A. Oliner. "Theory and experiments of simultaneous propagation of both bound and leaky dominant modes on conductor-backed coplanar strips". In *23rd European Microwave Conference Proceedings*, pages 1005–1008, Madrid, Spain, September 1993.
- [23] A. A. Oliner. "New leakage effects and new dominant modes in millimeter-wave printed circuits". In *23rd European Microwave Conference Proceedings*, pages 49–51, Madrid, Spain, September 1993.
- [24] R. Sorrentino. *Transverse Resonance Technique - in Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*. cap. 11, T. Itoh, Ed., John Wiley and Sons, Inc., New York, New York, 1989.

- [25] Hervé Aubert. *Etude des Discontinuités Uniaxiales dans les Lignes de Transmission Planaires*. Dr. These, E.N.S.E.E.I.H.T., Toulouse, France, January 1993.
- [26] H. Baudrand. *Méthodes Numériques en Propagation*. E.N.S.E.E.I.H.T., Toulouse, France, 1992.
- [27] R. F. Harrington. *Field Computation by Moment Methods*. The Macmillan Company, New York, NY, 1968.
- [28] Jin Jun Yang, Gregory E. Howard, and Y. Leonard Chow. "A simple technique for calculating the propagation dispersion of multiconductor transmission lines in multilayer dielectric media". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 40:622–627, April 1992.
- [29] Tatsuo Itoh and Raj Mittra. "Spectral domain approach for calculating the dispersion characteristics of microstrip lines". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pages 469–499, July 1973.
- [30] William J. Getsinger. "Microstrip dispersion model". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pages 34–39, January 1973.
- [31] T. Edwards and R. Owens. "2-18 GHz dispersion measurements on 10-100 ohms microstrip lines on sapphire". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 24:506–513, August 1976.
- [32] M. Kirschning and R. H. Jansen. "Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimeter-wave frequencies". *Electronics Letters*, 18:272–2733, March 1982.
- [33] Protap Pramanick and Prakash Bhartia. "An accurate description of dispersion in microstrip". *Microwave Journal*, pages 89–92,96, December 1983.
- [34] T. S. Forzley and G. Bridges. "Dispersion characteristics of open microstrip using a direct VSWR measurement approach". In *Antenna Technology and Applied Electromagnetics Symp. Dig.*, pages 5–7, August 1992.

- [35] Jeng-Yi Ke and Chun Hsiung Chen. "A new approach to the microstrip lines with finite strip thickness and conductivity". In *1993 IEEE MTT-S Digest*, pages 931–933, Atlanta, USA, June 1993.
- [36] Edgar J. Denlinger. "A frequency dependent solution for microstrip transmission lines". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pages 30–39, January 1971.
- [37] Rolf H. Jansen. "High-speed computation of single and coupled microstrip parameters including dispersion, high-order modes, loss and finite strip thickness". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2:75–82, February 1978.
- [38] G. Kompa. *The frequency dependent transmission properties of microstrip impedance steps, filters and stubs (in German)*. PhD thesis, Aachen Tech. Univer., May 1975.
- [39] A. R. Van de Capelle and P. J. Luypaert. "Fundamental and higher-order modes in open microstrip lines". *Electronics Letters*, 9:345–346, June 1973.
- [40] R. Pregla and F. J. Schmuckle. "The method of lines for the analysis of planar waveguide structures with finite metalization thickness (in german)". *Kleinheubacher Ber.*, 31:431–438, 1988.
- [41] G. Kowalski and R. Pregla. "Dispersion characteristics of shielded microstrips with finite thickness". *Arch. Elektron. Uebertragungstech*, 25:193–196, 1971.
- [42] Smain Amari. "Capacitance and inductance matrices of coupled lines from modal powers". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 41:146–149, January 1993.
- [43] Eikichi Yamashita and Kazuhiko Atsuki. "Analysis of microstrip-like transmission lines by nonuniform discretization of integral equations". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 24:195–200, April 1976.

- [44] Alicia Casanueva Lopez. *Análisis de líneas de transmisión uniformes y de discontinuidades en estructuras planas*. Tesis Doctoral, Universidad de Cantabria, Santander, España, Junio 1987.
- [45] Raj Mittra and Tatsuo Itoh. "A new technique for the analysis of the dispersion characteristics of microstrip lines". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 19:47–56, January 1971.
- [46] M. V. Schneider. "Microstrip dispersion". *Proc. IEEE*, 60:144–146, January 1972.
- [47] H. J. Carlin. "A simplified circuit model for microstrip". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 21:589–591, September 1973.
- [48] William J. Getsinger. "Dispersion of parallel-coupled microstrip". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pages 144–145, January 1973.
- [49] M. Kirschning and R. H. Jansen. "Accurate wide-range design equations for the frequency-dependent characteristic of parallel coupled microstrip lines". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 32:83–90, January 1984.
- [50] Achintya K. Ganguly and Clifford M. Krowne. "Characteristics of microstrip transmission lines with high-dielectric-constant substrates". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 39:1329–1337, August 1991.
- [51] G. Ghione and C. U. Naldi. "Coplanar waveguide for mmic applications: effect of upper shielding, conductor backing, finite-extent ground planes, and line-to-line coupling". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 03:260–267, March 1987.
- [52] Tatsuo Itoh. "Overview of quasi-planar transmission lines". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 37:275–280, February 1989.
- [53] Said S. Bedair and Ingo Wolff. "Fast accurate and simple approximate analytic formulas for calculating the parameters of supported coplanar waveguides for (m)mic's". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 40:41–48, January 1992.

- [54] Matthew Gillick, Ian D. Robertson, and Jai S. Joshi. "Direct analytical solution for the electric field distribution at the conductor surface of coplanar waveguides". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 41:129–135, January 1993.
- [55] H. Baudrand, F. Bouzidi, D. Bajon, and V. Fouad Hanna. "Analysis of conductor-backed coplanar waveguide". In *23rd European Microwave Conference Proceedings*, pages 627–630, Madrid, Spain, September 1993.
- [56] S. Aditya, R. R. Kumar, and D. Chadha. "Modes of a shielded conductor-backed coplanar waveguide". *Electronics Letters*, 30:146–148, January 1994.
- [57] Y. C. Shih and T. Itoh. "Analysis of conductor-backed coplanar waveguide". *Electronics Letters*, 18:538–540, June 1982.
- [58] Jens Bornemann. "A scattering-type transverse resonance technique for the calculation of (m)mic transmission line characteristics". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 39:2083–2088, December 1991.
- [59] A. S. Omar and K. F. Schunemann. "The effect of complex modes at finline discontinuities". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 34:1508–1514, December 1986.
- [60] C. J. Railton and T. Rozzi. "Complex modes in boxed microstrip". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 36:865–874, May 1988.
- [61] Jen-Tsai Kuo and Ching-Kuang C. Tzuang. "Complex modes in shielded suspended coupled microstrip lines". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 38:1278–1286, September 1990.