

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação
Departamento de Microonda e Óptica

**APLICAÇÃO DE ESTRUTURAS PBG EM DISPOSITIVOS
PLANARES DE MICROONDAS -LINHAS E ANTENAS -
EM SUBSTRATOS DIELÉTRICOS E
SEMICONDUCTORES: DESENVOLVIMENTO DE
TECNOLOGIA E CARACTERIZAÇÃO**

Autor

Luiz Claudio Marangoni de Oliveira

Orientador

Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da
UNICAMP como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de
MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Campinas, setembro de 2001

**APLICAÇÃO DE ESTRUTURAS PBG EM DISPOSITIVOS
PLANARES DE MICROONDAS -LINHAS E ANTENAS -
EM SUBSTRATOS DIELÉTRICOS E
SEMICONDUCTORES: DESENVOLVIMENTO DE
TECNOLOGIA E CARACTERIZAÇÃO**

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da
UNICAMP como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de
MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Autor

Luiz Claudio Marangoni de Oliveira

Orientador

Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly

Banca Examinadora

Prof. Dr. Sílvio Ernesto Barbin – EPUSP – USP

Prof. Dr. Aldário Crestani Bordonalli – FEEC – UNICAMP

Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly – FEEC – UNICAMP

Campinas, setembro de 2001

Resumo

Estruturas PBG, *Photonic BandGap*, são redes artificiais que atuam como as bandas de energia existentes em uma rede cristalina de átomos. Controlando-se as dimensões características deste "cristal", pode-se controlar a propagação de modos eletromagnéticos na estrutura de forma a permitir a propagação de modos desejados e impedir a propagação de modos indesejados. Esta característica possibilita o projeto de guias de onda otimizados, filtros, acopladores, refletores, antenas e uma série de dispositivos tanto para frequências ópticas como para microondas.

Este trabalho apresenta diferentes aspectos envolvidos no projeto e fabricação de dispositivos planares de microondas utilizando a tecnologia PBG em diferentes substratos, tais como a alumina e o Si. A utilização de substratos semicondutores para fabricação de dispositivos de microondas visa sua integração com circuitos de controle ativos. A fabricação de dispositivos planares em Si foi explorada através da introdução de *V-grooves* criados por ataque químico anisotrópico do substrato. A aplicação da tecnologia desenvolvida e apresentada neste trabalho possibilita melhoria no desempenho de antenas e *arrays*, integração entre componentes passivos e ativos em circuitos de microondas, aplicações como filtros passivos, além de várias outras possibilidades.

Abstract

PBG, Photonic BandGap, Structures are artificial networks that act as the existing bands of energy in a crystalline atom network. Controlling the characteristic dimensions of this "crystal" the propagation of electromagnetic modes can be controlled to allow the propagation of desired modes and to hinder the propagation of the undesired ones. This feature makes possible the design of optimized waveguides, filters, couplers, reflectors, antennas and a series of devices in such a way for optic frequencies as for microwaves.

This work presents different involved aspects in the design and manufacture of planar microwave devices using PBG technology in different substrates, such as alumina and silicon. The use semiconductors substrates for manufacture of devices of microwaves aims at its integration with active control circuits. The manufacture of planar devices in Si was explored through the introduction of *V-grooves* created by anisotropic chemical attack of the substrate. The application of the technology developed and presented in this work enables improvement in the performance of antennas and *arrays*, integration between active and passive components in microwave circuits, application as passive filters, beyond several other possibilities.

*Dedico este trabalho aos meus pais, José Luiz e Vera,
que me possibilitaram chegar até aqui,
à minha esposa, Cileia,
pelo apoio e paciência nos momentos difíceis,
e sobretudo à Deus,
por ter-me dado forças e sabedoria
para enfrentar e vencer todas as dificuldades*

Agradecimentos

Este trabalho não teria sido realizado sem a colaboração de muitas pessoas que dedicaram um pouco de seu tempo e esforço para tornar esta pesquisa possível.

Agradeço ao meu orientador, prof. Dr. Luiz Carlos Kretly, por todas as sugestões e pelo apoio dado a esta pesquisa.

Agradeço aos meus amigos e “irmãos” de orientação, André Távora Albuquerque Silva, co-realizador de grande parte dos dispositivos e protótipos apresentados neste trabalho, e Luiz Carlos de Freitas Jr., por todas as discussões no campo teórico e sugestões apresentadas durante realização deste trabalho.

Agradeço ao prof. Dr. Hugo Hernandez Figueroa, por ter cedido o software IE3D para simulação dos dispositivos apresentados neste trabalho.

Agradeço à toda equipe do MUSA/LNLS, chefiada pelo prof. Dr. Luiz Otávio Ferreira, pela fabricação dos dispositivos em alumina.

Agradeço à toda equipe do CCS/UNICAMP, chefiada pelo prof. Dr. Jacobus Swart, pela fabricação dos dispositivos em Si.

Agradeço à toda equipe do LME/LNLS, pelo apoio e suporte na realização das imagens SEM dos dispositivos em alumina e Si.

Agradeço ao Everson Martins, da UNESP, e ao Emílio Bortolucci, do CCS/UNICAMP pela ajuda na realização das medidas de caracterização dos dispositivos em alumina e Si utilizando as pontas Cascade no analisador de redes HP8510C.

Agradeço aos amigos: Kleber Zuza Nóbrega, pela ajuda nas simulações envolvendo o MATLAB, Antonio Frasson, pela ajuda nas simulações com FDTD utilizando as máquinas do CENAPAD/UNICAMP e Davi Correa, pela ajuda no estudo dos métodos de otimização de estruturas eletromagnéticas.

Agradeço ao Leandro Manera, FEEC/UNICAMP, pela ajuda nas simulações de processos utilizando o SUPREM.

Agradeço ao Jandaia, FEEC/UNICAMP, pela ajuda no processo de corrosão química anisotrópica do Si.

Agradeço à equipe do laboratório Ericsson/UNICAMP: estagiários Eduardo e Carlo e ao Sr. Jaime, pela ajuda na realização de toda parte final deste trabalho.

Agradeço às secretárias Suzete, do DMO, Celi, do convênio Ericsson/UNICAMP e Noêmia da CPG-FEEC, por todo o suporte durante a realização deste trabalho.

Por último, mas nem por isso menos importante, agradeço à minha esposa, Cileia, por toda dedicação, paciência e amor demonstrados no decorrer deste trabalho.

Campinas, São Paulo
11 de Outubro de 2001

Luiz Claudio Marangoni de Oliveira

Este trabalho foi realizado com o apoio financeiro das seguintes instituições:

Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, CNPq,
Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, CAPES,
Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo, FAPESP,
Programa Fotônica em Telecomunicações, Pronex,
Convênio UNICAMP/ERICSSON, uni.15

Sumário

Resumo	iii
Abstract	iii
Agradecimentos	v
Sumário	vii
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiii
Lista de Abreviaturas	xv
Lista de Símbolos	xviii
Introdução	1
1 Tecnologia PBG - <i>Photonic Band Gap</i>	3
1.1 Introdução	3
1.2 Analogia entre cristais semicondutores e fotônicos	4
1.2.1 Fenômenos físicos ligados aos materiais PBG	6
1.2.2 Modelamento	7
1.3 <i>Photonic BandGap</i> na faixa de Microondas	12
1.3.1 Escalonamento das equações de Maxwell	13
1.3.2 Caracterização da banda fotônica - Parâmetros de espalhamento	14
1.4 Configurações PBG utilizadas neste trabalho	16
1.4.1 PBG no Plano de Terra - PBG-GP	16
1.4.2 PBG Uniplanar Compacta - UC-PBG	18
1.5 Conclusões	21
2 Metodologia de Projeto dos Dispositivos	23
2.1 Linhas de Transmissão	23
2.1.1 Linhas de Microfita	23
2.1.2 Linhas Coplanares - CPW	25
2.2 Antenas planares	27
2.3 Estruturas PBG	30
2.3.1 Projeto de estruturas - PBG-GP	30

2.3.2	Matriz UC-PBG - <i>Uniplanar-Compact PBG</i>	32
2.4	Conclusões	33
3	Simulação dos Dispositivos	35
3.1	Método dos Momentos (MoM) - Fundamentos	35
3.2	Simulação dos Dispositivos em Alumina	38
3.2.1	Simulação dos Dispositivos em Alumina - Resultados	40
3.3	Simulação dos Dispositivos em Si	45
3.3.1	Simulação dos Dispositivos em Si - Resultados	47
3.4	Comparação Simulações vs. Resultados experimentais	49
3.5	Conclusões	52
4	Fabricação dos Dispositivos	53
4.1	Fabricação dos Dispositivos em alumina	53
4.2	Fabricação dos dispositivos em Silício	57
4.2.1	Caracterização da lâmina de Si	58
4.2.2	Limpeza padrão RCA	59
4.2.3	Oxidação úmida do Si	59
4.2.4	Deposição do Al	61
4.2.5	Fotolitografia	62
4.2.6	Corrosão química anisotrópica	66
	Procedimentos para realização da CQA do Si com KOH	67
4.3	Conclusões	71
5	Dispositivos Fabricados e Caracterização	73
5.1	Protótipos	73
5.1.1	Caracterização	74
	Análise dos Resultados	74
5.2	Dispositivos em Alumina para a Banda K_a	79
5.2.1	Caracterização	80
	Apresentação dos Resultados	83
5.3	Dispositivos em Si para frequências entre 18 e 30 GHz	87
5.3.1	Caracterização	91
5.4	Conclusões	95
	Conclusões	97
A	Arquivo SUPREM utilizado na simulação do processo de oxidação	99
B	Resultados de simulações de linhas e antenas utilizando método dos momentos	101
C	Pontas de prova Cascade Microtech - Regras de Projeto	105

Publicações Resultantes deste trabalho	109
Referências Bibliográficas	111

Lista de Figuras

1.1	Relações de dispersão de Energia	5
1.2	Representação espacial real e recíproca de cristais bidimensionais triangulares e retangulares	8
1.3	Material composto com várias regiões macroscópicas com diferentes ϵ_r	9
1.4	Comparação entre as bandas de energia	10
1.5	Parâmetros s em um dispositivo de duas portas	15
1.6	Vista tridimensional da estrutura PBG no plano de terra	16
1.7	Geometrias de rede PBG	17
1.8	Razão de preenchimento de estruturas PBG-GP	17
1.9	Vista tridimensional da estrutura UC-PBG	18
1.10	Estruturas UC-PBG	19
1.11	Diagrama de dispersão simulado de uma rede UC-PBG	20
1.12	Matriz UC-PBG no plano de terra do dispositivo. A rede UC-PBG no plano de terra inibe a propagação de modos <i>leaky</i> e privilegia a propagação dos modos CPW	20
2.1	Dimensões características de uma linha de microfita	24
2.2	Dimensões características de uma linha cpw	26
2.3	Dimensões características de uma antena planar	28
2.4	Geometria PBG retangular	31
3.1	Dispositivos em alumina simulados utilizando método dos momentos	38
3.2	Parâmetros s obtidos pelo método dos momentos para linha CPW convencional	40
3.3	Parâmetros s das linhas em alumina obtidos por simulações MoM	41
3.4	Reflexão, s_{11} , da linha CPW convencional	42
3.5	Reflexão característica da linha CPW com UC-PBG grandes	43
3.6	Reflexão característica da linha CPW com UC-PBG pequenas	43
3.7	Reflexão, s_{11} , para antena em alumina	44
3.8	Dispositivos em Si simulados pelo método dos momentos (IE3D)	45
3.9	Reflexão característica da linha CPW em Si	47
3.10	Características dos dispositivos em Si simulados utilizando o método dos momentos	48
3.11	Comparação entre simulações com o método dos momentos (IE3D) e medidas	50
3.12	Gráfico comparativo entre as simulações e os resultados experimentais	51
4.1	Processo <i>Liga-like</i> MUSA	54
4.2	Processo de deposição de Au em alumina	55
4.3	Máscara com as antenas e linha CPW PBG through	56

4.4	Máscara com linhas de transmissão CPW	56
4.5	Perfis laterais desejados nos dispositivos em Si	57
4.6	Taxas de crescimento para o SiO_2 em Si <100> por oxidação úmida e seca	61
4.7	Procedimento de confecção das máscaras pelo sistema óptico	63
4.8	Máscara com os dispositivos fabricados em Si	63
4.9	Máscaras dos dispositivos em Si	65
4.10	Etapas do processo de corrosão anisotrópica do Si	66
4.11	setup para corrosão química anisotrópica úmido	67
4.12	Estruturas básicas realizáveis por corrosão química anisotrópica	68
4.13	Seqüência de processos para formação dos <i>V-grooves</i> no Si	69
4.14	Seqüência de processos para gravação dos dispositivos em Si	70
5.1	Protótipos de LT e Antenas utilizando PBG	74
5.2	Setup para caracterização	75
5.3	LT em Alumina e Arlon - Transmissão - s_{21}	76
5.4	LT em Fibra de Vidro e Silício - Parâmetros s	76
5.5	LT em L em Arlon - Caracterização	77
5.6	Antenas em Fibra de Vidro e Arlon1000 - Caracterização	78
5.7	Antenas em alumina e Si - Caracterização	78
5.8	Linhas CPW convencionais em alumina	79
5.9	Linhas CPW em alumina com UC-PBG	80
5.10	Antenas em alumina com e sem UC-PBG	81
5.11	Linha CPW PBG Through	81
5.12	Equipamento utilizado para a caracterização dos dispositivos em alumina e Si.	82
5.13	Procedimento de planarização das pontas CPW - GSG.	82
5.14	Parâmetros s da linha CPW de referência - alumina	83
5.15	Linhas CPW - UC-PBG em alumina - Caracterização	84
5.16	Linha CPW com e sem UC-PBG - Gráfico comparativo	84
5.17	Comparação entre diferentes tamanhos de células UC-PBG	85
5.18	Antenas em alumina - Caracterização	86
5.19	Linhas tradicional e UC-PBG em Si	87
5.20	Antenas em Si	88
5.21	Detalhe dos dispositivos em Si	88
5.22	Detalhe da antena CPW com <i>V-groove</i> parcial em Si	89
5.23	Visão geral dos dispositivos com <i>V-groove</i> parcial	89
5.24	Detalhe dos dispositivos em Si	90
5.25	Antena em Si para 18 GHz	90
5.26	reflexão - s_{11} das antenas CPW em Si	91
5.27	Parâmetros de espalhamento das linhas CPW fabricadas em Si através de diferentes tecnologias	93
5.28	Gráficos comparativos entre os parâmetros s para as diferentes tecnologias de fabricação	94

B.1	Antena CPW-FULL em Fibra de Vidro com metalização nas costas, <i>Conductor Backed</i>	102
B.2	Antena CPW-FULL em Fibra de Vidro sem metalização nas costas	103
C.1	Ponta de prova cascade CPW para medidas até 40 GHz	106
C.2	Detalhe da ponta micrométrica utilizada na caracterização dos dispositivos em alumina e Si.	106
C.3	Regras de projeto para a ponta CPW Cascade	107

Lista de Tabelas

1.1	Comparação entre a mecânica quântica e a eletrodinâmica	10
2.1	Dimensões calculadas das linhas de microfita 50Ω	25
2.2	Dimensões calculadas das linhas CPW - 50Ω	27
3.1	Parâmetros de simulação dos dispositivos em alumina para a banda K_a	39
3.2	Tamanho das células UC-PBG	39
3.3	Parâmetros de Simulação - Método dos Momentos	39
3.4	Tempo médio gasto em cada iteração para os dispositivos em alumina	40
3.5	Parâmetros utilizados na simulação dos dispositivos em Si	45
3.6	Parâmetros de Simulação - Si - Método dos Momentos	46
3.7	Tempo médio gasto em cada iteração para os dispositivos em Si	46
4.1	Regras de processo do MUSA-LNLS	54
4.2	Dimensões dos dispositivos em Alumina	55
4.3	Seqüência de processos utilizados para fabricação dos dispositivos em Si.	58
4.4	Parâmetros físicos e elétricos da lâmina de Si utilizadas para a fabricação dos dispositivos	59
4.5	Procedimento de limpeza de lâminas de Si	60
4.6	Oxidação úmida do Si - Parâmetros e Resultados	62
4.7	Parâmetros da fotolitografia	64
4.8	Parâmetros da corrosão química anisotrópica com KOH	69
5.1	Materiais utilizados para fabricação dos protótipos	73

Lista de Abreviaturas

Banda K_a Intervalo de frequências situado entre 25 e 40 GHz

BHF *Buffered HF*

CB-CPW *Conductor Baked - CPW*

CCS Centro de Componentes Semicondutores - UNICAMP

CPW *Coplanar Waveguide*

CPW-Full *Coplanar Waveguide Full*

CQA Corrosão Química Anisotrópica

DI Deionizada, (água)

FDTD *Finite Difference Time Domain*

FR Fotoresiste

GSG *Ground-Signal-Ground.*

LIGA *Lithographie, Galvanoformung, Abformung*

LME Laboratório de Microscopia Eletrônica - LNLS

LNLS Laboratório Nacional de Luz Síncrotron

LT Linha de transmissão

LTL Linha de transmissão em L

MEMS *MicroElectroMechanical Systems*

MoM *Method of Moments*

MIC *Microwave Integrated Circuit*

MMIC *Monolithic Microwave Integrated Circuit*

MOS *Metal Oxide Semiconductor*

MUSA Projeto MultiUSuário - LNLS

PBG *Photonic BandGap.*

PBG-D *Photonic BandGap-Dielectric*

PBG-GP *Photonic BandGap-Ground Plane*

PBG-X *Photonic BandGap-Top Plane*

SEM *Scanning Electron Microscopy*

TM *Transversal Electromagnetic*

TE *Transversal Electric*

UC-PBG *Uniplanar Compact PBG*

UNICAMP *Universidade Estadual de Campinas*

Lista de Símbolos

α_n	Coeficientes a serem determinados pelo método dos momentos
β	Constante de propagação
$\frac{K'}{K}$	Integral elíptica de primeira ordem
\hbar	Constante de Plank dividida por 2π
Λ	Relação entre a área dos furos e a área total de uma célula unitária PBG
λ_g	Comprimento de onda guiado
\mathcal{L}	Operador, (MoM)
ω	Frequência angular)
ω'	Frequência dos modos harmônicos após escalonamento
ψ	Função de onda
ρ	Resistividade elétrica
Θ	Operador diferencial, análogo ao operador Hamiltoniano da mecânica quântica
ε_{re}	Constante dielétrica efetiva levando-se em conta as perdas
ε_{re}^t	Constante dielétrica efetiva considerando-se o efeito da espessura t da linha metálica
ε	Constante dielétrica
ε_r	Constante dielétrica relativa
ς	Fator de escalonamento para estruturas PBG
\mathbf{H}	Vetor campo magnético
a	Período da rede fotônica
A_{hole}	Somatória da área das aberturas em uma célula PBG
a_{new}	Dimensão característica da rede fotônica, após escalonamento
a_{old}	Dimensão característica da rede fotônica, antes do escalonamento
$A_{unit\ cell}$	Área total de uma célula UC-PBG

f	Campo a ser determinado pelo método dos momentos
f_0	Frequência de ressonância da antena de microfita
f_{new}	Frequência central da banda proibida, após escalonamento
f_{old}	Frequência central da banda proibida, antes do escalonamento
f_{PBG}	Frequência central da banda proibida em estruturas PBG
g	Vetor excitação (fonte), (MoM)
h	Altura do substrato em linhas de microfita e antenas
k_e	Razão de aspecto efetiva em uma linha CPW
L_D^{CQA}	Abertura de janela necessária para formação de um <i>V-groove</i> no Si com profundidade D, por corrosão química anisotrópica.
S_e	Largura efetiva do condutor central em uma linha CPW
s_{11}	Parâmetro de espalhamento referente à reflexão em dispositivos de 2 portas
s_{21}	Parâmetro de espalhamento referente à transmissão em dispositivos de 2 portas
t	Espessura da camada metálica que forma os dispositivos de microondas
$T_{\mathbf{R}}$	Operador translação em \mathbf{R}
W	Largura de uma linha de microfita/antena ou <i>gap</i> em uma linha CPW
W_e	Largura efetiva de linhas de transmissão, levando-se em conta as perdas
Z_0	Impedância característica de linhas de transmissão
Z_{ocp}	Impedância característica para uma linha de microfita
c	Velocidade da luz no vácuo
E	Energia
H	Operador Hamiltoniano
k	Razão de aspecto em uma linha CPW
L	Comprimento de ressonância da antena de microfita
m	Massa do elétron
S	Largura do condutor central em uma linha CPW
V	Potencial elétrico

Introdução

A EXPANSÃO da tecnologia de comunicação sem fio, *wireless*, que vem acontecendo nos últimos anos tem aumentado bastante o número de aplicações que utilizam esta tecnologia. Bons exemplos destas novas aplicações são, as redes de telefonia móvel celular, redes de transmissão sem fio de dados, WLAN, (*Wireless Local Area Network*), e a tecnologia Bluetooth. A implantação de novas aplicações acontece concomitantemente ao desenvolvimento de tecnologias que possibilitem esta implantação.

A pesquisa para o desenvolvimento de novas tecnologias para comunicação sem fios apresenta caráter multidisciplinar que abrange desde o estudo de novas geometrias para antenas passivas e ativas, criação de algoritmos para recepção/transmissão de sinais e correção de erros, passando pelo desenvolvimento de circuitos mais eficientes e econômicos, estudos de compatibilidade e interferência eletromagnética - EMC/EMI, chegando ao desenvolvimento de materiais e processos de microeletrônica para fabricação dos dispositivos e circuitos integrados.

Este trabalho tem como objetivo fundamental o estudo de tecnologias que possibilitem a redução nas dimensões de dispositivos passivos, no caso linhas de transmissão e antenas de microfitas e sua integração com dispositivos e circuitos ativos. Entre várias tecnologias pesquisadas, focalizamos nossos estudos numa tecnologia relativamente recente e bastante promissora, a tecnologia PBG - *Photonic BandGap*.

As estruturas PBG, são redes artificiais que atuam como as bandas de energia existentes em uma rede cristalina de átomos. Controlando-se as dimensões características deste “cristal” pode-se controlar a propagação de modos eletromagnéticos na estrutura de forma a permitir a propagação de modos desejados e impedir a propagação de modos indesejados. Esta característica possibilita o projeto de guias de onda otimizados, filtros, acopladores, refletores, antenas e uma série de dispositivos tanto para frequências ópticas como para microondas.

Este trabalho apresenta as principais características envolvidas no projeto e fabricação de dispositivos planares de microondas utilizando-se a tecnologia PBG em diferentes substratos, tais como a alumina e o Si.

A utilização de substratos semicondutores para fabricação de dispositivos de microondas visa sua integração com circuitos de controle ativos. A tecnologia de fabricação de dispositivos planares em Si foi explorada através da introdução de V-grooves criados pelo ataque químico

anisotrópico do substrato.

Esta dissertação foi organizada visando fornecer uma visão de todo processo envolvido na fabricação de dispositivos de microondas utilizando a tecnologia PBG, desde conceitos teóricos sobre a tecnologia, até detalhes dos processos de fabricação dos dispositivos.

No primeiro capítulo, são abordados conceitos fundamentais da tecnologia PBG, a analogia entre o modelamento destas estruturas e aquelas formadas pelos átomos em cristais semicondutores, além de ter-se buscado explicações para os fenômenos físicos envolvidos. A parte final do capítulo trata da aplicação da tecnologia em dispositivos operando no regime de microondas.

No segundo capítulo, são apresentadas as metodologias de projeto dos dispositivos convencionais, linhas CPW e antenas de microfita, e das estruturas PBG.

No terceiro capítulo, são apresentados os resultados das simulações dos dispositivos fabricados, assim como a metodologia utilizada.

No quarto capítulo são abordados os métodos utilizados para fabricação dos dispositivos. São fornecidos detalhes de todas as etapas e processos empregados. No quinto e, último capítulo, são apresentados os dispositivos fabricados, juntamente com toda a metodologia utilizada na caracterização e resultados obtidos.

Tecnologia PBG - *Photonic Band Gap*

1.1 Introdução

A TECNOLOGIA *Photonic Band Gap* surgiu a partir de artigos publicados quase simultaneamente em 1987. Um deles, pelo Dr. Yablonovitch^{YABLONOVITCH, 1987} introduzindo as bandas proibidas fotônicas para controle da emissão espontânea e estimulada de luz. O outro pelo Dr. John^{JOHN, 1987} que introduzia as bandas para induzir a localização das ondas luminosas. Ohtaka^{OHTAKA, 1979} foi o primeiro a utilizar o termo *estrutura de bandas fotônica* em 1979 quando estudava analogias com a difração de elétrons em baixas energias - *LEED*. Apesar disso não abordou profundamente a problemática que este termo abrangia.

Em 1987 não havia certeza se um cristal PBG poderia ser produzido experimentalmente com os índices de refração disponíveis. A busca por este cristal desencadeou vários alarmes falsos e pistas erradas, culminando em 1990 com a descoberta de que a geometria cristalina do diamante era favorecida para este fim por natureza.^{HO, 1990} Esta descoberta levou à primeira demonstração experimental de um cristal PBG tridimensional.^{YABLONOVITCH, 1991} Hoje em dia diversos tipos de estruturas cristalinas eletromagnéticas estão sendo investigadas e fabricadas com vários materiais, incluindo metais.

A idéia fundamental é a de que os cristais fotônicos devem atuar sobre os fótons da mesma forma que os cristais semicondutores atuam sobre os elétrons, ou seja, criando uma situação em que fótons com energias em um determinado intervalo - as bandas proibidas - sejam impedidos de propagar-se ao longo do cristal. Este ponto é conceitualmente muito importante pois não se trata da geração de um fóton, sua reflexão num cristal e sua eventual re-absorção, re-emissão e assim por diante. Trata-se da *não emissão do fóton porque não existe nível quântico disponível para ele*.

Começaremos este capítulo fornecendo uma idéia geral a respeito dos conceitos envolvidos na tecnologia PBG. A seguir, será abordada a aplicação desta tecnologia em estruturas

operando no regime de microondas. Finalmente serão introduzidas as estruturas PBG utilizadas neste trabalho.

1.2 Analogia entre cristais semicondutores e fotônicos

Nesta seção trataremos com maior profundidade o conceito fundamental dos cristais fotônicos que é sua analogia com os cristais semicondutores. Como já foi dito, a idéia básica é projetar materiais de tal maneira que as propriedades dos fótons sejam afetadas da mesma maneira que as propriedades dos elétrons são afetadas pelos átomos em cristais.

A equação de Schrödinger para um elétron com massa efetiva m em um cristal cujo potencial elétrico é dado por $V(\mathbf{r})$ é escrita como: KITTEL, 1996, p. 673

$$\left[-\frac{\hbar^2}{2m} \nabla^2 + V(\mathbf{r}) \right] \psi(\mathbf{r}) = E\psi(\mathbf{r}) \quad (1.1)$$

onde $V(\mathbf{r})$ é uma função periódica com periodicidade \mathbf{R} :

$$V(\mathbf{r}) = V(\mathbf{r} + \mathbf{R}) \quad (1.2)$$

Os autoestados desta equação são também funções periódicas com periodicidade \mathbf{R} . As bandas proibidas surgirão na relação de dispersão, $E(\mathbf{k})$, para valores imaginários da energia E . De forma análoga, em um meio em que existe uma modulação da constante dielétrica $\varepsilon(\mathbf{r})$, a propagação do fóton é governada pela equação de onda clássica para o campo magnético $\mathbf{H}(\mathbf{r})$:

$$\left\{ \nabla \times \frac{1}{\varepsilon(\mathbf{r})} \nabla \times \right\} \mathbf{H}(\mathbf{r}) = \left(\frac{\omega}{c} \right)^2 \mathbf{H}(\mathbf{r}) \quad (1.3)$$

Em um cristal fotônico, $\varepsilon(\mathbf{r})$ é uma função periódica dada por:

$$\varepsilon(\mathbf{r}) = \varepsilon(\mathbf{r} + \mathbf{R}) \quad (1.4)$$

Estas equações mostram o paralelismo existente entre a propagação de em sólidos cristalinos e de fótons em cristais fotônicos. A fig.1.1 mostra como surgem as bandas proibidas em cristais semicondutores e fotônicos.

A dispersão em energia para um elétron no vácuo é parabólica e sem nenhuma região de energias proibidas (*gaps*). Em um cristal, um potencial periódico está presente e com isso surgem *gaps* de energia. Os elétrons com energias nestes *gaps* apresentam função de onda lo-

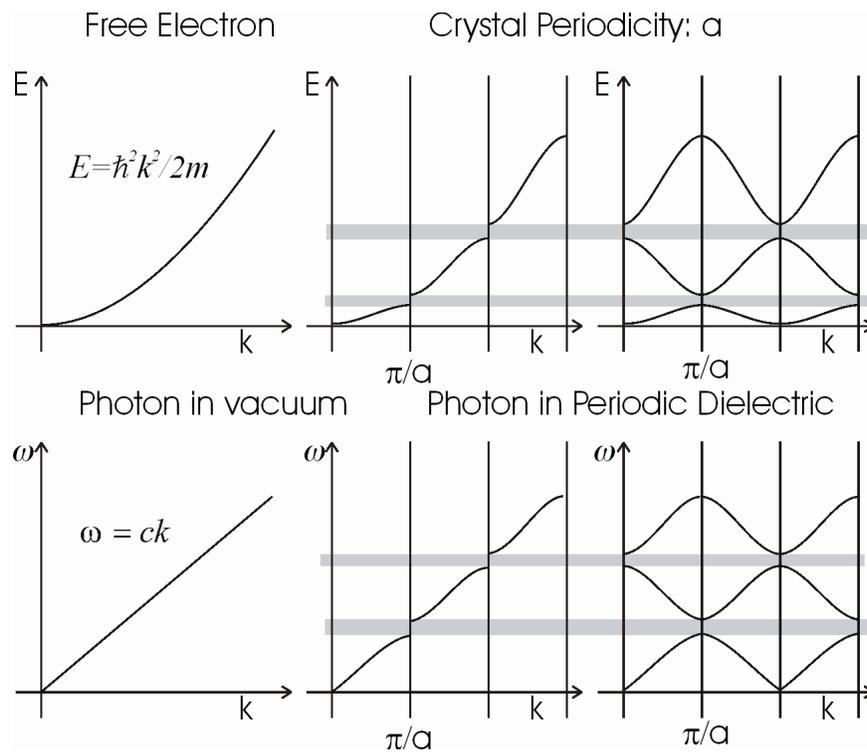


Figura 1.1 - Relações de dispersão de energia para um elétron livre, elétron em um cristal unidimensional, fóton livre e em um cristal fotônico unidimensional ^{MADRID ICMM}

calizada, ou seja, não se propagam no cristal. Em contrapartida, elétrons em outras regiões de energia possuem função de onda estendida, isto é, propagam-se no cristal. De forma análoga, um meio dielétrico periódico apresentará regiões em frequência onde não é permitida a propagação de fótons, as bandas proibidas ou *bandgaps*. Fótons com frequências nestes intervalos não se propagarão no cristal.

Existe uma diferença fundamental entre a propagação de fótons e elétrons: elétrons são ondas escalares, enquanto fótons são vetoriais. Isto implica que no caso dos fótons a polarização deve ser levada em conta. Outra implicação são as condições muito mais restritivas para o surgimento de *bandgaps*.

As propriedades ópticas de um cristal fotônico, ou seja, a forma com que a estrutura de bandas afeta a propagação dos fótons na estrutura são determinadas, basicamente, pelas seguintes características:

- Tipo de simetria da estrutura;
- Contraste entre as constantes dielétricas (ϵ_1/ϵ_2);

- Fator de preenchimento (*filling factor*), razão entre o volume ocupado por cada dielétrico em relação ao volume total do composto;
- Geometria e forma dos centros de espalhamento que podem estar isolados ou interligados entre si, dentro da rede.

1.2.1 Fenômenos físicos ligados aos materiais PBG

O conceito de PBG está profundamente ligado à difração de Bragg. Devido ao espalhamento coerente em cada conjunto de planos cristalográficos, pode surgir um pico de difração de raios-X em certas frequências relacionadas ao espaçamento entre os planos. A difração de raios-X segue a lei de Bragg:

$$2d_{(hkl)} \sin \theta = m\lambda \quad m = 1, 2, 3 \quad (1.5)$$

onde $d_{(hkl)}$ é a distância entre os planos cristalinos identificados pelos índices de Miller (hkl), θ é o ângulo de incidência da radiação, m é a ordem da difração e λ é o comprimento de onda dos raios-X. Como resultado da interferência destrutiva, os fótons de raios-X nos picos de difração de Bragg não podem propagar-se no cristal e são refletidos. Este efeito revela a ausência de estados fotônicos para a direção determinada pela lei de Bragg. Os picos de difração de Bragg aparecem na região dos raios-X devido aos parâmetros da rede cristalina serem da ordem de vários Angstroms.

Um fenômeno similar acontece com os cristais fotônicos. Devido a existência de planos cristalinos nestes cristais, fótons em algumas regiões de frequência serão difratados de acordo com a lei de Bragg na região óptica. ^{MADRID ICM}

$$\lambda_c = 2 \cdot d_{(hkl)} \cdot \sqrt{\langle \varepsilon \rangle - \sin^2 \theta_{(hkl)}} \quad (1.6)$$

onde λ_c é comprimento de onda da radiação eletromagnética, $d_{(hkl)}$ é a distância interplanar para a direção cristalográfica identificada por (hkl), $\langle \varepsilon \rangle$ é a constante dielétrica média no cristal e $\theta_{(hkl)}$ o ângulo entre a radiação incidente e a normal aos planos cristalinos determinados pelos índices (hkl). Uma diferença importante entre a difração dos raios-X em sólidos e em cristais fotônicos é a largura dos picos de Bragg. A largura dos picos resultantes da difração dos raios-X são extremamente estreitos ($\Delta\lambda/\lambda \approx 10^{-6}$). Em cristais fotônicos, a condição de difração em uma dada direção para um vetor de onda, é satisfeita para um amplo intervalo

de frequências ($\Delta\lambda/\lambda \approx 10^{-2}$). Isto deve-se principalmente ao contraste entre o índice de difração nestas duas regiões bem diferentes de frequência: no intervalo dos raios-X o índice de difração fica próximo de uma unidade, enquanto que para as frequências ópticas este índice é bem maior.

Eventualmente, os picos de Bragg em cristais fotônicos tornam-se tão largos que podem se sobrepôr a outros gerados por diferentes planos cristalográficos, como ocorre para geometria triangular e não ocorre para geometria retangular, fig.1.2. Conseqüentemente, pode ser possível encontrar uma determinada região de frequência em que não é possível a propagação de fótons em nenhuma direção. Um material com esta característica é chamado cristal fotônico com *bandgap* completo.

Quando não ocorre a sobreposição dos picos de Bragg, a propagação de fótons na estrutura pode ocorrer em determinadas direções para determinadas energias. Neste caso diz-se que o cristal fotônico apresenta um *bandgap* parcial.

1.2.2 Modelamento

A equação que descreve as propriedades dos elétrons em sólidos é a equação de Schrödinger, reescrita a seguir:

$$\left[-\frac{\hbar^2}{2m} \nabla^2 + V(\mathbf{r}) \right] \psi(\mathbf{r}) = E\psi(\mathbf{r})$$

Onde $V(\mathbf{r})$, $\psi(\mathbf{r})$ e E são o potencial a que o elétron está submetido, a função de onda e a energia do elétron, respectivamente.

As propriedades dos fótons são determinadas através das equações de Maxwell que podem ser colocadas de forma semelhante à equação de Schrödinger: [JOANNOPOULOS, 1995, p. 137](#)

$$\left\{ \nabla \times \frac{1}{\varepsilon(\mathbf{r})} \nabla \times \right\} \mathbf{H}(\mathbf{r}) = \left(\frac{\omega}{c} \right)^2 \mathbf{H}(\mathbf{r})$$

Que reescrita torna-se:

$$\begin{aligned} \nabla \times \left(\frac{1}{\varepsilon(\mathbf{r})} \nabla \times \mathbf{H}(\mathbf{r}) \right) &= \left(\frac{\omega}{c} \right)^2 \mathbf{H}(\mathbf{r}) \\ \Theta \mathbf{H}(\mathbf{r}) &= \left(\frac{\omega}{c} \right)^2 \mathbf{H}(\mathbf{r}) \end{aligned} \quad (1.7)$$

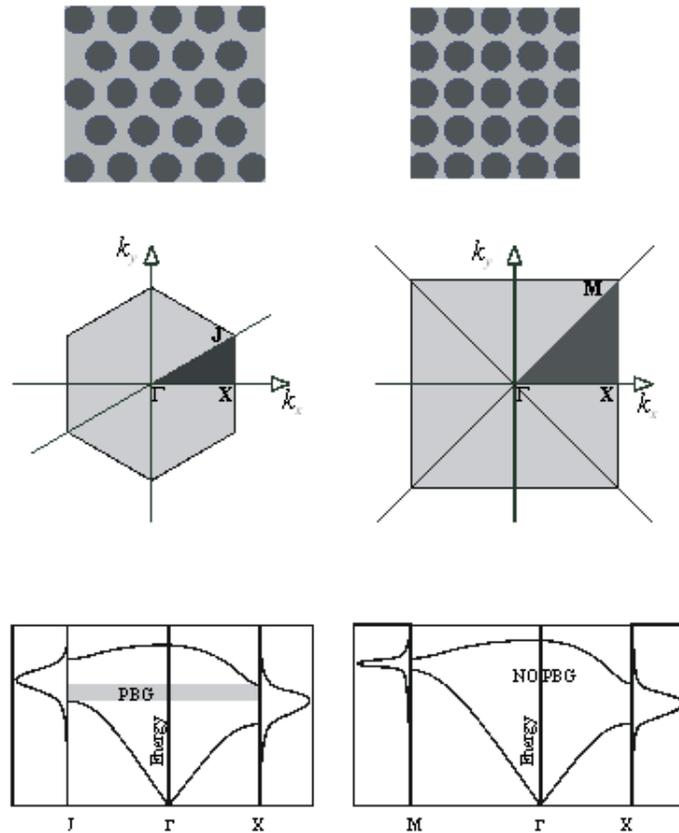


Figura 1.2 - Representação espacial real e recíproca de cristais bidimensionais triangulares e retangulares. Observe a formação de uma banda fotônica completa para a rede triangular e parcial para a rede retangular.

Pode-se identificar o operador Θ atuando sobre a função vetorial campo magnético, $\mathbf{H}(\mathbf{r})$, o que torna evidente que trata-se de um problema de autovalores. Θ é um operador diferencial que aplica o rotacional, divide por $\varepsilon(\mathbf{r})$, e por fim aplica novamente o rotacional:

$$\Theta \mathbf{H}(\mathbf{r}) \equiv \nabla \times \left(\frac{1}{\varepsilon(\mathbf{r})} \nabla \times \mathbf{H}(\mathbf{r}) \right) \quad (1.8)$$

Continuando a analogia com os semicondutores, na mecânica quântica, obtém-se uma equação com autovalores operando-se o Hamiltoniano na função de onda ψ . No caso do eletromagnetismo, aplica-se o operador Θ na função vetorial $\mathbf{H}(\mathbf{r})$. As autofunções de Θ possuem as mesmas características das autofunções do Hamiltoniano, que são, autovalores reais, são ortogonais, podem ser obtidas através do princípio variacional e podem ser catalogadas de acordo

com suas propriedades de simetria.

Os autovetores $\mathbf{H}(\mathbf{r})$ são os padrões de campo dos modos harmônicos e os autovalores $(\omega/c)^2$ são proporcionais ao quadrado da frequência destes modos. É importante ressaltar que o operador Θ é um operador linear de uma classe especial de operadores conhecidos como Hermitianos. Este tipo de operador apresenta propriedades especiais que não serão tratadas aqui mas podem ser encontradas em [KITTEL, 1996, p. 673](#)

As equações 1.1 e 1.3 são ambas problemas de autovalores lineares cujas soluções são determinadas inteiramente pelo potencial $V(\mathbf{r})$, ou função dielétrica $\varepsilon(\mathbf{r})$, respectivamente. Desta forma, se um cristal for fabricado a partir de uma matriz periódica de “átomos dielétricos”, fig.1.3, os fótons poderão ser descritos em termos de uma estrutura de bandas (veja fig. 1.4). Também pode-se introduzir defeitos nesta estrutura “cristalina” de forma que existam estados fotônicos localizados cujas propriedades sejam definidas pela natureza dos defeitos.

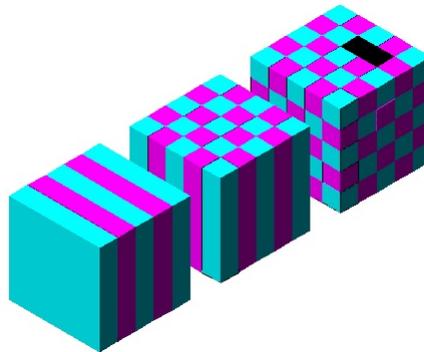


Figura 1.3 - Material composto com várias regiões macroscópicas com diferentes ε_r . Estruturas periódicas uni, bi e tridimensionais

Uma diferença que não foi discutida aqui, mas que pode ser vista na tabela 1.1 é que, na mecânica quântica, o Hamiltoniano é separável se $V(\mathbf{r})$ é separável. Por exemplo, se $V(\mathbf{r})$ é um produto das funções $V_x(x)V_y(y)V_z(z)$ então pode-se separar o problema em três problemas mais fáceis de serem resolvidos - um para cada direção do espaço. Em eletrodinâmica, entretanto, não é possível realizar esta fatoração. O operador diferencial Θ , acopla diferentes direções mesmo se $\varepsilon(\mathbf{r})$ for fatorável. Isto torna a obtenção de soluções analíticas mais difícil. Para resolver a maioria dos problemas envolvendo cristais fotônicos faz-se necessário o uso de métodos numéricos.

O cristal fotônico representa uma maneira de controlar e manipular a luz devendo ser substituído por um meio dielétrico periódico e com baixas perdas. Em particular, pode-se projetar

Tabela 1.1 - Comparação entre a mecânica quântica e a eletrodinâmica JOANNOPOULOS, 1995, p. 137

Campo	$\psi(\mathbf{r}, t) = \psi(\mathbf{r})e^{i\omega t}$	$\mathbf{H}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{H}(\mathbf{r})e^{i\omega t}$
Problema de Autovalor	$H\psi = E\psi$	$\Theta\mathbf{H} = (\omega/c)^2\mathbf{H}$
Operador Hermitiano	$H = \frac{-(\hbar/2m)^2\nabla^2}{2m} + V(\mathbf{r})$	$\Theta = \nabla \times \left(\frac{1}{\varepsilon(\mathbf{r})} \nabla \times \right)$
Simetria translacional discreta	$V(\mathbf{r}) = V(\mathbf{r} + \mathbf{R})$	$\varepsilon(\mathbf{r}) = \varepsilon(\mathbf{r} + \mathbf{R})$
Relações de Comutação	$[H, T_{\mathbf{R}}] = 0$	$[\Theta, T_{\mathbf{R}}] = 0$
Teorema de Bloch	$\Psi_{\mathbf{k}n}(\mathbf{r}) = u_{\mathbf{k}n}(\mathbf{r})e^{i(\mathbf{k}\mathbf{r})}$	$\mathbf{H}_{\mathbf{k}n}(\mathbf{r}) = u_{\mathbf{k}n}(\mathbf{r})e^{i(\mathbf{k}\mathbf{r})}$

cristais fotônicos com *band gaps*, prevenindo-se a propagação da luz com determinada energia em determinadas direções. A possibilidade de confinar fótons e controlar as propriedades da luz abre um novo e excitante campo de pesquisa com inúmeras aplicações destes materiais em dispositivos optoeletrônicos.

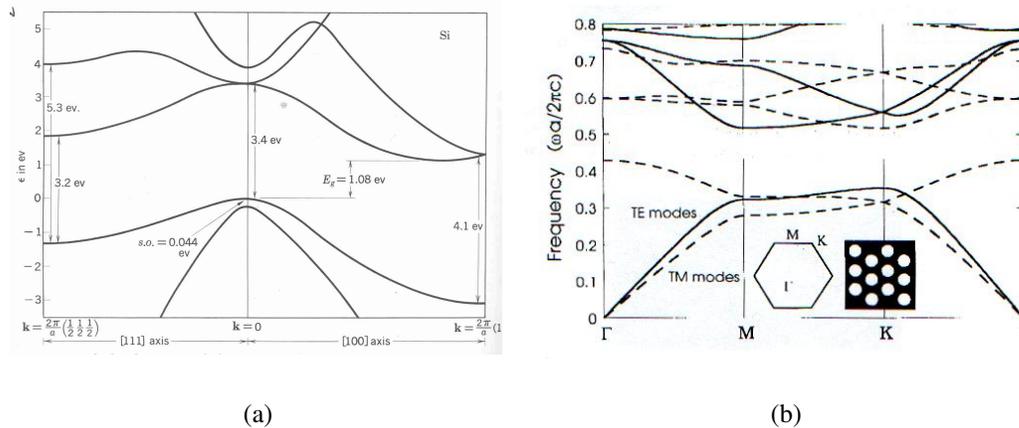


Figura 1.4 - Comparação entre as bandas de energia em: (a) cristais semicondutores (Si) e em (b) um cristal fotônico

A terminologia PBG, difundida por Yablanovitch, é mais usual na área de engenharia, enquanto os pesquisadores em filmes finos, em geral na área de Física, caracterizam estes sistemas e dispositivos como um empilhamento de camadas dielétricas. BAINS O modelamento e a fenomenologia são semelhantes, apenas redundando em diferentes métodos e técnicas de dimensionamento da rede e dispositivos.

Outra linha de pesquisa, intrinsicamente ligada a tecnologia PBG, é a que estuda as chamadas Superfícies Seletivas em Frequência, ou *FSS's - Frequency Selective Surfaces*. Estas super-

fícies são compostas por estruturas dielétricas periódicas que refletem ou absorvem a luz de determinadas frequências, de acordo com sua geometria. [CAMPOS, 2000, p. 355](#); [CAMPOS, 2000, p. 351](#); [LIMA, 1998](#)

1.3 *Photonic BandGap* na faixa de Microondas

Nesta seção será abordada a correspondência entre as estruturas PBG operando no regime óptico e de microondas. A nomenclatura estruturas de banda fotônica, ou PBG - *Photonic BandGap* induz, involuntariamente, a idéia de que tais estruturas se aplicam somente à fótons operando no regime óptico (frequência de THz). Tal idéia é falsa pois todo o modelamento das estruturas PBG é feito considerando-se os fótons como ondas eletromagnéticas propagando-se em um meio. Do ponto de vista prático, a única diferença entre estruturas PBG operando no regime óptico e de microondas diz respeito ao seu tamanho - menores comprimentos de onda \Rightarrow menores estruturas. Este fato justifica-se pela necessidade de que, para que aconteça a interação entre os fótons e a estrutura PBG, exista similaridade entre a ordem de grandeza do comprimento de onda do fóton e as dimensões das estruturas fotônicas.

A primeira demonstração experimental de um cristal artificial fotônico, a chamada “Yablono-*vit*” em homenagem ao seu criador, aconteceu em 1991. [YABLONOVITCH, 1991](#) Este cristal apresentou uma banda proibida em frequências de microondas (13 a 15 GHz). Tradicionalmente a faixa de microondas tem servido como um ótimo “campo de testes” para estruturas PBG pois nesta faixa de frequências estas estruturas possuem dimensões da ordem de *cm* em contraste com μm , típico das estruturas operando no regime óptico. Isto torna a fabricação, teste e caracterização das estruturas ou dispositivos mais simples e barata.

A partir destes testes iniciais, começaram a ser desenvolvidas estruturas especialmente projetadas para operar no regime de microondas. Uma aplicação imediata foi a colocação de uma antena sobre um cristal fotônico. [BROWN, 1993](#) As bandas proibidas existentes no cristal fotônico impediam a penetração de radiação, fazendo com que a energia que seria irradiada pela antena naquela direção não fosse perdida, melhorando assim, a emissão de energia na direção desejada. Este experimento mostrou como os cristais fotônicos poderiam alterar o processo de radiação. Outras aplicações típicas de estruturas PBG em dispositivos de microondas são: filtros em circuitos de microfita, [RUMSEY, 1998](#); [RADISIC, 1998](#) acoplador e guia de onda dielétrico, [GADOT, 1998](#) substrato com baixas perdas para antenas, [QIAN, 1998, p. 221-224](#); [GONZALO, 1999](#) entre várias outras.

A aplicação da tecnologia PBG em dispositivos de microondas é um prolongamento das pesquisas inicialmente feitas visando aplicações em fotônica. De maneira geral os cristais fotônicos são utilizados em microondas para:

- supressão de modos indesejados de propagação,

- supressão de ondas superficiais,
- filtros,
- polarizadores.

Embora a aplicação de cristais fotônicos com banda completa seja uma realidade, em microondas existe um predomínio de aplicações que utilizam cristais com bandas parciais em determinadas direções e/ou modos de propagação. Um dos motivos pelo qual isto acontece é porque os cristais de banda completa são necessariamente tridimensionais, e portanto, mais difíceis de serem projetados e fabricados. Já os cristais com banda parcial podem ser bidimensionais ou unidimensionais, o que os torna adequados para utilização em dispositivos planares de microondas.

1.3.1 Escalonamento das equações de Maxwell

Nesta seção será justificada uma técnica amplamente utilizada no projeto de estruturas PBG visando aplicações em microondas: o escalonamento.

Uma característica interessante do eletromagnetismo num meio dielétrico é a de que não existe uma dimensão fundamental mínima, assim todos os sistemas podem ser considerados macroscópicos. Na mecânica quântica os potenciais possuem uma escala fundamental de dimensões: o raio de Bohr. Para cristais fotônicos tal dimensão não existe, o que possibilita determinar a solução de problemas de eletromagnetismo relacionados através de contração/retração de distâncias, por meio de relações simples.

Suponha, por exemplo, um modo eletromagnético $\mathbf{H}(\mathbf{r})$ de frequência ω em uma determinada configuração dielétrica dada por $\varepsilon(\mathbf{r})$. Reescrevendo a equação principal de modelo de cristais fotônicos (eq.1.7):

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\varepsilon(\mathbf{r})} \nabla \times \mathbf{H}(\mathbf{r}) \right) = \left(\frac{\omega}{c} \right)^2 \mathbf{H}(\mathbf{r})$$

Agora suponha que desejemos saber como seria o comportamento dos modos numa configuração $\varepsilon'(\mathbf{r})$ expandida ou comprimida por um fator de escalonamento ς em relação a configuração original, ou seja, $\varepsilon'(\mathbf{r}) = \varepsilon(\mathbf{r}/\varsigma)$. Pode-se somente fazer a troca de variáveis na equação 1.3.1, usando $\mathbf{r}' = \varsigma \mathbf{r}$ e $\nabla' = \nabla/\varsigma$:

$$\varsigma \nabla' \times \left(\frac{1}{\varepsilon(\mathbf{r}'/\varsigma)} \nabla' \times \mathbf{H}(\mathbf{r}'/\varsigma) \right) = \left(\frac{\omega}{c} \right)^2 \mathbf{H}(\mathbf{r}'/\varsigma) \quad (1.9)$$

Mas $\varepsilon(\mathbf{r}'/\zeta)$ não é nada mais que $\varepsilon'(\mathbf{r}')$. Dividindo-se 1.9 por ζ obtém-se:

$$\nabla' \times \left(\frac{1}{\varepsilon'(\mathbf{r}')} \nabla' \times \mathbf{H}(\mathbf{r}/\zeta) \right) = \left(\frac{\omega}{c\zeta} \right)^2 \mathbf{H}(\mathbf{r}/\zeta) \quad (1.10)$$

Que é a equação principal, com modo $\mathbf{H}'(\mathbf{r}') = \mathbf{H}(\mathbf{r}'/\zeta)$ e frequência $\omega' = \omega/\zeta$. Explicando em palavras, se desejarmos saber qual o comportamento dos modos eletromagnéticos após uma mudança nas proporções gerais da estrutura por um fator de escalonamento ζ , devemos escalonar o antigo modo e sua frequência pelo mesmo fator. A solução do problema para um comprimento determina a solução para outros comprimentos escalonados.

Este fato aparentemente simples possui uma importância prática considerável. Por exemplo, a microfabricação de cristais fotônicos complexos em escala micrométrica pode ser bastante difícil. Mas modelos podem ser facilmente fabricados e testados no regime de microondas, com dimensões características muito maiores (da ordem de centímetros). As considerações feitas nesta seção garantem que o modelo terá as mesmas propriedades eletromagnéticas.

Assim como não existe escala de comprimento fundamental, também não existe um valor fundamental da constante dielétrica. Suponha que sejam conhecidos os modos harmônicos de um sistema com configuração dielétrica $\varepsilon(\mathbf{r})$ e nós queiramos saber como seria o comportamento do sistema para uma outra configuração que difere desta por um fator constante, por exemplo: $\varepsilon' = \varepsilon(\vec{r})/\zeta^2$. Substituindo $\zeta^2\varepsilon'(\mathbf{r})$ por $\varepsilon(\mathbf{r})$ em 1.3.1 obtém-se:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\varepsilon'(\mathbf{r})} \nabla' \times \mathbf{H}(\mathbf{r}) \right) = \left(\frac{\zeta\omega}{c} \right)^2 \mathbf{H}(\mathbf{r}) \quad (1.11)$$

Os modos harmônicos neste novo sistema permanecem inalterados, mas as frequências estão todas escalonadas por um fator ζ : $\omega \rightarrow \omega' = \zeta\omega$. Se multiplicarmos a constante dielétrica, por exemplo, por um fator 1/4, o padrão dos modos permanecerá inalterado mas os modos terão suas frequências dobradas.

1.3.2 Caracterização da banda fotônica - Parâmetros de espalhamento

A caracterização de um cristal fotônico visa determinar parâmetros ligados às suas bandas proibidas tais como: frequência central, profundidade, largura de banda e também se sua banda proibida é total ou parcial.

O procedimento de caracterização é realizado por meio de medidas de transmissão e reflexão de ondas eletromagnéticas no cristal. Este procedimento permite visualizar com clareza as bandas proibidas criadas pela estrutura PBG. Em cristais que operam no espectro visível de

freqüências, a caracterização é feita medindo-se a transmitância e a reflectância do cristal para um feixe de luz incidente para diferentes freqüências/comprimentos de onda em um intervalo.

Estruturas PBG para operar no regime de microondas são caracterizadas pela medida de seus parâmetros de espalhamento - Parâmetros s . A matriz dos parâmetros s descreve as intensidades relativas da radiação incidente e refletida em cada porta do dispositivo. NELSON

Para determinar os parâmetros de espalhamento faz-se incidir uma forma de onda na rede e mede-se as formas de onda resultantes que a rede reflete e transmite. Através dos parâmetros s pode-se determinar as formas de onda na saída através da equação matricial dada por:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Onde V_1^+ , V_2^+ e V_1^- , V_2^- representam as ondas eletromagnéticas chegando e saindo das portas 1 e 2, respectivamente.

Considerando-se o dispositivo de duas portas mostrado na fig. 1.5, para uma fonte e instrumento de medida com uma mesma impedância característica (tipicamente 50Ω), o parâmetro s_{11} descreve a relação entre o sinal incidente V_1^+ e refletido V_1^- na porta 1: $s_{11} = V_1^- / V_1^+$. De forma similar, s_{22} , representa a mesma relação para a porta 2.

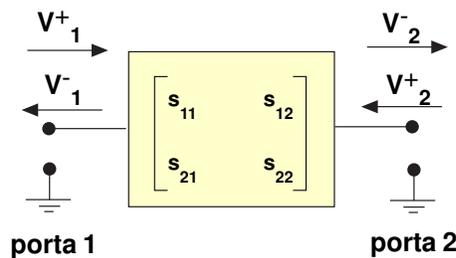


Figura 1.5 - Parâmetros s em um dispositivo de duas portas. O sobrescrito + representa uma onda incidente (movendo-se na direção da rede) e o sobrescrito - indica uma onda “saindo” do dispositivo

Os parâmetros s restantes, s_{21} e s_{12} , descrevem a relação entre o sinal incidente em uma porta e o transmitido por outra: $s_{12} = V_1^- / V_2^+$ (isto é, sinal transmitido pela porta 1 dividido pelo sinal incidente pela porta 2), e $s_{21} = V_2^- / V_1^+$ (sinal transmitido pela porta 2 dividido pelo sinal incidente na porta 1).

Neste trabalho, a caracterização das estruturas PBG foi feita medindo-se a transmissão (s_{21}) e reflexão (s_{11}) nos dispositivos. O critério estabelecido para determinação da presença

ou não das bandas proibidas foi *uma queda de 3/dB em s_{21}* , a partir deste valor o *gap* era considerado uma banda proibida.

1.4 Configurações PBG utilizadas neste trabalho

Duas tecnologias PBG planares foram estudadas neste trabalho. A tecnologia PBG-GP, *Photonic BandGap - Ground Plane* e tecnologia UC-PBG, *Uniplanar Compact - PBG*. Nesta seção serão fornecidas suas principais características.

1.4.1 PBG no Plano de Terra - PBG-GP

Estruturas PBG podem ser obtidas por meio de implantações metálicas, dielétricas, ferro-magnéticas ou ferroelétricas. As pesquisas com estruturas PBG operando no regime de micro-ondas tiveram início utilizando a tecnologia PBG no dielétrico. [ELLIS, 1996, p. 1157–1160; QIAN, 1997, p. 585–588](#)

Este tipo de tecnologia requer a perfuração do padrão periódico no substrato. A estrutura PBG-GP, ao contrário, requer somente o ataque parcial do plano de terra, o que torna esta técnica compatível com a tecnologia empregada na fabricação de circuitos monolíticos.

A estrutura PBG no plano de terra foi proposta primeiramente por Radisic. [RADISIC, 1998](#) Ela consiste de furos feitos no plano de terra em determinado período e geometria, fig.1.6. Existem inúmeras geometrias de rede possíveis para os furos no substrato, algumas destas estão na fig.1.7.

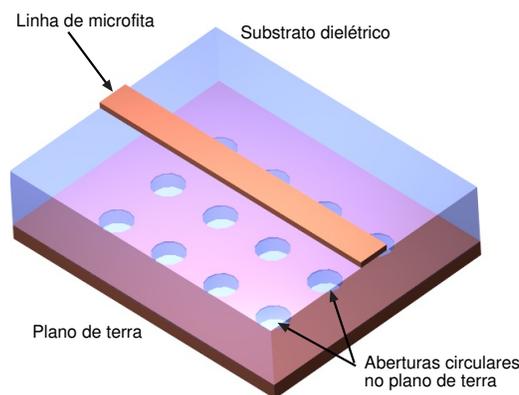


Figura 1.6 - Vista tridimensional da estrutura PBG no plano de terra. Observe a matriz retangular de círculos no plano de terra da linha de microfita

O princípio de funcionamento das estruturas PBG-GP baseia-se na variação da constante de propagação β introduzida pelas variações na geometria do plano de terra. Pela teoria de linhas de transmissão [COLLIN, 1966, p. 589](#) a constante de propagação de uma linha sem perdas é dada por $\beta = \omega_0 \sqrt{LC}$, onde ω_0 é a frequência angular, e L e C são as indutâncias e capacitâncias distribuídas, por unidade de comprimento. A variação da geometria do plano de terra faz com que L e C e, em consequência, β variem. Se esta variação for periódica, poderemos ter uma estrutura operando como PBG.

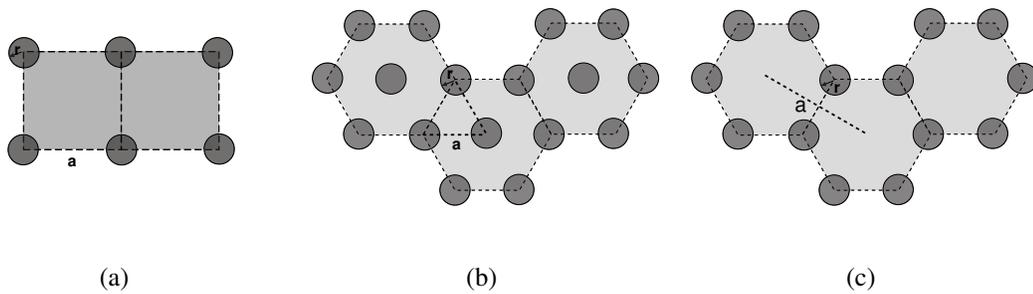


Figura 1.7 - Geometrias de rede PBG: (a) retangular, (b) triangular e (c) *honeycomb*

O principal parâmetro nas estruturas PBG no plano de terra é a razão de preenchimento, Λ , que é a relação entre a área dos furos e a área total em uma célula unitária, [fig. 1.8](#).

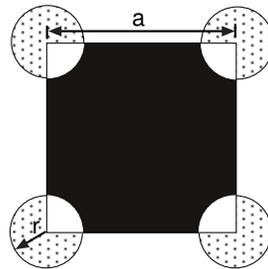


Figura 1.8 - Razão de preenchimento de estruturas PBG-GP. Somatória da área dos setores circulares, A_{hole} , e área da célula unitária, $A_{unit\ cell}$

$$\Lambda = \frac{A_{hole}}{A_{unit\ cell}} \quad (1.13)$$

Em redes retangulares a razão de preenchimento é dada por:

$$\Lambda = \pi (r/a)^2 \quad (1.14)$$

A relação r/a entre o raio dos furos, r , e período da rede, a determina o comportamento da estrutura. Quanto menor esta razão mais o comportamento da estrutura aproxima-se ao de uma estrutura sem PBG. Para o caso limite $r \rightarrow 0$ (ou $r/a \rightarrow 0$), nenhuma banda proibida é introduzida. Conforme o raio do círculo aumenta, a banda proibida torna-se mais pronunciada.

A frequência central da banda proibida f_{PBG} está associada ao período da rede a . Uma boa primeira aproximação para a é dada por:

$$a \approx \frac{\lambda_g}{2} \quad (1.15)$$

$$\lambda_g = \frac{c}{f_{PBG} \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.16)$$

A metodologia de projeto da estrutura PBG-GP será abordada com mais detalhes posteriormente (vide sec.2.3.1).

1.4.2 PBG Uniplanar Compacta - UC-PBG

A estrutura PBG uniplanar compacta, UC-PBG, foi introduzida por Yang.^{YANG, 1999} As principais vantagens deste tipo de estrutura em relação a estrutura PBG-GP são seu menor tamanho e um melhor desempenho de maneira geral. Uma linha de microfita coplanar com estruturas UC-PBG gravadas no plano de terra pode ser vista na fig.1.9.

Uma célula unitária UC-PBG é mostrada na fig.1.10(a). A interligação das células UC-PBG cria uma rede LC no plano de terra do dispositivo. Nesta rede, as indutâncias são introduzidas pelos braços estreitos e as capacitâncias pela proximidade entre os *pads* de células vizinhas, como ilustrado na fig.1.10(b). Os elementos reativos em série e as capacitâncias em paralelo fazem com que a constante de propagação seja muito maior que a de uma linha de microfita convencional.

Os princípios de funcionamento de redes PBG-GP estão bem descritos no trabalho de Roberto Coccioli et. al.^{COCCIOLI, 1999} Este trabalho apresenta o diagrama de dispersão simulado de ondas superficiais propagando-se em uma rede UC-PBG reproduzido na fig.1.11. Por este diagrama pode-se perceber que os limites inferior e superior da banda proibida encontram-se no

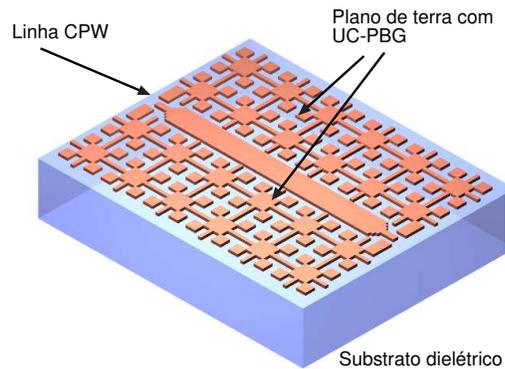


Figura 1.9 - Vista tridimensional de uma linha de microfitas com estrutura UC-PBG no plano de terra.

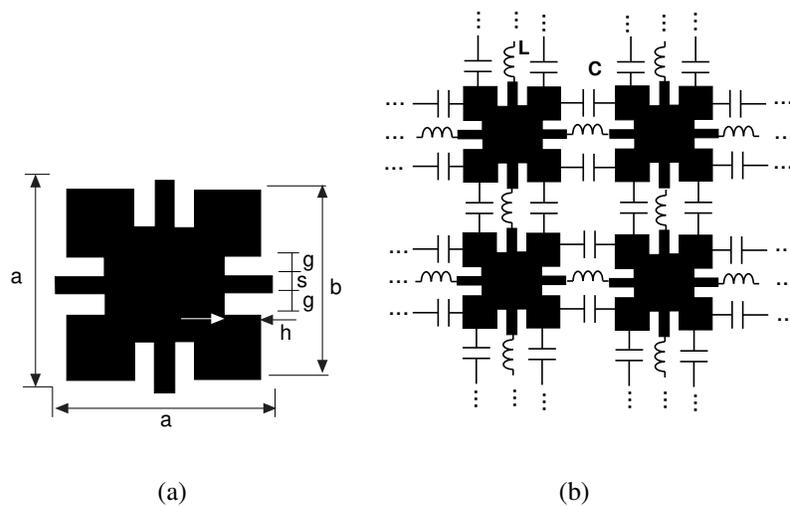


Figura 1.10 - (a) Célula UC-PBG unitária, (b) Rede UC-PBG. Ilustração qualitativa das capacitâncias e indutâncias adicionadas no plano de terra pela inserção de uma rede UC-PBG.

ponto M da zona de Brillouin¹, ou seja, para uma direção de propagação de ondas superficiais de 45° no plano xy .

Um termo relacionado às estruturas UC-PBG é a condição para banda proibida (*stopband*

¹Célula primitiva unitária no espaço recíproco. Formada através da divisão do espaço recíproco em células idênticas. [KITTEL, 1996, p. 673](#)

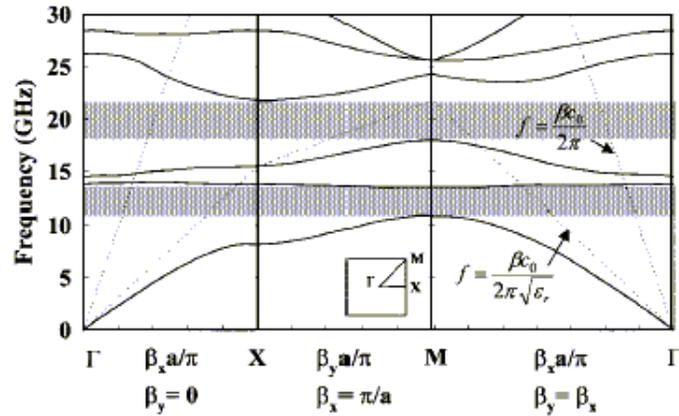


Figura 1.11 - Diagrama de dispersão simulado de uma rede UC-PBG. [COCCIOLI, 1999](#) Observe os *bandgaps* nas regiões onde a condição para banda proibida, *stopband condition*, é satisfeita.

condition) expressa matematicamente como:

$$\beta \cdot a = \pi \quad (1.17)$$

onde β é a constante de propagação e a o período da rede. Quando esta condição é satisfeita pela geometria das estruturas UC-PBG, ocorre a inibição da propagação de modos quasi-TEM na linha, resultando em um vale no coeficiente de transmissão s_{21} . Na [fig.1.12](#) tem-se uma ilustração da atuação da rede UC-PBG no plano de terra do dispositivo.

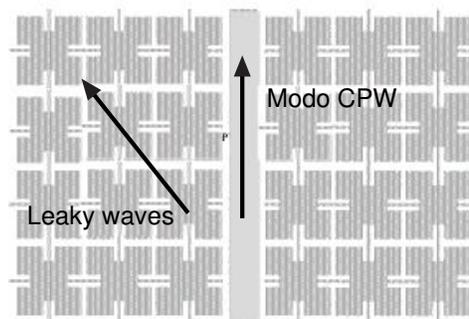


Figura 1.12 - Matriz UC-PBG no plano de terra do dispositivo. A rede UC-PBG no plano de terra inibe a propagação de modos *leaky* e privilegia a propagação dos modos CPW

Uma característica importante das estruturas UC-PBG é que o aumento substancial da

constante de propagação, proporcionado pela introdução da rede LC no plano de terra, torna a geometria UC-PBG indicada para o projeto de redes PBG bastante compactas.

1.5 Conclusões

Foram apresentados, neste capítulo, conceitos fundamentais da tecnologia *Photonic Band-Gap*. A analogia entre o funcionamento de cristais semicondutores e fotônicos foi mostrada através de modelamento matemático, além de ter-se buscado explicações sobre os princípios físicos envolvidos no surgimento das bandas proibidas fotônicas.

A tecnologia PBG aplicada em dispositivos operando no espectro de microondas foi tratada na segunda parte deste capítulo. A aparente incongruência entre cristais *fotônicos* (que portanto, deveriam operar em frequências de THz), operando em frequências de microondas (GHz), foi resolvida ao tratarmos os fótons como *ondas eletromagnéticas* propagando-se num cristal.

Na parte final do capítulo abordou-se as estruturas *Photonic BandGap* estudadas neste trabalho. Foram apresentadas as principais características das estruturas PBG no plano de terra, ou, PBG-GP, e PBG uniplanar compacta, ou, UC-PBG.

Metodologia de Projeto dos Dispositivos

NESTE capítulo será apresentada a metodologia de projeto dos dispositivos - linhas de microfita, linhas coplanares e antenas planares - estudados neste trabalho. Também será apresentada a metodologia desenvolvida para projeto das estruturas PBG aplicadas a estes dispositivos.

A apresentação das metodologias terá uma abordagem prática, não havendo preocupação, num primeiro momento, em fornecer demonstrações rigorosas. O objetivo principal deste capítulo é fornecer equações de projeto que possam ser facilmente aplicadas. As demonstrações das equações, quando necessárias, serão referenciadas.

2.1 Linhas de Transmissão

Dois tipos de linhas de transmissão foram utilizados neste trabalho: linhas de microfita e linhas coplanares.

As linhas de microfita ou, *microstrip lines*, foram fabricadas visando verificar a viabilidade da aplicação da tecnologia PBG em dispositivos planares de microondas utilizando os materiais e técnicas disponíveis no laboratório.

As linhas coplanares, ou CPW - *CoPlanar Waveguides* foram utilizadas nos dispositivos fabricados através de processos de microeletrônica - antenas e linhas em alumina e em Si.

2.1.1 Linhas de Microfita

A seção transversal de uma linha de microfita típica pode ser vista na fig.2.1. Esta estrutura é composta por um substrato dielétrico de altura h onde de um lado é gravada a linha metálica de espessura t , e do outro existe um plano metálico. Dentre as dimensões mostradas, pretende-se determinar a largura da linha W . Os parâmetros ϵ_r , h e t são característicos do substrato.

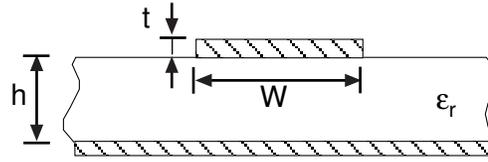


Figura 2.1 - Dimensões características de uma linha de microfita

As dimensões das linhas de microfita foram determinadas por meio de uma abordagem baseada em modelos clássicos. [GUPTA, 1981, p. 60-63](#) O modelo utilizado leva em conta a espessura da linha metálica t . As expressões em forma fechada, utilizadas no projeto das linhas, são apresentadas a seguir:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{W_e} + 0.25 \frac{W_e}{h} \right) & \text{para } (W/h \leq 1) \\ \frac{376.7}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left[\frac{W_e}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_e}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} & \text{para } (W/h > 1) \end{cases} \quad (2.1)$$

onde,

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{\Delta W}{h}$$

e

$$\frac{\Delta W}{h} = \begin{cases} \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) & (W/h \leq 1/2\pi) \\ \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) & (W/h \geq 1/2\pi) \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F(W/h) - Q \quad (2.3)$$

$$F(W/h) = (1 + 10h/W)^{-1/2}$$

$$Q = \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{(W/h)}}$$

O sobrescrito e , presente na largura W e constante dielétrica ε_r indica que estas são grandezas efetivas, ou seja, levam em conta as correções introduzidas pelo modelo.

Partindo-se das expressões 2.1-2.3, foi desenvolvido um programa no *MATCAD*, um *software* para simulações numéricas, para cálculo iterativo da largura de linha W a partir de valores dados da altura h , constante dielétrica ε_r do substrato e espessura do metal t . A impedância adotada foi 50Ω .

As dimensões dos substratos assim como os resultados calculados são apresentados na tabela 2.1.

Tabela 2.1 - Dimensões calculadas das linhas de microfita 50Ω

	ε_r	h (mm)	t (μm)	W (mm)
Arlon1000	10	1,6	-	1,6
Fibra de Vidro	4,8	1,6	-	5,0
Alumina	10	0,74	100	1,6
Si	11,9	0,270	100	0,2

Uma observação deve ser feita com relação à espessura do metal utilizada em cada tipo de substrato. Para a fibra de vidro e o Arlon1000, as espessuras não foram consideradas por serem muito menores que as alturas desses substratos. Para os casos da alumina e do silício (Si), onde foram utilizadas fitas metálicas na fabricação das estruturas, suas espessuras tiveram que ser consideradas no projeto por serem da mesma ordem de grandeza das alturas dos substratos.

2.1.2 Linhas Coplanares - CPW

A guia de onda coplanar ou *Coplanar Waveguide - CPW*, foi primeiramente proposta por Wen em 1969, sendo composta por condutores sobre um substrato dielétrico.^{WEN, 1969} É formada por uma linha central separada dos planos de terra laterais por brechas estreitas, fig.2.2. As dimensões da linha central, da brecha e a espessura e permissividade do substrato dielétrico determinam a impedância característica Z_0 , a constante dielétrica efetiva ε_{eff} e a atenuação α da linha.

As linhas CPW são indicadas para fabricação de MICs (*Microwave Integrated Circuits*) e MMICs (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*) pois apresentam várias vantagens com relação às linhas de microfita tradicionais:^{SIMONS, 2001, p. 439}

- Possuem menor dispersão;
- Não requerem perfuração do substrato, o que facilita a fabricação dos dispositivos;

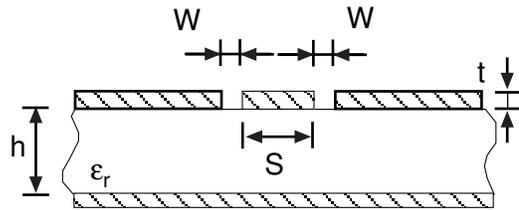


Figura 2.2 - Dimensões características de uma linha cpw

- Possibilitam a montagem superficial de dispositivos ativos e passivos;
- Têm impedância característica determinada pela razão S/W , o que torna possível sua redução tendo como limite unicamente as perdas decorrentes desta redução;
- Apresentam reduzido *cross talk* entre linhas adjacentes devido ao plano de terra superficial, possibilitando uma maior densidade de integração comparada às linhas tradicionais.

As equações de síntese de linhas coplanares apresentadas nesta seção foram obtidas a partir de análise quasi-estática. Apesar disto podem ser utilizadas sem prejuízo até a banda-X pois estudos mostram que os efeitos de dispersão são desprezíveis em substratos com constante dielétrica baixa. [YAMASHITA, 1976](#)

A impedância característica para uma linha CPW é dada por: [GUPTA, 1981, p. 67-72](#)

$$Z_{ocp} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{K'(k_e)}{K(k_e)} \quad (2.4)$$

onde $\frac{K'(k_e)}{K(k_e)}$ é uma integral elíptica de 1ª ordem e k_e é denominada razão de aspecto efetiva dada por:

$$k_e = S_e / (S_e + 2W_e) \cong k + (1 - k^2) \Delta / 2W \quad (2.5)$$

com

$$S_e = S + \Delta$$

$$W_e = W - \Delta$$

$$\Delta = (1.25t/\pi) [1 + \ln(4\pi S/t)]$$

Tabela 2.2 - Dimensões calculadas das linhas CPW - 50Ω

	ε_r	h (μm)	t (μm)	S (μm)	W (μm)
Alumina	10	750	8	320	30
Si	11.9	375	2	500	100

O índice e das variáveis S , W e ε_r indicam que estes valores são efetivos, isto é, levam em conta os efeitos da espessura do metal t .

A expressão final para a constante dielétrica efetiva é:

$$\varepsilon_{re}^t = \varepsilon_{re} - \frac{0.7(\varepsilon_{re} - 1)t/W}{[K(k)/K'(k)] + 0.7t/W} \quad (2.6)$$

com ε_{re} dada por,

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_{r+1}}{2} \left\{ \tan[0.775 \ln(h/W)] + 1.75 \right\} + \frac{kW}{h} [0.04 - 0.7k + 0.01(1 - 0.1\varepsilon_r)(0.25 + k)] \quad (2.7)$$

e

$$k = \frac{S}{S + 2W}$$

Utilizando-se as equações 2.4 a 2.7 foram calculadas as dimensões das linhas de transmissão a serem fabricadas em alumina e Si. Estes valores foram otimizados através de rotinas baseadas em algoritmo genético presentes no software *IE3D*, um pacote de simulação e otimização de estruturas magnéticas baseado no método dos momentos.^{ZELAND} Os resultados são mostrados na tabela 2.2

2.2 Antenas planares

O projeto das antenas planares foi feito com base em formulações quasi-estáticas encontradas em.^{BALANIS, 1982, p. 790; KRAUS, 1988, p. 892}

As dimensões características de uma antena planar convencional são mostradas na fig.2.3. Entre estas dimensões pretende-se determinar o comprimento L e a largura W da antena, e são conhecidos a espessura e a constante dielétrica do substrato, h e ε_r , respectivamente.

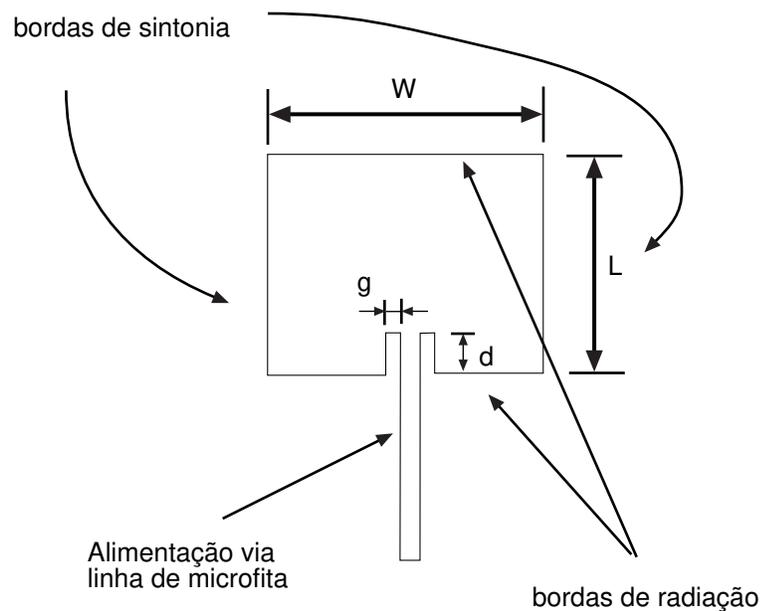


Figura 2.3 - Dimensões características de uma antena planar

As características elétricas e mecânicas do substrato são determinantes no comportamento da antena. Sabe-se, por exemplo, que a espessura do substrato influencia a propagação de ondas superficiais. Substratos mais espessos proporcionam a fabricação de antenas com uma largura de banda maior, entretanto a eficiência é afetada negativamente pela maior propagação de ondas superficiais.

Outro fator importante é a constante dielétrica do substrato. Quanto maior seu valor, menor o tamanho dos dispositivos. Entretanto o ganho do dispositivo é reduzido de maneira proporcional devido a maior concentração de linhas de campo no substrato do que no ar ao redor da antena. Assim sendo, fica claro o compromisso que deve existir entre as características do substrato e a performance desejada da antena planar.

As antenas planares apresentadas neste trabalho foram projetadas para diferentes faixas de frequências. Os protótipos fabricados através de técnicas de circuito impresso foram projetados para operar na frequência de 1 GHz que foi escolhida por algumas razões: primeiro por estar próxima da frequência de operação de aparelhos celulares (900 MHz), segundo por existir vasta literatura sobre antenas com PBG operando nesta banda e finalmente por existir no laboratório facilidades de caracterização para dispositivos nesta frequência.

A banda K_a (25 a 40 GHz) para os dispositivos em alumina e Si foi escolhida pois existe

demanda por tecnologias que possibilitem a integração de antenas nesta banda com circuitos de controle monolíticos, as chamadas antenas inteligentes.^{HEFTMAN, 1999; RADISIC, 1998, p. 699–703; ELAMARAN, 2000, p. 835–838}

Algumas regras gerais de projeto foram compiladas da literatura^{QIAN, 1999, p. 193} e estão a seguir:

- Seleção correta do substrato dielétrico. Para fabricação de antenas planares geralmente são utilizados substratos com constante dielétrica entre 2 – 4. A espessura do substrato deve ser escolhida de forma a conseguir a melhor relação entre largura de banda e eficiência de radiação.
- Estimativa do comprimento da antena planar, L . Uma primeira aproximação pode ser metade do comprimento de onda relativo a frequência de operação. O comprimento final otimizado deverá ser levemente menor pois leva-se em conta os efeitos de franja (*fringing effects*) nas bordas da antena.
- Escolha adequada da largura da antena, W . A largura da antena é menos crítica do que seu comprimento de ressonância. Ela afeta principalmente o ganho da antena. Geralmente uma antena mais larga possui ganho maior. Uma estimativa inicial pode ser $W = 1,5 \times L$.
- Escolha adequada do ponto de alimentação (*inset feeding point*). O objetivo do *inset-feed* é conseguir um casamento perfeito de impedância entre linha de fita e antena planar. Uma vez que a resistência de radiação é nula no centro da antena e máxima na borda de radiação, o ponto de alimentação, d , ótimo deve ser escolhido entre estes dois pontos. Um bom ponto de partida é escolher d igual a um terço da largura da antena. Entretanto, o valor final de d depende de vários fatores, entre eles o substrato dielétrico, a razão W/L da antena, bem como do *gap* do ponto de alimentação, g .

A equação utilizada para estimativa inicial do comprimento da antena é:

$$f_0 = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$\boxed{L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_r}}} \quad (2.8)$$

O valor de L obtido pela equação 2.8 foi adotado como valor inicial a ser otimizado via *IE3D*.

2.3 Estruturas PBG

Estabelecer uma metodologia de projeto de estruturas PBG ainda é, depois de passados 10 anos da implementação do primeiro cristal fotônico artificial, [YABLONOVITCH, 1991](#) um desafio. Não existem fórmulas fechadas de projeto para a maioria das configurações PBG existentes.

Em linhas gerais, o ciclo de projeto de estruturas PBG para operar no regime de microondas em dispositivos planares começa com a definição de qual tecnologia será utilizada, PBG no plano de terra-PBG-GP, PBG no substrato dielétrico-PBG-D, PBG no plano dos dispositivos, PBG-X e UC-PBG, [KRETLY, 2000, p. 3-4](#) dentre várias outras, de acordo com o dispositivo a ser fabricado e as tecnologias disponíveis.

Escolhida a tecnologia, a próxima etapa é a definição da geometria da rede PBG que será utilizada. A geometria da rede PBG é um campo amplo de pesquisas que tentam desenvolver configurações cada vez menores e com *bandgaps* cada vez mais eficientes.

A etapa seguinte é a simulação eletromagnética da estrutura PBG proposta. Esta simulação é feita com o objetivo de verificar se a estrutura atua ou não como um cristal fotônico para as frequências desejadas. Um método bastante utilizado para a realização destas simulações é o das diferenças finitas no domínio do tempo, FDTD (*Finite Difference in Time Domain*). [ITOH, 1989, p. 707; QIAN, 1999, p. 193](#) Este método tem sido utilizado pois permite a discretização do substrato e das estruturas metálicas, o que é muito interessante para simulação de estruturas PBG.

Neste trabalho foram analisadas duas tecnologias PBG: PBG no plano de terra, PBG-GP e Uniplanar compact PBG, UC-PBG. A metodologia empregada no projeto destas estruturas será descrita a seguir.

2.3.1 Projeto de estruturas - PBG-GP

A tecnologia PBG-GP foi empregada nos dispositivos com frequência de operação em 1 GHz . Vários trabalhos foram consultados com o objetivo de estabelecer uma metodologia de projeto destas estruturas que funcionasse efetivamente. [RADISIC, 1998; RUMSEY, 1998; YI, 1999; RADISIC, 1998](#) Após a pesquisa decidiu-se investigar a geometria retangular mostrada na [fig.2.4](#). Escolheu-se esta geometria devido a sua simplicidade e eficácia na produção das bandas proibidas. Outras geometrias analisadas foram a triangular e a *honeycomb*.

Os parâmetros que devem ser determinados na estrutura PBG retangular são o raio dos círculos, r , e o período da rede PBG, a . A variável utilizada no projeto da rede é a relação

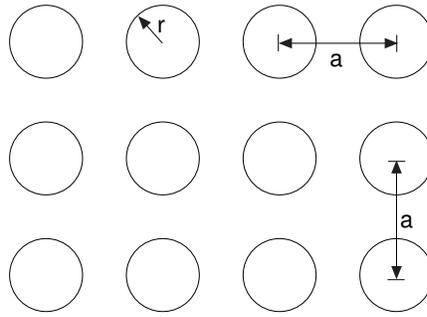


Figura 2.4 - Geometria PBG retangular

entre estas grandezas, r/a .

Uma metodologia aplicada neste trabalho e que resultou em bons resultados é a seguinte:

- 1) Determina-se a frequência central da banda proibida desejada f_{PBG} . A constante dielétrica ε_r do substrato é conhecida.
- 2) Calcula-se o comprimento de onda guiado λ_g , de acordo com a eq. 2.9. *Obs.: Para r/a pequenos pode-se considerar $\varepsilon_{eff} \approx \varepsilon_r$* RADISIC, 1998
- 3) O período da rede é calculado de acordo com a eq. 2.10.

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.9)$$

$$a \approx \frac{\lambda_g}{2} \quad (2.10)$$

Outra técnica bastante utilizada no projeto das redes PBG é o escalonamento, introduzido na seção 1.3.1. Por esta técnica utiliza-se uma estrutura PBG que funcione efetivamente para uma determinada frequência f_{old} e faz-se o escalonamento de r e a para uma nova frequência f_{new} de acordo com a eq.2.11. O escalonamento mostrou-se bastante eficaz para o projeto de estruturas PBG. Uma relação de escalonamento utilizada nos projetos foi: RUMSEY, 1998

$$\begin{bmatrix} a_{new} \\ d_{new} \end{bmatrix} = \frac{f_{old}}{f_{new}} \begin{bmatrix} a_{old} \\ d_{old} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Para finalizar esta seção serão apresentadas algumas observações e regras gerais de projeto pesquisadas da literatura e observadas:

- Bandas proibidas para os modos TM são favorecidas em uma rede com regiões isoladas com alto ε_r , enquanto que as bandas proibidas para os modos TE são favorecidas em redes interligadas;
- A frequência central da banda proibida é, em geral, função do período da estrutura, a ;
- A “profundidade” das bandas proibidas na transmissão s_{21} está vinculada ao raio dos círculos no plano de terra;
- A ondulação em s_{21} é determinada pela razão r/a . Quanto maior esta razão, maior a ondulação;
- A ondulação em s_{21} também está vinculada ao número de períodos presentes. Quanto maior este número, menor a ondulação;
- A espessura do substrato afeta a profundidade das bandas proibidas. Quanto maior a espessura, menor a profundidade da banda;

2.3.2 Matriz UC-PBG - *Uniplanar-Compact PBG*

O projeto de redes PBG baseadas células UC-PBG foi feito por escalonamento tendo como base o trabalho de F. R. Yang. [YANG, 1999](#)

2.4 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as metodologias empregadas no projeto dos dispositivos: linhas de microfita e coplanares, antenas planares de microfita, bem como das estruturas PBG em regime de microondas estudadas: PBG no plano de terra e uniplanar compacto.

Primeiramente, foi apresentada a metodologia de projeto de linhas de transmissão baseada em equações deduzidas a partir de modelos quasi-estáticos existentes na literatura.

Em seguida, apresentou-se o modelo para projeto das antenas planares de microfita, também baseado em formulações quasi-estáticas. Adicionalmente, foram apresentadas algumas regras práticas para projeto deste tipo de dispositivo, compiladas da literatura.

A metodologia utilizada no projeto das estruturas PBG no plano de terra, PBG-GP, e uniplanar compacta, UC-PBG, foram apresentadas na parte final do capítulo.

Simulação dos Dispositivos

ANTES de partir para o processo de fabricação dos dispositivos foram realizadas simulações tendo dois objetivos principais:

- 1) Verificação do comportamento eletromagnético dos dispositivos;
- 2) Otimização dos dispositivos considerando as tecnologias utilizadas.

A simulação e otimização dos dispositivos foi feita utilizando o programa *IE3D for Windows* da Zeland Inc.,^{ZELAND} baseado no método dos momentos. Este programa possui vários recursos para simulação, otimização e análise dos resultados além de uma interface gráfica amigável e um algoritmo bastante otimizado, o que possibilitou a simulação de uma grande variedade de dispositivos.

Este capítulo começará com uma seção de apresentação dos fundamentos do método dos momentos, um método amplamente difundido para resolução de problemas práticos de engenharia em eletromagnetismo. A seguir, serão apresentados os resultados mais significativos referentes aos dispositivos para banda K_a em alumina e dispositivos em Si. Juntamente com os resultados, serão apresentados detalhes sobre a simulação dos dispositivos em si (principais parâmetros, tempos de simulação, etc). No final do capítulo é feita uma comparação entre as simulações e os resultados experimentais obtidos.

3.1 Método dos Momentos (MoM) - Fundamentos

Nesta seção serão apresentados alguns conceitos básicos sobre o método dos momentos. A organização desta seção foi baseada em pontos fundamentais dos trabalhos de W. P. Wheeler,^{WHELESS, 1995} e E. H. Newman^{NEWMAN, 1988} onde uma abordagem mais detalhada poderá ser encontrada.

O método dos momentos requer que a estrutura a ser modelada seja dividida em fios ou placas metálicas. Cada fio é subdividido em segmentos que devem ser pequenos em relação ao comprimento de onda e cada placa metálica é subdividida em superfícies, também pequenas em relação ao comprimento de onda.

Uma vez definido o modelo, uma fonte é colocada, podendo ser uma onda plana se aproximando ou uma fonte de tensão em um dos segmentos do fio. A técnica dos momentos consiste em determinar a corrente em cada segmento de fio ou superfície devido à fonte e a todas as outras correntes. Uma vez determinadas estas correntes, calcula-se o campo elétrico E em qualquer ponto do espaço a partir da soma da contribuição de todos os segmentos e superfícies.

Matematicamente, a exigência básica do método dos momentos é a redução de uma equação funcional para uma equação matricial utilizando-se equações não-homogêneas da forma:

$$\mathcal{L}(f) = g \quad (3.1)$$

onde \mathcal{L} é um operador, g é a excitação (fonte) e f é a resposta (campo). Procura-se determinar f sendo conhecidos \mathcal{L} e g . O procedimento para solução deste problema será sumarizado a seguir.

A função desconhecida f pode ser representada por uma expansão em série,

$$f = \sum_{n=1}^{\infty} \alpha_n f_n \quad (3.2)$$

onde α_n são coeficientes constantes a serem determinados e a série de funções f_n no domínio de \mathcal{L} são chamadas *funções base*. Para um número finito N no limitante superior da somatória o resultado é, em geral, uma aproximação de f ¹. Substituindo-se 3.2 em 3.1, obtém-se:

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n (\mathcal{L} f_n) \cong g \quad (3.3)$$

Um conjunto de funções peso ou teste, w_m , é definido através de escolha arbitrária, e o produto interno é tomado em ambos os lados da equação 3.3:

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n (\mathcal{L} f_n w_m) \cong \langle g, w_m \rangle \quad (3.4)$$

¹É possível encontrar uma solução exata para f , mesmo com N finito, para casos onde as funções base possibilitem uma representação exata da solução.

de tal forma que a progressão $m = 1, 2, 3, \dots, N$ leve a um conjunto de equações que possam ser expressas na forma matricial como

$$\tilde{L} |\alpha_n\rangle \cong |g_m\rangle \quad (3.5)$$

onde \tilde{L} é uma matriz $N \times N$ e $|\alpha_n\rangle, |g_m\rangle$ são vetores coluna ($N \times 1$), ou seja:

$$\tilde{L} = \begin{bmatrix} \langle \mathcal{L} f_1, w_1 \rangle & \langle \mathcal{L} f_2, w_1 \rangle & \cdots \\ \langle \mathcal{L} f_1, w_2 \rangle & \langle \mathcal{L} f_2, w_2 \rangle & \cdots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$|\alpha_n\rangle = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \end{bmatrix} \quad |g_m\rangle = \begin{bmatrix} \langle g, w_1 \rangle \\ \langle g, w_2 \rangle \\ \vdots \end{bmatrix}$$

o que torna possível determinar os coeficientes exigidos para a solução a partir da equação

$$\boxed{|\alpha_n\rangle \cong \tilde{L}^{-1} |g_m\rangle} \quad (3.7)$$

Pretende-se com esta seção fornecer apenas uma visão superficial de alguns dos princípios físicos e matemáticos envolvidos no método dos momentos. Uma abordagem mais completa pode ser encontrada nas referências já citadas.

3.2 Simulação dos Dispositivos em Alumina

A fig.3.1 mostra as estruturas em alumina simuladas. Foram estudadas linhas CPW convencionais, fig. 3.1(a), com células UC-PBG grandes, fig.3.1(b), e pequenas,fig.3.1(c), além de antenas CPW-full, fig.3.1(d).

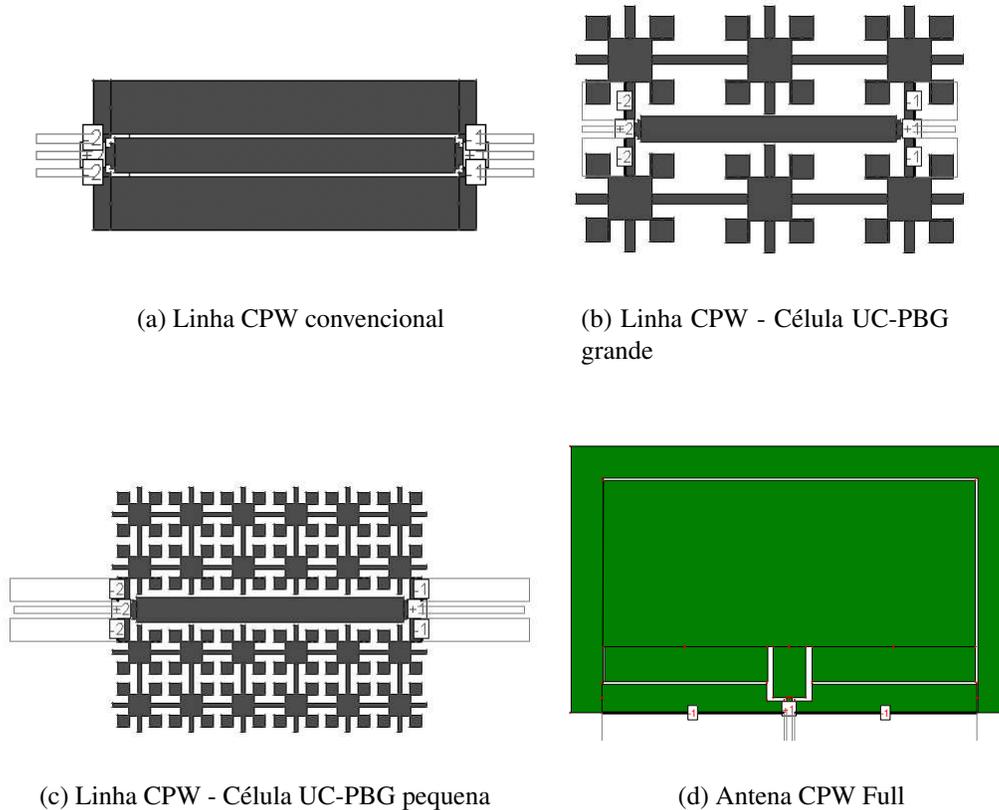


Figura 3.1 - Dispositivos em alumina simulados utilizando método dos momentos

O substrato de alumina foi configurado como tendo uma permissividade elétrica relativa igual a 10, ($\epsilon_r = 10$), espessura de $625\mu m$ e tangente de perdas igual a $\delta = 1 \times 10^{-4}$. O metal utilizado tinha espessura $t = 1\mu m$ e condutividade $\sigma = 4,9 \times 10^{-7} S/m$. Os dados referentes à simulação encontram-se na tabela 3.1.

As linhas CPW simuladas tinham as mesmas dimensões características, $3200\mu m$ de comprimento por $320\mu m$ de largura, com um *gap* de $30\mu m$ entre a linha e o plano de terra. As dimensões referentes as células UC-PBG estão na tabela 3.2. A antena CPW Full simulada tinha $2900\mu m$ de largura por $5330\mu m$ de comprimento.

Tabela 3.1 - Parâmetros de simulação dos dispositivos em alumina para a banda K_a

Parâmetro	Valor
Condutividade - $\sigma(S \setminus m)$	$4,9 \times 10^{-7}$
Espessura do metal - $t(\mu m)$	625
Permissividade relativa do substrato - ϵ_r	10
Tangente de Perdas - $\tan \delta$	1×10^{-4}

Tabela 3.2 - Tamanho das células UC-PBG

Característica	Célula pequena (μm)	Célula grande (μm)
a	593,5	1750
b	550	1100
s	50	120
h	150	275
g	100	190

Os parâmetros: células por comprimento de onda, largura de borda da célula e frequência máxima são característicos do método dos momentos. Os valores utilizados neste trabalho encontram-se na tabela 3.3.

Tabela 3.3 - Parâmetros de Simulação - Método dos Momentos

	Célula por compr. de onda	Largura de borda de célula (μm)	Frequência máxima (GHz)
Linha CPW	15	30	40
Linha CPW com UC-PBG pequeno	8	-	40
Linha CPW com UC-PBG grande	20	-	40
Antena CPW Full	15	20	40

A tabela 3.4 mostra o tempo médio gasto em cada iteração para cada um dos dispositivos com os parâmetros configurados conforme as tabelas 3.1 e 3.3. Estes dados são referentes a um computador com processador AMD-K6II de 500MHz com 184 Mb de RAM.

Tabela 3.4 - Tempo médio gasto em cada iteração para os dispositivos em alumina

Dispositivo	No. Células	Tempo por frequência (s)
Linha CPW (fig.3.1(a))	507	220
Linha CPW com UC-PBG pequeno (fig.3.1(c))	775	270
Linha CPW com UC-PBG grande (fig.3.1(b))	717	316
Antena CPW Full (fig.3.1(d))	999	554

3.2.1 Simulação dos Dispositivos em Alumina - Resultados

Nesta seção serão apresentados os resultados das simulações utilizando as configurações descritas na seção anterior. As figs.3.2 e 3.3 apresentam os parâmetros de espalhamento resultantes da simulação das linha CPW convencional e com estruturas UC-PBG de diferentes tamanhos.

Observando o coeficiente de transmissão, s_{21} , nas figuras 3.2, 3.3(a) e 3.3(b) percebe-se o efeito das estruturas UC-PBG no plano de terra dos dispositivos identificam-se as bandas proibidas introduzidas pelas estruturas PBG. De acordo com o critério estabelecido na pag.16, os *stopbands* para a linha com célula PBG grande acontecem em 6, 22 e 38 GHz e para a linha com PBG pequeno acontece em 32 GHz, aproximadamente. A linha CPW simples, como

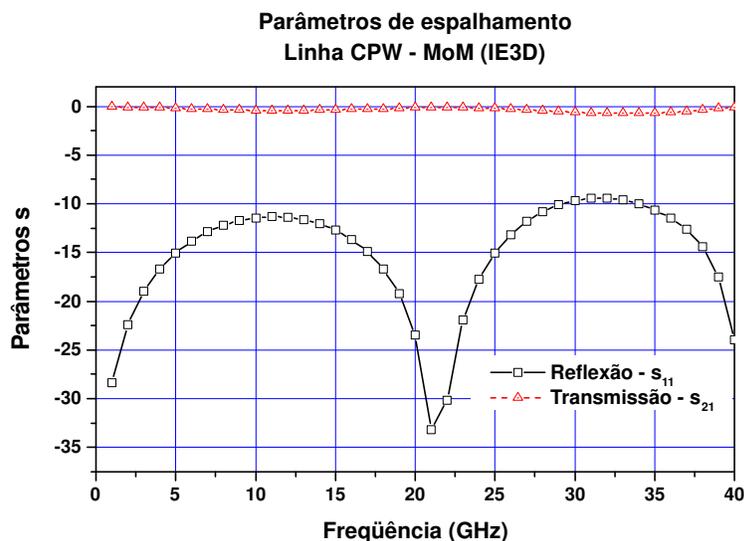
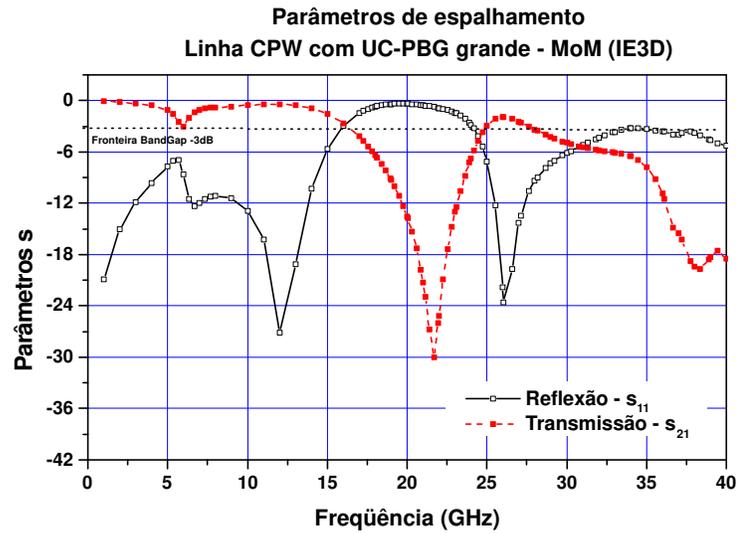
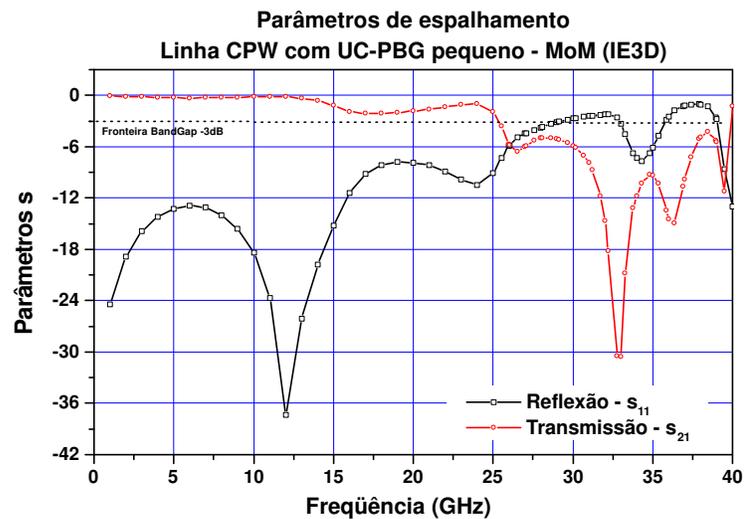


Figura 3.2 - Parâmetros s obtidos pelo método dos momentos para linha CPW convencional. A transmissão próxima de 0 dB e a reflexão ≤ -10 dB indicam um bom casamento de impedância em 50Ω .



(a) Linha CPW - Célula UC-PBG grande



(b) Linha CPW - Célula UC-PBG pequena

Figura 3.3 - Parâmetros s para as linhas CPW com células UC-PBG grandes e pequenas no plano de terra. Note os *bandgaps* em s_{21} em 6, 22 e 38 GHz para as células grandes e em 32 GHz para as pequenas

previsto, não apresenta estas bandas.

As figs.3.4, 3.5 e 3.6, mostram a carta de Smith referente as linhas CPW convencional,

com PBG grande e pequeno, respectivamente. Pode-se perceber que a linha CPW convencional não está bem casada em 50Ω . Apesar disso, esta linha foi fabricada pois possui as dimensões em maior concordância com as regras de projeto do MUSA.

A carta de Smith bem casada não faz muito sentido para as linhas com PBG, pois neste tipo estrutura a impedância aumenta substancialmente nas regiões de bandas proibidas. Aqui, cabe ser ressaltado que as equações das impedâncias apresentadas para linhas CPW, eq.2.4-2.7, não são totalmente válidas, uma vez que o plano de terra não está totalmente preenchido.

As figs.3.5 e 3.6 mostram a variação da impedância nas linhas CPW com UC-PBG no plano de terra.

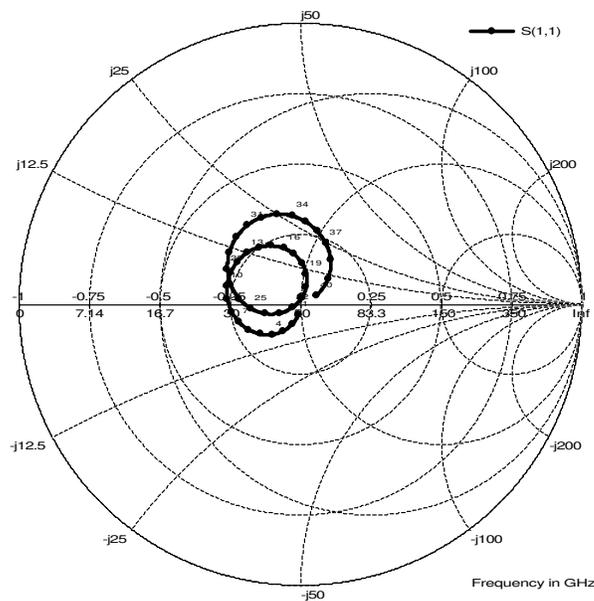


Figura 3.4 - Reflexão, s_{11} , da linha CPW convencional. A variação em torno do centro indica um casamento de impedância ruim.

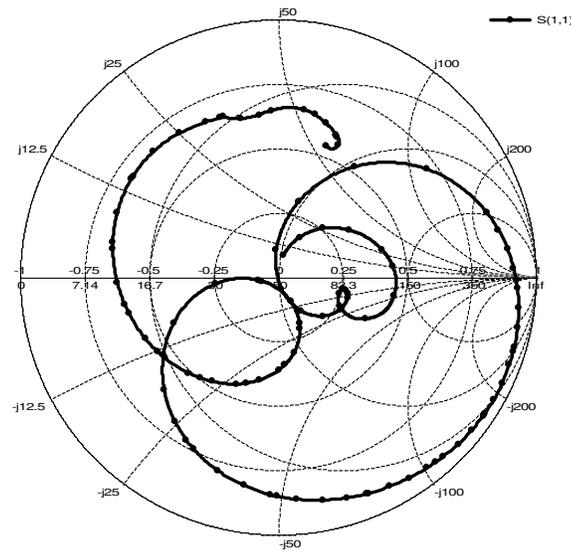


Figura 3.5 - Reflexão característica da linha CPW com UC-PBG grandes. A variação em torno do centro observada em s_{11} deve-se as estruturas UC-PBG no plano de terra do dispositivo

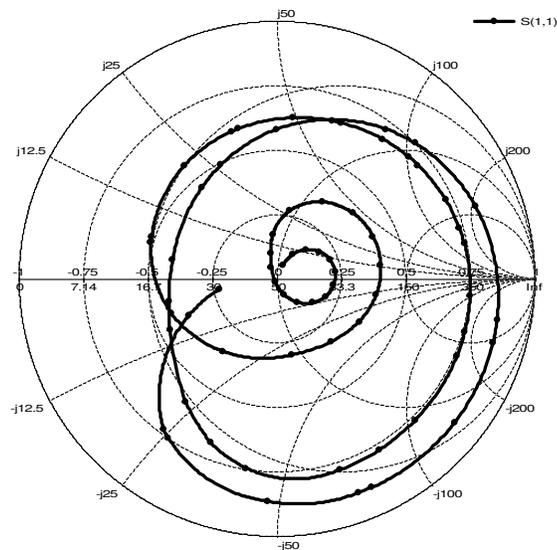


Figura 3.6 - Reflexão característica da linha CPW com UC-PBG pequenas. A variação em torno do centro observada em s_{11} deve-se as estruturas UC-PBG no plano de terra do dispositivo

A fig. 3.7 mostra o resultado da simulação da antena CPW-Full em alumina. A ressonância acontece próximo a 28 GHz, que está de acordo com a frequência de projeto, 25 GHz.

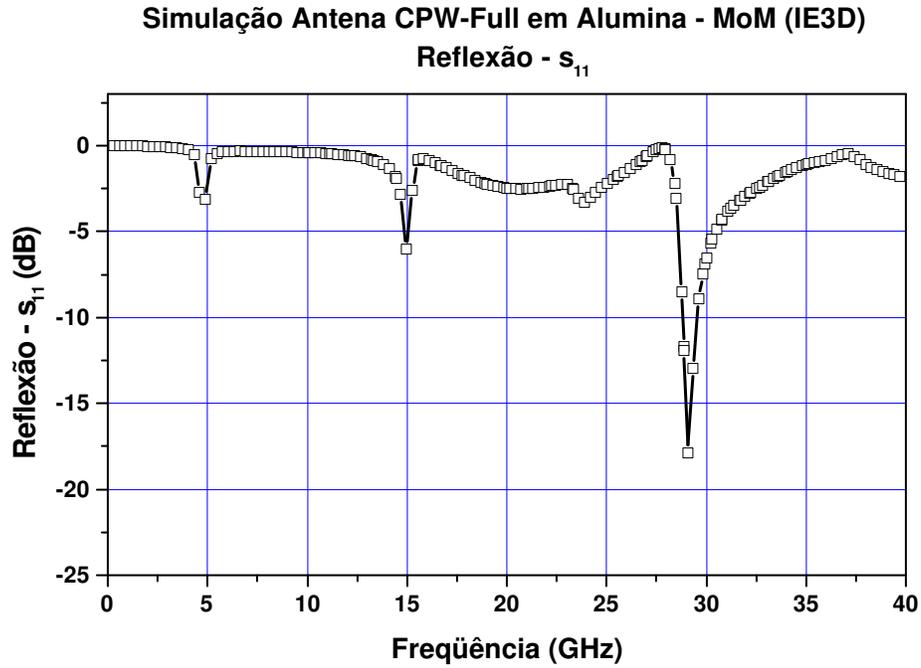


Figura 3.7 - Reflexão, s_{11} , para antena em alumina. Observe a ressonância próximo a 27 GHz.

3.3 Simulação dos Dispositivos em Si

Os dispositivos em Si foram simulados e otimizados conforme os modelos apresentados na fig.3.8. No caso da linha de transmissão em Si a geometria dos terminais GSG, *Ground-Signal-Ground*, não foi considerada. A linha foi otimizada levando-se em conta somente a largura w e o *gap*, s . Os parâmetros relativos ao processo de fabricação foram levados em conta e estão na tabela 3.5.

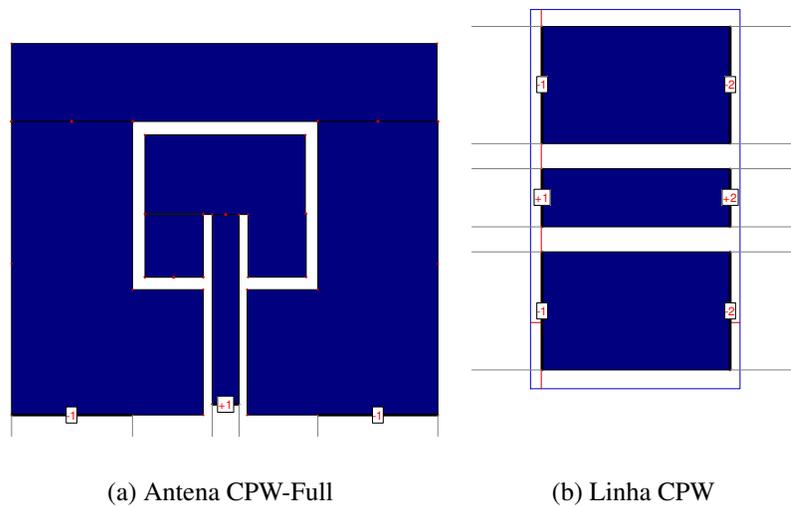


Figura 3.8 - Dispositivos em Si simulados pelo método dos momentos (IE3D)

Tabela 3.5 - Parâmetros utilizados na simulação dos dispositivos em Si

Parâmetro	Valor
Condutividade ($S \setminus m$)	$4,9 \times 10^{-7}$
Espessura do metal (Al) (μm)	2
Espessura do substrato de Si (μm)	375
Espessura da camada de SiO_2 (μm)	2
Permissividade relativa do substrato Si	11,9
Permissividade relativa do óxido SiO_2	3,8
Tangente de Perdas do Si	$1,6 \times 10^{-3}$
Tangente de Perdas do SiO_2	1×10^{-3}

A dimensão das linhas CPW em Si simuladas foi $1800\mu m$ de comprimento por $500\mu m$ de

largura com um *gap* de $100\mu m$. A antena possui $1460\mu m$ de largura por $1630\mu m$ de comprimento para uma ressonância em 27 GHz, aproximadamente.

Os parâmetros referentes ao método dos momentos estão na tabela 3.6 e os tempos gastos em cada iteração são apresentados na tabela 3.7 (para a mesma máquina utilizada nas simulações com alumina).

Tabela 3.6 - Parâmetros de Simulação - Si - Método dos Momentos

	Célula por compr. de onda	Largura de borda de célula (μm)	Frequência máxima (GHz)
Linha CPW	15	25	50
Antena CPW Full	15	-	40

Tabela 3.7 - Tempo médio gasto em cada iteração para os dispositivos em Si

Dispositivo	No. Células	Tempo por frequência (s)
Linha CPW	682	583
Antena CPW Full	210	130

3.3.1 Simulação dos Dispositivos em Si - Resultados

Nesta seção serão apresentados os resultados referentes a simulação dos dispositivos em Si utilizando o método dos momentos (MoM).

A linha de transmissão simulada apresenta um excelente casamento de impedância como pode ser concluído a partir da carta de Smith apresentado na fig.3.9 e de s_{11} na fig.3.10(a). Por estas figuras observamos a perda por retorno sempre menor que -25 dB e somente um ponto no centro da carta de Smith, indicando que a impedância está bem casada em 50Ω e varia pouco com a frequência.

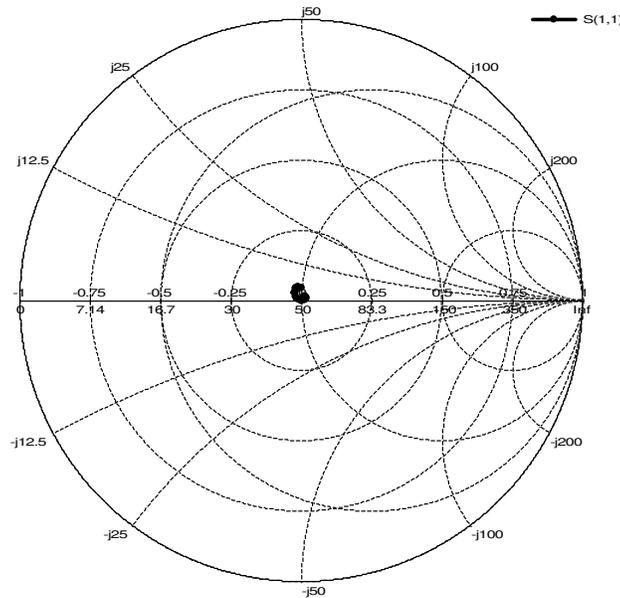
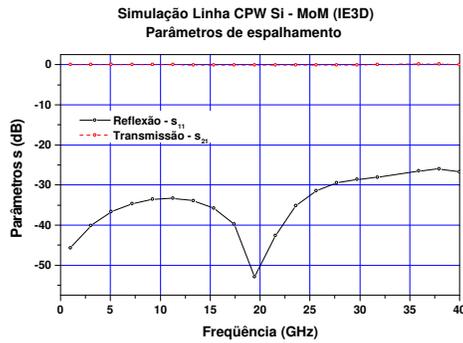
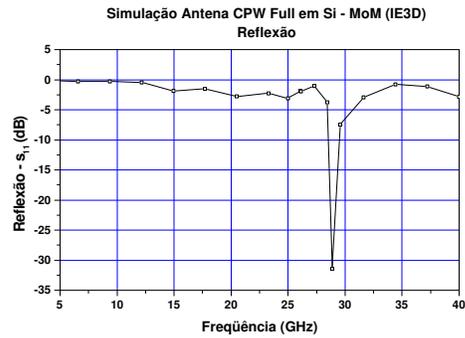


Figura 3.9 - Reflexão característica da linha CPW em Si. A pequena dispersão em torno do ponto 50Ω indica um ótimo casamento de impedância

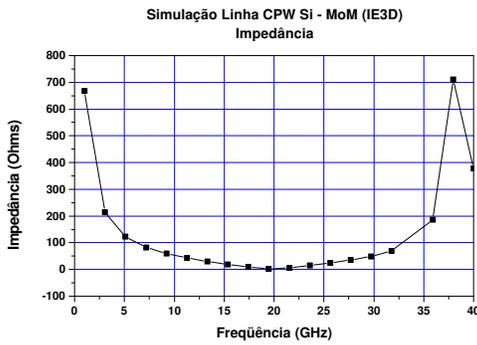
A antena, projetada para uma frequência de ressonância em 27GHz, apresentou um *dip* de -32dB em 28 GHz, 3.10(b). Isto significa uma boa concordância entre o método de projeto e a simulação.



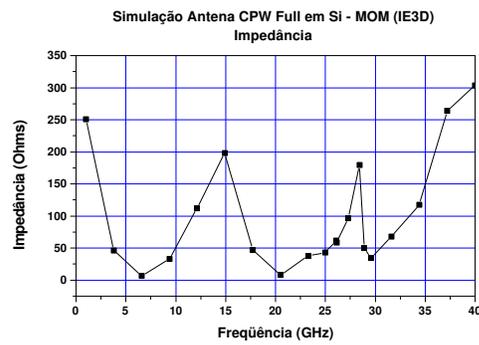
(a) Linha CPW em Si - s_{11} e s_{21}



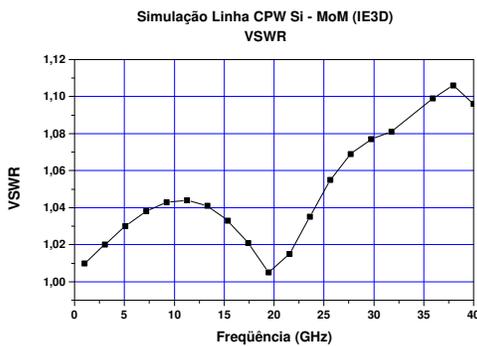
(b) Antena CPW Full em Si - s_{11}



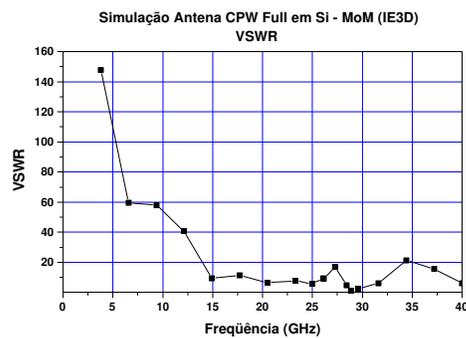
(c) Linha CPW em Si - Impedância



(d) Antena CPW-Full em Si - Impedância



(e) Linha CPW em Si - VSWR



(f) Antena CPW-Full em Si - VSWR

Figura 3.10 - Características dos dispositivos em Si simulados utilizando o método dos momentos

3.4 Comparação Simulações vs. Resultados experimentais

Nesta seção serão mostrados gráficos comparativos entre as simulações executadas com o IE3D e os resultados experimentais. A fig.3.11(a) mostra a transmissão da linha CPW com células UC-PBG grandes simulada e medida. Percebe-se que a simulação pelo método dos momentos pode prever a existência de bandas proibidas, mas não consegue determinar o posicionamento destas bandas. Um deslocamento entre as bandas medidas e simuladas pode ser percebido.

A fig.3.11(b), mostra uma concordância razoável entre o posicionamento das bandas na simulação e nas medições. Entretanto, a previsão não é precisa com relação à profundidade da banda proibida.

A fig.3.12, apresenta uma comparação entre a reflexão medida e simulada para a antena CPW-Full em Si. Observa-se boa concordância em relação a frequência de ressonância, entretanto, as perdas no substrato não foram previstas no modelo.

As disparidades entre as simulações com o MoM e os resultados experimentais obtidos podem ter várias justificativas: número insuficiente de células por comprimento de onda, discretização inadequada das estruturas, esquema de alimentação utilizado, entre outras.

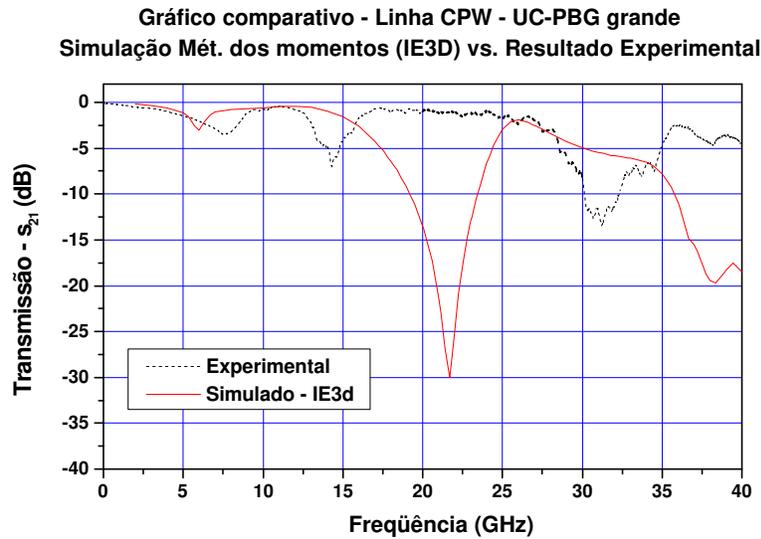
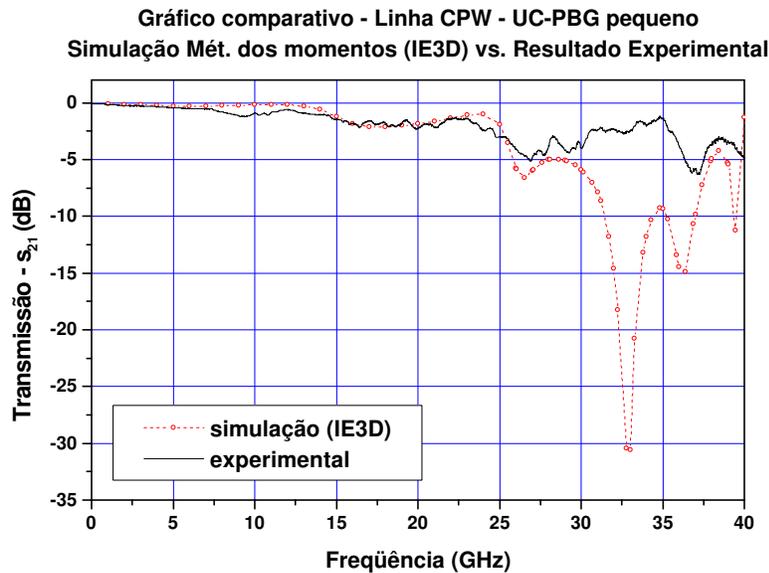
(a) Linha CPW - UC-PBG grande, em alumina - s_{21} (b) Linha CPW - UC-PBG pequeno, em alumina - s_{21}

Figura 3.11 - Comparação entre simulações com o método dos momentos (IE3D) e medidas

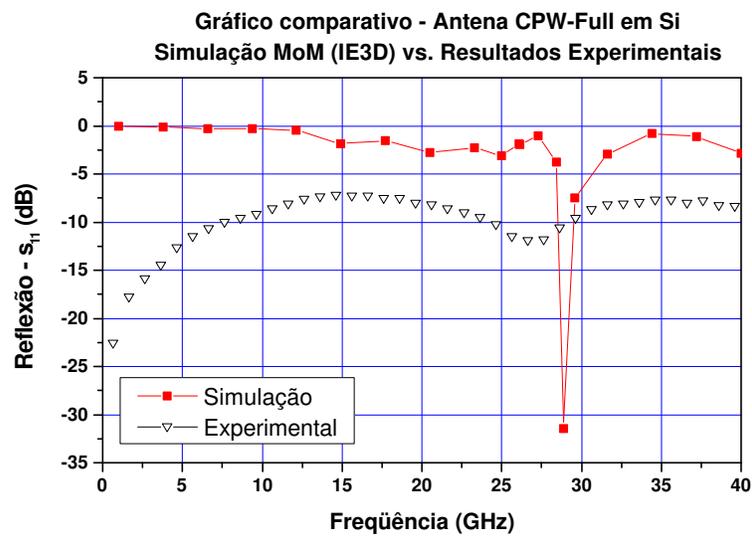


Figura 3.12 - Gráfico comparativo entre as simulações e os resultados experimentais. Observe a boa concordância em relação a frequência de ressonância. As perdas devido ao substrato não foram previstas pela simulação.

3.5 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados a metodologia utilizada para simulação dos dispositivos convencionais, ou seja, sem estruturas PBG, e dispositivos com estruturas PBG.

A primeira parte do capítulo tratou do método dos momentos, MoM, método numérico adotado para a análise do comportamento eletromagnético dos dispositivos. Foi apresentada sua formulação básica juntamente com alguns parâmetros de controle das simulações.

Em seguida, foram apresentadas as simulações em alumina e Si. Foram descritos principais parâmetros de entrada no simulador IE3D, duração média das simulações, dentre outros detalhes.

Os resultados das simulações dos dispositivos em alumina mostraram uma concordância razoável com as medidas realizadas. Pelas simulações, pode-se prever a ocorrência das bandas proibidas, mas suas frequências centrais f_{PBG} e profundidades não podem ser previstas.

A simulação dos dispositivos em Si mostrou-se boa na previsão do comportamento da antena CPW-Full, entretanto as perdas devido ao substrato não foram incorporadas adequadamente pelo modelo.

Estes resultados indicam que através do MoM pode-se prever a presença de bandas proibidas em estruturas eletromagnéticas, entretanto, para o projeto de estruturas PBG, este método não mostrou-se adequado devido impossibilidade de previsão dos principais parâmetros de estruturas PBG. Um método para simulação de estruturas eletromagnéticas que tem sido utilizado com sucesso na simulação e projeto das estruturas PBG é o método das diferenças finitas no domínio do tempo, FDTD.

Fabricação dos Dispositivos

Concluída a simulação eletromagnética dos dispositivos, partiu-se para sua fabricação através de processos de microeletrônica. Dois materiais foram escolhidos como substrato: a alumina, por já estar consolidada como um substrato para dispositivos de microondas, e o Silício, pela disponibilidade de processos e pelo futuro promissor como substrato para integração monolítica de dispositivos.

Neste capítulo serão apresentadas as tecnologias utilizadas na fabricação dos dispositivos.

4.1 Fabricação dos Dispositivos em alumina

Os dispositivos em alumina foram fabricados através do projeto multiusuário de microfabricação oferecido pelo Laboratório Nacional de Luz Síncrotron, MUSA-LNLS.^{LNLS} Este projeto é oferecido anualmente e disponibiliza um processo de microfabricação tipo LIGA,^{GUCKEL, 1998} fig.4.1, baseado na eletroformação de dispositivos utilizando-se como molde o SU-8,^{SU8} um fotossensível¹ a base de epoxi. O SU-8 é sensível a radiação UV e possibilita a obtenção de moldes e dispositivos com elevada razão-de-aspecto². O processo tipo LIGA é bastante utilizado para fabricação de dispositivos micro-eleto-mecânicos, tais como engrenagens, válvulas, entre vários outros.

Apesar dos dispositivos terem sido submetidos a um processo tipo LIGA, este não foi o processo utilizado para sua fabricação em alumina. Os dispositivos em alumina são provenientes de etapas intermediárias do MUSA.

A seqüência de fabricação dos dispositivos em alumina é mostrada na fig.4.2. O processo descrito é comumente utilizado para a deposição de ouro em alumina impossível de ser feita diretamente. Este processo começa com a deposição de um filme de Ni-B de aproximadamente

¹Produto sensível à luz utilizado em microeletrônica para transferências de padrões.

²Razão entre a altura e largura das estruturas.

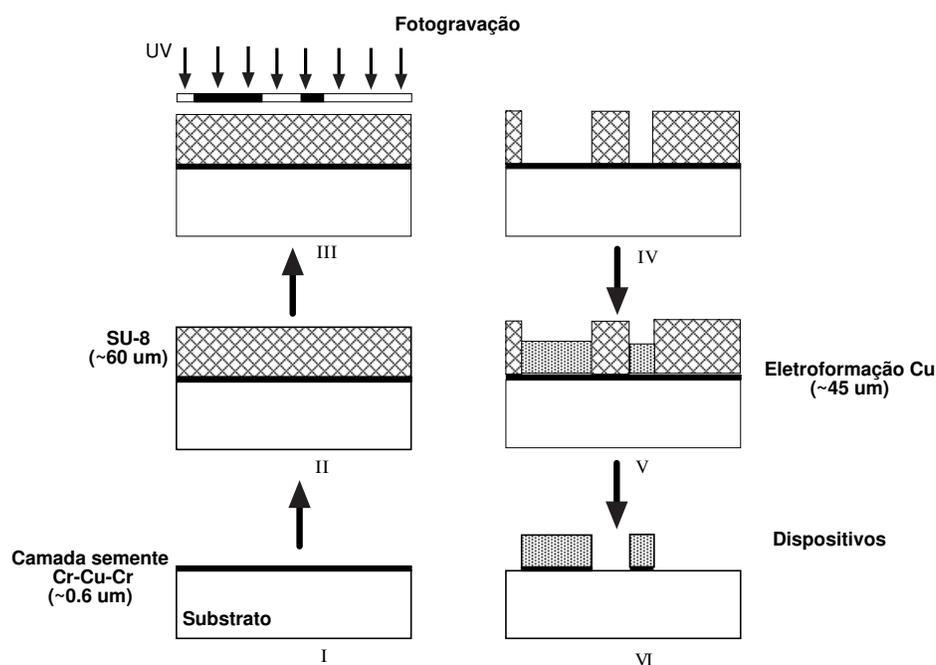


Figura 4.1 - Processo *Liga-like* MUSA

400Å com o objetivo de promover a adesão do “sanduíche” Ni-Cu-Ni, com 1 – 5 – 1 μm de espessura, respectivamente. Estes metais são depositados por processo eletrolítico sobre o filme de Ni-B. Por fim, uma camada de ouro de 1 μm é depositada também por processo eletrolítico.

Por se tratar de um projeto para múltiplos usuários, faz-se necessária a definição de regras de projeto a ser seguidas por todos. Estas regras estão na tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Regras de processo do MUSA-LNLS

Parâmetro	Dimensão (μm)
Espaçamento mínimo entre linhas	30
Incremento mínimo no comprimento	2
Razão comprimento/largura	< 10
Distância mínima entre dispositivos	100
Área disponível para cada projeto	10000 x 10000

Com base nas regras e simulações, foram feitas as máscaras dos dispositivos. Dois projetos foram submetidos, com isso duas máscaras foram geradas: uma com uma antena normal, uma

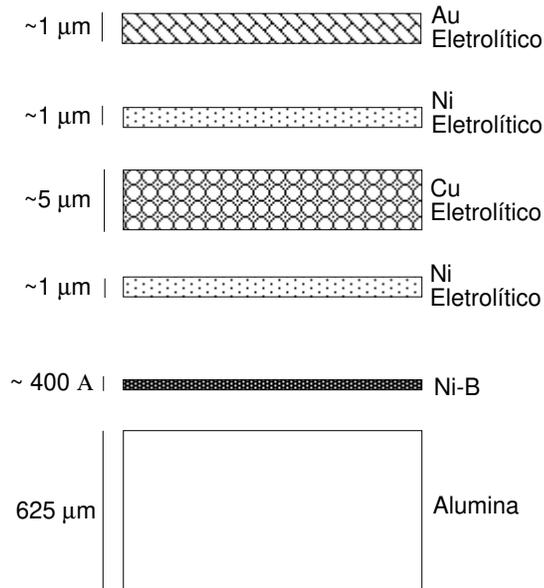


Figura 4.2 - Processo de deposição de Au em alumina. Primeiramente é depositada uma camada de Ni-B para promover a adesão da próxima camada. Em seguida, por processo eletrolítico, deposita-se o “sanduíche” Ni-Cu-Ni. Por último, uma camada de Au é depositada, também por processo eletrolítico.

antena com UC-PBG e linha de passagem (*through*), fig.4.3, e outra máscara com as linhas de transmissão CPW, as linhas UC-PBG com células de diferentes tamanhos e as linhas CPW de referência, fig.4.4.

As principais dimensões dos dispositivos estão na tabela 4.2. O dimensionamento foi feito de modo a otimizar o espaço disponível para a maior quantidade de dispositivos possível.

Tabela 4.2 - Dimensões dos dispositivos em Alumina

	Comprimento (μm)	Largura (μm)	Período PBG (a) (μm)
Célula PBG Pequena	3600	320	1700
Célula PBG Grande	3600	320	670
Linha CPW	3600	320	-
Transmission through UC-PBG	-	320	670

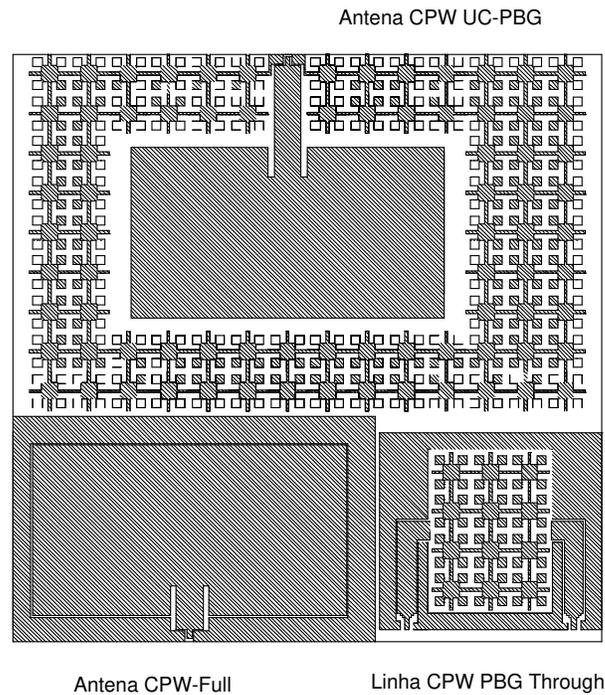


Figura 4.3 - Máscara com as antenas e linha CPW PBG through. ^{KRETLY, 2001, p. 219-222} A dimensão lateral total desta máscara é 1cm x 1cm e as dimensões dos dispositivos encontram-se na tabela 4.2.

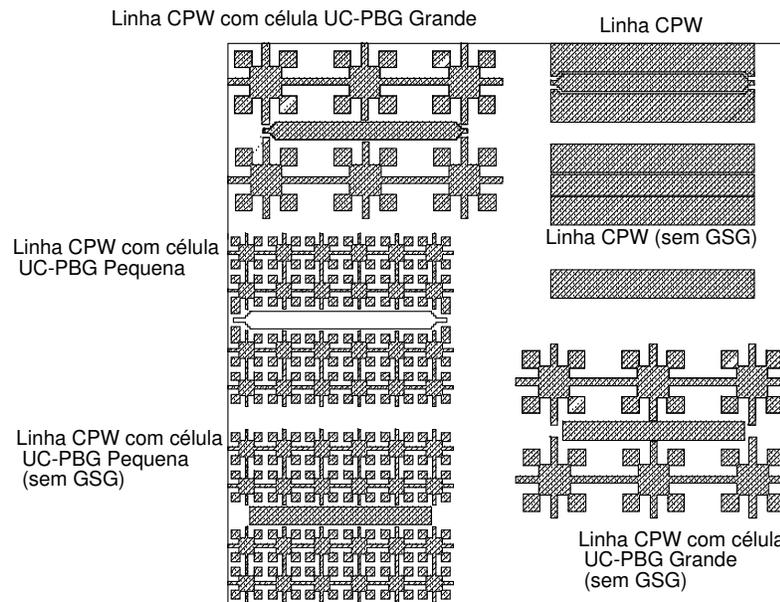


Figura 4.4 - Máscara com linhas de transmissão CPW ^{KRETLY, 2001, p. 435-438}

4.2 Fabricação dos dispositivos em Silício

Os dispositivos em Si foram fabricados utilizando processos disponíveis no Centro de Componentes Semicondutores, CCS/UNICAMP. Os processos empregados na fabricação, com exceção da corrosão química anisotrópica, são processos-padrão na tecnologia MOS: Limpeza RCA, fotolitografia, oxidação úmida e deposição/gravação em alumínio.

Os perfis laterais desejados para os dispositivos são mostrados na fig.4.5. A obtenção destes perfis requer processo de litografia com um, figs. 4.5(a) e 4.5(b), ou dois níveis³ figs. 4.5(c) e 4.5(d).

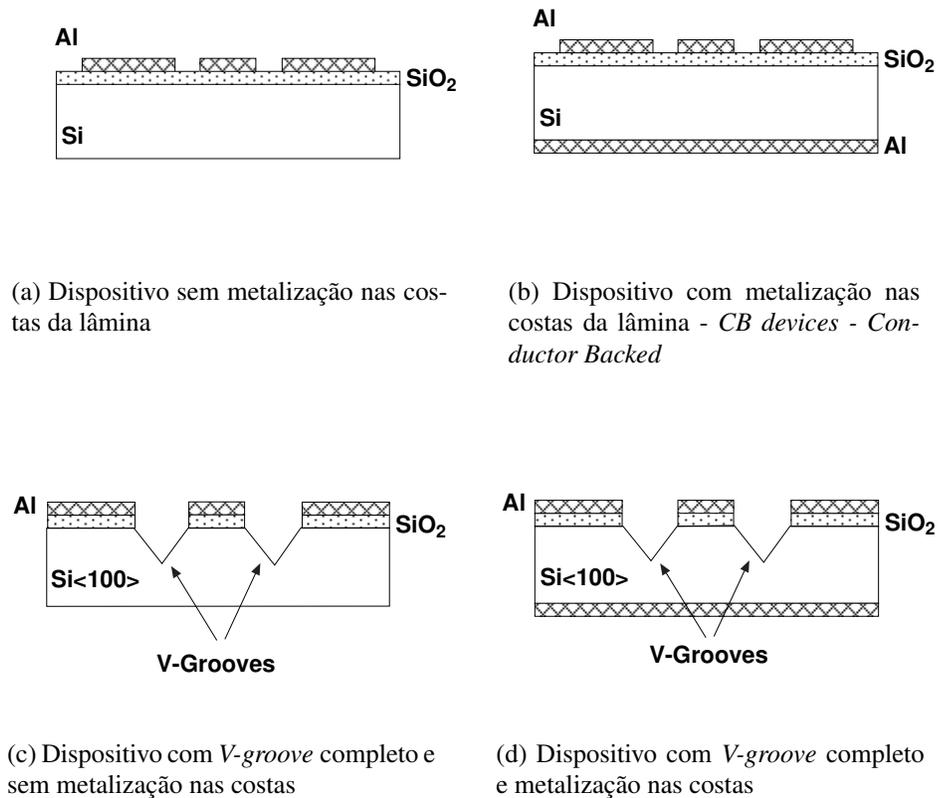


Figura 4.5 - Perfis laterais desejados nos dispositivos em Si

Os processos de fabricação dos dispositivos com 1 e 2 níveis estão sumarizados na tabela 4.3. As próximas seções tratarão destes processos em detalhes.

³Os níveis, como citados no texto, referem-se ao número de etapas de fotolitografia utilizados.

Tabela 4.3 - Sequência de processos utilizados para fabricação dos dispositivos em Si.

	Processo
1ª etapa Criação dos V-grooves parciais no Si	Limpeza padrão RCA Oxidação úmida Fotogração do 1ª nível Remoção do óxido (BHF) Corrosão química anisotrópica com KOH
2ª etapa Gravação dos dispositivos em lâminas com e sem V-grooves	Deposição do Al Fotogração do 2º nível Remoção do Al Metalização das costas da lâmina (somente para os disp. <i>Conductor Backed-CB</i>)

4.2.1 Caracterização da lâmina de Si

A primeira etapa na fabricação dos dispositivos em Si foi a caracterização elétrica e mecânica do substrato a ser utilizado, em nosso caso um lâmina de Si, tipo P, de 2" com orientação cristalográfica <100>.

A caracterização elétrica consiste na determinação do tipo de dopagem do substrato, pelo método de ponta quente, e a determinação de sua resistividade, através do método de 4 pontas. [JAEGER, 1993, p. 71-73](#)

A resistividade da lâmina, ρ , em $\Omega \cdot cm$ pelo método de 4 pontas é dada por:

$$\rho = 4.53 \cdot \left(\frac{V}{I} \right) \cdot t \quad (4.1)$$

onde a razão V/I é medida diretamente, e t corresponde à espessura da lâmina.

A determinação da orientação cristalográfica é feita por inspeção do posicionamento do chanfro. A posição do chanfro está padronizada, de tal forma que pode-se determinar a orientação da lâmina consultando-se uma tabela de referências.

A determinação da espessura da lâmina foi feita com micrômetro. Os resultados da caracterização das lâminas de Si usadas no processo estão na tabela 4.4.

Tabela 4.4 - Parâmetros físicos e elétricos da lâmina de Si utilizadas para a fabricação dos dispositivos

Característica	Valor
Diâmetro	2"
Orientação Cristalográfica	<100>
Espessura (t)	375 μm
Tipo de dopagem	P
Dopagem	10 ¹⁵ cm ⁻¹
Resistividade (ρ)	10 $\Omega \cdot cm$

4.2.2 Limpeza padrão RCA

Antes de serem utilizadas, as lâminas devem ser limpas para remoção de qualquer material particulado em sua superfície, bem como qualquer traço de impurezas orgânicas, inorgânicas, iônicas e metálicas. É empregada uma etapa de limpeza em solução de ácido fluorídrico, HF, para remoção do óxido nativo que se forma na superfície da lâmina.

Um processo de limpeza que tornou-se padrão na indústria microeletrônica é o que foi desenvolvido pela empresa que deu o nome e que possibilitou a fabricação de dispositivos MOS de maneira confiável: a limpeza RCA. A seqüência de procedimentos de uma limpeza RCA completa é apresentada na tabela 4.5.

Um produto muito importante na limpeza de lâminas é a água deionizada, ou DI. A água DI é altamente filtrada e purificada para remoção de qualquer traço de contaminação por material particulado, iônico e bacteriano. A resistividade teórica da água pura a 25°C é 18.3 Mohm-cm. Sistemas típicos para obtenção de água DI conseguem água com 18 Mohm-cm, com pouco menos de 1.2 colônias de bactérias por ml e com partículas não maiores que 0.25 μm .

4.2.3 Oxidação úmida do Si

A oxidação, como referida neste trabalho, refere-se ao crescimento térmico do óxido de silício, SiO_2 , a partir do próprio silício.

Existem várias aplicações para o óxido de silício no projeto de circuitos integrados: como dielétrico, máscara contra dopagem, camada passivadora, dentre outras.

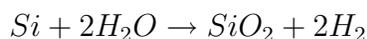
Neste projeto o SiO_2 terá duas utilizações: como camada dielétrica para isolar os dispositivos do substrato de Si, reduzindo assim as perdas ôhmicas; e como máscara contra corrosão do Si pelo hidróxido de potássio, KOH, utilizado para obtenção dos *V-grooves* (vide seção 4.2.6).

Tabela 4.5 - Procedimento de limpeza de lâminas de Si ^{JAEGER, 1993, p. 16}

A. Remoção de solventes
<ol style="list-style-type: none"> 1. Imersão em tricloroetileno (TCE) fervente por 3 minutos. 2. Imersão em acetona fervente por 3 minutos. 3. Imersão em álcool metílico por 3 minutos 4. Lavagem em água DI por 3 minutos.
B. Remoção de contaminação residual orgânica/inorgânica
<ol style="list-style-type: none"> 1. Imersão em uma solução (5:1:1) de $H_2O - NH_4OH - H_2O_2$; aquecimento da solução a $75 - 80^\circ$ por 10 minutos. 2. Diluição da solução em água DI corrente por 1 minuto 3. Lavagem em água DI por 5 minutos.
C. Remoção do óxido nativo
<ol style="list-style-type: none"> 1. Imersão em uma solução (1:50) de $HF - H_2O$ por 15 segundos. 2. Lavagem em água DI, com agitação, por 30 segundos.
D. Remoção de metais pesados
<ol style="list-style-type: none"> 1. Imersão em uma solução (6:1:1) de $H_2O - HCl - H_2O_2$ por 10 minutos a temperatura entre $75 - 80^\circ$. 2. Diluição da solução em água DI corrente por 1 minuto 3. Lavagem em água DI por 20 minutos.

As simulações eletromagnéticas mostraram que uma espessura razoável para o SiO_2 seria $1.6\mu m$. Esta espessura propiciaria uma boa isolamento elétrica dos dispositivos, assim como é suficiente para proteção das áreas em que não se deseja atacar com o hidróxido de potássio, KOH.

Um óxido com esta espessura é considerado espesso, no campo da microeletrônica, sendo necessário seu crescimento através de oxidação úmida. A oxidação úmida é feita aquecendo-se a lâmina a temperaturas altas, tipicamente 900 a $1200^\circ C$, em uma atmosfera contendo vapor d'água. Quando o vapor d'água alcança a superfície da lâmina se combina com o Si para formar o óxido. A reação química na superfície do silício é



Através da oxidação úmida consegue-se taxas de crescimento da ordem de 3900Å por hora, a $1000^\circ C$.

Para determinação do tempo e temperatura necessários para o crescimento de uma camada de óxido de $1.6\mu m$, foram realizadas simulações do processo utilizando o software SUPREM. Os valores de entrada no programa (vide apêndice A) foram obtidos a partir de gráficos como

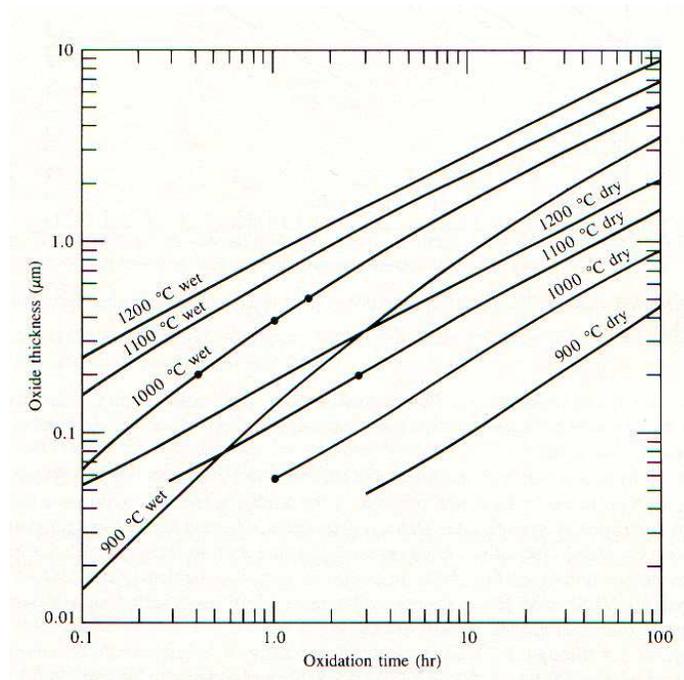


Figura 4.6 - Taxas de crescimento para o SiO_2 em Si <100> por oxidação úmida e seca JAEGER, 1993, p. 35

o mostrado na fig.4.6.

As simulações levaram a um tempo de 300 minutos a 1200°C .

O processo de oxidação a 1150°C foi realizado em duas etapas, uma primeira de 210 minutos e outra de 140 minutos. A primeira etapa começou em um ambiente de N_2 , por 10 minutos, depois mais 10 minutos em ambiente de O_2 e por fim 210 minutos em ambiente com vapor d'água e oxigênio, resultando em uma espessura de $1,32\mu\text{m}$. A espessura final após a segunda etapa foi de $1,8\mu\text{m}$. Estes dados estão na tabela 4.6.

4.2.4 Deposição do Al

Após a oxidação a próxima etapa é a deposição de uma camada de alumínio. O alumínio, após a fotogração, formará os dispositivos.

A espessura ideal para os dispositivos seria pelo menos $6\mu\text{m}$ (ou $3\times$ a espessura de pele do alumínio, $\approx 2\mu\text{m}$ a 10 GHz), para minimizar as perdas proporcionadas pelo efeito pelicular. Infelizmente, devido à restrições no processo deposição do Al, conseguiu-se uma espessura máxima de $2\mu\text{m}$. As perdas causadas pelo efeito pelicular poderão ser verificadas nos resulta-

Tabela 4.6 - Oxidação úmida do Si - Parâmetros e Resultados

	ambiente	tempo (min)
1^a etapa	N_2	10
	O_2	10
	$O_2 + H_2O$	210
Espessura final	1, $32\mu m$	
2^a etapa	N_2	10
	O_2	10
	$O_2 + H_2O$	140
Espessura final do óxido	1, $80\mu m$	

dos experimentais apresentados no próximo capítulo.

A deposição do alumínio foi realizada pelo processo de evaporação. Neste processo o alumínio é aquecido até seu ponto de vaporização, e então evaporado para formar um filme fino que cobre toda a superfície da lâmina. Para que se consiga controle sobre a qualidade do filme depositado, a evaporação ocorre em ambiente de vácuo.

A espessura do filme de alumínio depositado foi $2.1\mu m$.

4.2.5 Fotolitografia

O padrão dos dispositivos é transferido das máscaras para as lâminas através do processo de fotolitografia. O componente principal deste processo é o fotoresiste, basicamente, um polímero orgânico fotossensível, normalmente solúvel em um tipo especial de solvente e que torna-se insolúvel ao ser exposto à luz.

Expondo seletivamente o fotoresiste e atacando-o com o solvente, consegue-se abrir padrões em sua superfície. Uma vez abertas janelas, outros produtos, que não atacam o FR, poderão ser introduzidos para atacar o óxido ou outros materiais expostos. Este é o procedimento básico para a transferência de padrões.

As máscaras utilizadas neste processo foram geradas por processo óptico como mostrado na fig.4.7. Foi gerada uma máscara para cada nível. A primeira com o padrão dos dispositivos fig. 4.9(a), 4.9(c) e 4.9(e), e a segunda com o padrão das janelas para ataque anisotrópico, fig. 4.9(b) e 4.9(d). As janelas da segunda máscara delimitam as regiões onde serão abertos os *V-grooves* no Si.

As informações referentes ao processo de litografia estão na tabela 4.7

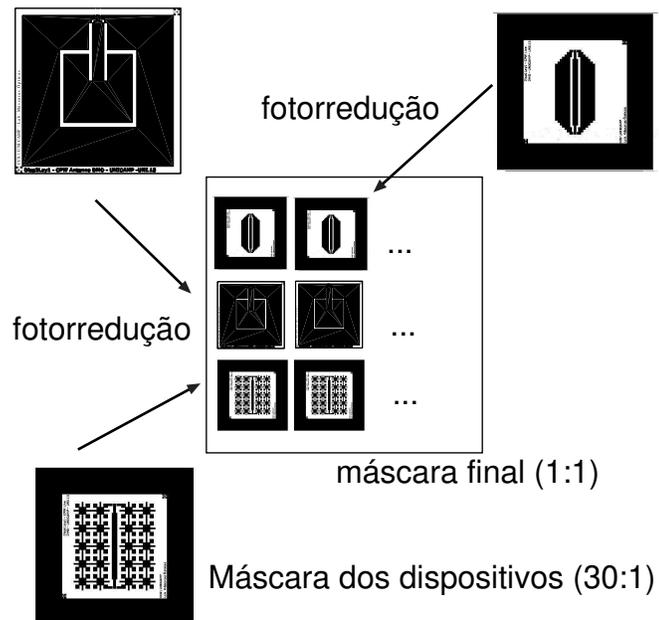


Figura 4.7 - Procedimento de confecção das máscaras pelo sistema óptico. O desenho de cada dispositivo é gravado em escala (30:1) em placa de vidro e depois fotorreduzido e fotorrepetido em escala (1:1) na placa que será a máscara final

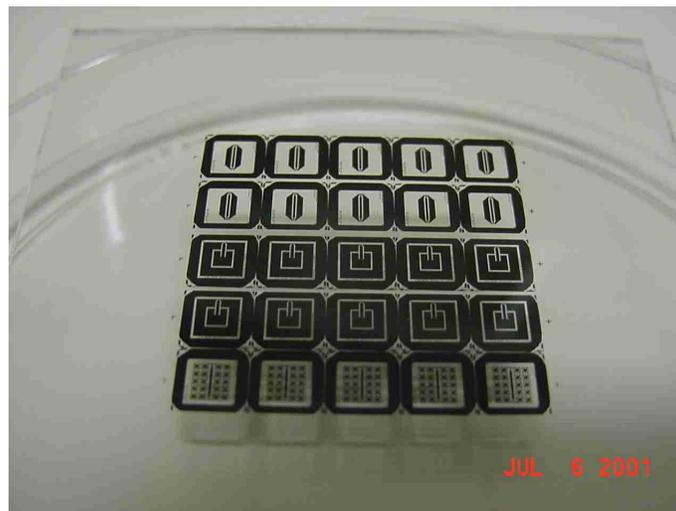
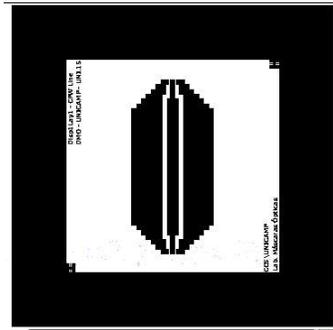
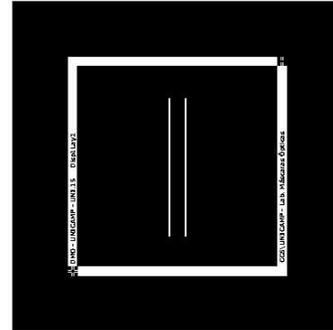
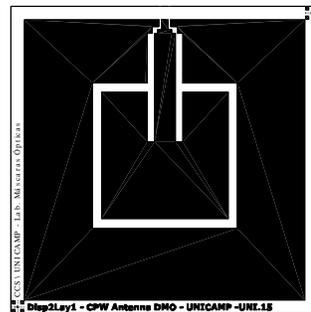
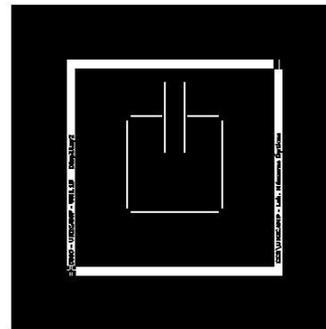
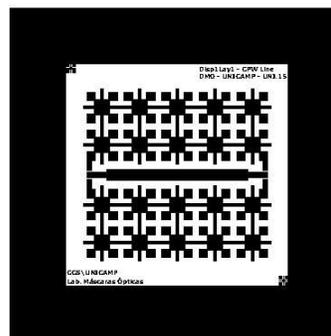


Figura 4.8 - Máscara com os dispositivos fabricados em Si. A da placa de vidro utilizada é 2.5"x2.5". De cima para baixo pode-se identificar o layout dos dispositivos, linhas CPW convencionais, antenas CPW-FULL e linha CPW com UC-PBG.

Tabela 4.7 - Parâmetros da fotolitografia

Fotoresiste	AZ1350 (Positivo)	
Revelador	AZ312I	
Aplicação	Rotação	7000rpm
	Tempo	30s
	Espessura	1,35 μ m
	Umidade do ambiente	40%
Pré-bake	Tempo	30 – 35min
	Temperatura	92°C
Pós-bake	Tempo	30 – 35min
	Temperatura	92°C

(a) Linha CPW - 1^o nível(b) Linha CPW - 2^o nível.
Janelas delimitando a região
onde devem existir os V-
grooves(c) Antena CPW - 1^o nível(d) Linha CPW - 2^o nível

(e) Linha CPW com UC-PBG

Figura 4.9 - Máscaras dos dispositivos em Si. As regiões em preto não serão expostas à luz UV, permanecendo após a revelação. Conseqüentemente, todas as camadas sob estas regiões estarão protegidas pelo FR.

4.2.6 Corrosão química anisotrópica

A corrosão química anisotrópica, CQA, é o método mais comum para a microusinagem do Si. A idéia básica é que, para algumas soluções, a razão de ataque de um monocristal depende de sua orientação cristalina. Algumas direções são atacadas muito mais rapidamente do que outras. Quando o cristal é exposto a um agente corrosivo por algum tempo, a estrutura resultante é determinada pelos planos de corrosão mais lenta, os chamados *etch stop planes*. Além da geometria do cristal, o tempo de corrosão também determina as estruturas que serão formadas. O tempo de corrosão determina, por exemplo, a formação de *V-grooves* completos ou parciais, como pode ser visto na fig.4.10

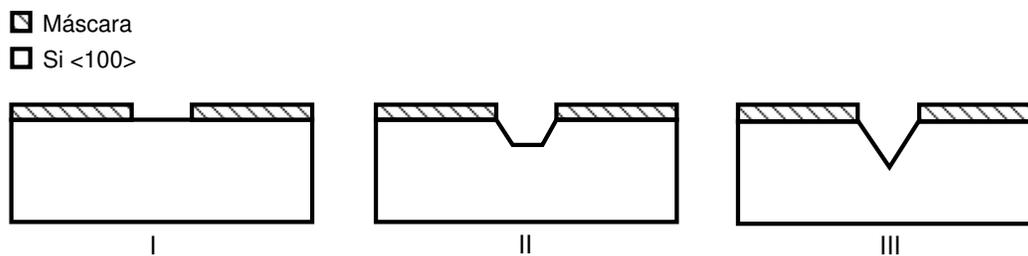


Figura 4.10 - Etapas do processo de corrosão anisotrópica do Si <100>. I - Si exposto a um agente corrosivo. II - Formação de *V-grooves* parciais após um tempo de corrosão t_1 . III - Formação de *V-groove* completo após um tempo de corrosão $t_2 > t_1$. Os tempos t_1 e t_2 dependem de vários fatores, entre eles, concentração do agente corrosivo, tamanho da janela no Si e temperatura.

Estas características explicam as vantagens e dificuldades do método. Uma vez que os planos obtidos são determinados pela estrutura do cristal, superfícies grandes e muito planas podem ser obtidas de maneira simples e previsível. Por outro lado, a grande dificuldade é que as geometrias que podem ser obtidas estão restritas à estrutura cristalográfica de forma que o layout dos dispositivos tem de ser feito dentro do universo limitado destas estruturas.

Existe uma grande quantidade de soluções que atacam o Si de forma anisotrópica, todas alcalinas. Uma das mais importantes e mais utilizada é a solução de KOH, hidróxido de potássio. Nesta solução, a razão entre as taxas de ataque é bastante elevada: o plano (100) é atacado até 400 vezes mais rápido do que o plano (111). Por esta razão o plano (111) é considerado o *etch stop plane* do Si. Uma das maiores dificuldades em relação ao KOH é que, devido aos íons K^+ , este processo não é compatível com uma linha CMOS. Mesmo assim é possível organizar a seqüência de processos de maneira que o ataque por KOH seja um das últimas etapas de processo.

Como o ataque por KOH é um processo químico, o equipamento necessário é bastante simples. O sistema consiste de uma placa quente, um agitador magnético (*stirring*), um béquer de pirex, um termômetro e um sistema de resfriamento para minimizar a perda d'água por evaporação, fig.4.11. A temperatura de ataque normalmente fica entre 60 e 100°C, a esta temperatura a solução evaporaria intensamente se um sistema de resfriamento não fosse implementado.

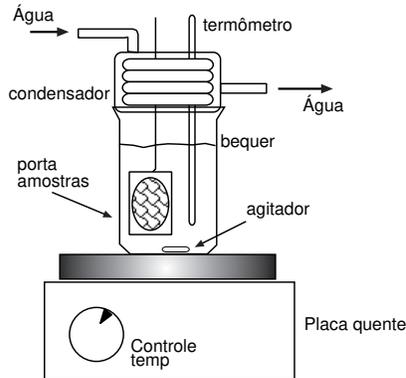


Figura 4.11 - *setup* para corrosão química anisotrópica úmido

A fig. 4.12 mostra as geometrias básicas possíveis para lâminas (100) e (110). Os *V-grooves* são feitos em lâminas (100). A inclinação das paredes é determinada pela cristalografia e calculada a partir da geometria de um cubo, seu valor é 54,73°. A abertura da janela necessária para a obtenção de um *V-groove* pode ser facilmente calculada: seja D a profundidade do ataque no silício, a abertura de janela, L_D^{CQA} , é dada por,

$$L_D^{CQA} = \frac{\sqrt{1/2}}{2} D = 1,42D$$

Procedimentos para realização da CQA do Si com KOH

O processo de ataque anisotrópico realizado utilizou um *setup* similar ao mostrado na fig.4.11. A primeira etapa consiste nas estimativas da concentração de KOH, da temperatura e tempo de corrosão necessário, com base em tabelas já conhecidas. Uma boa fonte de referência para taxas é o livro de H. Seidel. ^{SEIDEL, 1990} Em nosso caso, a profundidade desejada de ataque estava em torno de 50µm, o que levou a um tempo de corrosão aproximado de 45 minutos para

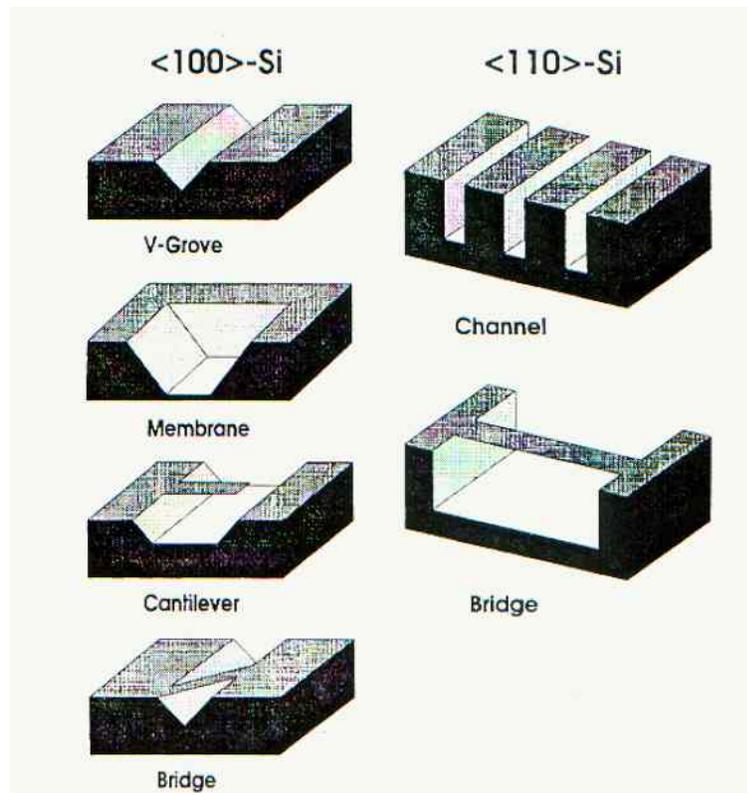


Figura 4.12 - Estruturas básicas que podem ser realizadas através de corrosão química anisotrópica. As estruturas são determinadas pelo plano $\langle 111 \rangle$ do cristal. LANG, 1996

uma concentração de 40 % a uma temperatura de 80°C . Com base nesta estimativa foi montado um experimento de calibração da taxa de corrosão para o *setup* experimental existente no laboratório. A solução de KOH foi preparada com 200g de KOH em pó dissolvidos em 600ml de água, o que resulta na concentração de 40% desejada. Uma lâmina com os dispositivos já gravados foi utilizada no processo de calibração tendo sido clivada em 4 pedaços. Estes pedaços foram mergulhados na solução sendo depois retirados, um por vez, em intervalos de 15 minutos, totalizando 60 minutos. Em seguida, mediu-se a profundidade do ataque em cada intervalo, determinando-se desta forma a taxa de corrosão para a configuração experimental do laboratório. Esta taxa foi $1,1\mu\text{m}/\text{h}$ contra $1,25\mu\text{m}/\text{h}$ encontrado na literatura.

Concluída a calibração partiu-se para o processo de ataque com as lâminas já gravadas. O tempo necessário para obtenção de uma profundidade de etch de 45μ , com uma taxa de $1,1\mu\text{m}/\text{h}$ foi cerca de 42 minutos.

O processo de fabricação completo dos dispositivos encontra-se detalhado nas figs. 4.13 e 4.14.

Tabela 4.8 - Parâmetros da corrosão química anisotrópica com KOH

Temperatura	80°C
Concentração	40%
Taxa de ataque	1,1 μm/h
Profundidade desejada	45 μm
Tempo de ataque	42 minutos

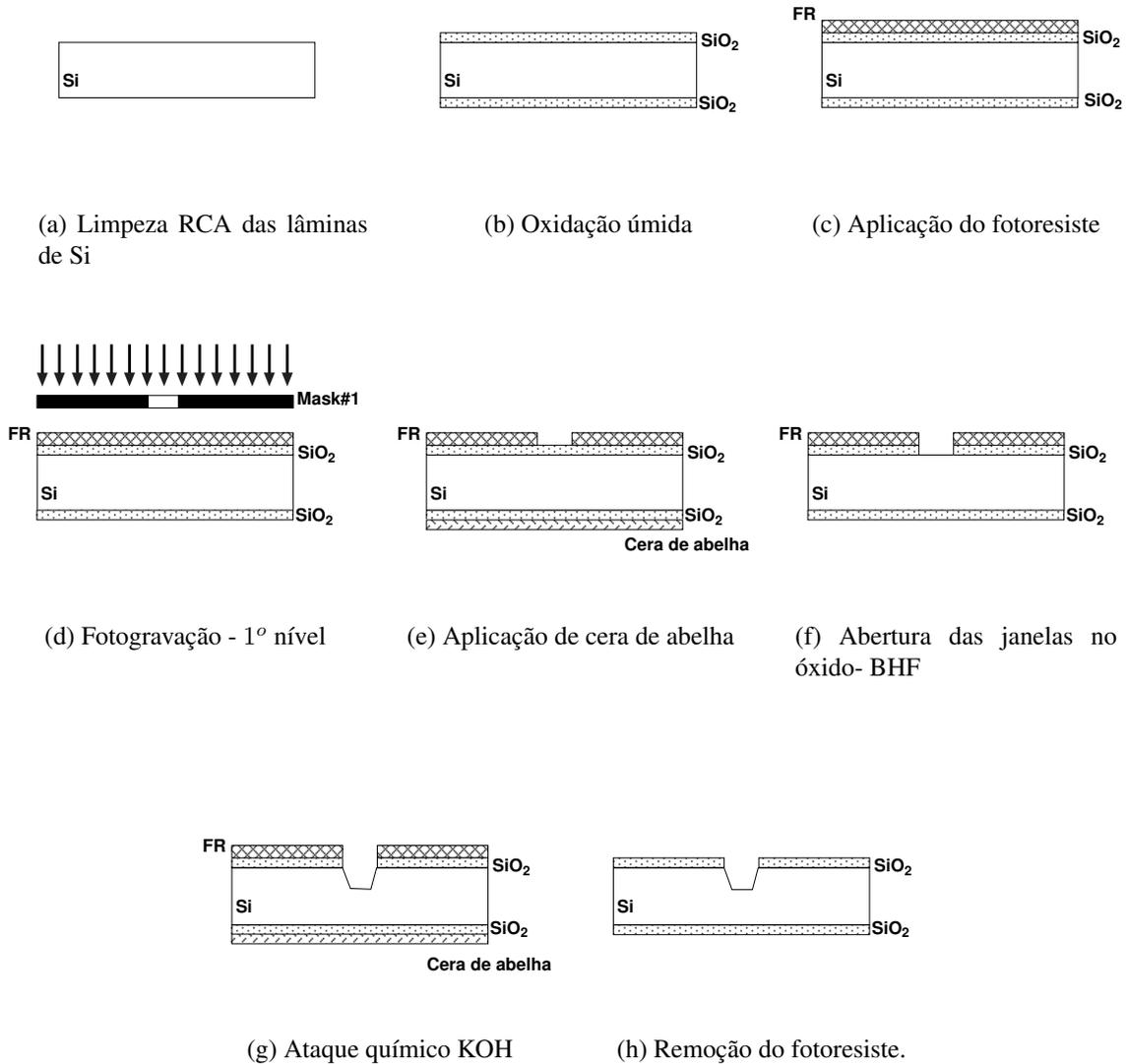


Figura 4.13 - Sequência de processos para formação dos V-grooves no Si

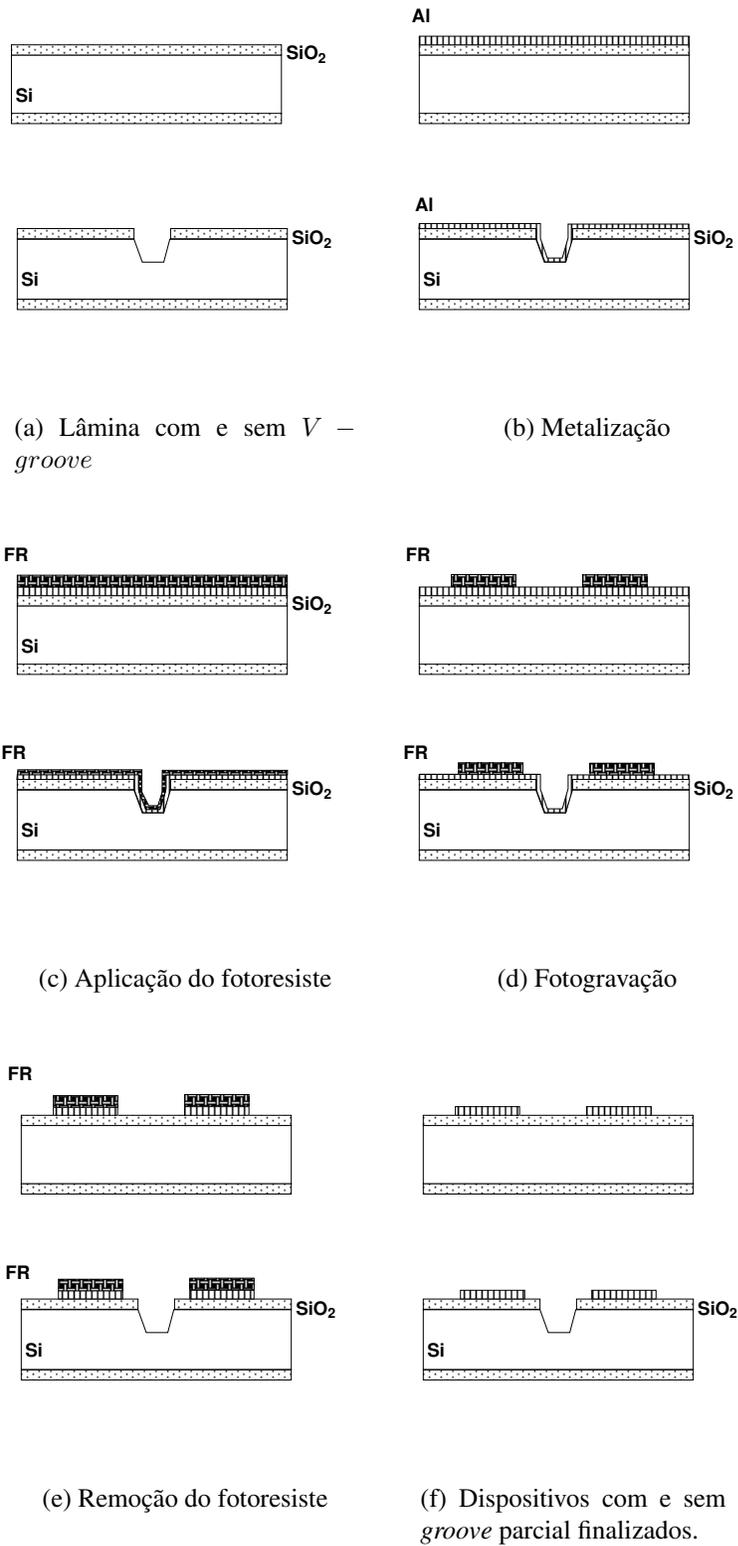


Figura 4.14 - Seqüência de processos para gravação dos dispositivos em Si

4.3 Conclusões

Neste capítulo, foram apresentadas as tecnologias utilizadas na fabricação dos dispositivos estudados.

Na primeira parte, foi mostrada a seqüência de processos para fabricação dos dispositivos em alumina. Foram citadas as regras de processo do projeto multiusuário de microfabricação, MUSA, bem como foi mostrada a disposição dos dispositivos nas máscaras projetadas.

Em seguida, foram apresentados os processos utilizados na fabricação dos dispositivos em Si. O procedimento de criação das máscaras dos dispositivo e a corrosão química anisotrópica do Si com KOH foram descritos com detalhes.

Em relação ao projeto dos dispositivos em alumina e Si, foi utilizada uma abordagem direcionada à medição, ou seja, os dispositivos foram projetados levando-se em conta o *setup* que seria utilizado para sua caracterização. Os projetos das antenas e linhas de transmissão em alumina e Si foram feitos, por exemplo, levando-se em conta informações sobre as dimensões das pontas de prova Cascade (vide Apêndice C).

Dispositivos Fabricados e Caracterização

NESTE capítulo serão apresentados os dispositivos fabricados juntamente com os resultados da caracterização. Na primeira parte do capítulo, serão apresentados alguns dos protótipos em tamanho grande fabricados com diferentes substratos e tecnologias visando verificar a viabilidade deste estudo. A seguir, serão apresentados os dispositivos para banda K_a fabricados através do projeto multiusuário do LNLS, MUSA, em alumina. Na parte final serão mostrados os dispositivos fabricados em Si, para frequências entre 18 e 30GHz, utilizando-se a infra-estrutura de processos de microeletrônica disponível no CCS/UNICAMP. Neste capítulo também será apresentada toda a metodologia de caracterização empregada.

5.1 Protótipos

Visando verificar a viabilidade de fabricação de dispositivos PBG que utilizassem materiais e tecnologia disponíveis no laboratório, foram construídos alguns protótipos de linhas de transmissão e antenas em tamanho grande, fig.5.1.

Os materiais utilizados estão descritos na tabela 5.1. Foram utilizados tanto materiais considerados “tradicionais”, como a fibra de vidro e a alumina, como materiais menos comuns neste tipo de montagem, como o Si.

Tabela 5.1 - Materiais utilizados para fabricação dos protótipos

	ϵ_r	$\tan \delta$	h (mm)
Fibra de vidro	4,8	0,001	1,6
Alumina (Al_2O_3)	9,8	0,001	0,635
Silício (Si) <111>	11,9	0,004	0,325
Arlon1000	9,8	0,001	1,5

Os dispositivos em fibra de vidro e Arlon foram fabricados utilizando-se técnicas tradicionais de circuito impresso para transferência dos padrões (corrosão seletiva do cobre por cloreto

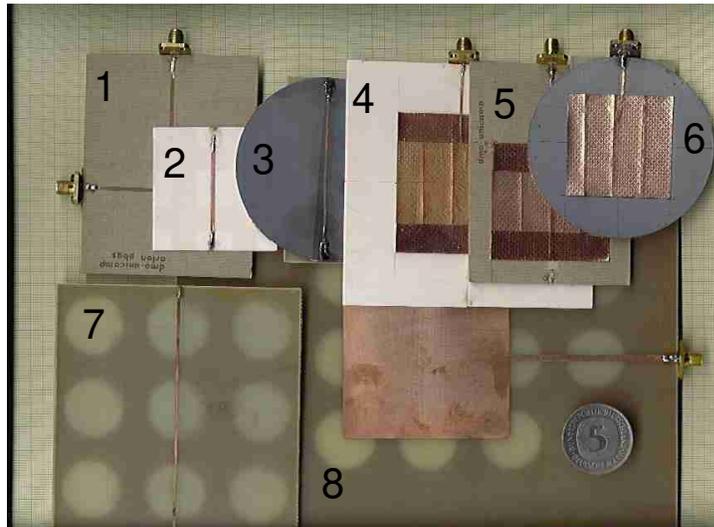


Figura 5.1 - Protótipos de antenas e linhas de transmissão utilizando a tecnologia PBG. KRETLY, 2000, p. 3-4 1 - Linha de Transmissão em L em Arlon1000 ($\epsilon_r = 9, 8$), 2 - LT em alumina ($\epsilon_r = 9, 8$), 3 - LT em Si ($\epsilon_r = 11, 4$), 4 - Antena em Alumina, 5 - Antena em Arlon, 6 - Antena em Si, 7 - Linha PBG-GP em Fibra de vidro ($\epsilon_r = 2, 2$), 8 - Antena PBG-GP em Fibra de vidro

férico). Os dispositivos em alumina e Si foram fabricados utilizando uma fita metálica fina ($\approx 300\mu m$) de cobre da 3M. No caso dos dispositivos em Si, devido a fragilidade deste substrato, foi necessária uma base rígida de fibra de vidro como suporte para o dispositivo e seus conectores. Em todos estes protótipos foram utilizados conectores tipo SMA.

5.1.1 Caracterização

A caracterização dos protótipos foi feita utilizando um analisador de redes vetorial HP8714, da Agilent. O setup para as medidas é mostrado na fig.5.2. Este analisador de redes facilita bastante a caracterização do dispositivos pois todo o processo de calibração e medidas é feito automaticamente. Com isso, a caracterização destes dispositivos resume-se em conectar o dispositivo, selecionar os parâmetros desejados e gravar o resultado exibido em disquete.

Análise dos Resultados

Foram medidos os parâmetros de espalhamento, transmissão, s_{21} , e reflexão, s_{11} , das linhas de transmissão e antenas. A fig.5.3 mostra os resultados para as linhas de transmissão em alumina e Arlon1000, com e sem PBG. A comparação entre a transmissão, s_{21} de uma linha

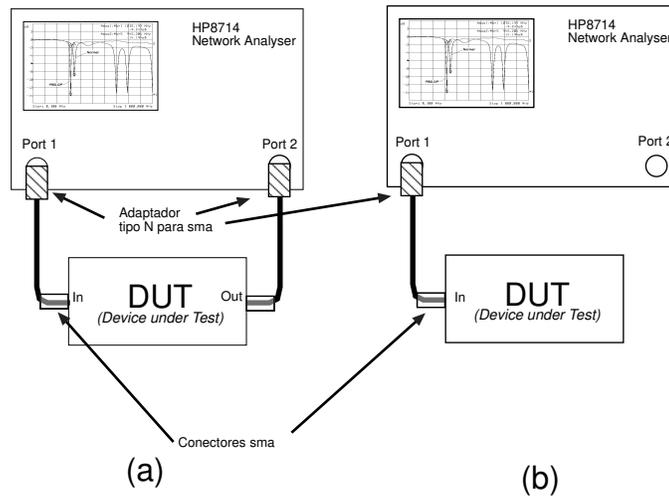


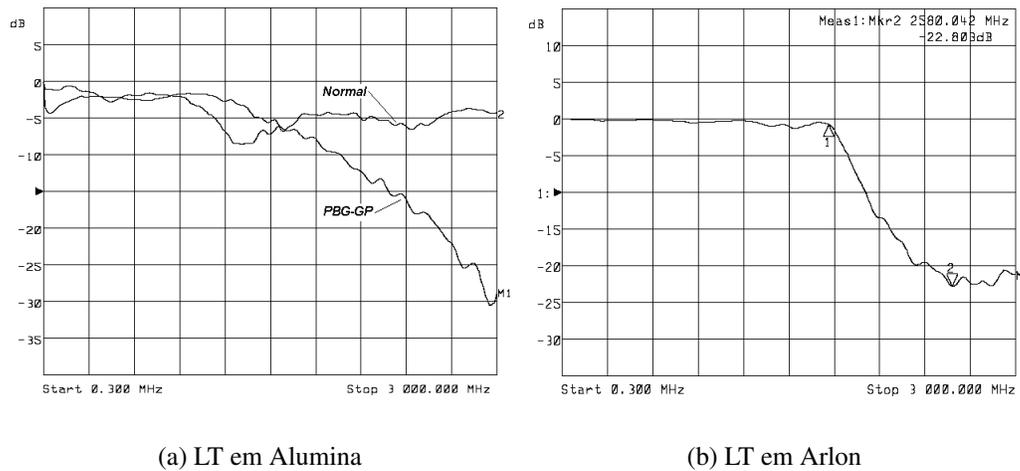
Figura 5.2 - *Setup* experimental para caracterização dos dispositivos, (A) de 2 portas e (B) de uma porta.

de microfita em alumina normal e com PBG-GP, vista na fig.5.3(a) mostra a banda proibida introduzida pela estrutura PBG no plano de terra do dispositivo. A linha com o PBG-GP apresenta uma atenuação de -25 dB na transmissão para frequências em torno de 3 GHz quando comparada a normal (sem PBG).

O dispositivo fabricado em Arlon também mostra uma banda proibida com frequência central, f_{PBG} em $2,7$ GHz, 5.3(b). Comparando-se a transmissão da linha em Arlon com a linha em alumina observa-se que a linha em Arlon apresenta um resultado bem mais estável. Isto deve-se a diferença nos processos de fabricação. A linha em alumina foi fabricada com uma fita metálica colada ao substrato em que, devido a presença de bolhas de ar, não se podia garantir a homogeneidade da constante dielétrica, ϵ_r . A linha em Arlon, ao contrário, não possui tais bolhas e com isso a constante dielétrica é constante em todo o substrato.

A medida do parâmetros s na linha com fibra de vidro fig.5.4(a) mostra de maneira clara as bandas proibidas introduzidas pelas estruturas PBG. A frequência central neste caso também fica próxima a $2,7$ GHz.

A fig.5.4(b) mostra um outro resultado interessante: a medida dos parâmetros s para a linha fabricada em Si. Pode-se observar, em primeiro lugar, as perdas introduzidas pelo substrato semiconductor ($s_{21} < -10$ dB em todo o intervalo). Outra observação diz respeito as intensas variações na transmissão e reflexão observadas. Estas variações justificam-se pelo processo uti-

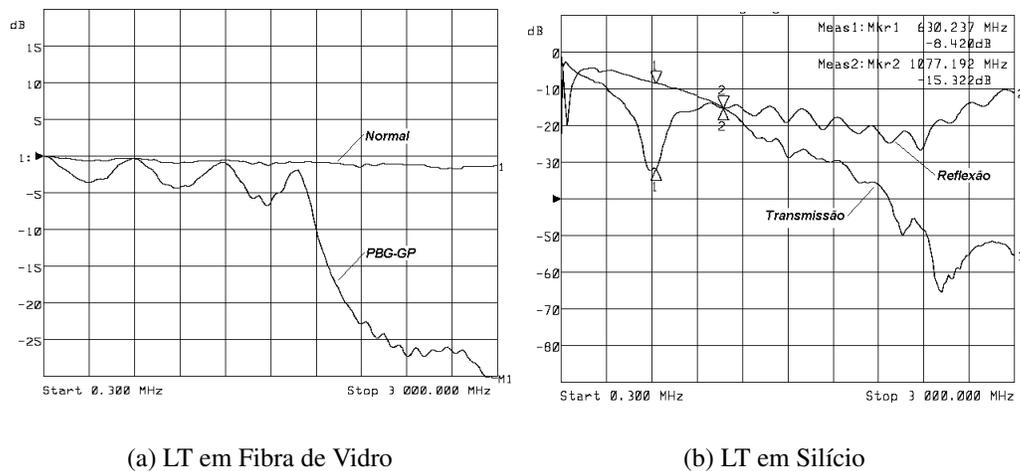


(a) LT em Alumina

(b) LT em Arlon

Figura 5.3 - Transmissão - s_{21} das LT em alumina e Arlon. [KRETLY, 2000, p. 3-4](#) Note as bandas proibidas introduzidas pelas estruturas PBG-GP

lizado na fabricação (ϵ_r instável no substrato). Finalmente, pode-se observar a banda proibida introduzida pela estrutura PBG (-60 dB próximo a 2,4 GHz).



(a) LT em Fibra de Vidro

(b) LT em Silício

Figura 5.4 - Parâmetros s das LT em fibra de vidro e Si. Observe as bandas proibidas introduzidas nos dispositivos pela estrutura PBG-GP. Note também as instabilidades dos resultados das medidas em Si. Tais efeitos podem ser atribuídos a metodologia de fabricação empregada nestes dispositivos.

A linha de transmissão em L fabricada em Arlon com PBG-GP também mostra uma banda proibida com frequência central f_{PBG} próximo a 3 GHz, [fig.5.5](#).

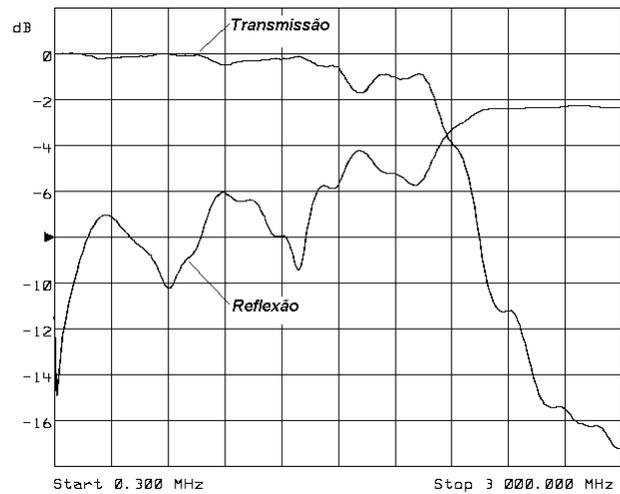


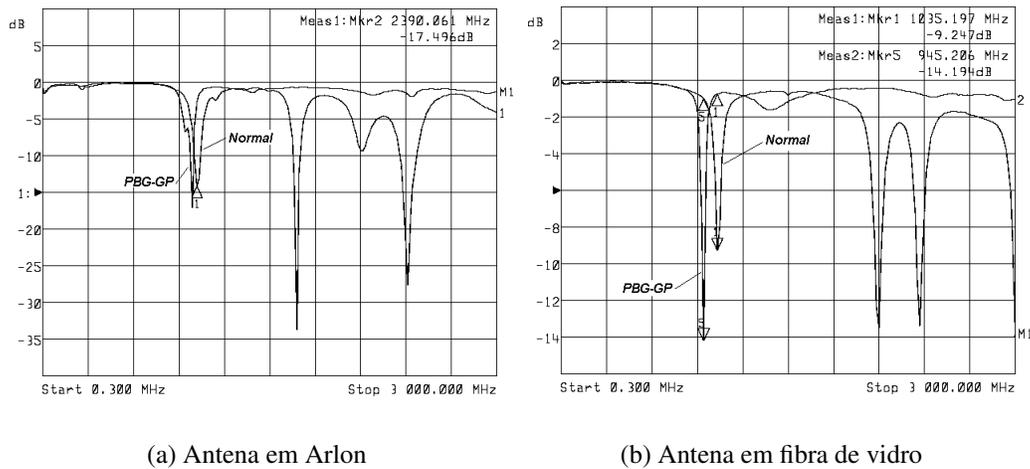
Figura 5.5 - Parâmetros s da LT em L fabricada em Arlon. Note a banda proibida na transmissão, introduzida pelas estruturas PBG-GP

A caracterização das antenas é feita com base na reflexão, s_{11} . Apesar deste parâmetro não garantir por si só que a antena é um bom radiador, sabe-se da prática que perda por retorno pequena significa, quase sempre, boa performance da antena.

As figs.5.6(a) e 5.6(b), com as medidas de s_{11} para antenas em Arlon e fibra de vidro, mostram um resultado de grande importância: a *eliminação de modos harmônicos superiores nas antenas fabricadas com PBG no plano de terra*. Isto é comprovado pela eliminação dos *dips* de ressonância em frequências mais altas que a frequência de operação da antena, 1 GHz. A energia, antes emitida pelos modos harmônicos, incorpora-se ao modo fundamental do dispositivo, resultando numa melhora de desempenho. Estes resultados mostram a viabilidade de aplicação da tecnologia PBG como forma simples e eficiente de melhorar o desempenho de antenas planares em geral.

A fig.5.7 mostra o resultado da caracterização das antenas em alumina e Si. Mais uma vez percebe-se o efeito das instabilidades introduzidas pela metodologia de fabricação. Apesar disto, a fig.5.7(b) mostra outra implicação interessante da tecnologia PBG: o deslocamento da frequência de ressonância do dispositivo, *PBG-Shift*. Este deslocamento é previsível devido a alteração na geometria do plano de terra do dispositivo.

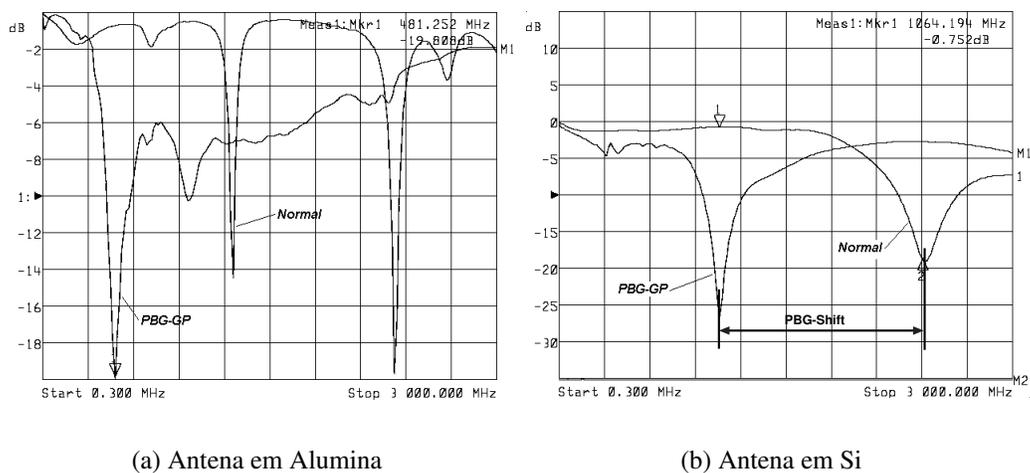
Os resultados da caracterização de linhas, figs.5.3, 5.4 e 5.5 e antenas, figs.5.6 e 5.7 mostraram de forma bastante incisiva a viabilidade de fabricação de dispositivos de microonda utilizando a tecnologia PBG. Pode-se verificar o funcionamento de tais estruturas atuando como



(a) Antena em Arlon

(b) Antena em fibra de vidro

Figura 5.6 - Gráficos comparativos entre antenas com e sem PBG-GP no Si e em Arlon. Observe a eliminação dos modos harmônicos superiores nos dispositivos com PBG-GP.



(a) Antena em Alumina

(b) Antena em Si

Figura 5.7 - Reflexão, s_{11} , medida em antenas fabricadas em alumina e Si. Note o deslocamento, *PBG-Shift*, na frequência fundamental das antenas com PBG-GP.

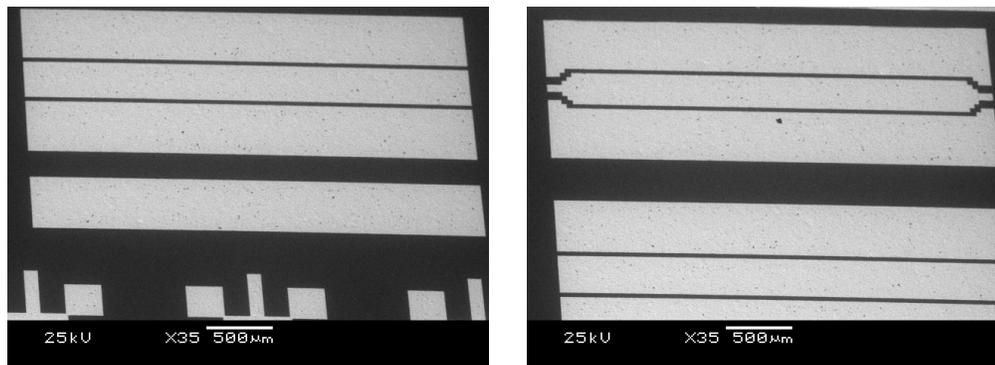
filtros em linhas de transmissão e antenas. Pode-se verificar, também, que a metodologia utilizada para projeto dos dispositivos leva a resultados satisfatórios.

5.2 Dispositivos em Alumina para a Banda K_a

Nesta seção, serão apresentadas as linhas de transmissão CPW e antenas, fabricadas em alumina, através do projeto multiusuário do LNLS.

As imagens mostradas foram feitas utilizando-se o microscópio eletrônico de varredura, disponível para comunidade científica no Laboratório de Microscopia Eletrônica, LME/LNLS.

A fig.5.8 mostra as linhas CPW de referência fabricadas. A caracterização destes dispositivos visa fornecer resultados de referência que possam ser comparados àqueles obtidos em linhas com estruturas UC-PBG.



(a) Linha CPW convencional sem terminação GSG

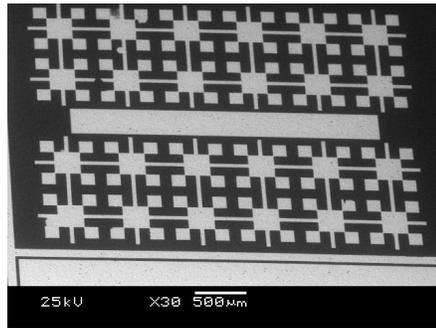
(b) Linha CPW convencional com terminação GSG

Figura 5.8 - Linhas CPW convencionais em alumina - SEM. [KRETLY, 2001, p. 435-438](#)

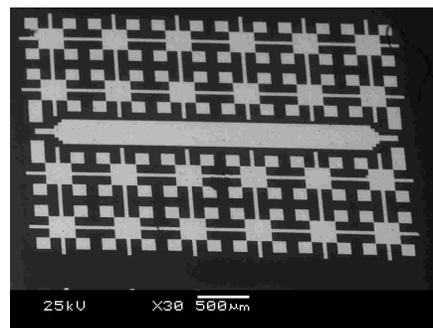
As variações nas estruturas UC-PBG podem ser vistas na fig.5.9. Na parte superior são mostradas linhas CPW com estruturas UC-PBG pequenas no plano de terra e na parte inferior estão as linhas com estruturas UC-PBG grandes. Pode-se ter uma noção das dimensões dos dispositivos observando a barra de dimensão no rodapé das imagens.

A fig.5.10(a) apresenta uma visão geral da antena CPW-Full fabricada em alumina. A antena com plano de terra UC-PBG é mostrada na fig.5.10(b). Os elementos irradiadores retangulares de ambas as antenas medem $2900 \mu m$ de comprimento por $5330 \mu m$ de largura.

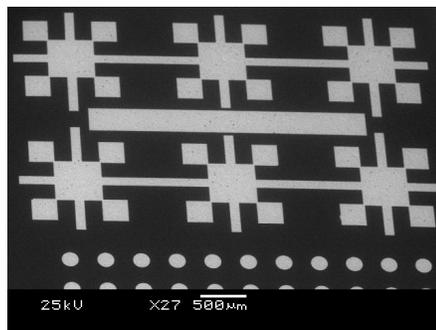
A linha CPW PBG Through é mostrada na fig.5.11. As células UC-PBG da rede envolvida pela linha CPW têm a mesma dimensão das células UC-PBG pequenas utilizadas nas linhas CPW.



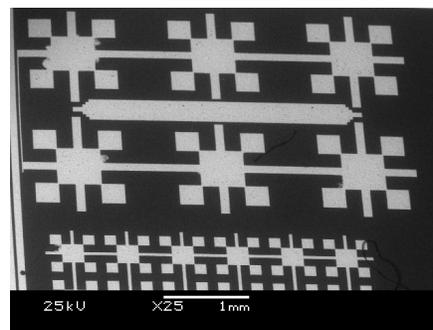
(a) Linha CPW com células UC-PBG pequenas (Sem GSG)



(b) Linha CPW com células UC-PBG pequenas



(c) Linha CPW com células UC-PBG grandes (Sem GSG)



(d) Linha CPW com células UC-PBG grandes

Figura 5.9 - Linhas CPW em alumina com células UC-PBG de tamanho grande e pequeno - SEM

5.2.1 Caracterização

A caracterização dos dispositivos em alumina foi feita utilizando um analisador de redes vetorial, HP8510C, da Agilent, com uma estação de testes SUMMIT, acoplada, fig. 5.12. Este *setup* permite realizar medidas até 40 GHz.

O procedimento de caracterização, utilizando *setup*, é um pouco mais trabalhoso do que com a configuração mostrada anteriormente (vide seção 5.1.1, pág. 74).

Antes de iniciar as medidas em si, são necessários dois procedimentos:

- Planarização das pontas CPW GSG;
- Calibração.

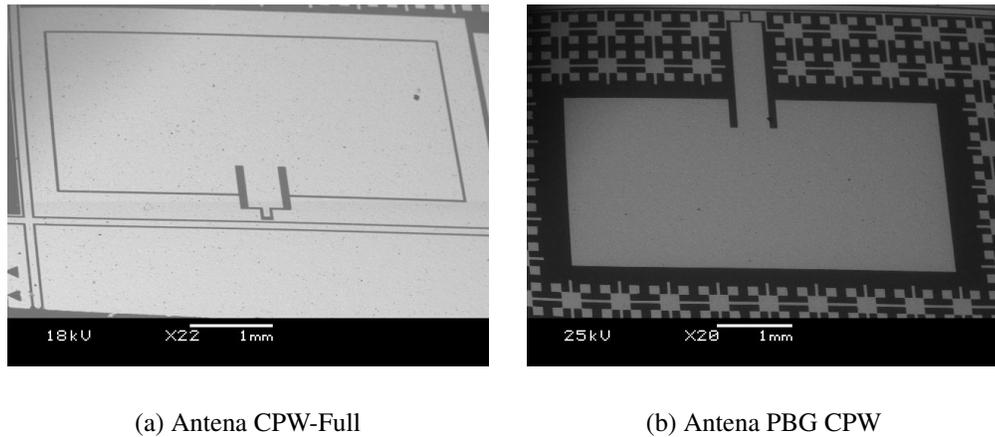


Figura 5.10 - Antenas em alumina com e sem UC-PBG

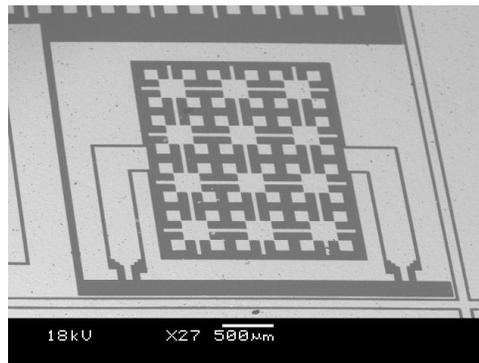


Figura 5.11 - Linha CPW PBG Through

O procedimento de planarização das pontas é um alinhamento feito para garantir que as pontas, com dimensão típica de $30\mu m$, atinjam o substrato simultaneamente, fig.5.13. Qualquer diferença na altura pode levar à perda das pontas.

Após o procedimento de planarização, é realizada a calibração das com o objetivo de eliminar as indutâncias e capacitâncias inseridas pela fiação e posicionar o plano de referência sobre as pontas. A calibração das pontas é realizada seguindo-se uma seqüência de procedimentos informada pelo próprio analisador de redes. Utiliza-se uma amostra padrão com curtos, linhas de transmissão e cargas de 50Ω .

Concluída a calibração, parte-se para a realização das medidas, que deve ser feita com grande cuidado para que as pontas microscópicas não sejam danificadas.



Figura 5.12 - Equipamento utilizado para a caracterização dos dispositivos em alumina e Si.

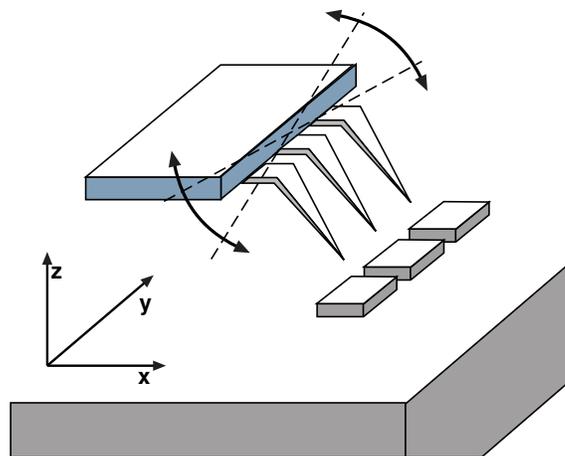


Figura 5.13 - Procedimento de planarização das pontas CPW - GSG. O objetivo é variar a posição das pontas no plano yz de forma que as pontas atinjam os *pads* simultaneamente.

Apresentação dos Resultados

Os parâmetros de espalhamento da linha CPW de referência são mostrados na fig.5.14. Por estes resultados, percebe-se que a linha está bem casada e apresenta poucas perdas ($s_{11} < -10$ dB em todo intervalo).

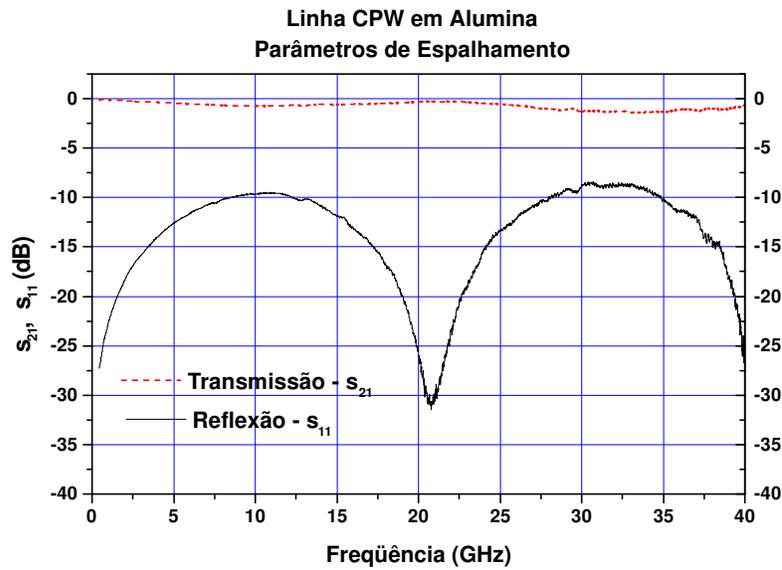


Figura 5.14 - Parâmetros s da linha CPW de referência - alumina. Os resultados indicam um bom casamento de impedância em 50Ω e poucas perdas.

A fig.5.15 mostra os parâmetros s das linhas CPW com células UC-PBG pequenas e grandes no plano de terra. Pode-se perceber, no gráfico da transmissão da linha com células grandes, a introdução de bandas proibidas em determinadas frequências. Estas bandas acontecem em 8 (-10 dB), 14 (-18 dB) e 31 GHz(-36 dB) e confirmam a influência das estruturas periódicas no plano de terra dos dispositivos.

A linha com estruturas UC-PBG menores já não apresentaram a característica de bandas proibidas tão claramente como a estrutura anterior. Embora possam ser vistas suspeitas de banda proibidas a 10, 17 e 28 GHz, sua “profundidade” nunca passa de -5 dB. A não existência de bandas proibidas proeminentes nesta estrutura pode ser explicado pelo ajuste fino que é necessário para que a estrutura PBG funcione no local desejado. Neste caso, como o projeto foi feito por escalonamento, provavelmente a estrutura PBG não está otimizada para estas frequências.

Os resultados obtidos mostram-se bem diferentes daqueles simulados, fig.3.11(b), dando a entender que o modelo utilizado na simulação não se adequou bem a este tipo de estrutura.

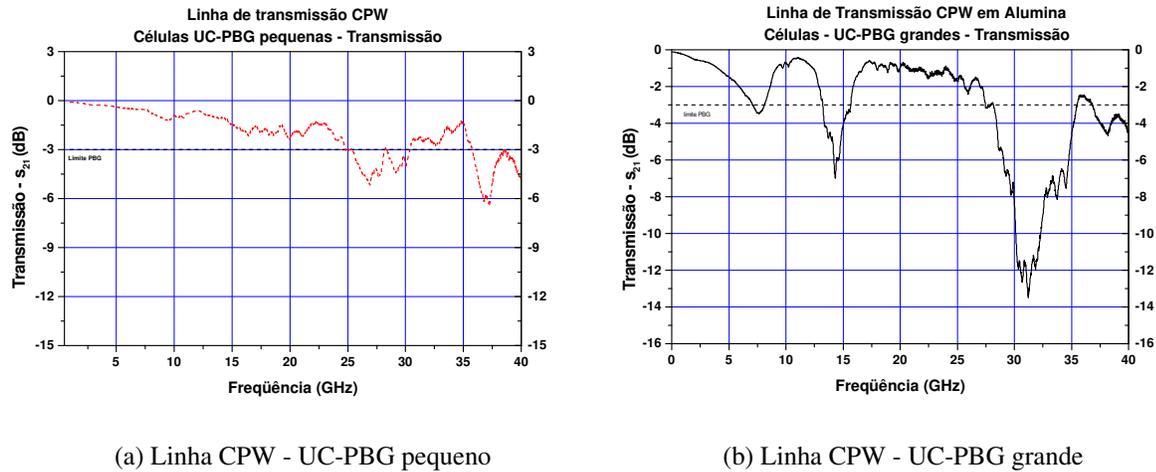


Figura 5.15 - Linhas CPW - UC-PBG em alumina

A fig.5.16 mostra um gráfico comparativo com os resultados da transmissão medida para linha de referência e linha com UC-PBG grande. Pode-se perceber claramente as bandas proibidas introduzidas pela rede UC-PBG.

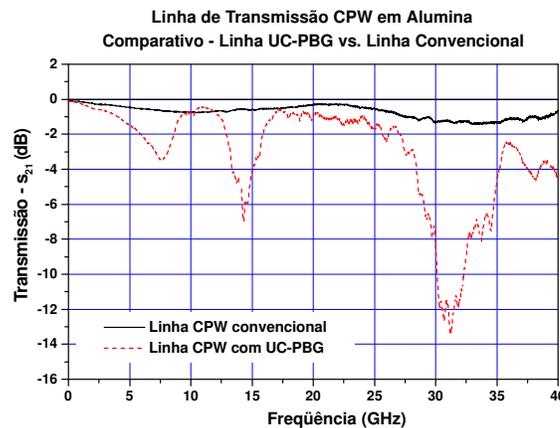


Figura 5.16 - Comparação entre a transmissão - S_{21} de uma linha CPW com e sem UC-PBG

A fig.5.17 mostra uma comparação entre a transmissão das linhas CPW com diferentes tamanhos de célula PBG unitária. Um deslocamento em frequência das bandas proibidas pode ser observado. Este deslocamento recebe o nome de *PBG shift* e é consequência da introdução das estruturas PBG no plano de terra do dispositivo. Estruturas de diferentes tamanhos, influenciam a constante de propagação, β , de diferentes formas. Nota-se que matrizes maio-

res tendem a apresentar as bandas proibidas em frequências mais baixas do que as matrizes menores.

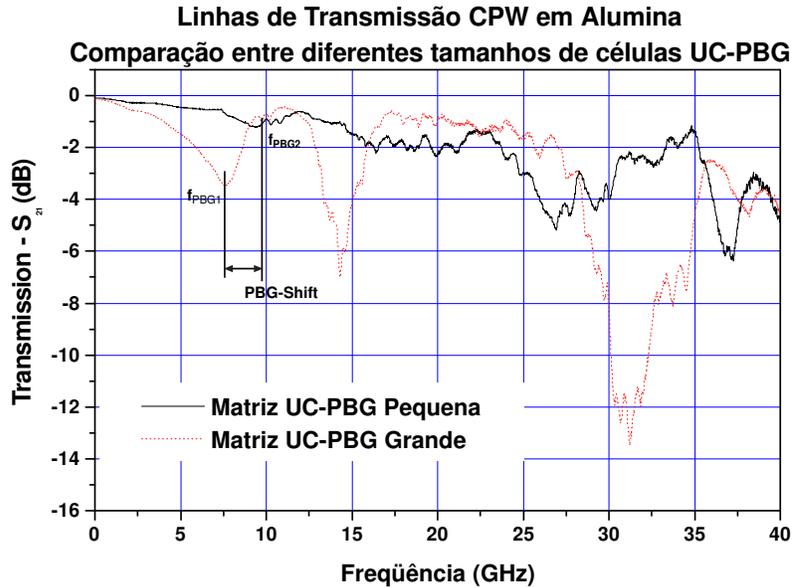
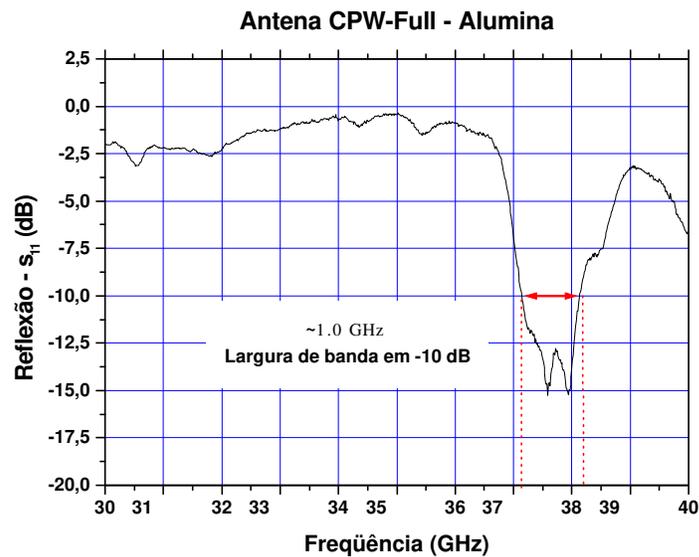
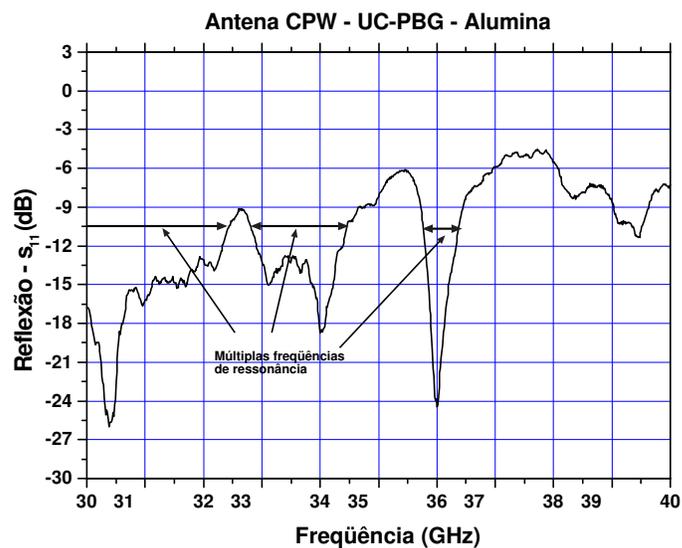


Figura 5.17 - Comparação entre a transmissão - s_{21} de linha CPW com diferentes tamanhos de células UC-PBG

A [fig.5.18](#) mostra os resultados da caracterização das antenas em alumina. A antena CPW-Full apresentou frequência de ressonância em 38 GHz, com $s_{11} \approx -15dB$. A largura de banda medida para esta antena a -10 dB é de $\approx 1 GHz$, como destacado do gráfico.

A medida da reflexão para a antena com UC-PBG, [fig.5.18\(b\)](#), indica um aumento na largura de banda da antena. Tal conclusão, entretanto, não pode ser tirada analisando-se somente este gráfico.

(a) Antena CPW full em alumina - s_{11} 

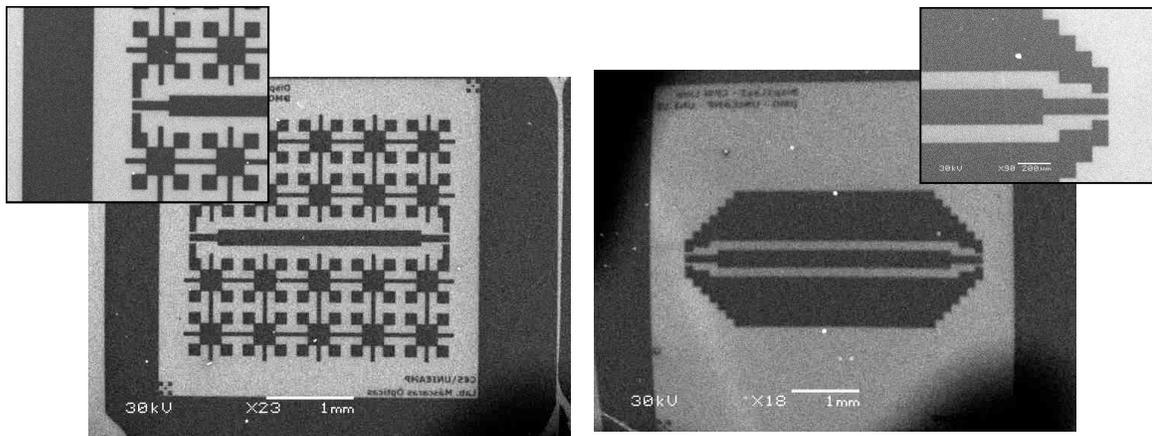
(b) Antena CPW em alumina com PBG - s_{11} . A presença de múltiplas bandas de ressonância pode indicar um aumento na largura de banda do dispositivo proporcionado pelas estruturas UC-PBG no plano de terra.

Figura 5.18 - Antenas em alumina - Caracterização

5.3 Dispositivos em Si para frequências entre 18 e 30 GHz

Esta seção apresenta os dispositivos fabricados em Si utilizando os processos descritos no capítulo 4. As imagens apresentadas foram feitas através de microscopia por varredura de elétrons, SEM (*Scanning Electron Microscopy*), no LME/LNLS.

A fig. 5.19 mostra imagens das linhas de transmissão UC-PBG, fig.5.19(a), e CPW tradicional, 5.19(b). Nos cantos superiores podem ser vistos detalhes da forma de alimentação nestes dispositivos.



(a) Linha CPW - UC-PBG

(b) Linha CPW convencional

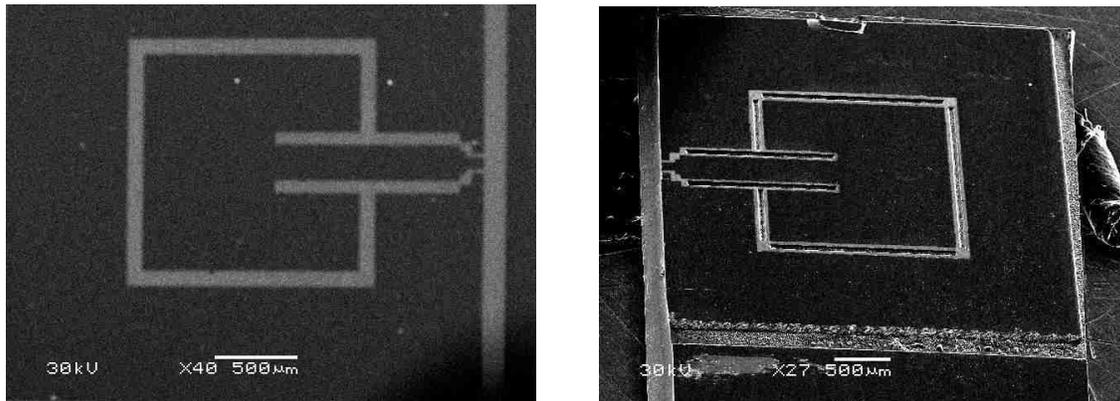
Figura 5.19 - Linhas tradicional e UC-PBG em Si. Observe, no detalhe, os contatos para medidas utilizando a ponta CPW GSG Cascade.

As antenas CPW-Full e CPW-Full com *V-groove* parcial são mostradas na figura 5.20. Pode-se observar na fig. 5.20(b) o vão introduzido no substrato pelo processo de corrosão anisotrópica.

A fig.5.21(a) mostra a imagem de um linha CPW clivada para mostrar sua seção em corte. Pode-se observar no detalhe a geometria regular do *V-groove* parcial.

O detalhe da alimentação da antena CPW com *V-groove* parcial pode ser visto na fig.5.21(b). Percebe-se claramente a diferença na altura da camada de Al ($\approx 2\mu\text{m}$) em relação ao *V-groove* ($\approx 50\mu\text{m}$). No detalhe são mostradas as camadas de Al e SiO_2 sobre o Si.

A antena CPW com *V-groove* parcial é vista em detalhes na fig.5.22. Pode-se perceber a relação entre a espessura do substrato e camadas de metal e óxido depositadas na superfície da lâmina.



(a) Antena CPW Full

(b) Antena CPW com *V-groove* parcial

Figura 5.20 - Antenas em Si. Note o vão introduzido no Sipele CQA na antena com *V-groove* parcial.

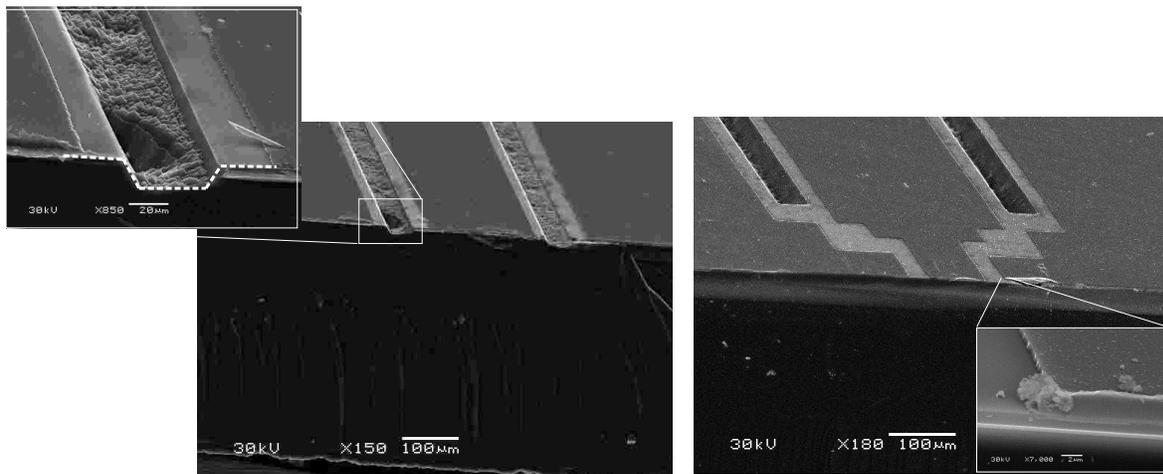
(a) Detalhes do *V-groove* parcial na linha CPW(b) Detalhe da alimentação da antena. Camada de Al e SiO_2 sobre o Si.

Figura 5.21 - Detalhe dos dispositivos em Si

Uma visão por inteiro dos dispositivos é mostrada na fig.5.23. Observe a barra de dimensionamento no rodapé da figura.

A fig.5.24 mostra mais alguns detalhes dos dispositivos fabricados em Si. A célula UC-

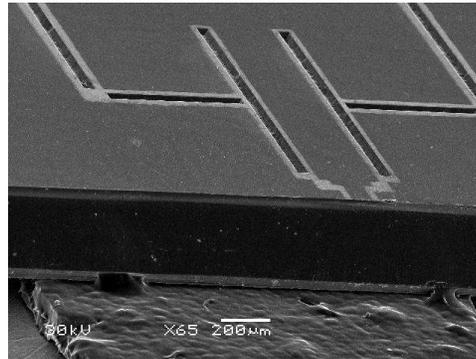
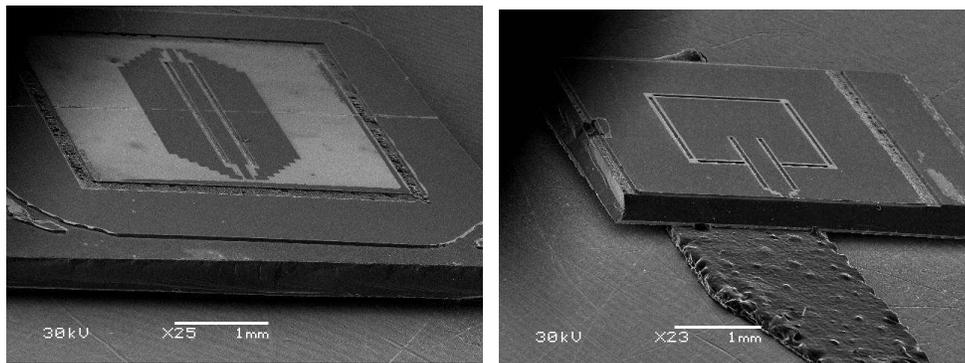


Figura 5.22 - Detalhe da antena CPW com *V-groove* parcial em Si. Observe a espessura da lâmina de Si ($\approx 325 \mu\text{m}$) com relação às camadas superficiais de Al e SiO_2 .



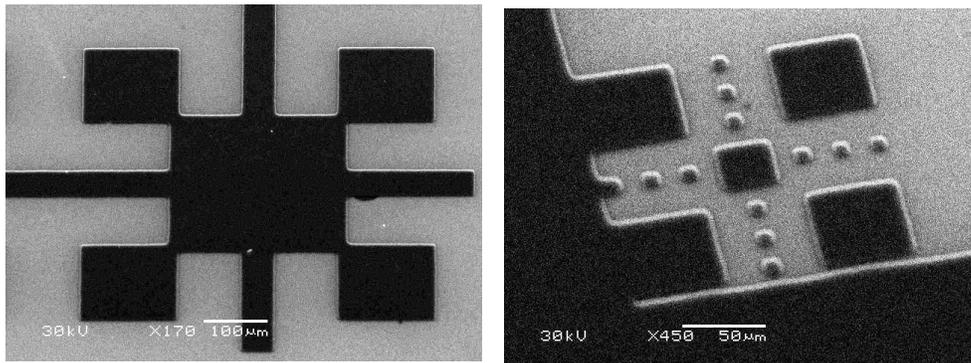
(a) Linha CPW com *V-groove*

(b) Antena com *V-groove*

Figura 5.23 - Visão geral dos dispositivos com *V-groove* parcial

PBG unitária e a marca de alinhamento das máscaras no processo de fotolitografia (observe as dimensões).

Por último, é apresentada a imagem em escala 1:1 de uma antena CPW para 20 GHz comparada a um palito de fósforo. Note que a antena é um pouco maior do que a cabeça do palito.



(a) Célula unitária UC-PBG

(b) Marca de alinhamento em detalhes

Figura 5.24 - Detalhe dos dispositivos em Si

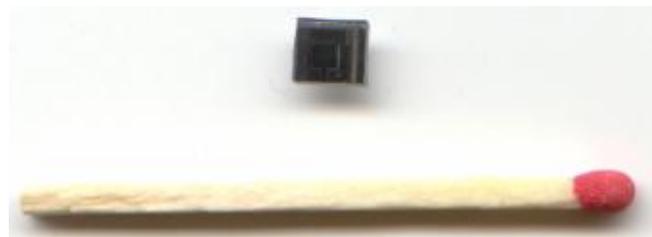


Figura 5.25 - Antena em Si para 18 GHz

5.3.1 Caracterização

A caracterização dos dispositivos em Si foi feita utilizando o mesmo *setup* e seguindo os mesmos procedimentos empregados na caracterização dos dispositivos em alumina, conforme descrito na seção 5.2.1.

Um gráfico comparativo da reflexão, para todas as antenas fabricadas em Si, é mostrado na fig.5.26. Por este gráfico, concluí-se que o melhor desempenho com relação a s_{11} é o da antena CPW-Full, 5.20(a), seguido da antena CPW com *V-grooves* parciais, 5.20(b).

Observam-se neste gráfico as perdas introduzidas pelo substrato semiconductor de baixa resistividade, refletidas pelo valor de $s_{11} < -5$ dB em todo intervalo, e o efeito da dispersão, caracterizado pelo alargamento do vale de ressonância dos dispositivos.

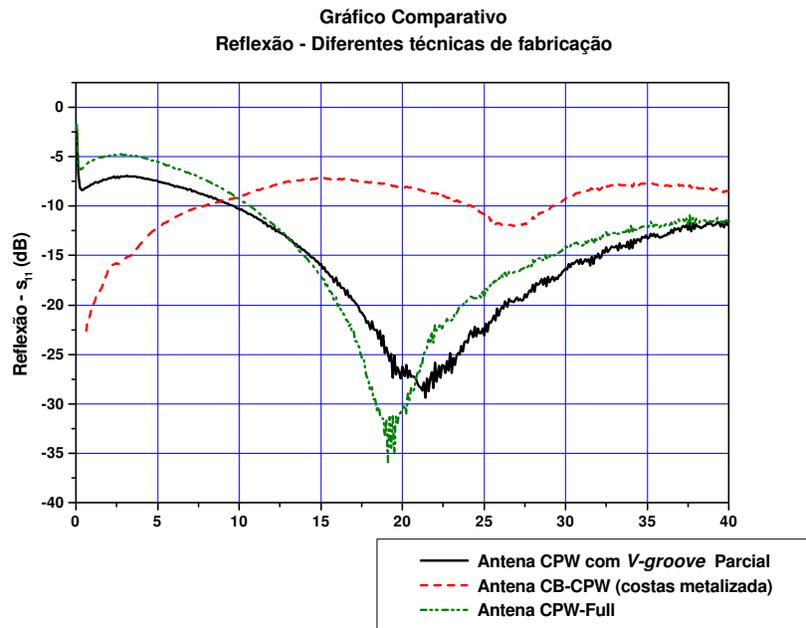


Figura 5.26 - reflexão - s_{11} das antenas CPW em Si fabricadas com diferentes tecnologias. Observe as perdas introduzidas pelo substrato semiconductor de baixa resistividade ($s_{11} < -5$ dB em todo intervalo), e o alargamento do vale de ressonância, resultante de efeitos de dispersão.

Os parâmetros de espalhamento das linhas CPW em Si estão reunidos na fig.5.27. Por esta figura, percebe-se que todas as linhas, com exceção da linha com PBG no plano de terra do dispositivo, apresentam perdas elevadas que podem ser justificadas pelo substrato utilizado.

A linha com PBG apresenta perdas significativamente menores do que as outros dispositivos como pode ser visto na fig.5.28(a). Partindo-se do ponto que todas as linhas foram

fabricadas num mesmo processo de fabricação, pode-se justificar esta melhora de desempenho pela estrutura PBG introduzida no plano de terra do dispositivo. Utilizando-se esta estrutura, conseguiu-se um aumento em s_{21} de 5 dB, quando comparada a linha CB-CPW (costas da lâmina metalizada), e 10 dB quando comparada a linha CPW sem a estrutura PBG no plano de terra. A reflexão apresenta uma maior estabilidade em todo intervalo (s_{11} praticamente constante e igual a -14 dB), como pode ser visto na fig.5.28(b).

Este fato abre grandes possibilidades para a aplicação da tecnologia UC-PBG em circuitos monolíticos de microondas fabricados em substratos de Si. Abre-se, por exemplo, a possibilidade de utilização de substratos com baixa resistividade para fabricação de circuitos de microondas.

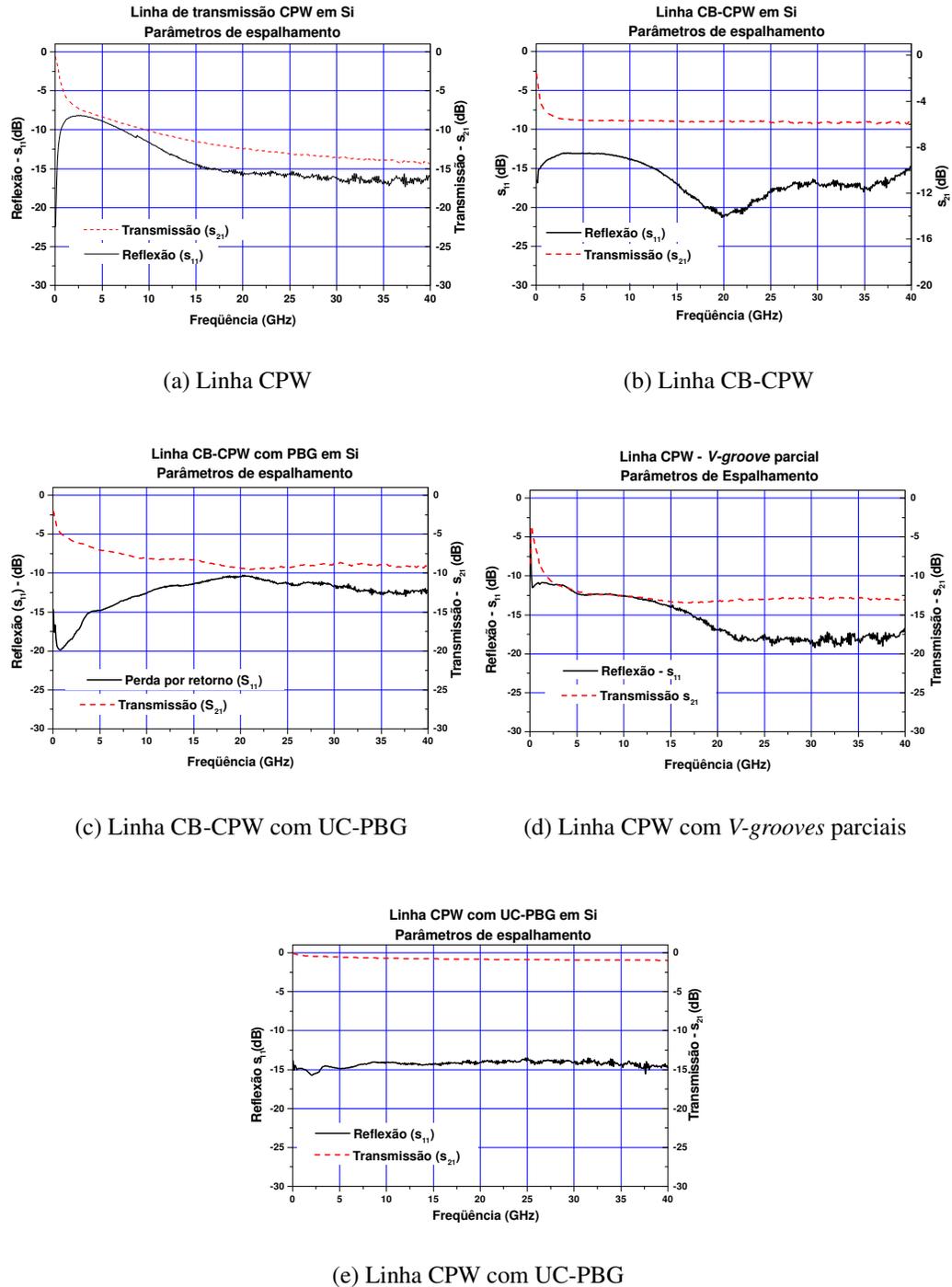


Figura 5.27 - Parâmetros de espalhamento das linhas CPW fabricadas em Si através de diferentes tecnologias. Observe as perdas introduzidas pelo substrato semiconductor de baixa resistividade na transmissão, s_{21} e reflexão, s_{11} . Note também a redução nestas perdas proporcionada pela introdução das estruturas UC-PBG no plano de terra do dispositivo.

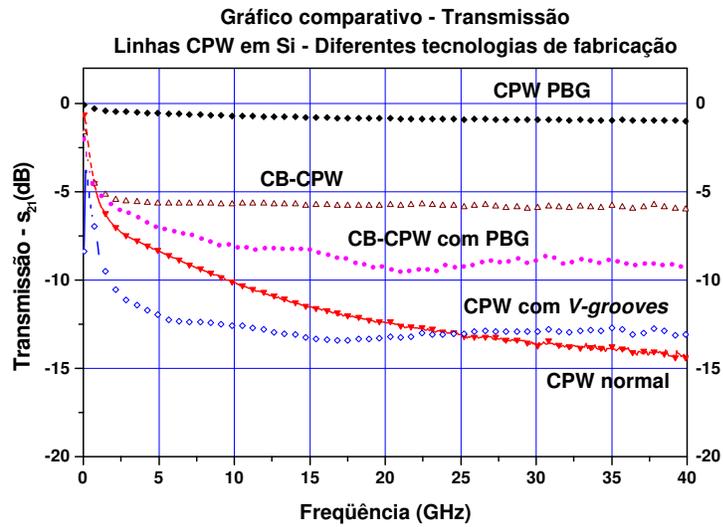
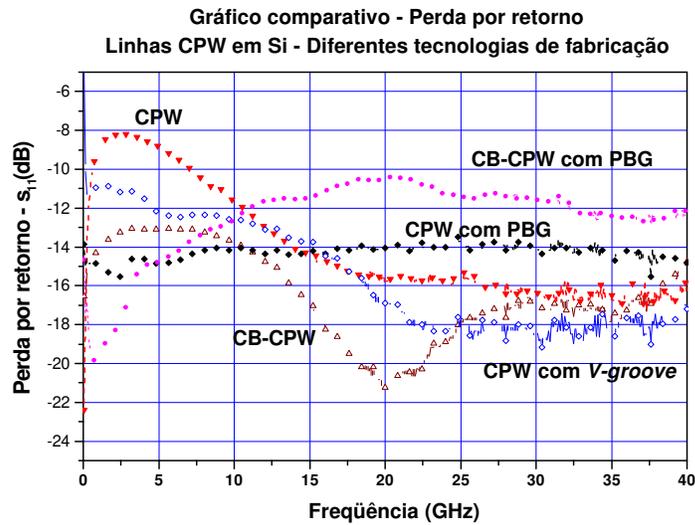
(a) Transmissão - s_{21} (b) reflexão - s_{11}

Figura 5.28 - Gráficos comparativos entre os parâmetros s para as diferentes tecnologias de fabricação. Percebe-se claramente a redução nas perdas nas estruturas com UC-PBG no plano de terra ($s_{21} \approx -2dB$ para a linha CPW PBG).

5.4 Conclusões

Neste capítulo, foram apresentados os protótipos e dispositivos fabricados.

Foram mostradas imagens, obtidas por microscopia eletrônica de varredura (SEM), onde pode-se visualizar detalhes dos dispositivos, bem como suas dimensões típicas.

Os *setups* e as metodologias utilizadas na caracterização dos dispositivos também foram descritos em detalhes.

A caracterização dos dispositivos mostrou a eficiência dos métodos utilizados para projeto das estruturas eletromagnéticas (linhas e antenas) e também para o projeto das estruturas PBG. Pode-se visualizar, com clareza, as bandas proibidas introduzidas nos dispositivos com PBG no plano de terra, PBG-GP, e com estruturas UC-PBG.

Conclusões

Neste trabalho procurou demonstrar-se de maneira clara e efetiva a viabilidade de aplicação da tecnologia PBG, *Photonic Band Gap*, à dispositivos planares de microondas, no caso linhas coplanares e de microfita e antenas planares.

O desenvolvimento desta tecnologia tem como objetivo melhorar o desempenho de dispositivos de rf em substratos tradicionalmente não utilizados para a produção deste tipo de dispositivo, como o silício. Inúmeras vantagens advém da utilização do Si como substrato, entre elas: redução nos custos de fabricação, existência de processos e equipamentos bem estabelecidos, facilidade de integração entre dispositivos passivos e circuitos de controle, entre várias outras.

Buscou-se a ampliação do conhecimento sobre a aplicação de tecnologias relativamente recentes, como a PBG e MEMS, na melhora do desempenho de dispositivos passivos de microondas. A abrangência do termo “melhora de desempenho” neste caso é ampla significando além de melhoria nas características eletromagnéticas, redução nas dimensões, facilidade no projeto, fabricação e reprodutibilidade dos dispositivos.

Diferentes aspectos desta nova tecnologia foram abordados, como analogias que ajudassem na compreensão de seu funcionamento, metodologias para o projeto de estruturas, aspectos computacionais relacionados à simulação destas estruturas e dispositivos que as utilizassem, bem como aspectos práticos relacionados ao processo de fabricação e caracterização.

Alguns pontos chave devem ser destacados:

- A demonstração de funcionamento das estruturas fotônicas em uma ampla variedade de substratos dielétricos e semicondutores, de vários tamanhos e para diferentes intervalos de frequência;
- A investigação de diferentes geometrias para formar estruturas periódicas fotônicas;
- Utilização de diferentes processos para fabricação dos dispositivos fabricação em diferentes escalas.

- A apresentação de alguns *guidelines* de projeto que podem auxiliar futuros trabalhos nesta área;
- Possibilidade de utilização de lâminas de Si como substrato para dispositivos passivos de microondas sem a exigência de elevada resistividade.

A tecnologia desenvolvida e apresentada neste trabalho possibilita aplicações em novas geometrias de filtros passivos, melhoria no desempenho de antenas e arrays, integração entre componentes passivos e ativos em circuitos de microondas, entre várias outras.

APÊNDICE A

Arquivo SUPREM utilizado na simulação do processo de oxidação

Neste apêndice será apresentado o programa de entrada utilizado para simulação da oxidação úmida em silício com orientação <100>. O software utilizado para a simulação foi o SUPREM.

```
#crescimento de SiO2 umido

set echo
cpu log
option quiet

*** definicao horizontal
line x loc=0.00 spacing=0.5 tag=lft
#line x loc=20.0 spacing=1
line x loc=40.0 spacing=1 tag=rht

#the horizontal definition
line y loc=0.0 tag=top spacing=0.5
line y loc =5.0 spacing = 1
#line y loc=200.0 spacing=1
line y loc =400.0 tag=bot

*** substrato de silicio
region silicon xlo=lft xhi=rht ylo=top yhi=bot
*** escolha da superficie de exposicao
```

```
bound exposed xlo= lft xhi=rht ylo=top yhi=top  
bound backside xlo= lft xhi=rht ylo=bot yhi=bot
```

```
# 1 a * * lamina N - transistor NMOS  
init boron conc=1.0e15 ori=100
```

```
#plot .2d bound grid fill
```

```
select z=log10(boron)  
plot .1d x.v=0.2 x.max=2.0 y.min=14.0 y.max=18 bound
```

```
# 3 * * Oxidacao umida (2 um)
```

```
diffuse time=0.001 temp=1000 dry  
diffuse time=600 temp=1100 wet
```

```
plot .2d bound fill y.max=10
```

APÊNDICE B

Resultados de simulações de linhas e antenas utilizando método dos momentos

Neste apêndice serão apresentados mais alguns resultados de simulações com o MoM realizados no decorrer deste trabalho.

As figs. B.1 e B.2 mostram os resultados de simulações realizadas com o objetivo de analisar o comportamento de antenas de microfita CPW-Full. Neste tipo de antena, o plano de terra fica ao redor da estrutura irradiadora *patch*.

Dois tipos de antenas CPW-Full foram estudadas: com metalização nas costas, *Conductor Backed*, e sem esta metalização.

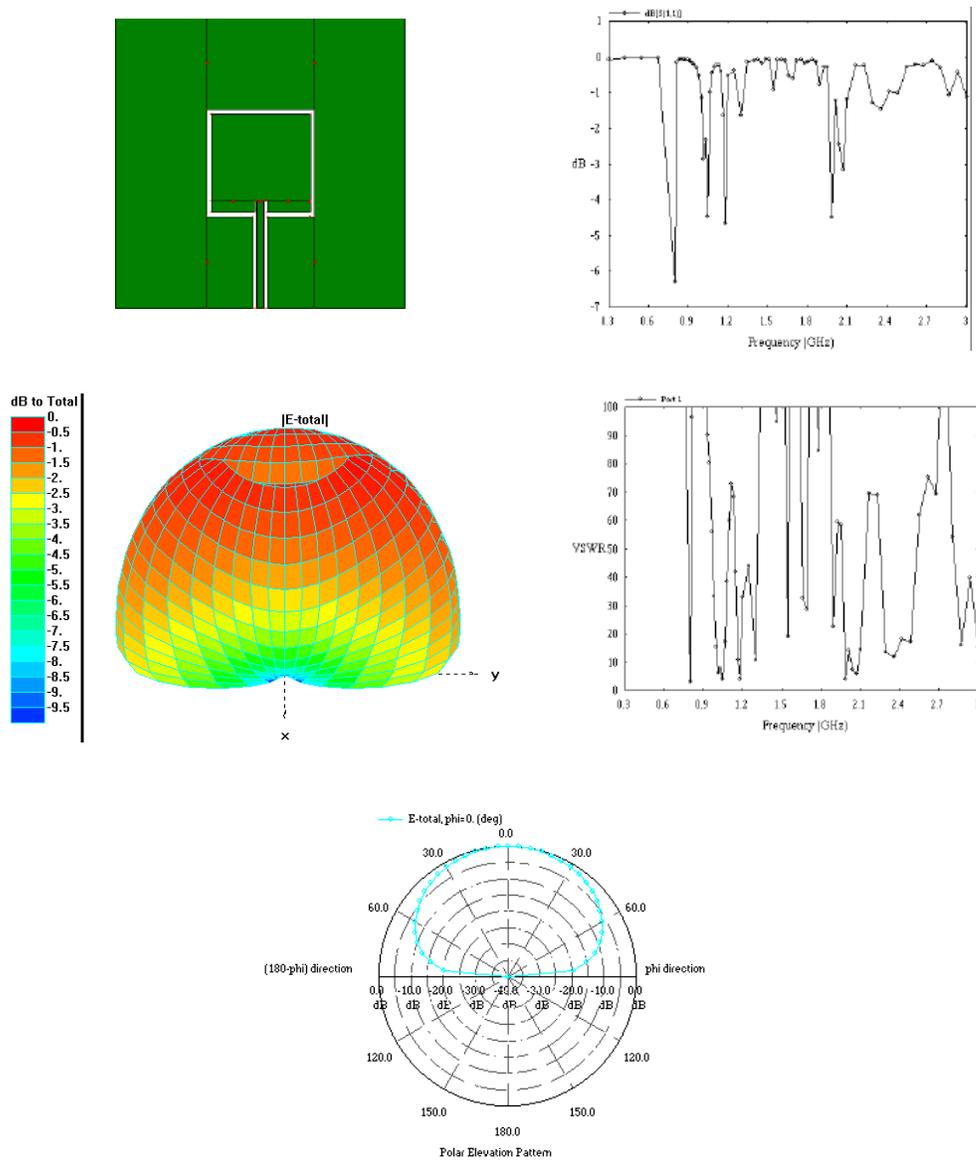


Figura B.1 - Antena CPW-FULL em Fibra de Vidro com metalização nas costas, *Conductor Backed*

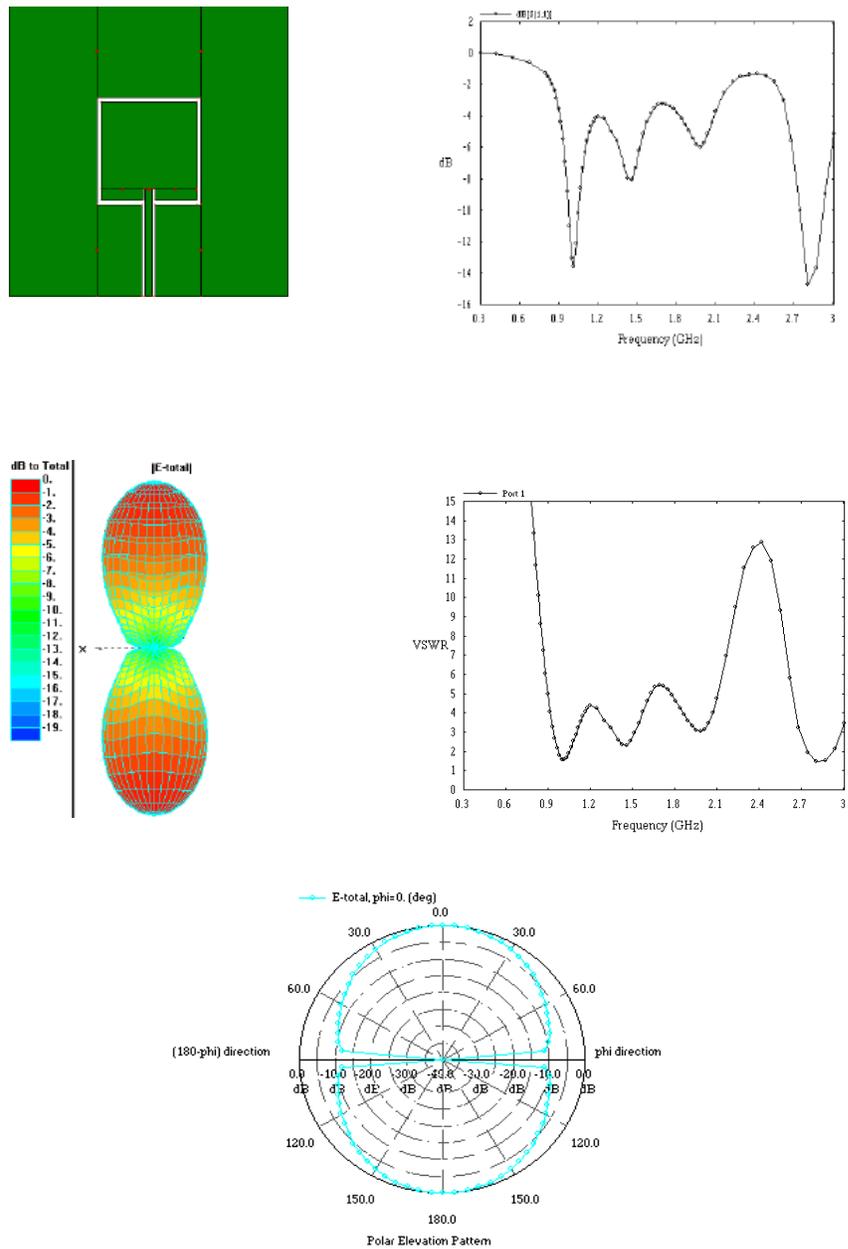


Figura B.2 - Antena CPW-FULL em Fibra de Vidro sem metalização nas costas

Pontas de prova Cascade Microtech - Regras de Projeto

Neste apêndice serão apresentadas as regras de projeto das pontas CPW Cascade. Estas regras foram seguidas no projeto dos dispositivos em alumina e Si.

A fig.C.1 mostra uma ilustração deste tipo de ponteira. A fig.C.2 mostra, em detalhes, a ponta de prova. A dimensão característica desta ponta é $100 \mu m$, como pode ser visto na figura.

A fig.C.3 apresenta algumas das principais regras de projeto que devem ser seguidas no projeto de dispositivos que visam caracterização utilizando as pontas Cascade. O conjunto completo de regras pode ser encontrado no *web* site referenciado.

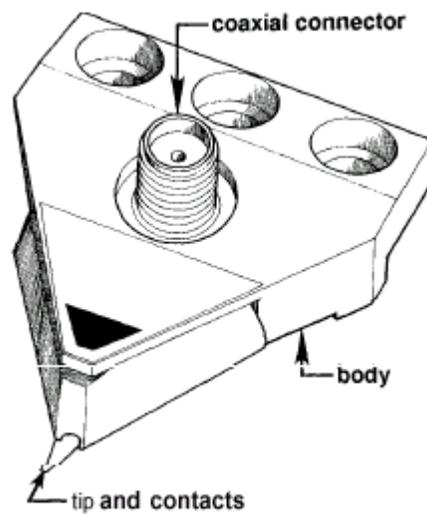


Figura C.1 - Ponta de prova cascade CPW para medidas até 40 GHz

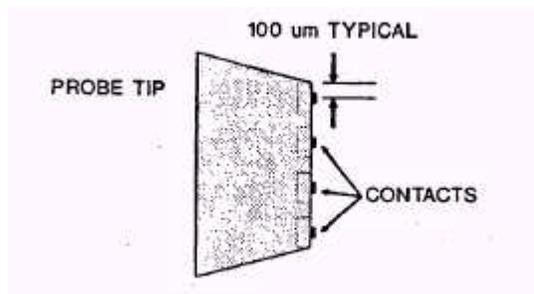


Figura C.2 - Detalhe da ponta micrométrica utilizada na caracterização dos dispositivos em alumina e Si.

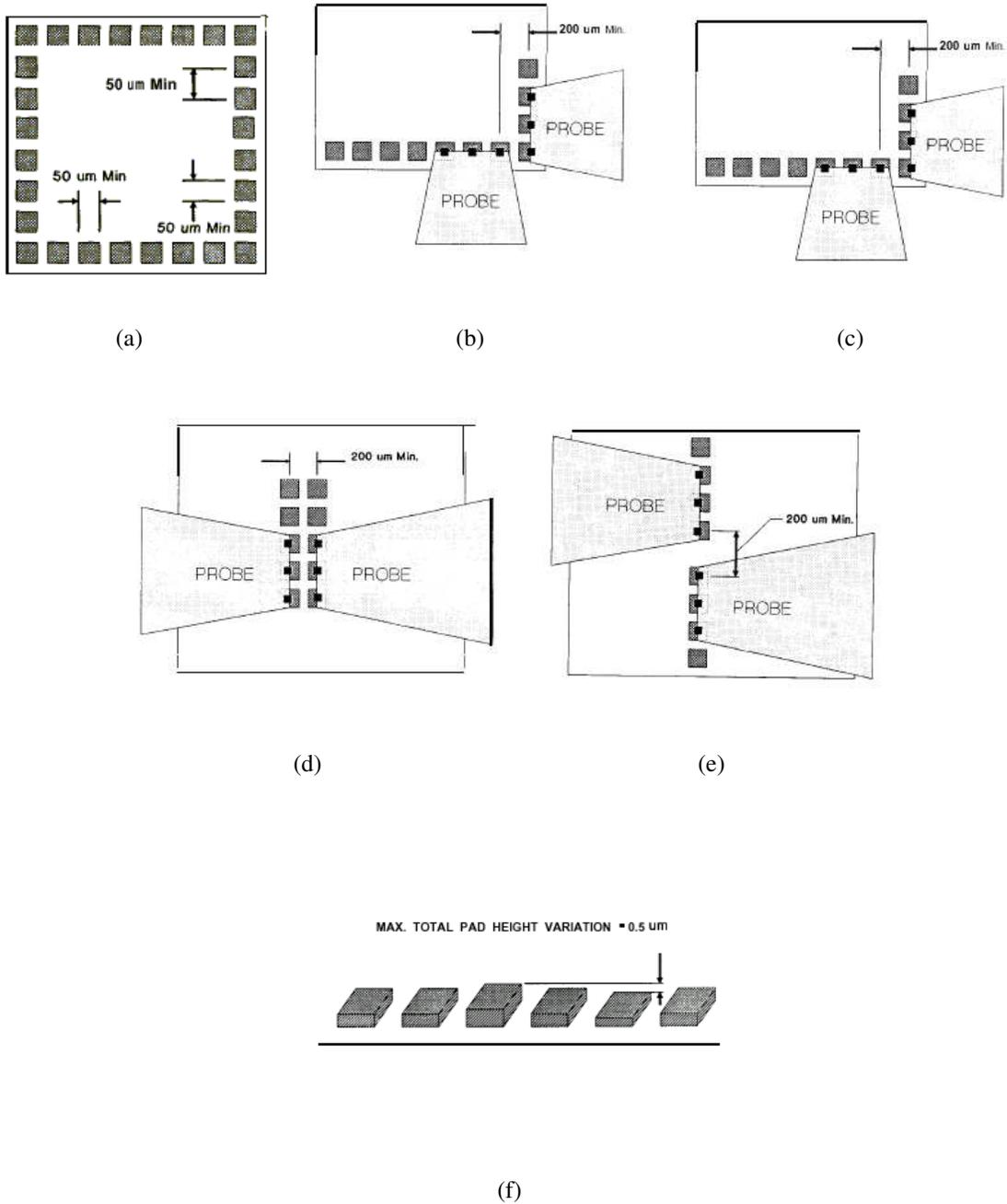


Figura C.3 - Regras de projeto para a ponta CPW Cascade **MICROTECH**

Publicações Resultantes deste trabalho

KRETLY, L. C.; MARANGONI, L. C.; SILVA, A. T. A. CPW-Full Antenna: A Novel Class of Radiating Structure for Microwave Application. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO, 4., 2000, Rio Grande do Norte. **Anais...** São Paulo: Sociedade Brasileira de Eletromagnetismo, 2000. p. 371–373.

KRETLY, L. C.; MARANGONI, L. C.; SILVA, A. T. A. On Glass Antennas, CPW-Fed, Designed to Operate at K_a Band with PBG, Photonic BandGap Matrix. In: INTERNATIONAL MICROWAVE AND OPTOELECTRONICS CONFERENCE, 9., 2001, Pará. **Anais...** Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, 2001. p. 493–495.

KRETLY, L. C.; MARANGONI, L. C.; SILVA, A. T. A. Photonic BandGap Metallic 2D Matrix Applied to Microstrip CPW Lines to Operate at K_a Band. In: INTERNATIONAL MICROWAVE AND OPTOELECTRONICS CONFERENCE, 9., 2001, Pará. **Anais...** Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, 2001. p. 435–438.

KRETLY, L. C.; SILVA, A. T. A.; MARANGONI, L. C. Antenas e Linhas de Microfita com Estrutura PBG-GP, para diferentes substratos: estratégia de projeto e resultados para frequências em torno de 1 GHz. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE MICROONDAS, 9., 2000, Rio Grande do Norte. **Anais...** São Paulo: Sociedade Brasileira de Microondas e Optoeletrônica, 2000. p. 3–4.

KRETLY, L. C.; SILVA, A. T. A.; MARANGONI, L. C. Microstrip Patch Antennas, CPW-Fed with PBG, Photonic BandGap, 2D Metallic Matrix on Alumina to operate in K_a Band. In: INTERNATIONAL MICROWAVE AND OPTOELECTRONICS CONFERENCE, 9., 2001, Pará. **Anais...** Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, 2001. p. 219–222.

Referências bibliográficas

- BAINS, S. Metals made transparent by photonic layer structure. Disponível em: <<http://eetimes.com/story/OEG19991108S0095>>. Acesso em: outubro 2001.
- BALANIS, C. A. **Antenna Theory: Analysis and design**. 1 ed. New York: John Wiley & Sons Inc., 1982. 790 p.
- BEDAIR, S. S.; WOLFF, I. Fast, Accurate and Simple Approximate Analysis Formulas for Calculating the Parameters of Supported Coplanar Waveguides for (M)MIC's. **Transactions on Microwave and Theory Techniques**, v. 40, n. 1, p. 41–48, Jan. 1992.
- BIRKS, T. A. et al. Full 2-d photonic bandgaps in silica/air structures. **Electronics Letters**, v. 31, n. 22, p. 1941–1943, Oct. 1995.
- BROWN, E. R.; PARKER, C. D.; YABLONOVITCH, E. Radiation properties of a planar antenna on a photonic-crystal substrate. **Journal of the Optical Society of America B-Optical Physics**, v. 10, p. 404–407, 1993.
- BYRON, E. V. A New Flush-Mounted Antenna Element for Phased Array Application. In: PHASED-ARRAY ANTENNA SYMPOSIUM, 1., 1970, New York. **Proceedings...** Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1970. p. 187–192.
- CAMPOS, A. L. P. S. et al. Superfícies Seletivas em Frequência - Resultados Experimentais. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE MICROONDAS, 9., 2000, Paraíba. **Anais...** São Paulo: Sociedade Brasileira de Microondas e Optoeletrônica, 2000. p. 355.
- CAMPOS, A. L. P. S. et al. Análise do espalhamento em superfícies seletivas de frequência entre camadas dielétricas. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE MICROONDAS, 9., 2000, Paraíba. **Anais...** São Paulo: Sociedade Brasileira de Microondas e Optoeletrônica, 2000. p. 351.
- COCCIOLI, R.; DEAL, W. R.; ITOH, T. Radiation Characteristics of a Patch Antenna on Thin PBG Substrate. In: AP SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 8., 1998, Georgia. **Proceedings...** Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1998. v. 2, p. 656–659.
- COCCIOLI, R.; ITOH, T. Design of Photonic Bandgap Substrates for Surface Waves Supression. In: IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM, 1998, Colorado. **Proceedings...** Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1998. p. 1259–1262.

COCCIOLI, R. et al. Aperture-Coupled Patch Antenna on UC-PBG Substrate. **Transactions on Microwave and Theory Techniques**, v. 47, n. 11, p. 2123–2130, Nov. 1999.

COLLIN, R. E. **Foundations for Microwave Engineering**. 1 ed. New York: Mc-Graw Hill, 1966. 589 p.

DAVIS, M. E.; WILLIAMS, E. W.; CELESTINI, A. C. Finite-Boundary Corrections to the Coplanar Waveguide Analysis. **Transactions on Microwave and Theory Techniques**, v. 21, n. 9, p. 594–596, Sep. 1973.

MADRID ICMM, W. C. G. I. de Ciência dos Materiais de. An Introduction to Photonic Band Gap. Disponível em: <<http://www.icmm.csic.es/cefe/pbgs.htm>>. Acesso em: setembro 2001.

DESCHAMPS, G. A. Microstrip Microwave Antennas. In: USAF SYMPOSIUM ON ANTENNAS, 3., 1953, USA. **Proceedings...** Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1953.

DJORDJEVIC, A. R.; SARKAR, T. K. Closed-form formulas for frequency-dependent resistance and inductance per unit length of microstrip and strip transmission lines. **Transactions on Microwave and Theory Techniques**, v. 42, p. 241–248, Feb. 1994.

EDWARDS, T. C. **Foundations for Microstrip Circuit Design**. 1 ed. New York: John Wiley & Sons, Inc, 1981. 265 p.

EDWARDS, T. C.; STEER, M. B. **Foundations of Interconnect and Microstrip Design**. 3 ed. West Sussex, England: John Wiley & Sons, 2000. 532 p.

EL-KADY, I.; SIGALAS, M. M.; R. BISWAS, K. M. H. Dielectric Waveguides in Two-Dimensional Photonic Bandgap Materials. **Journal of Lightwave Technology**, v. 17, n. 11, p. 2042–2049, Nov. 1999.

ELAMARAN, B. et al. A Beam-Steerer Using Reconfigurable PBG Ground Plane. In: MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST, 67., 2000, Massachusetts. **Proceedings...** Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 2000. v. 2, p. 835–838.

ELLIS, T. J.; REBEIZ, G. M. MM-wave tapered slot antennas on micromachined photonic bandgap dielectrics. In: IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIG., 1996, California. **Proceedings...** Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1996. v. 2, p. 1157–1160.

ELLIS, T. J. et al. A Wideband CPW-Fed Microstrip Antenna at Millimeter-Wave Frequencies. In: AP SOCIETY IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 8., 1999, Florida. **Proceedings...** Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1999. v. 2, p. 1220–1223.

FEIERTAG, G. Fabrication of Photonic Crystals by Deep X-Ray Lithography. **Applied Physics Letters**, v. 71, n. 11, p. 1441–1443, Sep. 1997.

FISSORE, A. **Corrosão Anisotrópica do Silício e Caracterização dess corrosão pela mistura Hidróxido de Potássio-Água-Isopropanol**. 78 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, São Paulo, 1978.

GADOT, F. et al. Photonic Band Gap Materials for Devices in the Microwave Domain. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 34, n. 5, p. 3028–3031, Sep. 1998.

GARDIOL, F. **Microstrip Circuits**. 1 ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1994. 299 p.

GARVIN, G. W. et al. Low Profile Electrically Small Missile Base Mounted Microstrip Antennas. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY, 1975, Illinois. **Proceedings...** Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1975. p. 244–247.

GEVORGIAN, S.; LINNER, L. J. P.; KOLLBERG, E. L. CAD Models for Shielded Multilayered CPW. **Transactions on Microwave and Theory Techniques**, v. 43, n. 4, p. 772–779, Apr. 1995.

GOBBI, A. L. et al. Litografia UV de estruturas de elevada razão-de-aspecto em SU-8. In: IBERCHIP, 6. , 2000, São Paulo. **Anais...** São Paulo: Projeto IBERCHIP, 2000. p. 459–460.

GONZALO, R.; MAAGT, P. de; SOROLLA, M. Enhanced Patch-Antenna Performance by Suppressing Surface Waves Using Photonic-BandGap Substrates. **Transactions on Microwave and Theory Techniques**, v. 47, n. 11, p. 2131–2138, Nov. 1999.

GUCKEL, H. High-Aspect-Ration Micromachining Via Deep X-Ray Lithography. **Proceedings of the IEEE**, v. 86, n. 8, p. 1586–1593, ago. 1998.

GUPTA, K. C.; GARG, R.; BAHL, I. **Microstrip Lines and Slot Lines**. 2 ed. Norwood, MA: Artech House, 1996. 535 p.

GUPTA, K. C.; GARG, R.; BAHL, I. J. **Microstrip Lines and Slotlines**. 1 ed. Massachusetts: Artech House Inc., 1979. 377 p.

GUPTA, K. C.; GARG, R.; CHADHA, R. **Computer-Aided Design of Microwave Circuits**. In: . 1 ed. [S.l.]: Artech House Inc., 1981. cap. 3 - Characterization of Transmission Structures, p. 67–72.

GUPTA, K. C.; GARG, R.; CHADHA, R. **Computer-Aided Design of Microwave Circuits**. In: . 1 ed. [S.l.]: Artech House Inc., 1981. cap. 3 - Characterization of Transmission Structures, p. 60–63.

GUPTA, K. C.; SINGH, A. **Microwave Integrated Circuits**. 1 ed. New York: John Wiley & Sons, 1974. 380 p.

GUTTON, H.; BAISSINOT, G. Flat aerial for ultra high frequencies. **French Patent No. 703113**, 1955.

HAMMERSTAD, E.; JENSEN, O. Accurate models for microstrip computer-aided design. In: MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIG., 5., 1980, Washington. **Proceedings...** Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1980. p. 407–409.

HEFTMAN, G. Smart-Antenna Technology is the wave of the wireless future. **Microwaves & RF**, p. 29–36, May 1999.

HEINRICH, W. Full-wave analysis of conductor losses on MMIC transmission lines. **Transactions on Microwave and Theory Techniques**, v. 38, p. 1468–1472, Oct. 1990.

HERRICK, K. J.; SCHWARZ, T. A.; KATEHI, L. P. B. Si-micromachined coplanar waveguides for use in high-frequency circuits. **Transactions on Microwave and Theory Techniques**, v. 46, n. 6, p. 762–768, 1998.

HO, K. M.; CHAN, C. T.; SOUKOULIS, C. M. Existence of a photonic gap in periodic dielectric structures. **Physical Review Letters**, v. 65, p. 3152–3155, 1990.

HORII, Y.; TSUTSUMI, M. Harmonic control by photonic bandgap on microstrip patch antenna. **IEEE Microwave and Guided Wave Letters**, v. 9, n. 1, p. 13–15, Jan. 1999.

HOWELL, J. Q. Microstrip Antennas. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY, 1972, Virginia. **Proceedings...** Piscataway, NJ: [s.n.], 1972. p. 177–180.

HOWELL, J. Q. Microstrip antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. AP-23, n. 1, p. 90–93, Jan. 1975.

ITOH, T. **Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures**. 1 ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 1989. 707 p.

JACKSON, J. D. **Classical Electrodynamics**. 1 ed. [S.l.]: John Wiley and Sons, 1975. 848 p.

JAEGER, R. C. **Introduction to Microelectronic Fabrication**. In: . 1 ed. [S.l.]: Addison-Wesley, 1993. cap. 3 - Thermal Oxidation of Silicon, p. 35.

JAEGER, R. C. **Introduction to Microelectronic Fabrication**. In: . 1 ed. [S.l.]: Addison-Wesley, 1993. cap. 4 - Diffusion, p. 71–73.

- JAEGER, R. C. **Introduction to Microelectronic Fabrication**. In: . 1 ed. [S.l.]: Addison-Wesley, 1993. cap. 2 - Lithography, p. 16.
- JOANNOPOULOS, J. D. The almost-magical world of photonic crystals. **Brazilian Journal of Physics**, v. 26, n. 1, p. 58–67, march 1996.
- JOANNOPOULOS, J. D.; MEADE, R. D.; WINN, J. N. **Photonic Crystals: Molding the flow of light**. 1 ed. New Jersey: Princeton University Press, 1995. 137 p.
- JOHN, S. Strong localization of photons in certain disordered dielectric superlattices. **Physical Review Letters**, v. 58, p. 2486–2489, 1987.
- KESLER, M. P.; MALONEY, J. G.; SHIRLEY, B. L. Antenna design with the use of photonic band-gap materials as all-dielectric planar reflectors. **Microwave And Optical Technology Letters**, v. 11, n. 4, p. 169–174, Mar. 1996.
- KITTEL, C. **Introduction to solid state physics**. 7 ed. New York: John Wiley & Sons, 1996. 673 p.
- KRAUS, J. D. **Antennas**. 2 ed. [S.l.]: McGraw-Hill Inc., 1988. 892 p.
- KRAUSS, T. F.; RUE, R. M. D. L. Photonic crystals in optical regime - past, present and future. **Progress in Quantum Electronics**, v. 23, p. 51–96, 1999.
- KRETLY, L. C.; FREITAS, L. C. Banda-Proibida Fotônica - PBG, Photonic BandGap, Estruturas e Aplicações em Dispositivos Eletromagnéticos e Ópticos. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO, 4., 2000, Rio Grande do Norte. **Anais...** Natal: Sociedade Brasileira de Eletromagnetismo, 2000. p. 423–426.
- LANG, W. Silicon microstructuring technology. **Materials Science and Engineering R, Biomimetic Materials, Sensors and Systems**, v. R17, p. 1–55, Sep. 1996.
- LEE, R. K. et al. Photonic bandgap disk laser. **Electronics Letters**, v. 35, n. 7, p. 569–570, Apr. 1999.
- LIMA, I. T.; GIAROLA, A. J. Frequency Selective Properties of Arrays of Rectangular Dielectric Waveguides. In: VIII SIMPÓSIO BRASILEIRO DE MICROONDAS E OPTOELETRÔNICA, 8. , 1998, Joinville. **Anais...** São Paulo: Sociedade Brasileira de Microondas e Optoeletrônica, 1998.
- LIN, S. Y. et al. A three-dimensional photonic crystal operating at infrared wavelengths. **Nature**, v. 394, n. 16, p. 251–253, Jul. 1998.
- LNLS. Projeto multiusuário de microfabricação. Disponível em: <<http://www.lnls.br/p&d/musa.htm>>. Acesso em: setembro 2001.

MAIA, I. A. et al. Silicon Membranes for X-Ray Lithography Mask - MEMS Applications. In: IBERCHIP, 6., 2000, São Paulo. **Proceedings...** São Paulo: Projeto IBERCHIP, 2000. p. 461–462.

MCLEVIGE, W. V. New waveguide structures for millimeter wave and optical integrated circuits. **Transactions on Microwave and Theory Techniques**, v. MTT-23, p. 788–794, 1975.

MICROTECH. Layout Rules for GHz-Probing. Disponível em: <<http://www.cmicro.com/index.cfm/fuseaction/deliverPub/pubID/77>>. Acesso em: outubro2001.

MUNSON, R. E. Single slot cavity antennas assembly. **U.S. Patent No. 3713 162**, Jan. 1973.

NELSON, R. What are s-parameters, anyway? Disponível em: <http://www.tmworld.com/articles/2001/02_sparameters.htm>. Acesso em: setembro 2001.

NEWMAN, E. H. Simple Examples of the Method of Moments in Electromagnetics. **IEEE Transactions on Education**, v. 31, n. 3, p. 193–200, ago. 1988.

OHTAKA, K. Energy band of photons and low-energy photon diffraction. **Physics Review B, Condensed Matter**, v. 19, p. 5057, 1979.

PAPAPOLYMEROU, I.; DRAYTON, R. F.; KATEHI, L. P. B. Micromachined patch antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 46, n. 2, p. 275–283, Feb. 1998.

PONCHAK, G. E.; MARGOMENOS, A.; KATEHI, L. P. B. Low Loss, Finite Width Ground Plane, Thin Film Microstrip Lines on Si Wafers. In: TOPICAL MEET ON 2000-SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS IN RF SYSTEMS, 2., 2000, Garmish-Germany. **Proceedings...** Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 2000. p. 43–47.

PORTO, J. A.; GARCIA-VIDAL, F. J.; PENDRY, J. B. Transmission resonances on metallic gratings with very narrow slits. **Physical Review Letters**, v. 83, n. 14, p. 2845–2848, Oct. 1999.

QIAN, Y.; RADISIC, V. Simulation and experiment of photonic bandgap structures for microstrip circuits. In: ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE, 9., 1997, Hong-Kong. **Proceedings...** Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1997. p. 585–588.

QIAN, Y.; ITOH, T. **FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and Antennas: Software and applications**. 1 ed. Tokio: Realize Inc., 1999. 193 p.

QIAN, Y. et al. A Novel Approach for Gain and Bandwidth Enhancement of Patch Antennas. In: IEEE RADIO AND WIRELESS CONFERENCE, 12., 1998, Colorado. **Proceedings...** Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1998. p. 221–224.

RADISIC, V. et al. Novel 2-D Photonic BandGap Structure for Microstrip Lines. **IEEE Microwave and Guided Wave Letters**, v. 8, n. 2, p. 69–71, Feb. 1998.

RADISIC, V.; QIAN, Y.; ITOH, T. Active Antenna Approach to High Efficiency Power Amplifiers with EMI Reduction. In: IEEE MILITARY COMMUNICATIONS CONFERENCE, 17., 1998, USA. **Proceedings...** Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1998. v. 3, p. 699–703.

RADISIC, V.; QIAN, Y.; ITOH, T. Broad-band power amplifier using dielectric photonic bandgap structure. **IEEE Microwave and Guided Wave Letters**, v. 8, n. 1, p. 13–14, Jan. 1998.

REITZ, J. D.; MILFORD, F. J. **Foundations of electromagnetic theory**. 2 ed. [S.l.]: Addison-Wesley, 1967. 435 p. (Addison-Wesley world student series edition).

ROBERTS, P. J. et al. Two-dimensional photonic band-gap structures as quasi-metal. **Optics Letters**, v. 21, n. 7, p. 507–509, Apr. 1996.

ROWSON, S.; CHELNOKOV, A.; LOURTIOZ, J. M. Macroporous silicon photonic crystals as $1.55 \mu\text{m}$. **Electronics Letters**, v. 35, n. 9, p. 753–755, Apr. 1999.

RUMSEY, I.; PIKET-MAY, M.; KELLY, P. K. Photonic bandgap structures used as filters in microstrip circuits. **IEEE Microwave and Guided Wave Letters**, v. 8, n. 10, p. 336–337, Oct. 1998.

RUSSELL, P. S.; TREDWELL, S.; ROBERTS, P. J. Full photonic bandgaps and spontaneous emission control in 1d multilayer dielectric structures. **Optics Communications**, v. 160, p. 66–71, Feb. 1999.

SCHINEDER, F.; HEINRICH, W. Model of Thin-Film Microstrip Line for Circuit Design. **Transactions on Microwave and Theory Techniques**, v. 49, n. 1, p. 104–110, Jan. 2001.

SEIDEL, H. et al. Anisotropic Etching of Crystalline Silicon in Alkaline Solutions. II - Influence of Dopants. **J. Electrochem. Soc.**, v. 137, n. 11, p. 3626–3632, Nov. 1990.

SEIDEL, H. et al. Anisotropic Etching of Crystalline Silicon in Alkaline Solutions. **J. Electrochem. Soc.**, v. 137, n. 11, p. 3612–3626, Nov. 1990.

SHUM, K. M. et al. Gain enhancement of microstrip reflectarray incorporating a PBG structure. In: IEEE ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 11., 2000, Utah. **Proceedings...** Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 2000. v. 1, p. 350–353.

- SHUMPERT, J. D.; BUTLER, C. M. Penetration Through Slots in Conducting Cylinders - Part 1: TE Case. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 46, n. 11, p. 1612–1621, Nov. 1998.
- SHUMPERT, J. D.; BUTLER, C. M. Penetration Through Slots in Conducting Cylinders - Part 2: TM Case. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 46, n. 11, p. 1622–1628, Nov. 1998.
- SIMONS, R. N. **Coplanar waveguide circuits, components, and systems**. 1 ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2001. 439 p.
- SU8. SU-8: A thick photo-resist for mems. Disponível em: <<http://aveclafaux.freesevers.com/SU-8.html>>. Acesso em: setembro 2001.
- THEVENOT, M. et al. Directive Photonic Bandgap Antennas. **Transactions on Microwave and Theory Techniques**, v. 47, n. 11, p. 2115–2121, Nov. 1999.
- WEINSCHL, H. D. A cylindrical array of circularly polarized microstrip antennas. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ANTENNAS PROPAGATION SOCIETY DIG., 15., 1975, Illinois. **Proceedings...** New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1975. p. 177–180.
- WELLER, T. M.; KATEHI, L. P. B.; REBEIZ, G. M. Planar Microwave and millimeter-wave lumped elements and coupled-line Filters using micro-machining techniques. **Transactions on Microwave and Theory Techniques**, v. 43, p. 730–738, Apr. 1995.
- WEN, C. P. Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications. **Transactions on Microwave and Theory Techniques**, v. MTT-17, n. 12, p. 1087–1090, Dec. 1969.
- WHELESS, W. P.; WURTZ, L. T. Introducing Undergraduates to the Moment Method. **IEEE Transactions on Education**, v. 38, n. 4, p. 385–390, Nov. 1995.
- WILLIAMS, K. R.; MULLER, R. S. Etch Rtes for Micromachining Processing. **Journal of Microelectromechanical Systems**, v. 5, n. 4, p. 256–269, Dec. 1996.
- YABLONOVITCH, E. Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics. **Physical Review Letters**, v. 58, p. 2059–2063, 1987.
- YABLONOVITCH, E.; GMITTER, T. J.; LEUNG, K. M. Photonic band structure: The face-centered-cubic case employing nonspherical atoms. **Physical Review Letters**, v. 67, p. 2295–2298, 1991.
- YAMASHITA, E.; ATSUKI, K. Analysis of Microstrip-like Transmission Lines by Non-Uniform Discretization of Integral Equation. **Transactions on Microwave and Theory Techniques**, v. MTT-24, p. 195–200, 1976.

YANG, F.-R. et al. A uniplanar compact photonic-bandgap (UC-PBG) structure and its applications for microwave circuits. **Transactions on Microwave and Theory Techniques**, v. 47, n. 8, p. 1509–1514, ago. 1999.

YANG, H.-Y. D. Theory of microstrip lines on artificial periodic substrates. **Transactions on Microwave and Theory Techniques**, v. 47, n. 5, p. 629–635, May 1999.

YANG, H.-Y. D.; ALEXOPOULOS, N. G.; YABLONOVITCH, E. Photonic band-gap materials for high-gain printed circuit antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 45, n. 1, p. 185–186, Jan. 1997.

YI, X.; YEH, P.; HONG, J. H. Photonic bandgap structure in thin film waveguides. In: IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE AND OPTOELECTRONICS CONFERENCE, 8. ,1999, Rio de Janeiro - Brazil. **Proceedings...** Rio de Janeiro, Brazil: [s.n.], 1999.

ZELAND. Planar and 3d electromagnetic simulation and optimization package. Disponível em: <<http://www.zeland.com>>. Acesso em: setembro 2001.