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

ANTENAS PLANARES RECONFIGURÁVEIS DO TIPO V - ESTÁTICO E TIPO DEFASAMENTO DE ARRANJO POR MATRIZES PBG - PHOTONIC BAND GAP – PARA APLICAÇÃO EM TELEFONIA MÓVEL CELULAR

Autor
André Távora de Albuquerque Silva

Orientador
Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly

Dissertação 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, agosto de 2002

ANTENAS PLANARES RECONFIGURÁVEIS DO TIPO V - ESTÁTICO E TIPO DEFASAMENTO DE ARRANJO POR MATRIZES PBG - PHOTONIC BAND GAP – PARA APLICAÇÃO EM TELEFONIA MÓVEL CELULAR

Autor
André Távora de Albuquerque Silva

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, agosto de 2002

Resumo

Este trabalho consiste no desenvolvimento de antenas planares reconfiguráveis, visando aplicação em telefonia móvel celular. O objetivo é alterar características da antena de forma que se possa reconfigurar o padrão de radiação e direcioná-lo para o receptor/transmissor, diminuindo assim, as perdas e minimizando o ruído. Esse tipo de antena está sendo amplamente estudado para aplicações na terceira geração de telefonia celular, 3G. Com base nisso, foram projetadas, simuladas e analisadas duas maneiras de reconfigurar o feixe de radiação: um arranjo de antenas tipo V-estático para serem reconfiguradas na alimentação alternando-se os elementos radiadores de forma a deslocar o feixe de radiação, podendo-se chavear os elementos através de chaves tipo: CMOS, HEMT ou diodo PIN, ou por meio de chave MEMS, Micro-Eletro Mechanical Systems. Também utilizou-se linhas de alimentação com matrizes de estrutura PBG para mudar a fase na alimentação de um arranjo de antenas de microfita retangulares de forma que reconfigurando a quantidade de matrizes, muda-se a constante de propagação da linha de alimentação para cada elemento do arranjo, alterando-se assim a direção do feixe de radiação. São apresentados os protótipos construídos e a caracterização destes.

Abstract

This work consists in the development of reconfigurable antennas, it is aiming at the application in cellular mobile telephony. The objective is to modify characteristics in the antenna in such a way that it is possible to reconfigure the radiation pattern and direct it to the receptor/transmitter thus, reducing the losses and the noise between channels. This type of antenna is being widely studied for the application in the third generation of cellular telephony, 3G. Based on this, they had been projected, simulated and analyzed two ways to reconfigure the radiation beam: an array of antennas type V – static, to be reconfigured in the feed, alternating the radiating elements to steer the radiation beam, being able to switch the elements through: CMOS, HEMT or diode PIN switches, or by means of MEMS switches, Micro-Eletro Mechanical Systems. An array of CPW planar antennas fed through microstriplines with PBG structures to change the phase in the feed was also used. By reconfiguring the amount of PBG matrix, the propagation constant changes each element of the array, alternating the direction of the radiation beams. The constructed prototypes and the their characterization are presented.

Dedico este trabalho aos meus amados pais, Antonio e Auxiliadora e irmãos Antonio e Alexandre e sobretudo à Deus, por ter-me dado inteligência e sabedoria.

Agradecimentos

Agradeço ao meu orientador, prof. Dr. Luiz Carlos Kretly, pela orientação, direcionamento, dedicação e tempo gasto neste trabalho e pela amizade desenvolvida durante toda a nossa convivência.

Agradeço aos meus "irmãos" de orientação e sobretudo amigos, Luíz Cláudio Marangoni, co-realizador de parte dos dispositivos e protótipos apresentados neste trabalho, e Luiz Carlos de Freitas Jr., pela presteza durante a realização deste trabalho.

Agradeço ao prof. Dr. Hugo Hernandes 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 e vidro.

Agradeço à toda equipe do CCS/UNICAMP, chefiada pelo prof. Dr. Jacobus Swart, mais especialmente agradeço ao Emílio Bortolucci, do CCS/UNICAMP e ao Everson Martins, da UNESP, pela ajuda na realização das medidas de caracterização dos dispositivos em alumina utilizando as pontas Cascade no analisador de redes HP8510C.

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

Agradeço à equipe do laboratório Ericsson/UNICAMP: estagiários Eduardo e Carlo Gray ao Sr. Jaime e aos alunos de mestrado Arismar e Alex, pela ajuda na realização partes deste trabalho.

Agradeço a Sra. Suzete, do DMO, Sra. Celi, do convênio Ericsson/UNICAMP e por todo o suporte durante a realização deste trabalho.

Finalmente agradeço aos meu grandes amigos que se tornaram minha família nesses anos de mestrado. Meus irmãos Márcio e Vitor. A diretoria Carlos Henrique, Dimitri, Fabrício, Gustavo e Joselan. Os itinerantes Daniel, Divanilson e Marcus X. As meninas Daniela, Makino, Marcia, Niara e Silvia.

Campinas, São Paulo
30 de agosto de 2002

André Távora de Albuquerque Silva

Este trabalho foi financiado 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 x
Lista de Tabelas xiii
Lista de Abreviaturas xiv
Lista de Símbolos xvi
Introdução..... 1
1 - Estruturas PBG - *Photonic Band Gap* 3
1.1 - Conceitos de PBG – Photonic Band Gap..... 4
1.1.1 Fenômenos físicos ligados aos materiais PBG..... 6
1.1.2 Modelamento..... 8
1.2 - PBG – *Photonic BandGap* aplicado a Estruturas e Dispositivos planares..... 12
1.2.1 Escalonamento das equações de Maxwell..... 13
1.2.2 Caracterização da banda fotônica - Parâmetros S..... 15
1.3 - Técnicas de Estruturas PBG..... 16
1.3.1 - PBG no Plano de Terra - PBG-GP..... 17
1.3.2 - PBG Uniplanar Compacta - UC-PBG..... 19
1.4 - Conclusões..... 22
2 – Antenas e Dispositivos com Estruturas PBG 23
2.1 – Técnicas de Projeto..... 23
2.1.1 – Estruturas PBG..... 25
2.2 – Simulações..... 28
2.2.1 – Dispositivos sobre alumina..... 29
2.3 – Protótipos e Caracterização..... 33
2.4 – Conclusões..... 50
3 - Antenas Reconfiguráveis..... 51
3.1 – A questão de Antenas Reconfiguráveis..... 51
3.2 – Projeto de Antena V tipo Fan..... 53
3.3 – Simulações de Antena V tipo Fan..... 58
3.4 – Protótipo e Caracterização..... 66
3.5 – Projeto de Antena V tipo Ring..... 71
3.6 – Simulações de Antena V tipo Ring..... 71
3.7 – Protótipo e Caracterização..... 73
3.8 – Conclusões..... 75
4 – Antenas Reconfiguráveis com PBG – Photonic Band Gap..... 77
4.1 – Projeto de Antenas Reconfiguráveis com PBG..... 77
4.2 – Simulações de Antenas Reconfigurável com PBG..... 79

4.3 – Protótipos e Caracterização do arranjo defasado com PBG..... 85
4.4 – Conclusões..... 89
CONCLUSÕES..... 91
APÊNDICE A – Medidas de Eficiência de antenas pelo Método de Wheeler Cap..... 93
Refências Bibliográficas..... 97

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 10
1.4 - Comparação entre as bandas de energia..... 11
1.5 - Parâmetros s em um dispositivo de duas portas..... 16
1.6 - Vista tridimensional da estrutura PBG no plano de terra..... 17
1.7 - Geometrias de rede PBG..... 18
1.8 - Razão de preenchimento de estruturas PBG-GP..... 18
1.9 - Vista tridimensional de uma linha de microfita com estrutura UC-PBG 20
1.10 - Célula UC-PBG unitária e Ilustração qualitativa das capacitâncias e indutâncias adicionadas no plano de terra pela inserção de uma rede UC-PBG..... 20
1.11 - Diagrama de dispersão simulado de uma rede UC-PBG..... 21
1.12 - Matriz UC-PBG no plano de terra. Inibição da propagação de modos *leaky* 22
2.1 - Geometria PBG circular com matriz retangular..... 26
2.2 – Dispositivos com substrato de alumina simulados..... 29
2.3 – Dispositivos com substrato de alumina simulados..... 29
2.4 - Parâmetros s obtidos pelo método dos momentos para linha CPW convencional..... 31
2.5 - Parâmetros s para a linha CPW com células UC-PBG grandes..... 32
2.6 - Parâmetros s para a linha CPW com células UC-PBG pequenas no plano de terra..... 32
2.7 - Reflexão, s_{11}, para antena em alumina. Observe a ressonância próximo a 27 GHz..... 33
2.8 - Protótipos de antenas e linhas de transmissão utilizando a tecnologia PBG..... 34
2.9 - Montagem experimental para caracterização dos dispositivos..... 35
2.10 - Transmissão - s_{21} das linhas de transmissão em alumina e Arlon..... 36
2.11 - Parâmetros s das linhas de transmissão em: (a) fibra de vidro e (b) Si..... 37
2.12 - Parâmetros s da linha de transmissão em L fabricada em Arlon..... 37
2.13 - Comparação entre antenas com e sem PBG-GP em substratos de Arlon e Fibra de Vidro..... 38
2.14 - Reflexão, s_{11}, medida em antenas em substrato de Alumina e Si..... 38
2.15 - Processo de fabricação dos dispositivos em alumina..... 40
2.16 - Máscara com as antenas e linha CPW PBG through..... 41
2.17 - Máscara com linhas de transmissão CPW..... 42
2.18 - Linhas CPW convencionais em alumina..... 43
2.19 - Linhas CPW em alumina com células UC-PBG de tamanho grande e pequeno..... 44
2.20 - Antenas em alumina com e sem estrutura UC-PBG..... 45
2.21 - Linha CPW PBG *Through*..... 45
2.22 – Foto de *setup* de medidas para a caracterização dos dispositivos em alumina..... 46
2.23 - Parâmetros s da linha CPW de referência em alumina..... 47
2.24 - Linhas CPW - UC-PBG em alumina..... 48
2.25 - Comparação entre a transmissão - s_{21} de uma linha CPW com e sem UC-PBG..... 48

2.26 – Parâmetros s_{11} medidos para as antenas em alumina..... 49
3.1 – Sistemas de chaveamento de feixe ou "Switched beam systems"..... 52
3.2 - Antena adaptativas ou "Adaptive Antenna"..... 52
3.3 – Ilustração de uma Antena V..... 53
3.4 - Padrões de radiação unidirecional e bidirecional..... 54
3.5 – Terminações possíveis para antena V para eliminação de ondas refletidas..... 55
3.6 – Diferentes curvas para obtenção de ângulo ótimo..... 56
3.7 – Modelo da antena V proposto neste trabalho..... 57
3.8 – Esquema da antena V simulada..... 58
3.9 – Padrões de radiação da antena V tipo Fan para deslocamentos de feixe..... 59
3.10 – Parâmetro s_{11} para a antena V tipo Fan..... 60
3.11 – Simulação de parâmetros s_{11} para antena V com *w* variado e uniforme..... 61
3.12 – Simulação da antena V tipo Fan nos casos de ângulo V muito fechado (34°) e muito aberto (144°)..... 62
3.13 – Padrões de radiação para o caso bidirecional..... 63
3.14 – Padrões de radiação para o caso bidirecional com elemento refletor..... 64
3.15 - Padrões de radiação para o caso unidirecional com elemento refletor..... 65
3.16 – Protótipo construído no "setup" de medidas..... 66
3.17 – Parâmetro s_{11} medido e simulado para antena V tipo Fan com freqüência de ressonância em 2,468 GHz..... 66
3.18 – Parâmetro s_{11} medido para antena V tipo Fan com freqüência de ressonância em 1,87 GHz..... 67
3.19 – *Setup* de medidas em câmara semi-anecóica para padrão de radiação azimutal..... 68
3.20 – Equipamentos – controle de posicionamento e medidor de intensidade de campo..... 68
3.21 – Padrão de radiação polar azimutal medido para protótipo de antena V tipo Fan-CPqD 69
3.22 – Padrão de radiação polar azimutal medido para o protótipo de antena V tipo Fan – medidas feitas em espaço livre na UNICAMP..... 71
3.23 – Simulação do parâmetro s_{11} para antena V tipo Ring..... 72
3.24 – Simulação do parâmetro s_{11} para antena V tipo Ring com diversos valores de ângulo V..... 73
3.25 – Protótipo construído da antena V tipo Ring..... 74
3.26 – Parâmetro s_{11} medido para o protótipo da antena V tipo Ring, com freqüência central em 2,3 GHz (-25 dB) e largura de banda BW = 305,4 MHz..... 74
4.1 – Modelo da CPW-FULL-ANTENNA utilizada neste trabalho..... 78
4.2 – Arranjo de 4 antenas CPW-FULL-ANTENNA..... 78
4.3 – Conjunto de linhas de transmissão coplanares com PBG pequeno..... 80
4.4 – Conjunto de linhas de transmissão coplanares com PBG grande..... 81
4.5 – Fases simuladas para as linhas de transmissão CPW. Ref.) sem PBG; 1) com uma linha de PBG; 3) com três linhas de PBG e 5) com cinco linhas de PBG..... 81
4.6 – Fases simuladas para as linhas de transmissão CPW. Ref.) sem PBG; 1) com uma linha de PBG; 2) com duas linhas de PBG e 3) com três linhas de PBG..... 82
4.7 – Parâmetro s_{11} para antena CPW projetada para operar em 2,45 GHz..... 83
4.8 – Padrão de radiação polar azimutal para um arranjo de antenas de 4 elementos sem estrutura UC-PBG..... 84
4.9 – Padrão de radiação polar azimutal para um arranjo de antenas de 4 elementos com uma e duas linhas de estrutura UC-PBG..... 84

4.10 – Padrão de radiação polar azimutal para um arranjo de antenas de 4 elementos com uma, duas e três linhas de estrutura UC-PBG..... 85
4.11 – Fotos das linhas de transmissão construídas com variados números de linhas de estruturas UC-PBG..... 86
4.12 – Parâmetros s_{21} e s_{11} medidos para a linha de transmissão de referência sem PBG..... 86
4.13 – Gráfico de fase de s_{11} medidas para linhas de transmissão CPW com 1, 3, e 5 linhas de PBG pequenos e para a linha de referência..... 87
4.14 – Gráfico de fase de s_{11} medidas para linhas de transmissão CPW com 1, 2, e 3 linhas de PBG grandes e para a linha de referência..... 88

Lista de Tabelas

2.1 - Parâmetros de simulação dos dispositivos em alumina para a banda K_a..... 30
2.2 - Tamanho das células unitárias UC-PBG..... 30
2.3 – Dados da Simulação - Método dos Momentos..... 31
2.4 – Materiais utilizados na fabricação dos protótipos..... 33
2.5 - Regras de processo do MUSA-LNLS..... 40
2.6 – Dimensões dos dispositivos em Alumina..... 42
3.1 – Dimensões da antena V simulada tipo Fan..... 59
3.2 – Dimensões da antena V simulada tipo Ring..... 72

Lista de Abreviaturas

3G *Third Generation*

Banda K_a Intervalo de freqüências situado entre 25 e 40 GHz

CCS Centro de Componentes Semicondutores - UNICAMP

CPW *Coplanar Waveguide*

CPW-Full *Coplanar Waveguide Full*

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

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*

SDMA Spatial Division Multiple Access

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

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

£ Operador, (MoM)

ω Freqüência angular

ω' Freqüência 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^t_{re} 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

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 Freqüência de ressonância da antena de microfita

f_{new}	Freqüência central da banda proibida, após escalonamento
f_{old}	Freqüência central da banda proibida, antes do escalonamento
f_{PBG}	Freqüência 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
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
W	Largura de uma linha de microfita/antena ou *gap* 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
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
S	Largura do condutor central em uma linha CPW
V	Potencial elétrico

Introdução

Nos últimos anos o desenvolvimento de novas tecnologias na área de comunicações sem fio ou *wireless*, tem crescido bastante, principalmente no que se refere à transmissão de dados, onde se destacam: a telefonia móvel celular, as comunicações via satélite, as redes locais sem fio (WLAN - *Wireless Local Area Network*) e a tecnologia *Bluetooth* (comunicação entre dispositivos pessoais a curta distância como, por exemplo, um teclado de computador sem fio).

Diversas são as áreas de desenvolvimento para a tecnologia de comunicações móveis sem fio, tais como: tipos de antenas, programas que gerenciam a recepção/transmissão do sinal, sistemas de comunicações móveis, camadas e protocolos de redes, circuitos mais eficientes e econômicos, estudos de compatibilidade e interferência eletromagnética - EMC/EMI, desenvolvimento de materiais e processos de microeletrônica para fabricação de dispositivos e circuitos integrados, entre outros.

A redução no tamanho dos aparelhos celulares depende principalmente da redução nas dimensões dos dispositivos passivos, como antenas e linhas de transmissão. A primeira parte deste trabalho trata da pesquisa de materiais e dispositivos viáveis para a redução das dimensões e que sejam compatíveis para a integração com dispositivos ativos.

No capítulo 1, fornecemos uma idéia geral a respeito dos conceitos envolvidos na tecnologia PBG – *Photonic Band Gap*. A seguir, será abordada a aplicação desta tecnologia em estruturas operando no regime de microondas. Finalmente serão introduzidas as estruturas PBG utilizadas neste trabalho.

As estruturas PBG – *Photonic BandGap* são estruturas periódicas que simulam uma rede cristalina, o qual controlando-se as dimensões e o tipo de material deste pseudo 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 na faixa de freqüência de projeto.

No capítulo 2, é apresentada a metodologia de projeto dos dispositivos - linhas de microfita, linhas coplanares e antenas planares, estudados neste trabalho. Também é apresentada a metodologia desenvolvida para o projeto das estruturas PBG aplicadas a estes dispositivos. A apresentação das metodologias tem uma abordagem simplificada para prototipagem rápida. Neste capítulo são apresentados protótipos e simulações de antenas e linhas planares em diferentes substratos, com constantes dielétricas variadas, tais como: fibra de vidro, alumina, ARLON1000 e Si, com o objetivo de utilizar elevados valores de constantes dielétricas para reduzir o tamanho do dispositivo. O objetivo principal deste capítulo é fornecer um guia de projeto para antenas e dispositivos com estruturas PBG.

Uma das tendências em sistemas de telecomunicações móveis, visando a terceira geração, é o uso de antenas que possam apontar seus feixes de radiação mais diretamente para o usuário ou para a estação rádio base (BTS), diminuindo assim interferência entre usuários e consequentemente aumentando a quantidade de usuários por célula. Motivado por isso, desenvolveu-se os trabalhos dos capítulos 3 e 4.

No capítulo 3, é apresentado um arranjo de dipólos em V colocados lado a lado, de tal forma que ao se mudar os elementos que são alimentados é possível mudar a direção do feixe de radiação. São apresentadas duas possibilidades de configurações de arranjos de múltiplos dipolos em forma de V: antena V em forma de leque ou *Fan* e em forma de anel ou *Ring*. Em seguida, as simulações e a caracterização dos dispositivos projetados são apresentados.

O capítulo 4 trata da outra técnica abordada, que é o uso de estruituras PBG para realizar o deslocamento eletrônico do feixe de radiação ou *electronic beam-steerinng*, através da mudança de fase na alimentação de um arranjo de antenas planares. As estruturas PBG alteram a constante de propagação da onda reduzindo-a. Neste capítulo mostra-se como a fase de uma onda varia com o número de matrizes PBG comparado com uma estrutura sem PBG.

Esses tipos de configuração de antenas são chamados de antenas reconfiguráveis, pois podem se adequar de forma a melhorar o sistema, mas se utilizadas em conjunto com algoritmos de otimização do feixe e chaves eletrônicas elas podem ser chamadas de antenas inteligentes ou *smart antennas*.

CAPÍTULO 1 - Estruturas PBG - *Photonic Band Gap*

O surgimento da tecnologia PBG, *Photonic Band Gap* se deu em 1987 com a publicação de artigos pelo Dr. Yablonovitch[YABLONOVITCH, 1987], introduzindo as bandas proibidas fotônicas para controle da emissão espontânea e estimulada de luz, e pelo Dr. John [JOHN, 1987] que utilizou a tecnologia de bandas proibidas para induzir a localização das ondas luminosas. Entretanto, 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*.

No início, não se podia afirmar se um cristal PBG poderia ser obtido experimentalmente com os índices de refração disponíveis. Desde então se procurou diversos tipos de materiais, até que em 1990 descobriu-se que a geometria cristalina do diamante se encaixava no modelo de PBG. [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 reabsorção, reemissão 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.

1.1 Conceitos de PBG – Photonic Band Gap

Esta seção trata do conceito fundamental dos cristais fotônicos, ou seja, sua analogia com os cristais semicondutores. A idéia básica é projetar materiais de tal maneira que as propriedades dos fótons sejam afetadas da mesma forma que as propriedades dos elétrons são afetadas pelos átomos em cristais. A equação de Schröedinger para um elétron com massa efetiva *m* em um cristal cujo potencial elétrico dado por *V* (r) é escrita como: KITTEL, 1996, p. 673

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

- onde *V* (r) é uma função periódica com periodicidade R:

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

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

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

Em um cristal fotônico, ε(r) é uma função periódica dada por:

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

Estas equações mostram o paralelismo existente entre a propagação de elétrons 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 localizada, ou seja, não se propagam no cristal.

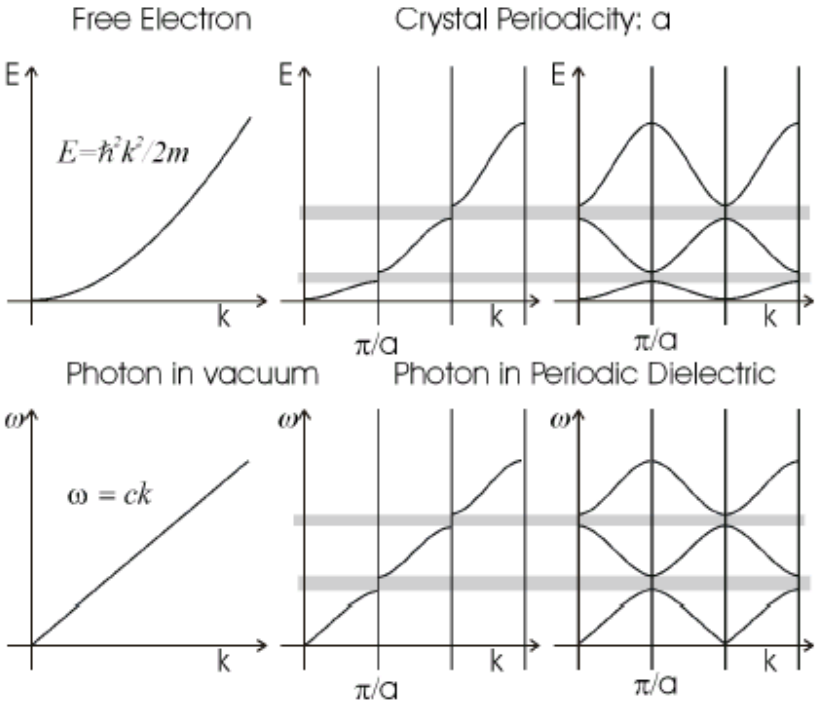


Figura 1.1 - Relações de dispersão de energia para um elétron livre, elétron em um cristal unidimensional, fóton livre e em um cristal fotônico unidimensional[MADRID ICMM]

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 freqüência onde não é permitida a propagação de fótons, as bandas proibidas ou *bandgaps*. Fótons com freqüências 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 ($\varepsilon_1/\varepsilon_2$);
- 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.

1.1.1 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 freqüências relacionadas ao espaçamento entre os planos. A difração de raios-X segue a lei de Bragg:

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

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 Angstrons.

Um fenômeno similar acontece com os cristais fotônicos. Devido a existência de planos cristalinos nestes cristais, em algumas faixas de freqüência os fótons serão difratados de acordo com a lei de Bragg na região óptica: MADRID ICMM

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

onde λ_c é comprimento de onda da radiação eletromagnética, $d_{(hkl)}$ é a distância interplanar para a direção cristalográfica identificada por (hkl), ε 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 resultante da difração dos raios-X é extremamente estreita ($\Delta\lambda/\lambda \approx 10^{-6}$). Em cristais fotônicos, a condição de difração em uma dada direção para um vetor de onda, é satisfeita para um amplo intervalo de freqüências ($\Delta\lambda/\lambda \approx 10^{-2}$). Isto se deve principalmente ao contraste entre o índice de difração nestas duas regiões de freqüência bem diferentes: no intervalo dos raios-X o índice de difração fica próximo de uma unidade, enquanto que para as freqüências ópticas este índice é bem maior.

Eventualmente, os picos de Bragg em cristais fotônicos tornam-se tão largos que podem se sobrepor a outros gerados por diferentes planos cristalográficos, como ocorre para geometria triangular e não ocorre para geometria retangular, fig. 1.2. Consequentemente, pode ser possível encontrar uma determinada região de freqüência 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.

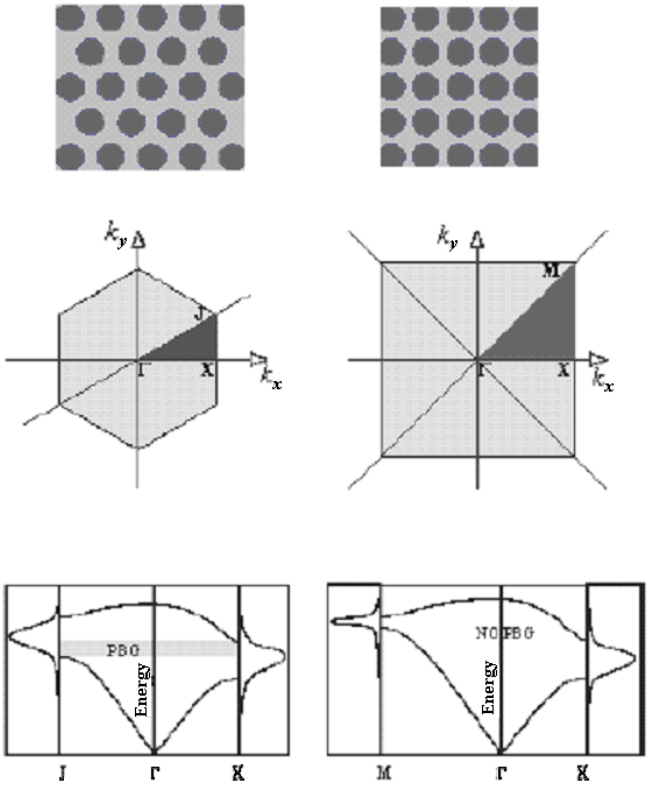


Figura 1.2 - Representação espacial real e recíproca de cristais bidimensionais triangulares e retangulares. Observe a formação de uma banda fotônica completa para a rede triangular e parcial para a rede retangular.

1.1.2 Modelamento

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

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

onde, V (r), ψ(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 Schröedinger:[JOANNOPOULOS, 1995, p. 137]

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

Que também pode ser escrita na forma:

$$\Theta\,\mathbf{H}(\mathbf{r})=\left(\frac{\omega}{c}\right)^2\mathbf{H}(\mathbf{r}) \tag{1.7}$$

Pode-se identificar o operador **Θ** atuando sobre a função vetorial campo magnético, **H(r)**, o que torna evidente que se trata de um problema de autovalores. Sabe-se que **Θ** é um operador diferencial que aplica o rotacional, multiplica por um escalar 1/ε(r), e por fim aplica novamente o rotacional:

$$\Theta\,\mathbf{H}(\mathbf{r})=\left[\nabla\times\frac{1}{\varepsilon(r)}\nabla\times\right]\mathbf{H}(\mathbf{r}) \tag{1.8}$$

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 **H(r)**. As autofunções de **Θ** possuem as mesmas características das autofunções do Hamiltoniano, cujos autovalores ortogonais são reais, podendo ser obtidos através do princípio variacional e podem ser catalogados de acordo com suas propriedades de simetria.

Os autovetores **H(r)** são os padrões de campo dos modos harmônicos e os autovalores $(\omega/c)^2$ são proporcionais ao quadrado da freqüência 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 na referência:[KITTEL, 1996, p. 673]

As equações 1.1 e 1.3 são ambos problemas de autovalores lineares cujas soluções são determinadas inteiramente pelo potencial V(r), ou função dielétrica ε(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 se pode introduzir defeitos nesta estrutura "cristalina" de forma que existam estados fotônicos localizados cujas propriedades sejam definidas pela natureza dos defeitos.

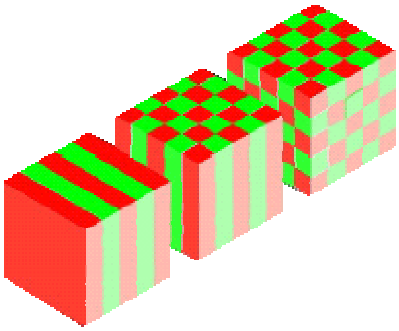


Figura 1.3 - Material composto com várias regiões macroscópicas com diferentes ε_r. Estruturas periódicas uni, bi e tridimensionais.

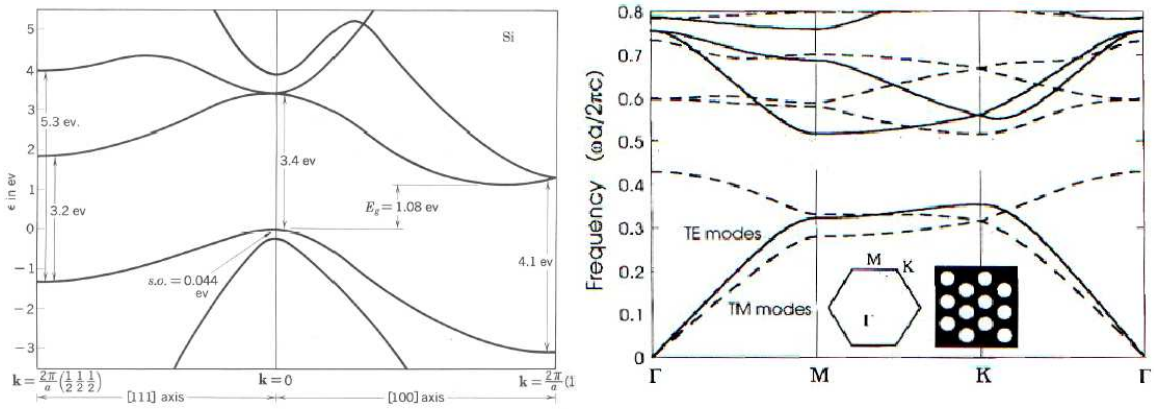
Uma diferença que não foi discutida aqui, mas que pode ser vista na tabela 1.1 é que, na mecânica quântica, o Hamiltoniano é separável se $V(\mathrm{r})$ é separável. Por exemplo, se $V(\mathrm{r})$ é um produto das funções $V_x(x)V_y(y)V_z(z)$ então pode-se separar o problema em três problemas mais 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 $\varepsilon(\mathrm{r})$ 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 constituído por um meio dielétrico periódico e com baixas perdas. Em particular, pode-se projetar 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.

Tabela 1.1 – Equações comparativas – primeira coluna, mecânica quântica no cristal; segunda coluna, eletromagnetismo num dielétrico periódico.

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

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.



(a) (b)

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

Outra linha de pesquisa, intrinsecamente ligada à tecnologia PBG, é a que estuda as chamadas Superfícies Seletivas em Freqüência, ou *FSS - Frequency Selective Surfaces*. Estas superfícies são compostas por estruturas dielétricas periódicas que refletem ou absorvem a luz de determinadas freqüências, de acordo com sua geometria. [CAMPOS, 2000, p. 355; CAMPOS, 2000, p. 351; LIMA, 1998]

1.2 PBG – Considerações sobre *Photonic Band Gap* aplicadas as Estruturas e Dispositivos de microondas

A nomenclatura estruturas de banda fotônica, ou PBG – *Photonic BandGap*, induz a idéia de que tais estruturas se aplicam somente à fótons operando no regime óptico (freqüência 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, isto é: menores comprimentos de onda, correspondem a estruturas menores. 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 "Yablanovita" em homenagem ao seu criador, aconteceu em 1991.[YABLONOVITCH, 1991] Este cristal apresentou uma banda proibida em freqüências 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 freqüências, estas estruturas possuem dimensões da ordem de *cm* em contraste com μm, valor 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 radiada 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.

1.2.1 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 **H(r)** de freqüência ω em uma determinada configuração dielétrica dada por ε (r). Rescrevendo a equação principal de modelo de cristais fotônicos (eq. 1.7):

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

Agora suponha que desejemos saber como seria o comportamento dos modos numa configuração ε'(r) expandida ou comprimida por um fator de escalonamento ς, em relação a configuração original, isto é: ε'(r) = ε (r/ς). Pode-se somente fazer a troca de variáveis na equação 1.7, usando r′ = ς r e $\nabla' = \nabla / \varsigma$:

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

Mas ε (r′/ς) não é nada mais que ε'(r′). Dividindo-se 1.9 por ς obtém-se:

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

Que é a equação principal, com modo H(r′) = H(r′/ς) e freqüência $\omega' = \omega / \varsigma$. Ou seja, se desejarmos saber qual o comportamento dos modos eletromagnéticos após uma mudança nas proporções gerais da estrutura por um fator de escalonamento ς, devemos escalonar o antigo modo e sua freqüência 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 ε(r) e nós queiramos saber como seria o comportamento do sistema para uma outra configuração que difere desta por um fator constante, por exemplo: $\varepsilon' = \varepsilon(r)/\varsigma^2$. Substituindo $\varsigma^2\ \varepsilon'(r)$, por $\varepsilon(r)$ em 1.10 obtém-se:

$$\nabla' \times \left[\frac{1}{\varepsilon'(\mathbf{r})} \nabla \times \mathbf{H}(\mathbf{r}') \right] = \left(\frac{\varsigma \omega}{c} \right)^2 \mathbf{H}(\mathbf{r}') \tag{1.11}$$

Os modos harmônicos neste novo sistema permanecem inalterados, mas as freqüências estão todas escalonadas por um fator ς: $\omega \rightarrow \omega' = \varsigma^2 \omega$. Se multiplicarmos a constante dielétrica, por exemplo, por um fator 1/4, o padrão dos modos permanecerá inalterado, mas os modos terão suas freqüências dobradas.

1.2.2 Caracterização da banda fotônica - Parâmetros S

A caracterização de um cristal fotônico visa determinar parâmetros ligados às suas bandas proibidas tais como: freqüência 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 refletância 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 refletida e transmitida. Através dos parâmetros S pode-se determinar as formas de onda na saída através da equação matricial dada por:

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

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, sendo esta tipicamente no valor de 50 Ω , 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.

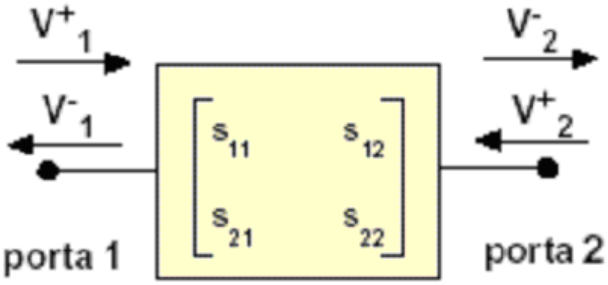


Figura 1.5 - Parâmetros S em um dispositivo de duas portas. O sobrescrito + representa uma onda incidente (movendo-se na direção da rede) e o sobrescrito - indica uma onda deixando do dispositivo

Os parâmetros, s_{21} e s_{12}, descrevem a relação entre o sinal incidente em uma porta e o transmitido por outra: $s_{21} = V_1^- / V_2^+$ (sinal transmitido pela porta 1 pelo sinal recebido na porta 2), e $s_{12} = V_2^- / V_1^+$ (sinal transmitido pela porta 2 pelo sinal recebido na porta 1). Para a caracterização das estruturas PBG analisou-se os parâmetros s_{21} (transmissão) e s_{11} (reflexão) nos dispositivos fabricados. Como critério escolhido e presente na maioria das literaturas atuais para a presença ou não das bandas proibidas é uma queda de 3 *dB em* s_{21}, ou seja a partir deste valor de *gap*, considera-se uma banda proibida.

1.3 Técnicas de Estruturas PBG

Duas tecnologias PBG planares são estudadas neste trabalho. A tecnologia PBG-GP, *Photonic BandGap - Ground Plane* e tecnologia UC-PBG, *Uniplanar Compact – PBG*, no plano superior do dispositivo.

1.3.1 PBG no Plano de Terra - PBG-GP

Estruturas PBG podem ser obtidas por meio de implantações metálicas, dielétricas, ferromagnéticas ou ferroelétricas. As pesquisas com estruturas PBG operando no regime de microondas 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.

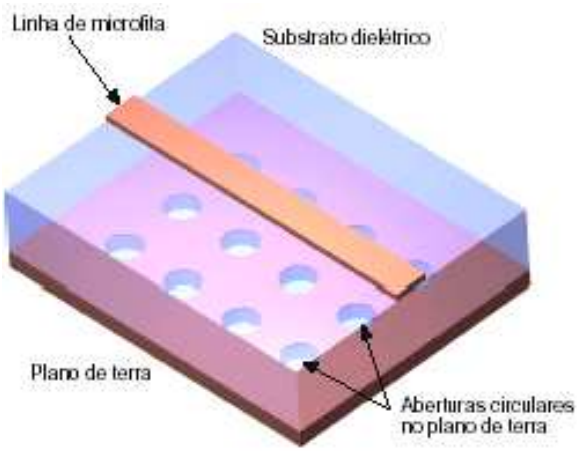


Figura 1.6 - Desenho tridimensional da estrutura PBG no plano de terra. Observe a matriz retangular de círculos no plano de terra da linha de microfita

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 freqüência 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 variem e, por conseqüência, β varia. Se esta variação for periódica, poderemos ter uma estrutura operando como PBG.

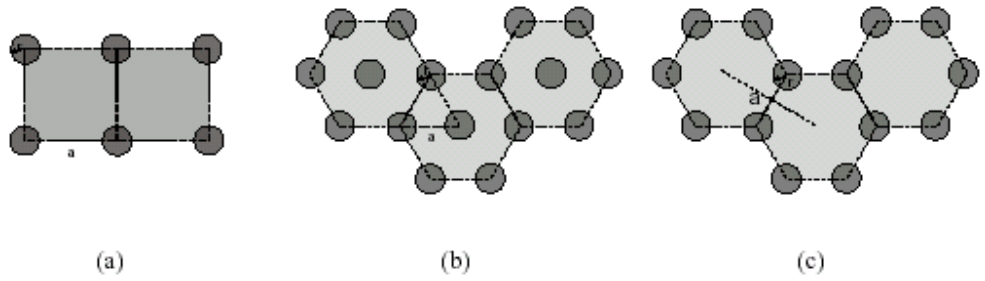


Figura 1.7 - Geometrias de rede PBG: (a) retangular, (b) triangular e (c) *honeycomb*

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.

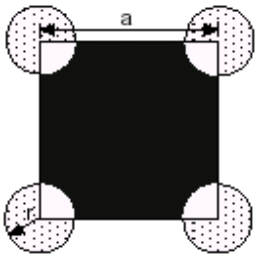


Figura 1.8 - Razão de preenchimento de estruturas PBG-GP. Somatória da área dos setores circulares, A_{hole}, e área da célula unitária, $A_{unit\ cell}$, que é a área referente ao quadrado de aresta a.

$$\Lambda = \frac{A_{hole}}{A_{unitcell}} \tag{1.13}$$

Para redes retangulares, a razão de preenchimento é dada por[RADISIC]:

$$\Lambda = \pi\left(\frac{r}{a}\right)^2 \tag{1.14}$$

A relação r/a entre o raio dos furos e o período da rede, 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 freqüência central da banda proibida f_{PBG} está associada ao período da rede a. Uma boa primeira aproximação para a é dada por[RADISIC]:

$$a \approx \frac{\lambda_g}{2} \tag{1.15}$$

$$\lambda_g = \frac{c}{f_{PBG}\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{1.16}$$

sendo λ_g o comprimento de onda guiado.

1.3.2 PBG Uniplanar Compacta - UC-PBG - no plano do dispositivo

Este tipo de estrutura, UC-PBG, uniplanar compacta, foi primeiramente apresentada por Yang,[YANG, 1999] tendo como principais vantagens, quando comparada com a estrutura PBG-GP. Um menor tamanho e um melhor desempenho de maneira geral. A representação de uma linha de microfita coplanar com estruturas UC-PBG no plano de terra é apresentada 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.

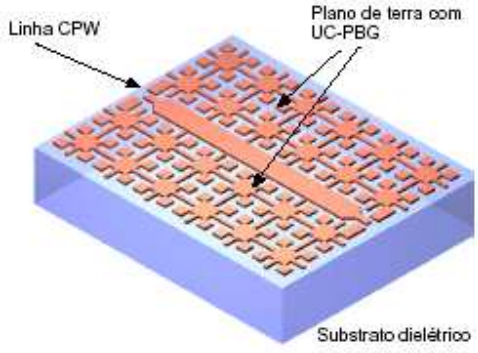


Figura 1.9 - Vista tridimensional de uma linha de microfita com estrutura UC-PBG no plano de terra.

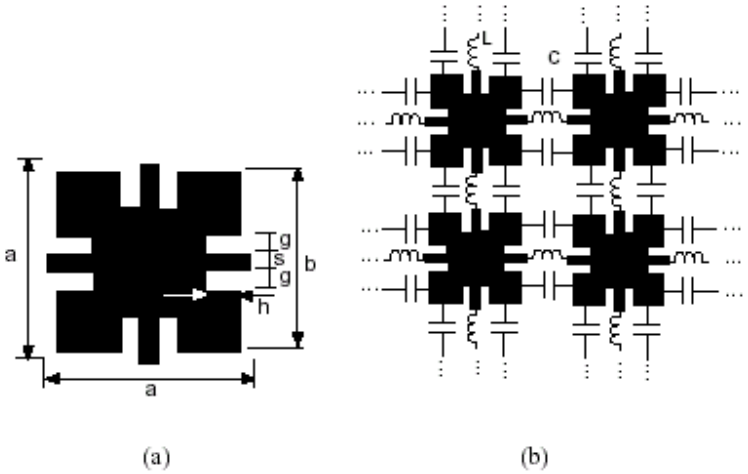


Figura 1.10 - (a) Célula UC-PBG unitária, (b) Rede UC-PBG. Ilustração qualitativa das capacitâncias e indutâncias adicionadas ao plano de terra pela inserção de uma rede UC-PBG.

Os princípios de funcionamento de redes PBG-GP estão bem descritos no trabalho de Roberto Coccioli et. al.[COCCIOLI, 1999] Este trabalho apresenta uma simulação do diagrama de dispersão 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 ponto M da zona de Brillouin [KITTEL, 1996, p. 673], ou seja, para uma direção de propagação de ondas superficiais de 45° no plano *xy*.

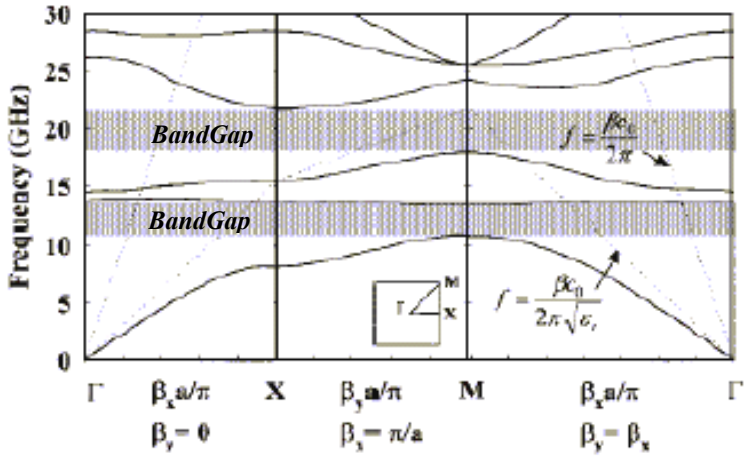


Figura 1.11 - Diagrama de dispersão simulado de uma rede UC-PBG.[COCCIOLI, 1999] Formação dos *bandgaps* nas regiões onde a condição para banda proibida, *stopband condition*, é satisfeita

Um termo relacionado às estruturas UC-PBG é a condição para banda proibida (*stopband condition*), expressada matematicamente como[RADISIC]:

$$\beta \cdot a = \pi \tag{1.17}$$

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.

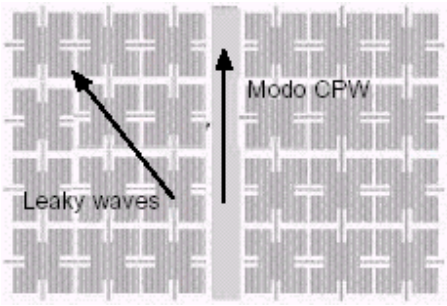


Figura 1.12 - Matriz UC-PBG no plano de terra do dispositivo. A rede UC-PBG no plano de terra inibe a propagação de modos *leaky* e privilegia a propagação dos modos CPW

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.

1.4 Conclusões

Um breve histórico sobre o surgimento da tecnologia PBG é apresentado no início deste capítulo, dando um quadro sobre as dificuldades e possibilidades da utilização desta tecnologia. Em seguida, a teoria fundamental da tecnologia *Photonic Band Gap* é apresentada, tendo como ponto principal, a analogia entre a formação de banda proibida em cristais fotônicos, e a formação de banda proibida em cristais semicondutores, através de modelamento matemático.

A aplicação da tecnologia PBG para freqüências de microondas é justificada pelo fato de que o modelamento de uma onda se propagando através de um cristal fotônico é análogo ao de fótons, vistos como ondas eletromagnéticas, propagando-se em um cristal.

Neste capítulo foram também descritos o critério adotado para a caracterização da banda proibida através de análise de parâmetros S e as técnicas de estruturas PBG abordadas neste trabalho, sendo estas: PBG no plano de terra, ou, PBG-GP, e PBG uniplanar compacta, ou, UC-PBG.

CAPÍTULO 2 – Antenas e Dispositivos com Estruturas PBG

Neste capítulo, apresenta-se a metodologia de projeto dos dispositivos - linhas de microfita, linhas coplanares e antenas planares - estudados neste trabalho. Vale ressaltar que se omitiu a formulação das linhas de transmissão e antenas, pois se tratam de estruturas clássicas e bem referenciadas na literatura[GUPTA, GARDIOL].

Também é apresentada a metodologia desenvolvida para o projeto das estruturas PBG aplicadas a estes dispositivos. A apresentação das metodologias terá uma abordagem simplificada para prototipagem rápida. O objetivo principal deste capítulo é fornecer um guia de projeto para antenas e dispositivos com estruturas PBG.

2.1 – Técnicas de Projeto

Para verificar a aplicabilidade das estruturas PBG, foram escolhidos dois tipos de linhas de transmissão que pudessem ser construídas de forma compatível com os tipos de estruturas PBG que desejávamos avaliar: linhas de microfita, *microstrip lines*, que têm um plano de terra abaixo do plano da linha, para a construção de estruturas PBG-GP, e linhas coplanares, *CPW – CoPlanar Waveguides*, que têm o plano de terra no mesmo plano da linha, para a fabricação de estruturas UC-PBG. Além de protótipos em laboratório, foram fabricadas através de processos de microeletrônica - antenas e linhas em alumina e em vidro, sendo sua grande vantagem a fabricação de dispositivos monolíticos, evitando-se assim um acesso através do substrato, ou *via hole*, para acessar o plano de terra. Isso torna o processo de fabricação bem mais simples.

Para a determinação das dimensões das linhas de microfita e coplanar foram utilizados modelos clássicos;[GUPTA, 1981, p. 60–63] e o projeto das antenas planares baseou-se em formulações clássicas quasi-estáticas encontradas em literatura.[BALANIS, 1982, p. 790; KRAUS, 1988, p. 892]

De posse das formulações necessárias, com o auxílio dos pacotes matemáticos: *Mathematica* e *Mathcad,* definiu-se uma primeira dimensão para as estruturas e em seguida estes valores foram otimizados através de rotinas baseadas em algoritmo genético presentes no software *IE3D*, um pacote de simulação e otimização de estruturas eletromagnéticas baseado no método dos momentos.[ZELAND]

Para o projeto de antenas planares deve-se levar em consideração as características elétricas e mecânicas do substrato, pois são determinantes no comportamento da antena. A espessura do substrato influência a propagação de ondas superficiais, de forma que substratos mais espessos permitem que, para uma mesma dimensão de antena, tenha-se uma maior largura de banda, no entanto ocorre uma diminuição na eficiência devido ao aumento de perdas por ondas superficiais. Outro fator que altera as características de uma antena é a constante dielétrica do substrato. Talvez, a primeira informação que um projetista de RF aprende é que a freqüência de uma antena planar é inversamente proporcional à raiz quadrada da constante dielétrica do substrato e das dimensões da antena. Ou seja, quanto maior o valor de ε_r, menor o tamanho dos dispositivos, para uma mesma freqüência. Entretanto o ganho do dispositivo é reduzido de maneira proporcional, devido a maior concentração de linhas de campo no substrato que no ar ao redor da antena. Sendo assim, fica claro o compromisso que deve existir entre as características do substrato e o desempenho desejado da antena planar.

As linhas de transmissão e antenas planares apresentadas neste trabalho foram projetadas para diferentes faixas de freqüências e variadas dimensões, mas sempre com impedância característica de 50 Ω. Os protótipos fabricados através de técnicas de circuito impresso foram projetados para operar na freqüência de 1 GHz a qual foi escolhida com base em três justificativas: existir no laboratório facilidades de caracterização para dispositivos nesta freqüência; é uma freqüência próxima a de operação de aparelhos celulares (900 MHz). Existe vasta literatura sobre antenas com PBG operando nesta banda.

Para os dispositivos na banda K_a (25 a 40 GHz), que são aqueles que foram construídos em alumina e vidro, existem duas justificativas: a 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] e os limites de dimensões contidos nas regras de projeto para o processo de fabricação desses dispositivos.

Regras de projeto adotadas:[QIAN, 1999, p. 193, MARANGONI]

- Seleção correta do substrato dielétrico. Para a fabricação de antenas planares, são utilizados geralmente substratos com constante dielétrica entre 2 e 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 freqüência 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*)[BALANIS]. O objetivo do *insetfeed* é conseguir um casamento perfeito de impedância entre linha de microfita e a 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*.

2.1.1 – Estruturas PBG

Apesar dos esforços, ainda é um desafio estabelecer uma metodologia de projeto de estruturas PBG, depois de passados 10 anos da implementação do primeiro cristal fotônico artificial,[YABLONOVITCH, 1991]. É errado afirmar que existem fórmulas fechadas de projeto para a maioria das estruturas PBG existentes. Sendo assim, o primeiro passo no 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, UC-PBG,[KRETLY, 2000, p. 3–4] ou várias outras

possíveis. Lembrado-se que é importante verificar se as tecnologias disponíveis são realizáveis de acordo com o dispositivo a ser fabricado.

Uma vez determinada 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 tenta desenvolver configurações cada vez menores e com *bandgaps* cada vez mais eficientes.

Em seguida foram realizadas simulações eletromagnéticas dos dispositivos através do programa IE3D da Zealand, que utiliza Método dos Momentos, para verificar se a estrutura atua ou não como um cristal fotônico para as freqüências desejadas. Outro método que pode ser utilizado para a simulação de estruturas PBG 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 pode ser aplicado em estruturas de diferentes formas e constantes dielétricas, pois permite a discretização do substrato e das estruturas metálicas, o que é muito interessante para simulação de estruturas PBG.

Neste trabalho foram estudadas e analisadas duas tecnologias de estruturas PBG: PBG-GP, que é o PBG no plano de terra e UC-PBG, que significa "Uniplanar compact"- PBG, e que é aplicável em estruturas coplanares.

Vários trabalhos foram consultados com o objetivo de estabelecer uma metodologia de projeto para estruturas PBG-GP que funcionasse efetivamente.[RADISIC, 1998; RUMSEY, 1998; YI, 1999; RADISIC, 1998] Após a pesquisa decidiu-se investigar a geometria retangular mostrada na fig. 2.1. Escolheu-se esta geometria devido a sua simplicidade e eficácia na produção das bandas proibidas. Outras geometrias analisadas foram a triangular e a *honeycomb*. Essa tecnologia, PBG-GP, foi empregada nos dispositivos com freqüência de operação em 1 GHz.

A fig. 2.1 mostra os parâmetros que devem ser determinados na estrutura PBG retangular, que são o raio dos círculos, *r*, e o período da rede PBG, *a*. A variável utilizada no projeto da rede é a relação entre estas grandezas, *r*/*a*.

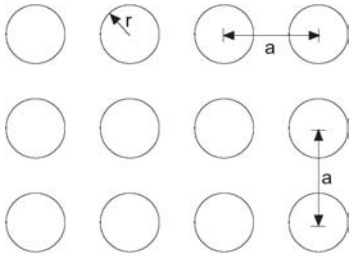


Figura 2.1 - Geometria PBG circular com matriz retangular

A metodologia de projeto e dimensionamento aplicadas neste trabalho e que resultam em dados experimentais coerentes são: KRETLY, 2001. p. 219–222

Primeiro – Determina-se a freqüência central da banda proibida desejada f_{PBG}. A constante dielétrica ε_r do substrato é conhecida.

Segundo – Calcula-se o comprimento de onda guiado λ_g, de acordo com a eq. 2.1. Para r/a pequenos pode-se considerar $\varepsilon_{eff} \approx \varepsilon_r$ RADISIC, 1998

$$\lambda_g = \frac{C}{f\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2.1}$$

Terceiro – O período da rede é calculado de acordo com a eq. 2.2.

$$a \approx \frac{\lambda_g}{2} \tag{2.2}$$

Outra técnica bastante utilizada no projeto das redes PBG é o escalonamento. Nesta técnica utiliza-se uma estrutura PBG que funcione efetivamente para uma determinada freqüência f_{old} e faz-se o escalonamento de r e a para uma nova freqüência f_{new}, de acordo com a eq. 2.3. O escalonamento mostrou-se bastante eficaz para o projeto de estruturas PBG. Uma relação de escalonamento utilizada nos projetos foi: RUMSEY, 1998

$$\begin{bmatrix} a_{new} \\ d_{new} \end{bmatrix} = \frac{f_{old}}{f_{new}} \begin{bmatrix} a_{old} \\ d_{old} \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

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

É interessante ressaltar algumas características e regras gerais de projeto observadas e pesquisadas da literatura:

- 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 freqüência 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 (*ripple*) 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;

2.2 – Simulações

A importância dessas simulações, são a verificação do comportamento eletromagnético dos dispositivos e a otimização dos mesmos de acordo com a tecnologia PBG utilizada.

Como mencionado anteriormente, as simulações apresentadas foram realizadas no 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.

A seguir será dada uma breve explicação sobre o método dos momentos baseada em pontos fundamentais dos trabalhos de W. P. Wheless,[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. O método dos momentos consiste em determinar a corrente em cada segmento de fio ou superfície devido à fonte. 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.

2.2.1 – Dispositivos sobre alumina

Pode-se observar nas figs. 2.2 e 2.3 as estruturas simuladas em substrato de alumina. Estas são linhas CPW convencionais, fig. 2.2 (a), com células UC-PBG grandes, fig.2.2(b), e pequenas, fig.2.2(c), além de antenas CPW-full, fig.2.3.

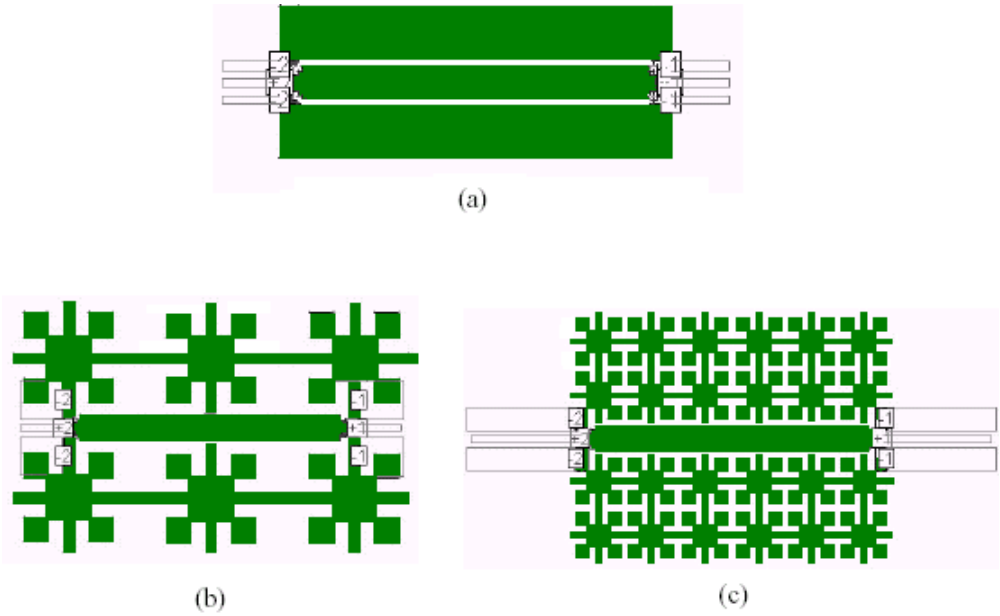


Figura 2.2 – Dispositivos com substrato de alumina simulados: (a) Linha CPW convencional; (b) Linha CPW - Célula UC-PBG grande e (c) Linha CPW - Célula UC-PBG pequena

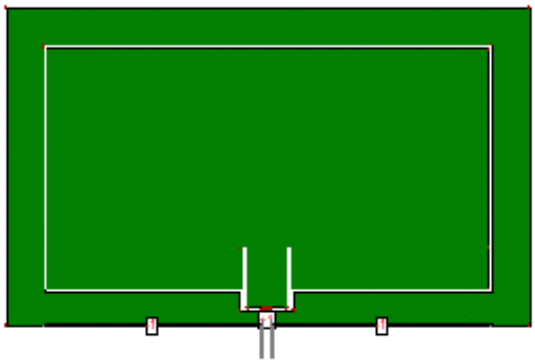


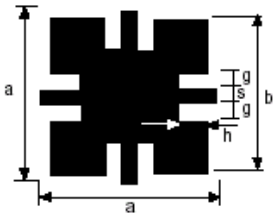
Figura 2.3 – Antena CPW-Full em alumina (*layout* para simulação)

Para a simulação dos dispositivos, além das dimensões deve-se fornecer dados sobre o substrato e o elemento condutor. O substrato de alumina foi configurado como tendo constante dielétrica igual a 10, $\varepsilon_r = 10$, espessura de 625 μm e tangente de perdas igual a $\tan\delta = 1 \times 10^{-4}$. O metal utilizado tinha espessura $t = 1$ μm e condutividade $\sigma = 4{,}9 \times 10^{-7} S/m$. Os dados referentes à simulação encontram-se na tabela 2.1. As linhas CPW simuladas tinham as mesmas dimensões características, 3200 μm de comprimento por 320 μm de largura, com um *gap* de 30 μm entre a linha e o plano de terra. As dimensões referentes às células UC-PBG estão descritos tabela 2.2. A antena CPW Full simulada tem 2900 μm de largura por 5330μm de comprimento.

Tabela 2.1 - Parâmetros de simulação dos dispositivos em alumina para a banda K_a

Parâmetros	Valor	Unidade
Condutividade – σ	$4{,}9 \times 10^{-7}$	*S/m*
Espessura do substrato – t	625	μm
Permissividade relativa – ε_r	10	–
Tangente de perdas – tan δ (@ 10 GHz)	1×10^{-4}	–

Tabela 2.2 - Tamanho das células unitárias UC-PBG

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

Na tabela 2.3 estão alguns dos parâmetros para a simulação, como células por comprimento de onda e freqüência máxima.

O número de células geradas, bem como o tempo de simulação, depende diretamente desses parâmetros, isto é quanto maior forem esses valores, mais tempo leva o programa para terminar a simulação entretanto mais precisa ela fica.

Tabela 2.3 – Dados da Simulação - Método dos Momentos

Dispositivos	Célula por comp. de onda	Frequência máxima (GHz)	No. Células	Tempo por freqüência (s)
Linha CPW	15	40	507	220
Linha CPW UC-PBG pequeno	8	40	775	270
Linha CPW UC-PBG grande	20	40	717	316
Antena CPW-Full	15	40	999	554

Observando o coeficiente de transmissão, s_{21}, nas figuras 2.4, 2.5 e 2.6 percebe-se o efeito das estruturas UC-PBG no plano de terra dos dispositivos, pode-se então identificar as bandas proibidas introduzidas pelas estruturas PBG. De acordo com o critério estabelecido anteriormente, as bandas proibidas para a linha com célula PBG grande acontecem em 22 e 38 GHz e para a linha com PBG pequeno acontece em 32 GHz, aproximadamente e na linha CPW simples, como era esperado, não apresenta bandas proibidas.

O casamento de impedância da linha CPW convencional não está perfeitamente em 50 Ω, s_{21} diferente de zero na fig.2.4, pois pelas regras de projeto multiusuário, MUSA - LNLS, essa foi a melhor dimensão encontrada. Entretanto, isso não implica que a estrutura é inviável, mas sim que pode ser melhorada.

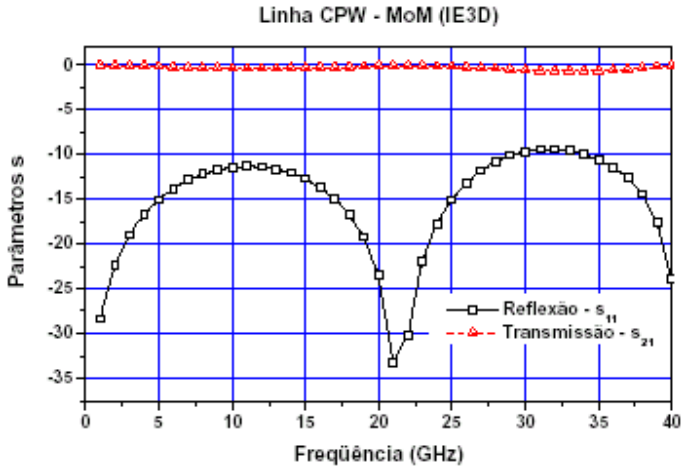


Figura 2.4 - Parâmetros S obtidos pelo método dos momentos para linha CPW convencional. A transmissão próxima de 0 *dB* e a reflexão $s_{11} \leq$ -10 *dB* indicam casamento razoável de impedância em 50 Ω.

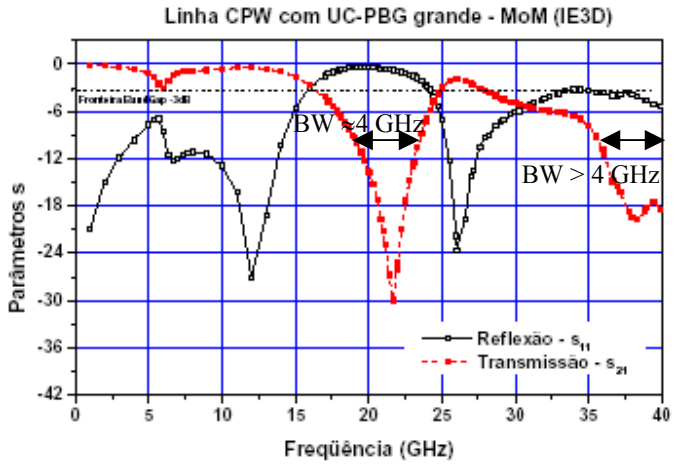


Figura 2.5 - Parâmetros S para a linha CPW com células UC-PBG grandes, com *bandgaps* observados no s_{21} em 22 e 38 GHz

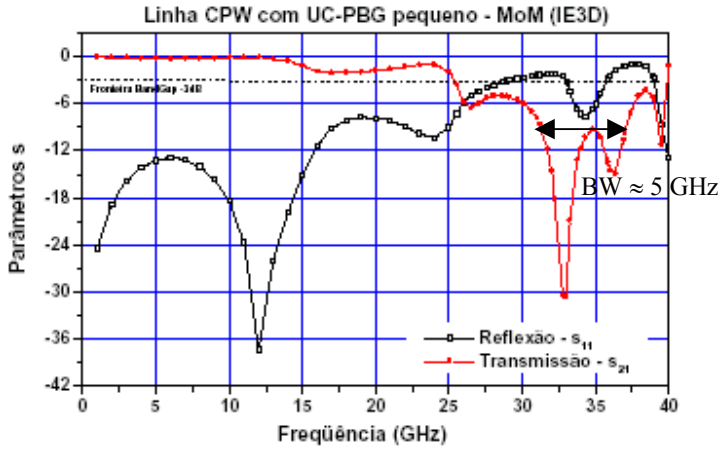


Figura 2.6 - Parâmetros S para a linha CPW com células UC-PBG pequenas no plano de terra. O *bandgap* no s_{21} aparece acima de 32 GHz

A fig. 2.7 mostra o resultado da simulação da antena CPW-Full em alumina. A ressonância acontece próximo a 28,5 GHz, que está próximo do valor projetado, 25 GHz – projeto convencional de antena *patch*. Erro na introdução do ε_r correto da alumina produziu esta diferença.

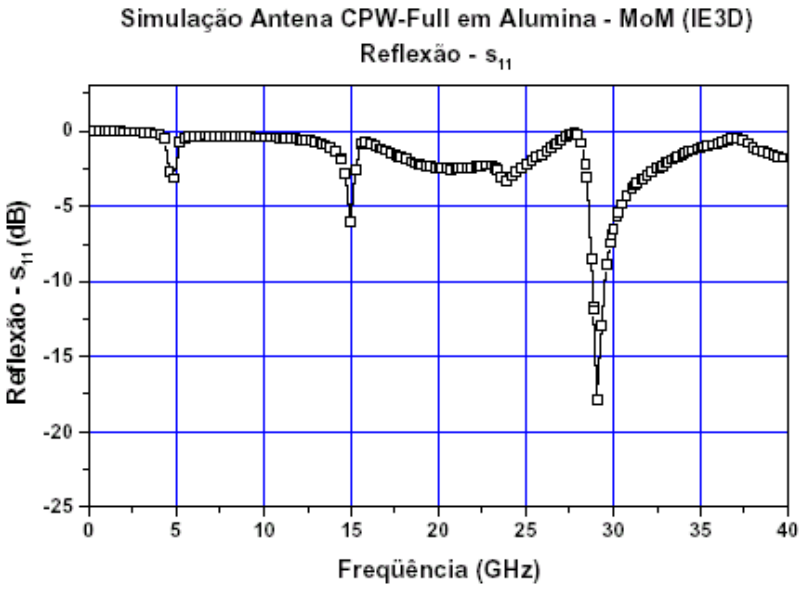


Figura 2.7 - Reflexão, s_{11}, para antena em alumina. Observe a ressonância próximo a 28,5 GHz.

2.3 – Protótipos e Caracterização

Descrição dos protótipos em diferentes substratos

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. 2.8.

Os materiais utilizados estão descritos na tabela 2.4. Foram utilizados materiais considerados "tradicionais", como a fibra de vidro e a alumina, assim como materiais menos comuns neste tipo de montagem, como o Si.

Tabela 2.4 – Materiais utilizados na fabricação dos protótipos

	ε_r	tan δ (@ 1GHz)	Espessura do substrato - t (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

As técnicas adotadas foram a de circuito impresso para transferência dos padrões e corrosão do cobre na construção dos protótipos em fibra de vidro e Arlon. Os dispositivos em alumina e Si foram fabricados utilizando uma fita metálica fina de cobre de aproximadamente 300μm da marca 3M. Um suporte de fibra de vidro foi utilizado para apoiar os conectores SMA no substrato de silício.

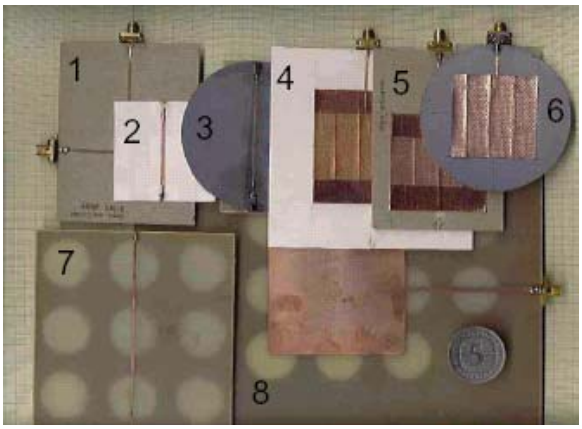


Figura 2.8 - Protótipos de antenas e linhas de transmissão utilizando a tecnologia PBG.[KRETLY, 2000, p. 3–4]

Os protótipos estão descritos abaixo pela numeração na fig.2.8:

- 1 - Linha de Transmissão em L em Arlon1000, $\varepsilon_r = 9{,}8$
- 2 - Linha de Transmissão em alumina, $\varepsilon_r = 9{,}8$
- 3 - Linha de Transmissão em Si, $\varepsilon_r = 11{,}9$
- 4 - Antena em Alumina
- 5 - Antena em Arlon
- 6 - Antena em Si
- 7 - Linha de Transmissão PBG-GP em Fibra de vidro, $\varepsilon_r = 4{,}8$
- 8 - Antena PBG-GP em Fibra de vidro

Caracterização dos protótipos em diferentes substratos

Para caracterizar os dispositivos, fez-se uso de um analisador de redes HP8714 , da Agilent, disponível no laboratório, com faixa de freqüência de 0,3 - 3 GHz. Antes do início das medidas é necessário fazer a calibração do equipamento, para eliminar as perdas nos cabos e conectores. Em seguida conecta-se os dispositivos que se deseja caracterizar e as informações são gravadas em disquete no próprio aparelho. Uma ilustração da montagem para medidas é mostrada na fig. 2.9.

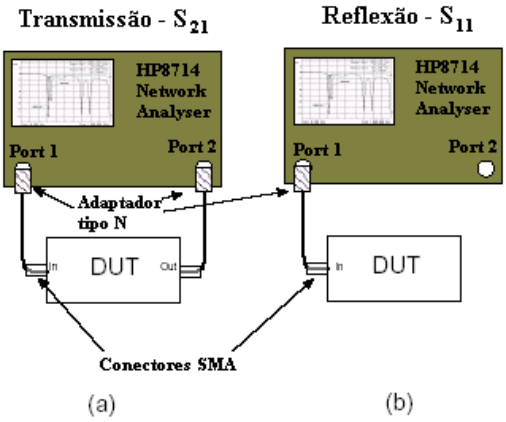
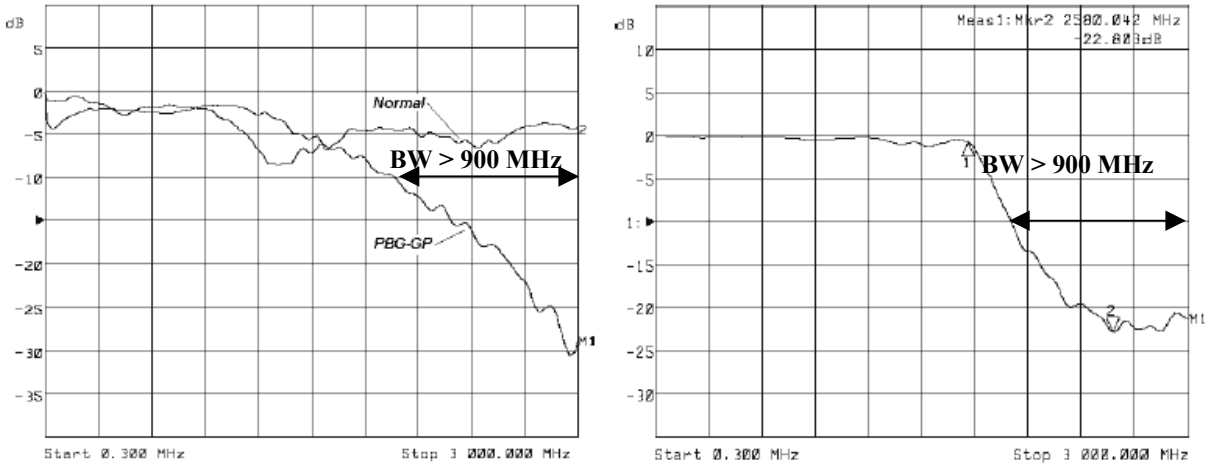


Figura 2.9 - Montagem experimental para caracterização dos dispositivos, (a) medida de transmissão ou s_{11} e (b) medida de reflexão s_{21}.

Para a caracterização das linhas de transmissão e antenas, mediram-se os parâmetros S: transmissão ou s_{21}, e reflexão ou s_{11}. Para uma linha bem casada em 50 Ω o valor de s_{21} deve ser zero e, para caracterizar que uma antena está radiando, utilizamos o critério de $s_{11} \leq -10\ dB$, que é um critério amplamente usado na literatura.

A fig.2.10 mostra as medidas de parâmetro S das linhas de transmissão em alumina e Arlon1000, com e sem PBG. A comparação entre a transmissão, s_{21} de uma linha de microfita em alumina normal e com PBG-GP, pode ser observada na fig.2.10(a). Há uma grande atenuação no sinal a partir de 2 GHz, $s_{11} \leq -10\ dB$, o que caracteriza a banda proibida introduzida pela estrutura PBG no plano de terra do dispositivo. Em 3 GHz a linha com PBG-GP apresenta uma atenuação de -25 dB na transmissão, quando comparada a linha de transmissão sem PBG. A banda proibida

para o dispositivo fabricado em Arlon tem freqüência central, f_{PBG} em 2,7 *GHz*, mostrado na 2.10(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) Linha de Trans. em Alumia (b) Linha de Trans. em Arlon

Figura 2.10 – Parâmetro de transmissão - s_{21} das linhas de transmissão em alumina e Arlon.[KRETLY, 2000, p. 3–4] Note as bandas proibidas introduzidas pelas estruturas PBG-GP

Segue-se o mesmo raciocínio anterior na análise dos parâmetros S mostrados na fig. 2.11(a), para determinar a existência da banda proibida produzida pela estrutura PBG na linha de transmissão com fibra de vidro. Este caso, como no anterior, a freqüência central também fica em torno de 2,7 GHz. Os parâmetros S medidos para a linha de transmissão fabricada em Si são mostrados na fig. 2.11(b).

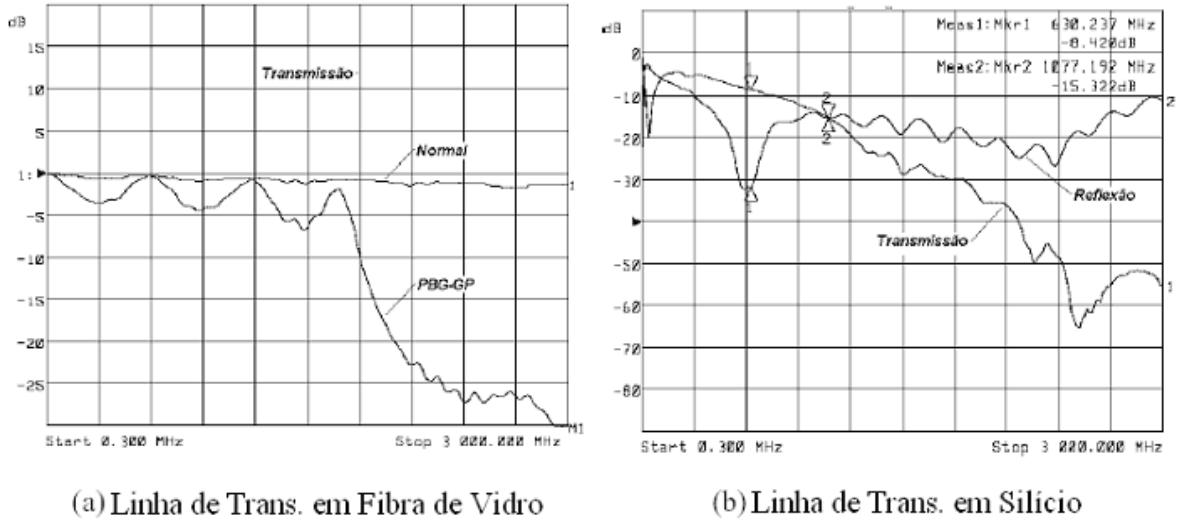


Figura 2.11 - Parâmetros S das linhas de transmissão em: (a) fibra de vidro e (b) Si

Observa-se as perdas introduzidas pelo substrato semicondutor, Silicio, com $s_{21} \leq -10\ dB$, em todo o intervalo. Nota-se também oscilações na transmissão e reflexão, que se devem, muito provavelmente, ao processo utilizado na fabricação, ou seja, ε_r instável no substrato. Apesar dessa instabilidade pode-se observar a banda proibida introduzida pela estrutura PBG (-60 dB próximo a 2,4 GHz).

A fig. 2.12 mostra os parâmetros s da linha de transmissão em L fabricada em Arlon com PBG-GP, onde pode-se observar a formação de banda proibida com freqüência central f_{PBG} próxima a 3 GHz.

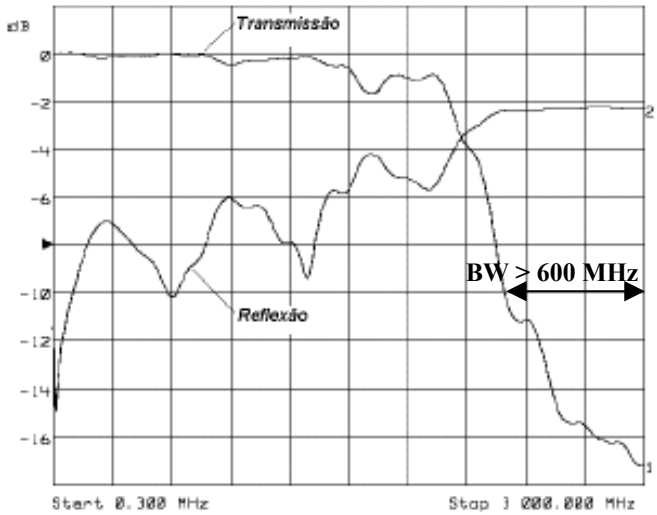
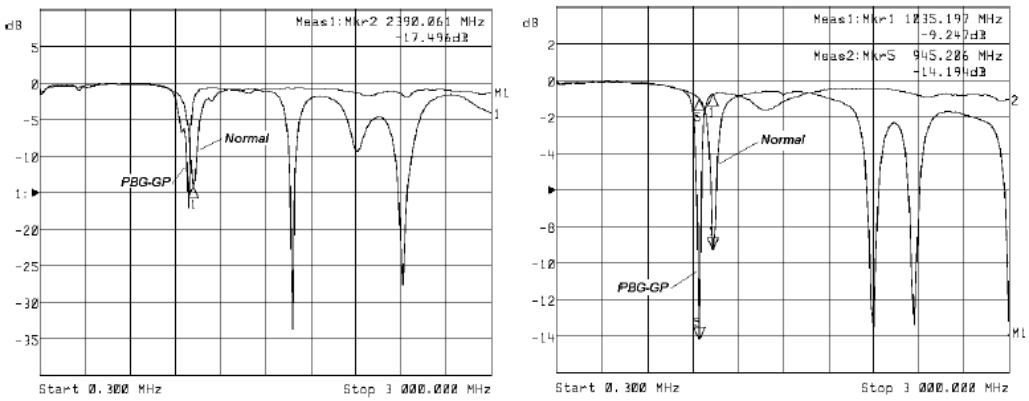


Figura 2.12 - Parâmetros S da linha de transmissão em L fabricada em Arlon. Note a banda proibida na transmissão, introduzida pelas estruturas PBG-GP

As figs. 2.13(a) e 2.13(b), mostram as medidas de s_{11} para antenas em Arlon e fibra de vidro, onde pode-se observar a eliminação de modos harmônicos superiores nas antenas devido a banda proibida introduzida pela estrutura PBG no plano de terra. Os modos de ressonância nas freqüências mais altas, 1,7 e 2,1 GHz são eliminados restando apenas um modo de operação na freqüência de 1 GHz. Há também melhora de desempenho, pois a energia que era emitida pelos modos harmônicos das freqüências maiores soma-se ao modo fundamental.

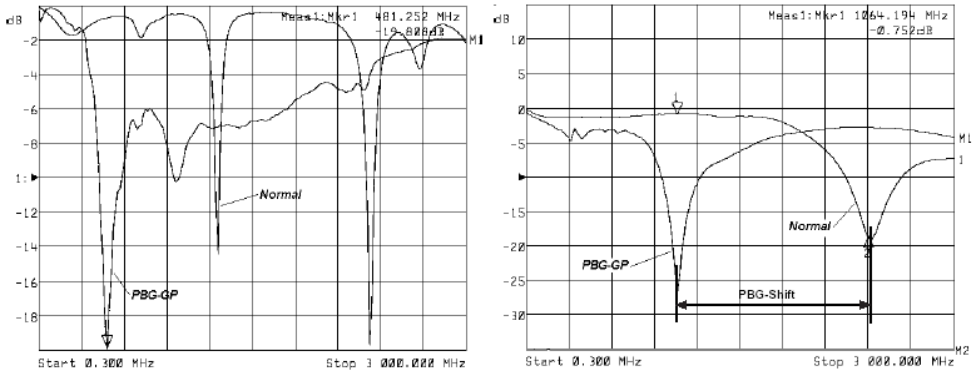


(a) Antena em Arlon (b) Antena em fibra de vidro

Figura 2.13 - Comparação entre antenas com e sem PBG-GP em substratos de (a) Arlon e (b) Fibra de Vidro.

A fig. 2.14 mostra as medidas de s_{11} das antenas em alumina e Si. Nota-se que devido ao processo de fabricação aparecem mais uma vez, instabilidades no gráfico.

É interessante ressaltar o deslocamento de freqüência, ou *PBG-Shift* introduzido pela estrutura PBG mostrados nas fig. 2.14(a) e (b). Isso se deve a retirada de metal do plano de terra para a fabricação do PBG.



(a) Antena em Alumina (b) Antena em Si

Figura 2.14 - Reflexão, s_{11}, medida para antenas *patch* em substratos de (a) Alumina e (b) Si.

Com base nos resultados apresentados, conclui-se então a viabilidade da tecnologia PBG na fabricação de dispositivos de microonda, tais como antenas e linhas de transmissão. Observou-se que as estruturas PBG podem funcionar como filtros para eliminar modos indesejados e melhorar o desempenho de antenas.

Um cuidado extra que se deve tomar ao projetar uma antena com estrutura PBG em conjunto, é o deslocamento da freqüência de ressonância.

Descrição dos dispositivos em alumina

A fabricação dos dispositivos em alumina foi realizada através do projeto multiusuário de microfabricação oferecido pelo Laboratório Nacional de Luz Síncroton, MUSA-LNLS. O projeto multiusuário recebe este nome pois, ao invés de cada usuário fabricar uma máscara para a microfabricação de seus dispositivos, constroi-se apenas uma ou mais máscaras com os *layouts* de todos os usuários e submetem-se todos ao mesmo processo de fabricação, reduzindo-se assim o custo e o tempo gasto durante a litografia. O processo de microfabricação disponibilizado é do tipo LIGA,[GUCKEL, 1998], que se baseia na eletroformação de dispositivos e utiliza o fotoresiste a base de epoxi SU-8. Este fotoresiste é sensível a radiação UV e tem como característica uma elevada razão-de-aspecto.

Este tipo de processo é muito utilizado na fabricação de dispositivos micro-eletro-mecânicos, MEMS, tais como micro-pinças, micro-atuadores, micro-engrenagens, etc.

Os dispositivos em alumina foram construídos seguindo-se as regras de projeto do MUSA, mas foram utilizadas algumas etapas intermediárias do processo MUSA. Também foram submetidos dispositivos para serem construídos sobre Si, mas devido ao estresse entre o metal e o Si, o metal se desprendia com facilidade do Si, impossibilitando sua construção para as dimensões desejadas. Entretanto o processo está sendo aperfeiçoado pela equipe do MUSA para a realização dos dispositivos.

A fig. 2.15 mostra a seqüência de fabricação dos dispositivos em alumina. Este processo é utilizado para a deposição de ouro sobre alumina, pois estes não aderem se sobrepostos diretamente.

Primeiro deposita-se um filme de Ni-B de aproximadamente 400Å para promover a adesão da camada de Ni-Cu-Ni, com aproximadamente 1 / 5 / 1μm de espessura, respectivamente. Estas camadas de metal são depositadas eletroliticamente sobre um filme de Ni-B. Finalmente, uma camada de ouro de aproximadamente 1μm é acrescentada por deposição eletrolítica.

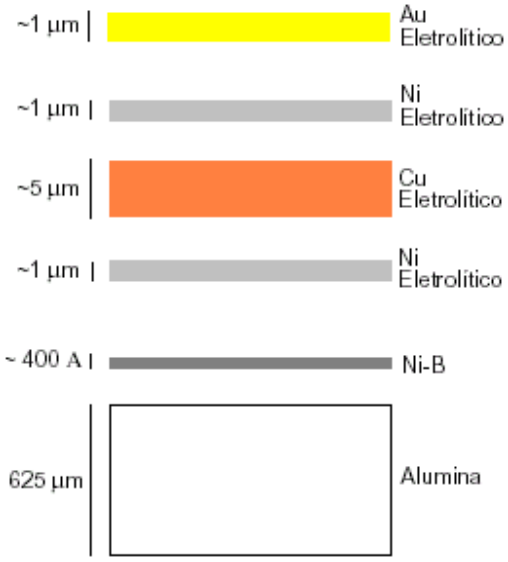


Figura 2.15 - Processo de fabricação dos dispositivos em alumina

Na tabela 2.5 estão descritas as regras de projeto utilizadas no projeto MUSA.

Tabela 2.5 - Regras de processo do MUSA-LNLS

Parâmetro	Dimensões
Espaçamento mínimo entre linhas	30μm
Incremento mínimo no comprimento	2μm
Razão comprimento/largura	< 10
Distância entre dispositivos	100μm
Área disponível para cada projeto	0,1 x 10 x 10 mm

O projeto das dimensões das máscaras seguem as regras de projeto e foram otimizadas através de simulações de forma que os dispositivos operem corretamente na banda K_a. Dois *layouts* de máscaras foram desenhados no programa *Autocad* e em seguida submetidos. Os *layouts* contém os seguintes dispositivos: o primeiro, fig. 2.16, uma antena CPW-Full, uma antena CPW-Full com UC-PBG e uma linha de passagem (*through*), e o segundo, fig. 2.17 - linhas de transmissão CPW, linhas de transmissão CPW com UC-PBG de diferentes tamanhos de células unitárias de UC-PBG e algumas linhas CPW sem GSG (*Ground-Source-Ground*), que são linhas sem os contatos para medir com pontas cascade. As linhas sem GSG serviriam como alternativa para caracterização caso houvesse algum problema na utilização das pontas cascade.

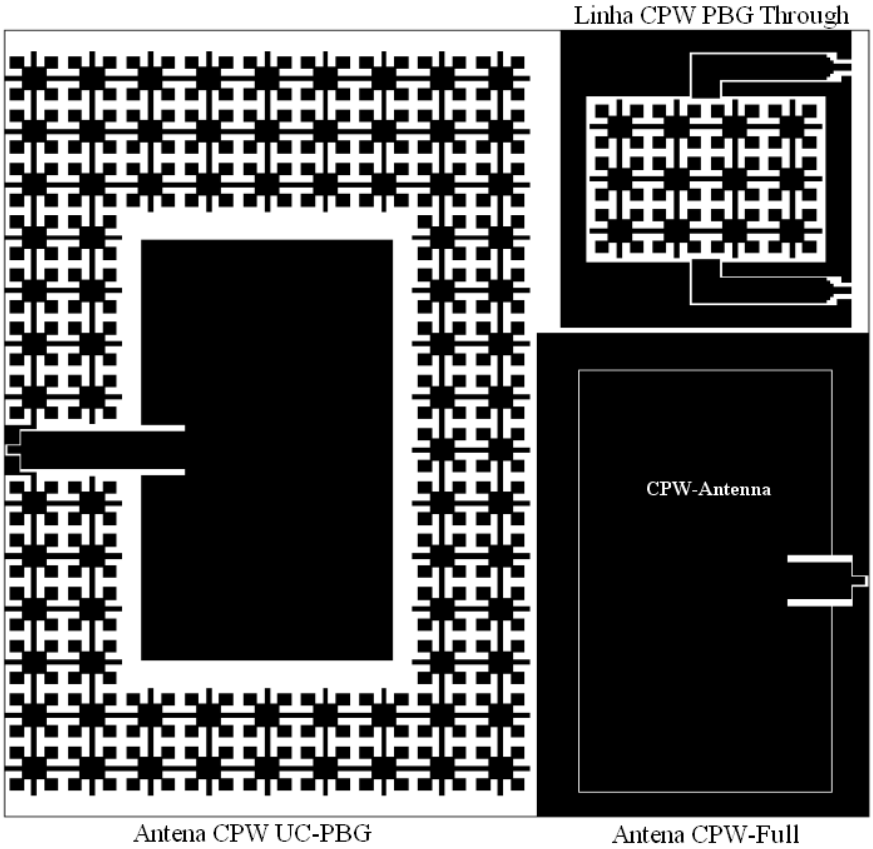


Figura 2.16 - Máscara com as antenas e linha CPW PBG through.[KRETLY, 2001, p. 219–222]

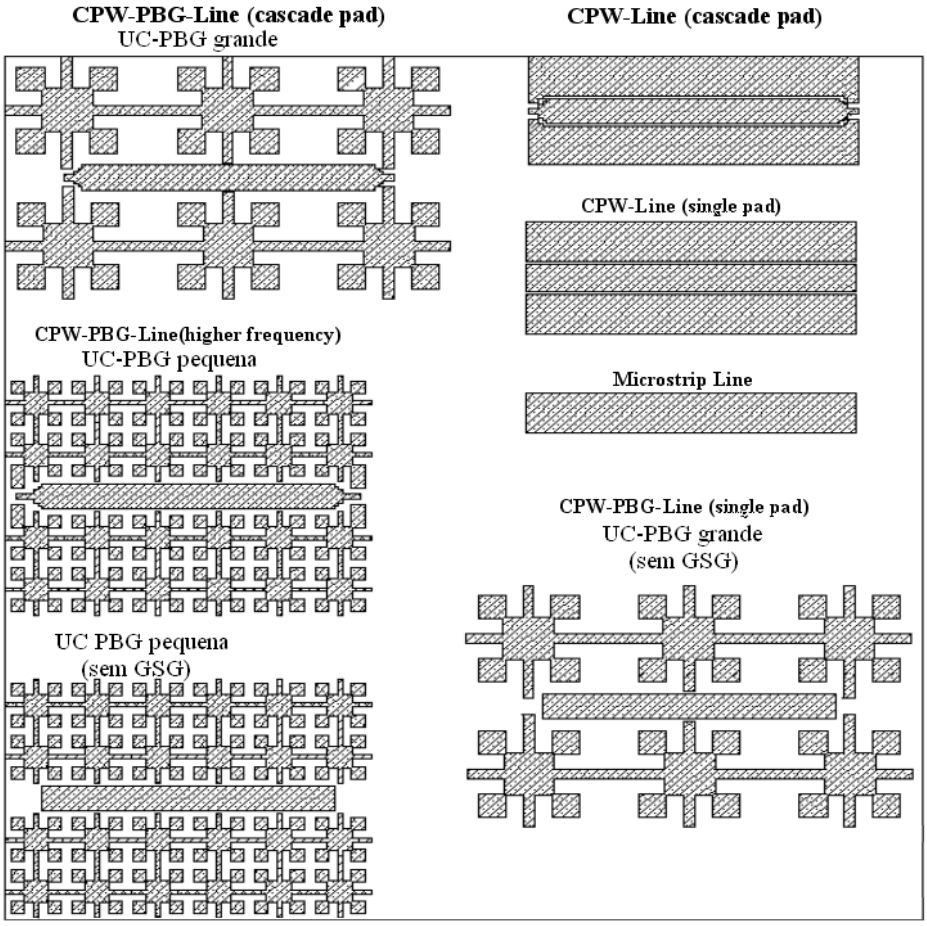


Figura 2.17 - Máscara com linhas de transmissão CPW[KRETLY, 2001, p. 435–438]

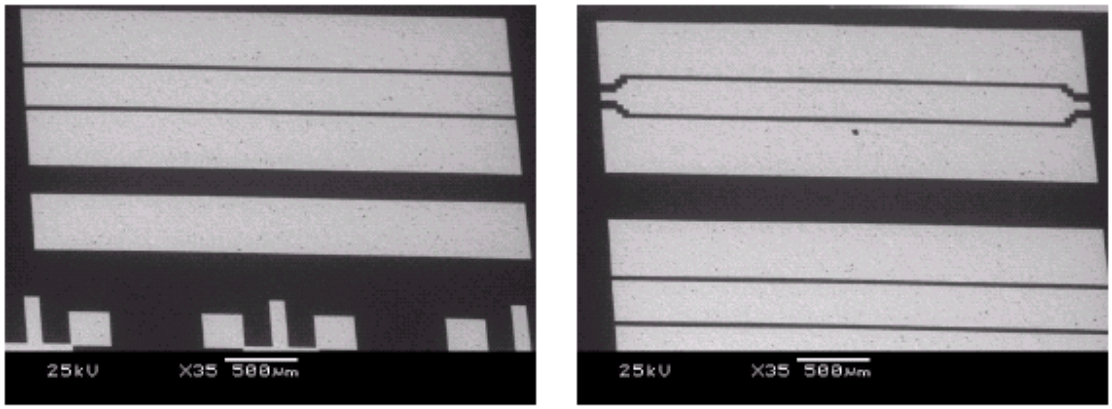
Na tabela 2.6 estão descritas as principais dimensões dos dispositivos projetados em alumina.

Tabela 2.6 – 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 UCPBG	-	320	670

Caracterização dos dispositivos em Alumina (Banda K_a)

A fig. 2.18 mostra imagens das linhas CPW de referência fabricadas em alumina. As imagens foram geradas no microscópio eletrônico de varredura, no Laboratório de Microscopia Eletrônica, LME/LNLS.



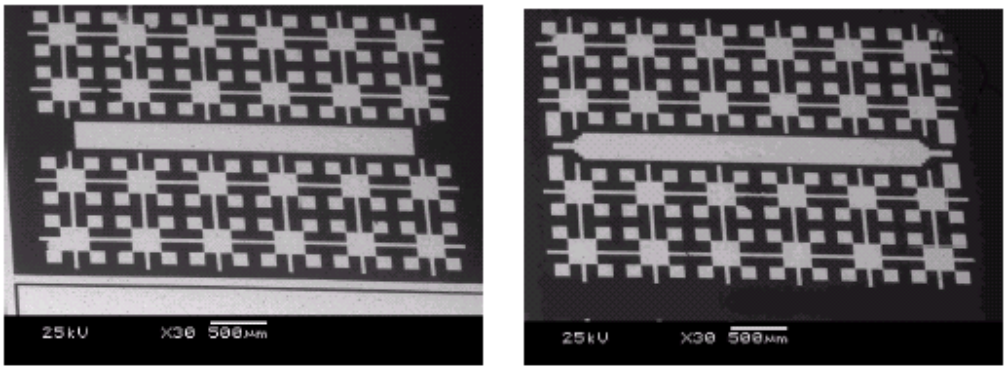
(a) Linha CPW convencional sem terminação GSG

(b) Linha CPW convencional com terminação GSG

Figura 2.18 - Linhas CPW convencionais em alumina – SEM - Scanning Electron Microscope.[KRETLY, 2001, p. 435–438]

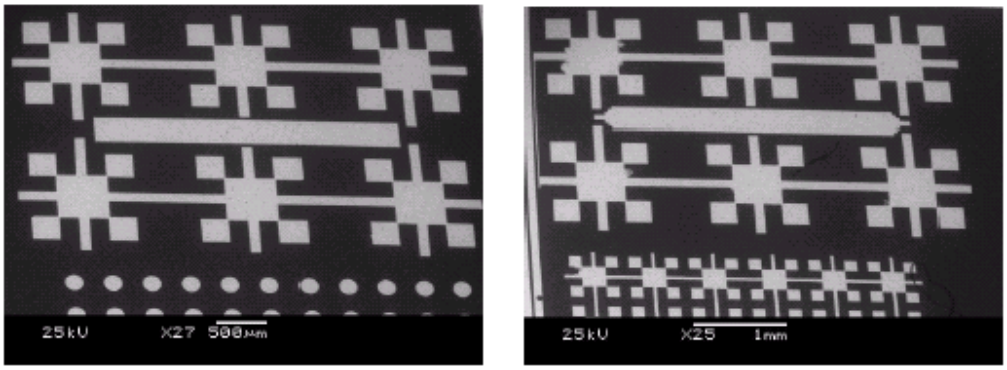
As linhas de referência têm como objetivos principais, a caracterização desses tipos de estruturas em alumina e principalmente a comparação de seus parâmetros S com os das linhas de transmissão com estruturas UC-PBG.

A fig. 2.19 mostra as imagens obtidas no microscópio eletrônico das linhas CPW construídas com diferentes tamanhos de estruturas UC-PBG. As figs. 2.19 (a) e (b) mostram as linhas CPW com estruturas UC-PBG pequenas e as figs. 2.19 (c) e (d) mostram as linhas com estruturas UC-PBG grandes. Com isso, pode-se observar o comportamento das estruturas UC-PBG para tamanhos diferentes e verificar a mudança de freqüência para a banda proibida. Para as estruturas PBG maiores espera-se bandas proibidas em menores freqüências e para menores PBG tem-se bandas proibidas em freqüências mais elevadas.



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

(b) Linha CPW com células UC-PBG pequenas

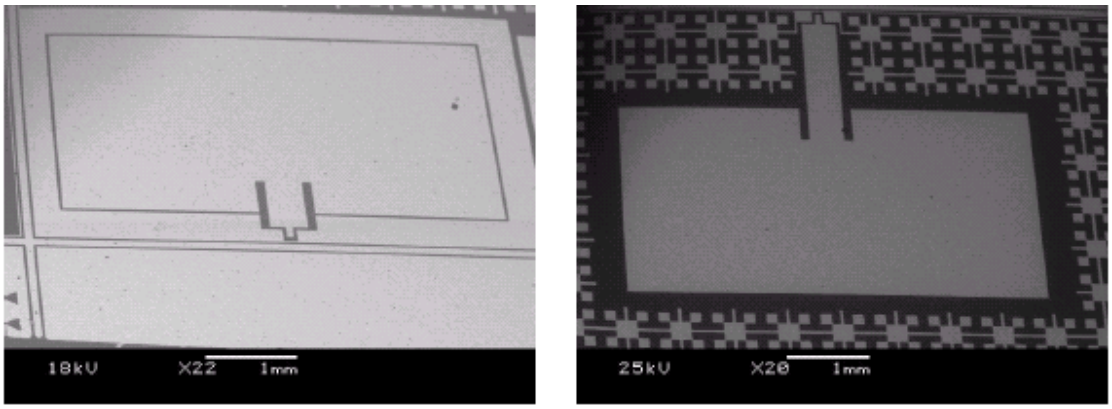


(c) Linha CPW com células UC-PBG grandes (Sem GSG)

(d) Linha CPW com células UC-PBG grandes

Figura 2.19 - Linhas CPW em alumina com células UC-PBG de tamanho grande e pequeno – SEM – Scanning Electron Microscope

A fig. 2.20 mostra as imagens das antenas fabricadas em alumina, sendo que a fig. 2.20(a) mostra a antena CPW-Full sem PBG e que também serve de comparação para a antena com UC-PBG mostrada na fig. 2.20(b). Os elementos radiadores, que são os retângulos centrais, têm 2,9 *mm* e 5,33 *mm* de largura. As dimensões da célula unitária da estrutura UC-PBG são as mesmas das células PBG da linha de transmissão com UC-PBG pequeno.



(a) Antena CPW-Full (b) Antena PBG CPW

Figura 2.20 - Antenas em alumina com e sem estrutura UC-PBG

A linha CPW PBG *Through* é mostrada na fig.2.21. As células unitárias UC-PBG e a linha CPW têm as mesmas dimensões que as da linhas UC-PBG pequenas.

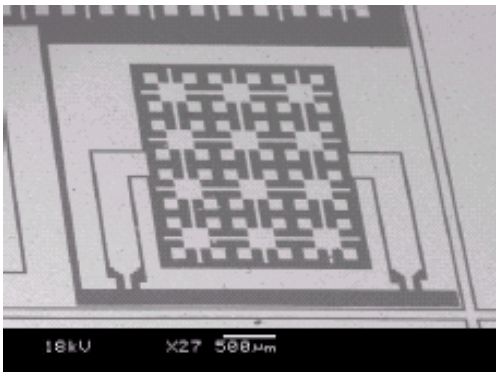


Figura 2.21 - Linha CPW PBG *Through*

Para caracterizar os dispositivos em alumina foi utilizado um analisador de redes, HP8510C, da Agilent, com uma estação de testes SUMMIT acoplada, que permite realizar medidas até 40 GHz e é mostrado na fig. 2.22.

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

- Planarização das pontas CPW ou GSG (*Ground-Source-Ground*);
- Calibração na faixa de freqüência que será utilizada para reduzir o tempo de medida.

Figura 2.22 – Foto de *setup* de medidas para a caracterização dos dispositivos em alumina

A planarização das pontas é um alinhamento feito para garantir que as pontas, com dimensão típica de 30μm, atinjam o substrato simultaneamente, pois qualquer diferença na altura pode levar à perda por contato nas pontas. Esse procedimento deve ser feito com máxima cautela para evitar que as pontas e os dispositivos sejam danificados.

A calibração vem em seguida 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 50 Ω. Concluída a calibração, parte-se para a realização das medidas, reforçando-se o cuidado para que as pontas microscópicas não sejam danificadas.

A fig. 2.23 mostra os parâmetros s_{11} e s_{21} da linha CPW de referência com GSG. Pode-se observar que a linha está com um casamento aceitável, com s_{21} próximo a 0 *dB*.

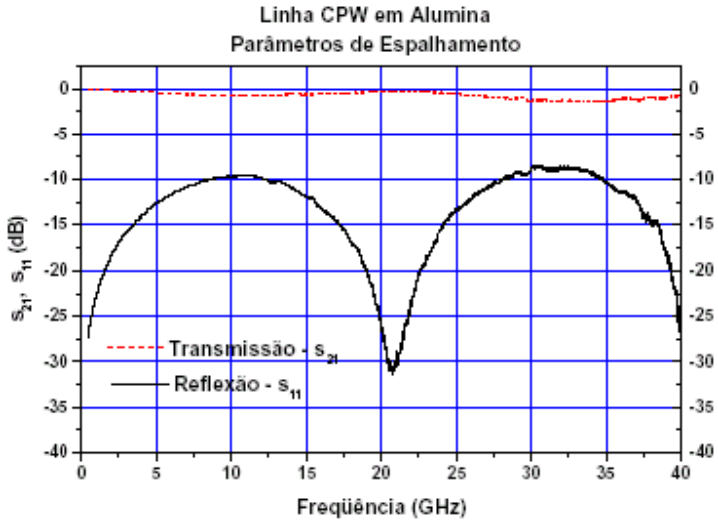
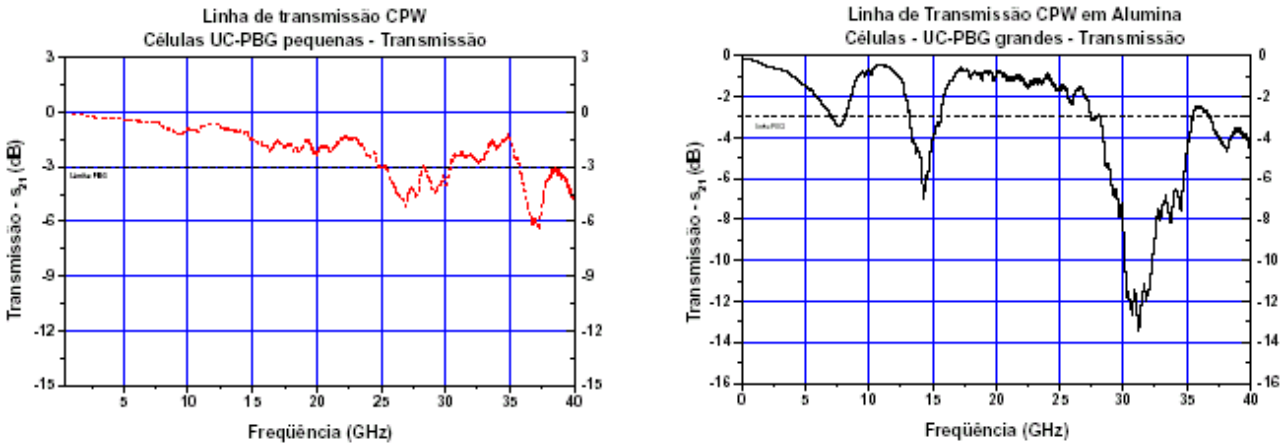


Figura 2.23 - Parâmetros S da linha CPW de referência em alumina

Os parâmetros S das linhas CPW com GSG e células UC-PBG pequenas e grandes no plano de terra são mostradas na fig. 2.24. Através dessas medidas pode-se perceber a introdução da banda proibida causada pela estrutura UC-PBG. O parâmetro s_{21} medido da linha CPW com estruturas UC-PBG pequenas é mostrado na fig. 2.24(a). Nota-se que as bandas proibidas não são muito bem caracterizadas, pois aparentemente elas aparecem em 10, 17 e 28 GHz, com um valor que não passa de -6 dB, o que é uma pequena atenuação. Essas bandas proibidas pouco evidentes provavelmente se devem a ajustes finos nas dimensões, necessários para que as estruturas PBG funcionem corretamente. Como o projeto das dimensões foi feito por escalonamento, provavelmente a estrutura PBG não está otimizada para estas freqüências. O interessante é que os resultados obtidos mostram-se bem diferentes daqueles simulados, dando a entender que o modelo utilizado na simulação não se adequou bem a este tipo de estrutura.

Para a linha com células grandes, as bandas proibidas aparecem claramente para a frequência de 31 GHz (-15 dB), mas tem outras indicações de bandas proibidas em 8 (-3,5 dB) e 14 (-7 dB) GHz e podem ser observadas na fig. 2.24(b).

Comparando-se os dois gráficos pode-se notar que o tamanho da estrutura PBG é fator determinante na freqüência de ocorrência das bandas proibidas. Estruturas de diferentes tamanhos, influenciam a constante de propagação, β, de diferentes formas. Ou seja, quanto maior o tamanho da célula PBG menor é a freqüência central da banda proibida.



(a) Linha CPW - UC-PBG pequeno (b) Linha CPW - UC-PBG grande

Figura 2.24 - Linhas CPW - UC-PBG em alumina

A fig. 2.25 mostra o gráfico comparativo entre os resultados da transmissão medida para a linha de referência e a linha com UC-PBG grande. Por este gráfico é possível perceber a formação das bandas proibidas, apesar das duas primeiras, freqüências menores, não serem tão evidentes.

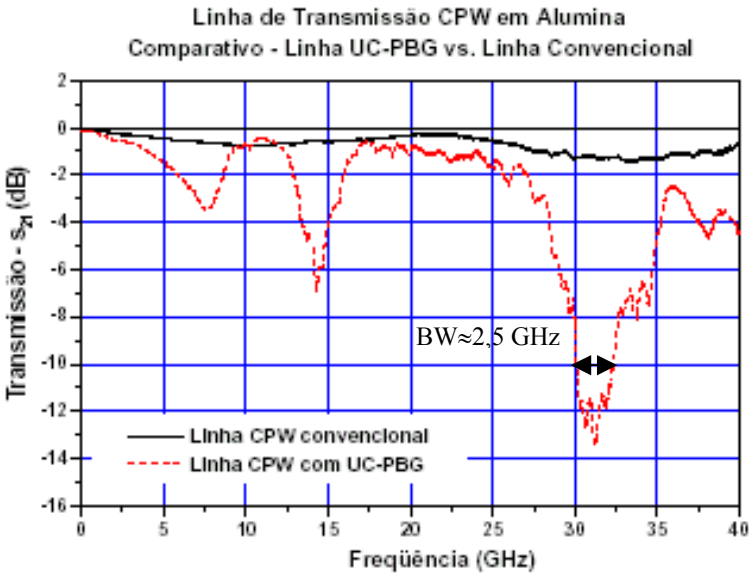
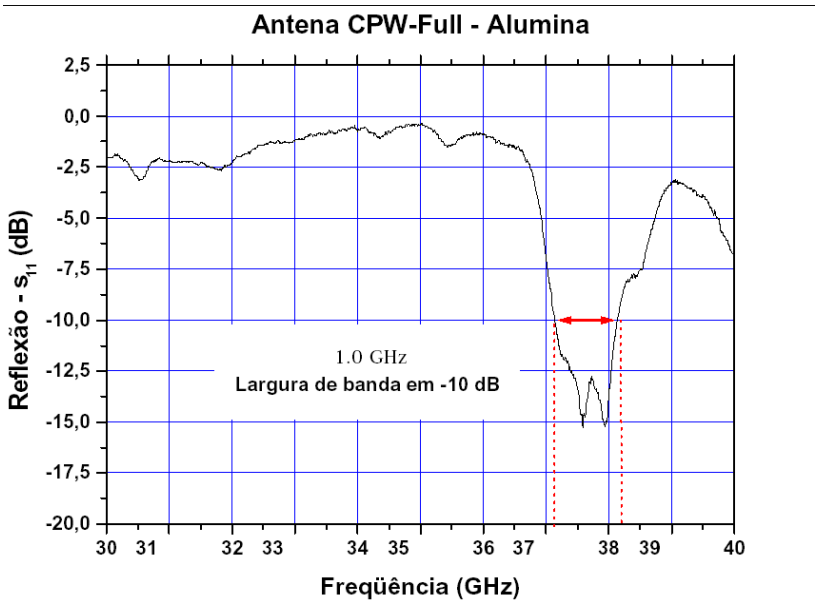
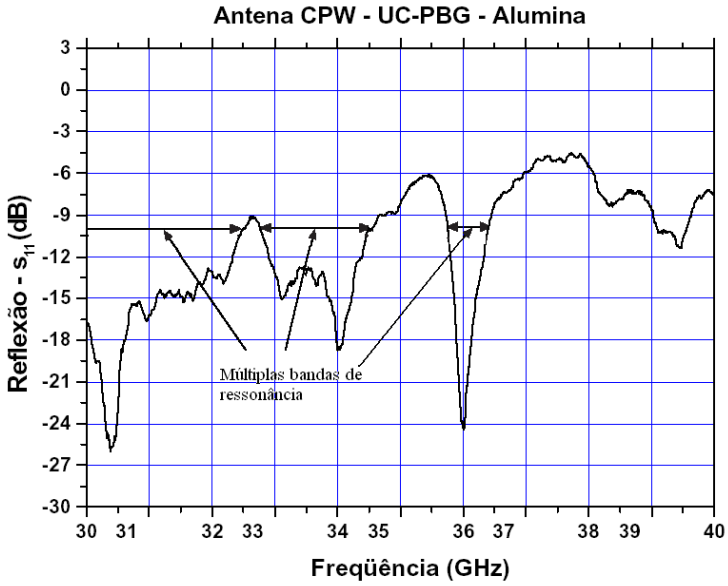


Figura 2.25 - Comparação entre a transmissão - s_{21} de uma linha CPW com e sem UC-PBG

A fig. 2.26 mostra as medidas de s_{11} das antenas em alumina com e sem UC-PBG.



(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 2.26 – Parâmetros s_{11} medidos para as antenas em alumina

A antena CPW-Full apresenta freqüência de ressonância em 38 GHz, com s_{11} de aproximadamente -15*dB* e largura de banda em -10 dB de aproximadamente 1 GHz, fig. 2.26(a).

Para a antena com estrutura UC-PBG, na freqüência de 38 GHz, fig. 2.26 (b), nota-se um aumento na largura de banda da antena para 1,25 GHz aproximadamente, entretanto, houve a formação de modos de ressonância com bandas bem largas para freqüências mais baixas.

2.4 – Conclusões

Neste capítulo, estão apresentadas as metodologias de projeto para os protótipos de antenas e linhas de transmissão em diversos substratos, bem como para as estruturas PBG aplicadas. Seguindo-se de simulações para otimização dessas estruturas e caracterização dos protótipos construídos, onde se constata a viabilidade da tecnologia PBG em estruturas na faixa de microonda e banda K_a. Os *setups* para a caracterização dos dispositivos também foram descritos neste trabalho.

Pôde-se observar a formação de bandas proibidas introduzidas por estruturas PBG e a sua influência na melhoria das características de radiação das antenas através da análise dos parâmetros S.

Mostra-se, neste capítulo, a viabilidade em se utilizar as regras de projeto aqui delineadas como uma excelente ferramenta para rápida prototipagem.

CAPÍTULO 3 – Antenas Reconfiguráveis

Um novo tipo de estrutura de antena reconfigurável aplicável a terceira geração - 3G, é apresentado neste capítulo. São elas duas configurações de arranjos de múltiplos dipolos em forma de V colocados lado a lado: antena V em forma de leque ou *Fan* e em forma de anel ou *Ring*. Em seguida as simulações e a caracterização dos dispositivos projetados são apresentados.

O objetivo é projetar radiadores pequenos com vários dipolos, que posteriormente poderão ser chaveados mecanicamente por chaves MEMS, ou eletronicamente por CMOS, HEMT ou diodo PIN.

3.1 – A questão de Antenas Reconfiguráveis

Uma das tendências em sistemas de telecomunicações móveis é o uso de antenas que possam apontar seus feixes de radiação mais diretamente para o usuário ou a estação rádio base, diminuindo, assim, a interferência entre usuários e aumentando a quantidade de usuários por célula. Motivados por isso foi projetado um arranjo de dipolos em V colocados lado a lado, de tal forma que ao se mudar os elementos que são alimentados é possível mudar a direção do feixe de radiação.

Esse tipo de de antena é chamado de antena reconfigurável, pois pode se adequar de forma a melhorar o sistema.

As antenas reconfiguráveis podem se encaixar em alguns dos sistemas de antenas já definidos em literatura [LIBERTI]:

- Chaveamento de feixe ou “Switched beam”
- Antenas adaptativas ou “Adaptative antennas”
- Antenas inteligentes ou “Smart antennas”

Os Sistemas de chaveamento de feixe ou Switched beam systems, fig. 3.1, usam feixes de radiação fixos no *site* da antena e o receptor escolhe o feixe que lhe dá melhor sinal e redução de interferência. Sistemas de chaveamento não oferecem o mesmo grau de melhoria oferecido pelo Sistema Adaptativo, mas são mais simples e mais fáceis de implementar nas tecnologias atuais.

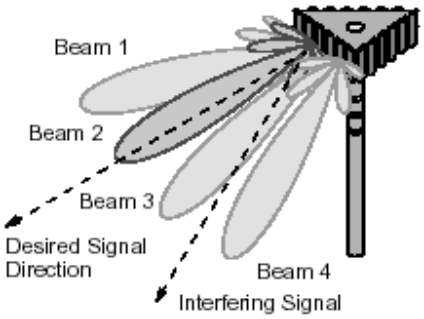


Figura 3.1 – Sistemas de chaveamento de feixe ou "Switched beam systems" LIBERTI

A Antena adaptativa ou *Adaptive Antenna* **,** fig. 3.2, é um arranjo de antenas capaz de mudar o padrão de radiação dinamicamente para se ajustar ao ruído, interferência e multi-caminhos. Podem ajustar seus padrões para procurar usuários, como também são usadas para melhorar o sinal recebido ou transmitido.

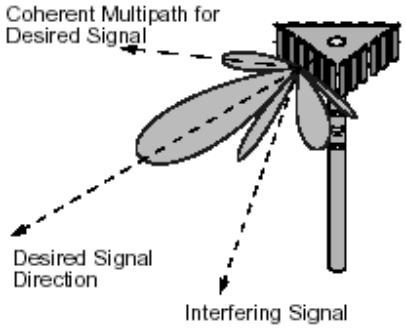


Figura 3.2 - Antena adaptativas ou "Adaptive Antenna" LIBERTI

Smart Antennas **–** um sistema de *smart antenna* pode incluir tanto antenas adaptativas quanto sistema de chaveamento de feixe.

As antenas reconfiguráveis, se utilizadas em conjunto com um sistema mais inteligente para controlar a mudança no direcionamento do feixe, podem se tornar um dos sistema de antenas descritos anteriormente. Ou seja, são antenas capazes de mudar seu padrão de radiação ao se reconfigurar suas características, fisicamente, ou de forma eletrônica, etc. O arranjo de antenas V-estático apresentado aqui, é caracterizado como sendo uma antena ou conjunto reconfigurável de antenas, pois é possível mudar a direção do feixe de radiação, chaveando-se os elementos alimentados.

3.2 – Projeto da Antena V tipo Fan

O motivo da escolha da antena em V é reunir a versatilidade para diversos formatos de arranjos e a simplicidade para o projeto. E ainda não tem as desvantagens proporcionadas por uma antena de fio longo simples, tais como: baixa diretividade, muitos lóbulos secundários e o feixe principal sofre inclinação em ângulo dependendo do seu comprimento[BALANIS].

O arranjo em V é formado por dois elementos condutores alimentados em suas extremidade, como mostra a fig. 3.3. Na maioria das aplicações, o plano formado pelos elementos radiadores é paralelo ao plano de terra, levando a uma antena V horizontal com polarização principal paralela ao plano de terra, ou seja, paralelo ao arranjo em V.

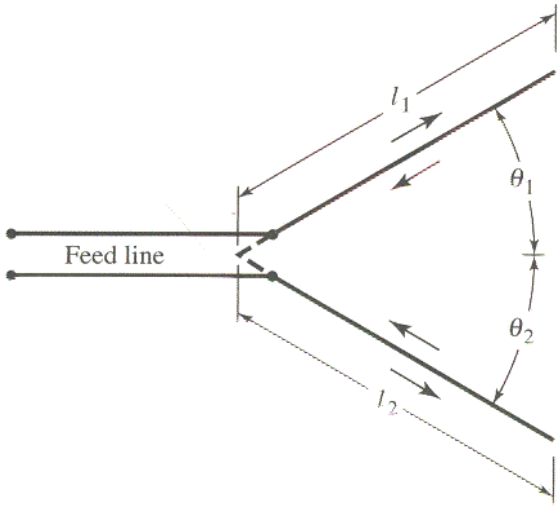


Figura 3.3 – Ilustração de uma Antena V[BALANIS]

Devido ao grande número de lóbulos laterais em dipolos lineares simples ($\theta_1 = \theta_2 = 90^o$), a diretividade é reduzida para comprimentos maiores que aproximadamente 1,25λ. Entretanto, ajustado-se o ângulo V ($\theta_V = \theta_1 + \theta_2$), pode-se aumentar a diretividade e diminuir os lóbulos laterais. Para uma maior diretividade geralmente projeta-se pequenos ângulos V para longos comprimentos dos braços.

Outro ponto importante em antenas V é que ela pode ser projetada para ter padrões de radiação unidirecional ou bidirecional como mostra a fig. 3.4. Para que a antena tenha padrão de radiação unidirecional, os braços da antena V devem ser não ressonantes, minimizando ou até mesmo eliminando totalmente as reflexões na extremidade final dos braços. As ondas refletidas podem ser reduzidas fazendo os braços em V da antena relativamente finos.

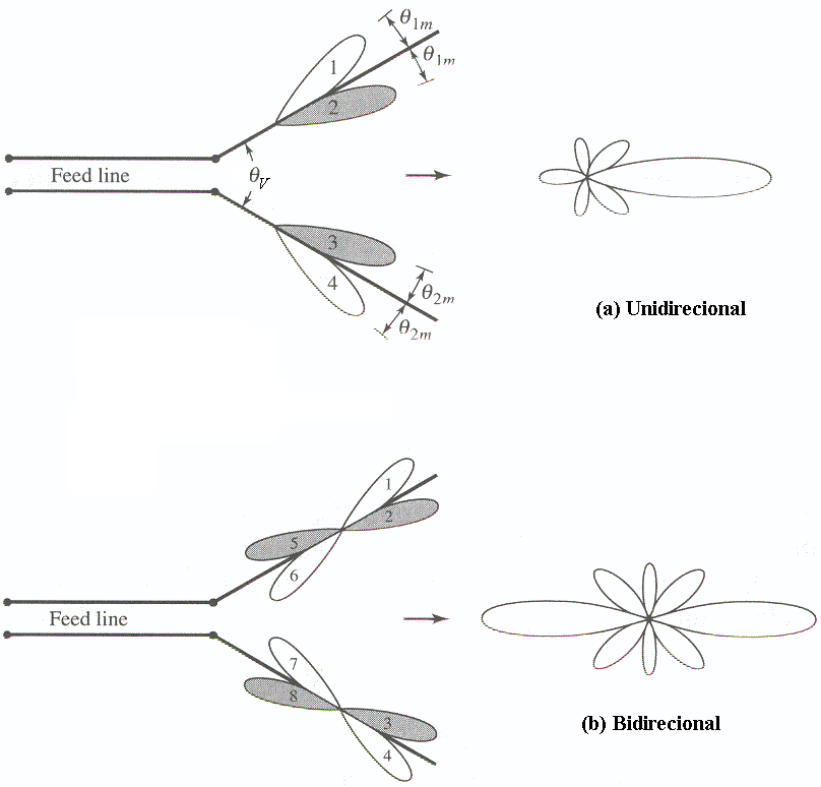


Figura 3.4 - Padrões de radiação (a) unidirecional e (b) bidirecional[BALANIS]

Outra opção, em teoria, é eliminar as ondas refletidas fazendo um casamento de impedância apropriado no final dos braços tornando a antena em uma *traveling wave antenna*.

Uma das formas de se fazer isso é conectar uma carga na terminação da antena V; esta carga pode ser uma resistência com a mesma impedância característica da linha que alimenta a antena. Pode-se conectar uma carga entre as extremidades ou a metade da impedância do braço até o plano de terra como mostra a fig.3.5.(a) e 3.5(b).

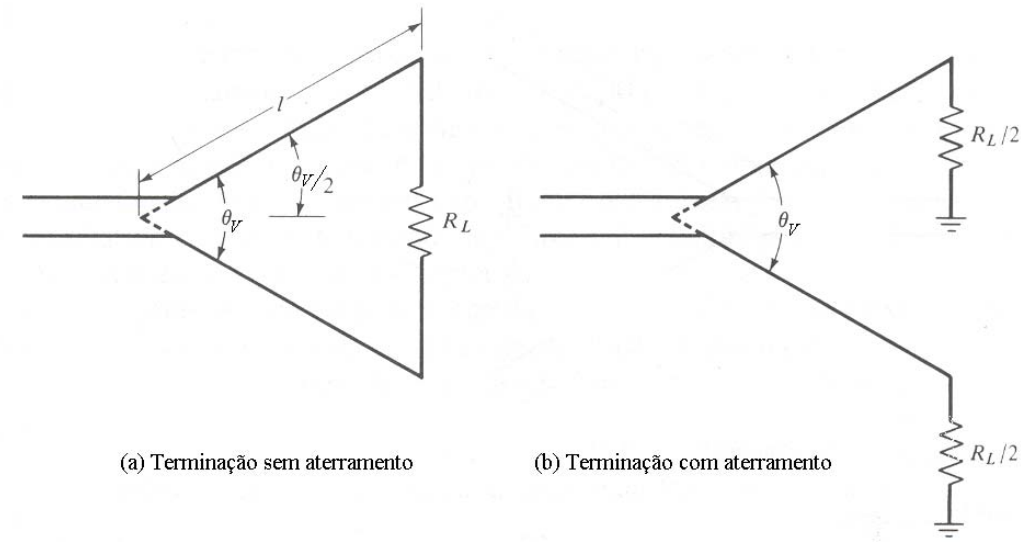


Figura 3.5 – Terminações possíveis para antena V para eliminação de ondas refletidas[BALANIS]

Se o comprimento de cada braço for muito longo, da ordem de $l > 5\lambda$, então, haverá uma quantidade suficiente de campo radiado ao longo da antena, e quando a onda atingir a terminação será tão reduzida que pouco será refletido e consequentemente não haverá a necessidade de se usar o artifício de terminações casadas.

Os padrões individuais de cada braço da antena V são de forma cônica e inclinados em ângulo em relação ao eixo de cada braço, sendo que ângulo de inclinação é determinado pelo comprimento de cada braço. Considerando que os braços têm o mesmo comprimento e espaçamento simétrico ($\theta_1 = \theta_2$ e $\theta_V = \theta_1 + \theta_2$), os padrões individuais de cada braço se somam e formam um novo entre os dois braços.

Se θ_V é igual a $2\theta_m$, que é duas vezes o ângulo de maior radiação de cada braço, então, no caso unidirecional, os feixes 2 e 3 da fig. 3.4(a) se alinham e se somam construtivamente. O mesmo acontece, no caso bidirecional, da fig. 3.4(b), os feixes 2 e 3 que se alinham e somam construtivamente formam um feixe que aponta para frente. Enquanto que os feixes 5 e 6 se alinham construtivamente na direção contrária, para trás.

Se θ_V é maior do que $2\theta_m$, o lóbulo principal se divide em dois lóbulos distintos. E se θ_V é menor do que $2\theta_m$, então o máximo do lóbulo principal continua na mesma direção entre os braços, mas aponta para cima em relação ao plano do V.

Esta pode ser uma característica de projeto desejada quando, a antena é utilizada para transmitir acima ou abaixo da ionosfera, para reflexão máxima, ou para receber sinais refletidos abaixo da ionosfera.

Para operação ótima, tipicamente o angulo V é aproximadamente: $\theta_V \approx 0{,}8 \times 2\theta_m$. Sendo assim, o reforço dos campos dos dois braços da antena V leva a uma diretividade total de aproximadamente duas vezes a diretividade de um só braço do V.

Para uma antena V de braços com comprimento l, há um ângulo V ótimo que leva uma maior diretividade. Os valores para projeto do ângulo V ótimo obtidos na literatura[BALANIS] foram calculados utilizando-se técnicas de Método dos Momentos (MoM) que podem ser visualizados na fig. 3.6 Na figura mencionada, a curva formada por pontos representa os valores calculados através de Método dos Momentos. E a linha tracejada representa os valores obtidos por fórmulas empíricas.

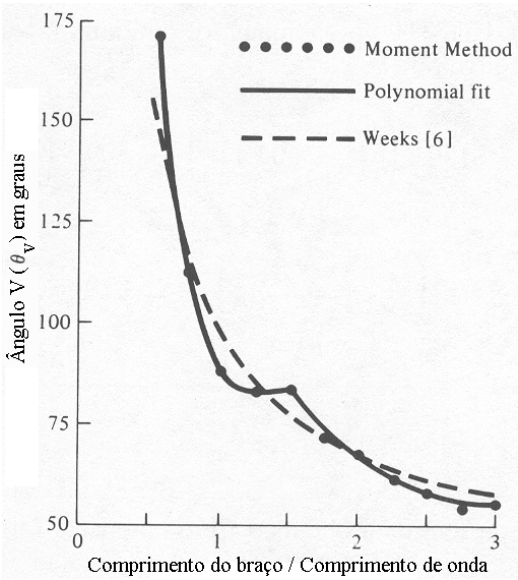


Figura 3.6 – Diferentes curvas para a obtenção do ângulo ótimo em função do comprimento do braço da antena V[BALANIS]

As linhas contínuas representam dados obtidos através dos polinômios de segunda ou terceira ordem, que são dados por:

$$2\theta_0 = \begin{cases} -149{,}3\left(\frac{l}{\lambda}\right)^3 + 603{,}4\left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 - 809{,}5\left(\frac{l}{\lambda}\right) + 443{,}6\,; & 0{,}5 \le \frac{l}{\lambda} \le 1.5 \\ 13{,}9\left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 - 78{,}27\left(\frac{l}{\lambda}\right) + 169{,}77; & 1{,}5 \le \frac{l}{\lambda} \le 3 \end{cases}$$

A diretividade é dada por [BALANIS]:

$$D_0 = 2{,}94\left(\frac{l}{\lambda}\right) + 1{,}15; \qquad 0{,}5 \le \frac{l}{\lambda} \le 3$$

Tendo como base a teoria mostrada anteriormente, projetou-se um arranjo de antenas V dispostos em forma de leque ou "Fan". Ela é composta de filmes de metal finos depositados sobre um substrato e sem um plano de terra, como mostra a fig. 3.7

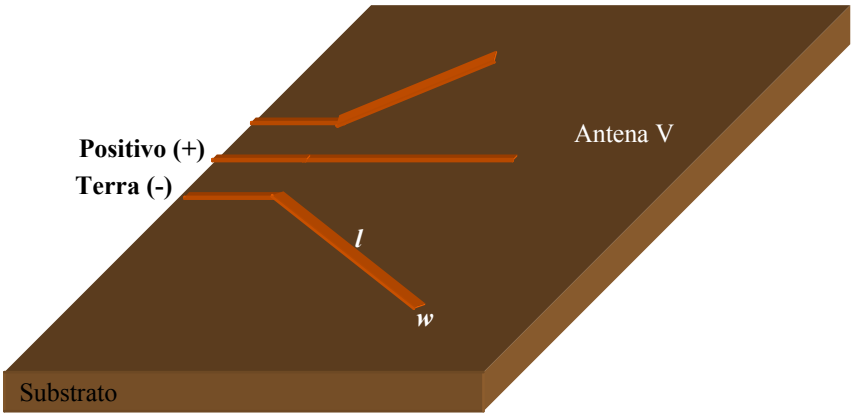


Figura 3.7 – Modelo da antena V proposto neste trabalho

O comprimento *l* está relacionado com a freqüência de ressonância enquanto que a largura *w* está relacionada a largura de banda. Como uma regra de projeto adotou-se que *w* é dado por[KRAUSS]:

$$w \approx \frac{\lambda}{20}$$

Para reduzir o tamanho da antena e continuar tendo boa diretividade, como será mostrado nas simulações, escolheu-se, $l = \frac{\lambda}{2}$, como ponto de partida e através de simulações, ajustes foram feitos no tamanho para otimizar a freqüência desejada.

Como a antena V é composta de tiras metálicas depositadas sobre um substrato dielétrico, correções devido a constante dielétrica do material devem ser feitas, dividindo o seu comprimento pela raiz quadrada de ε_r.

A escolha do ângulo ótimo foi feita seguindo dois critérios: o primeiro é a diretividade, que para o caso de um dipolo com comprimento l, o ângulo ótimo fica em torno de 75° , e o segundo e de maior peso foi o parâmetro s_{11} que foi ajustado por simulações até que se conseguisse o melhor valor de ângulo ótimo.

3.3 – Simulações da Antena V tipo Fan

Neste tópico são apresentadas as simulações feitas para antena V tipo Fan que foram realizadas no programa de simulação IE3D, que já foi previamente apresentado no capítulo anterior.

A fig. 3.8 mostra o desenho da antena V, onde os números de 1 a 3 são os pares de elementos alimentados usados como exemplo para reconfigurar a direção do feixe de radiação.

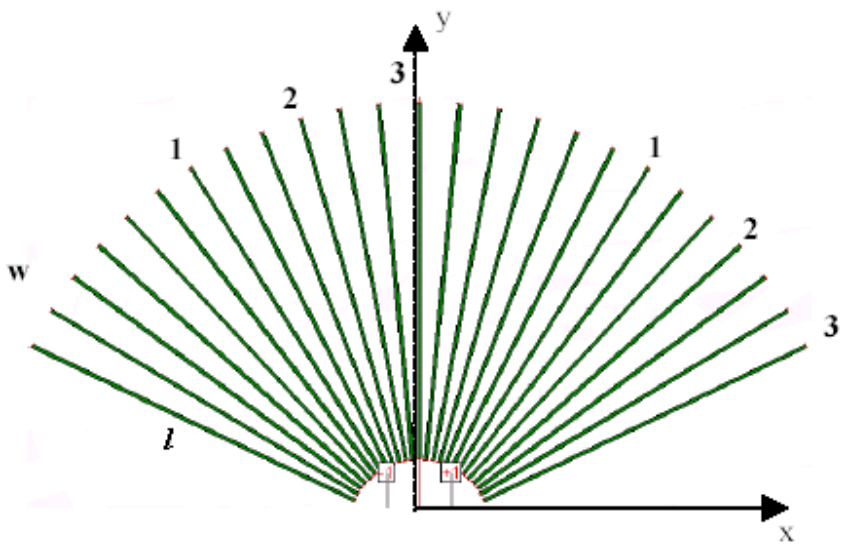


Figura 3.8 – Esquema da antena V simulada

O substrato escolhido foi a fibra de vidro, FR4, que é tipicamente utilizado na fabricação de circuito impresso e de fácil acesso. A tabela 3.1 mostra as dimensões da antena V usadas para a simulação.

Tabela 3.1 – Dimensões da antena V simulada

Parâmetros	Símbolo	Valor
Largura do braço	w	0,5 mm
Comprimento do braço	l	60 mm
Espessura do substrato	t	1,6 mm
Constante dielétrica do substrato	ε_r	4,8
Ângulo V ótimo	θ_V	~60°

Ao se mudar o par de elementos alimentados o feixe de radiação aponta para a direção entre os dois braços alimentados. A fig. 3.9 mostra os padrões de radiação de três configurações simuladas.

Quando os elementos com o número 1 são alimentados, o feixe de radiação aponta na direção de y (90°). Contudo ao se alimentar os elementos com o número 2, o que significa um ângulo de rotação de aproximadamente 15°, o padrão de radiação segue essa rotação apontando agora para 75° entre x e y. O mesmo acontece quando se muda do número 2 para o número 3 (60° entre x e y).

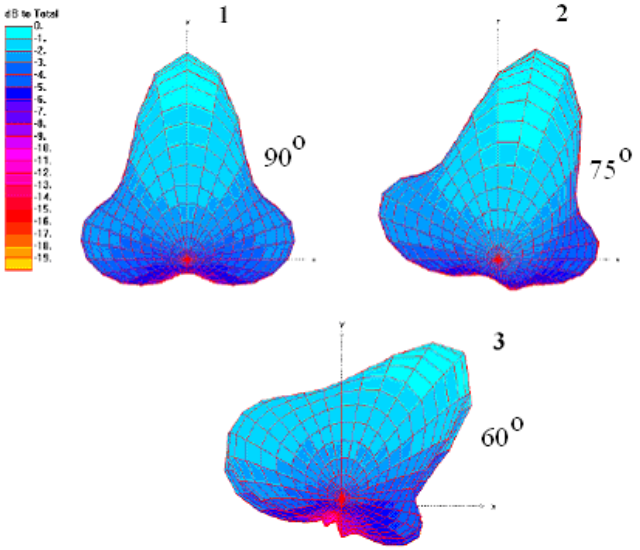


Figura 3.9 – Padrões de radiação simulados da antena V tipo Fan para deslocamentos de feixe: 1) 90°, 2) 75°and 3) 60°

Esta antena foi projetada para operar em 2.45 GHz que corresponde a freqüência para a tecnologia *bluetooth* e pode ser comprovado ao se observar o parâmetro s_{11} da fig. 3.10, que mostra um menor "dip" em 2.5 GHz, com um valor de s_{11} = -14 dB. Pela simulação, a antena tem uma banda de 100 MHz adotando-se o critério de $s_{11} \leq -10$ dB (VSWR = 2:1).

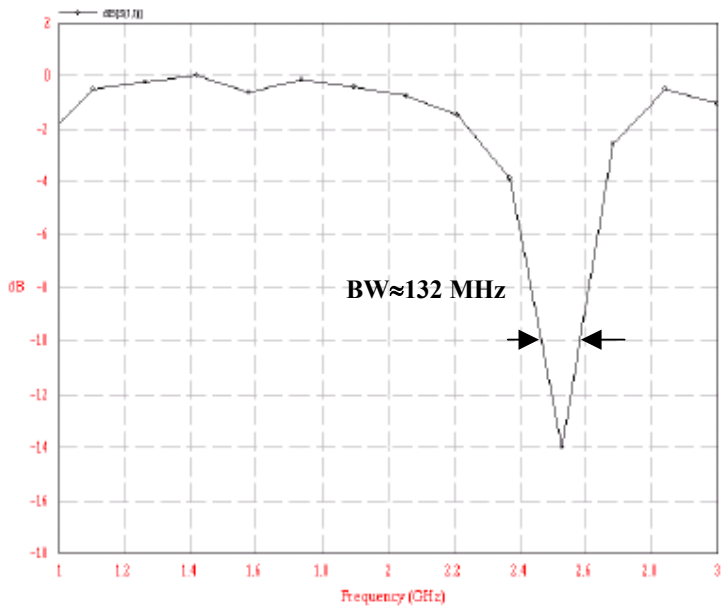


Figura 3.10 – Parâmetro s_{11} simulados para a antena V tipo Fan

Outros parâmetros obtidos pela simulação foram:

- Diretividade = 4,02 dB
- Eficiência = 54,31 %

Foi também feito um estudo variando-se a espessura do braço para verificar se causaria algum aumento efetivo na banda da antena, mas verificou-se que não houve nenhum aumento significativo, como mostra a fig. 3.11. Observando-se o parâmetro s_{11} nos dois casos na linha de –10 dB, pode-se chegar a esta conclusão.

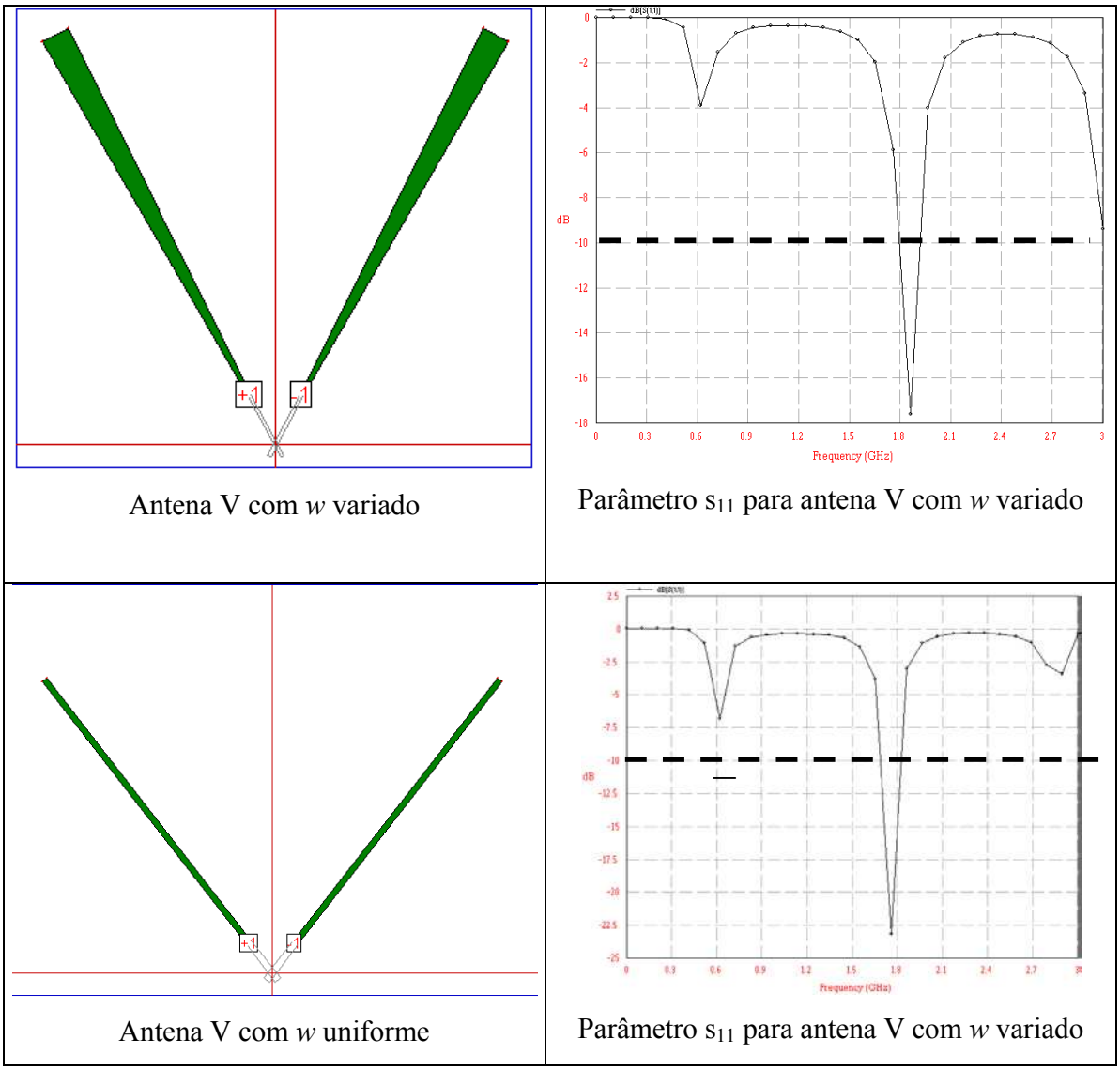
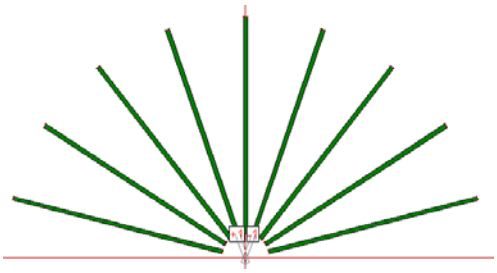


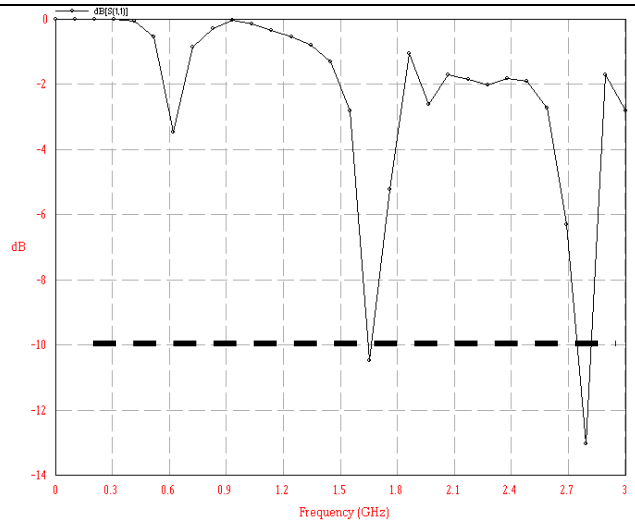
Figura 3.11 – Simulação de parâmetros s_{11} para antena V com *w* variado e uniforme. Note que não há melhoria na banda da antena

O fator realmente dominante na escolha do ângulo V ótimo para a antena V-estática é o melhor valor de s_{11}, tendo em vista que nas simulações notou-se que o melhor valor de s_{11} se dá próximo do ângulo ótimo e que ao se escolher um ângulo muito longe do ideal a antena perde suas características como radiadora. A fig. 3.12 mostra os exemplos onde o ângulo é muito fechado (~30°) e muito aberto (~144°), ocasionando um valor alto de s_{11}, ficando acima de –10

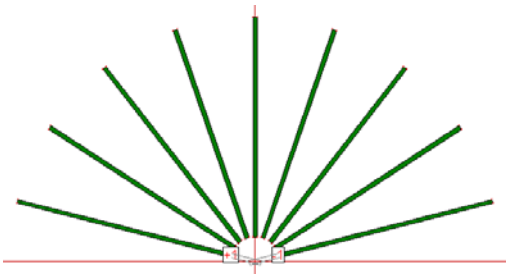
dB, nos dois casos. A freqüência de projeto foi de 1,8 GHz e houve um deslocamento para uma freqüência menor de 1,65 GHz (*dip* central).



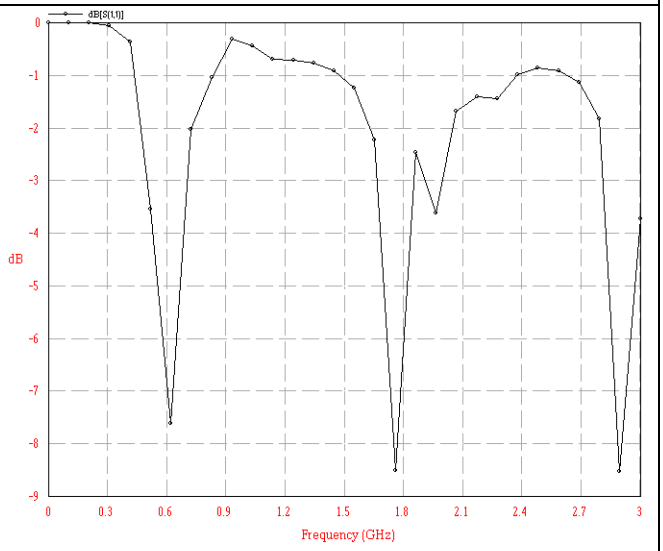
Antena V tipo Fan, com $\theta_V = 34^o$



Parâmetro s_{11} para ângulo V fechado (34°)



Antena V tipo Fan, com $\theta_V = 144^o$



Parâmetro s_{11} para ângulo V aberto (144°)

Figura 3.12 – Simulação da antena V tipo Fan nos casos de ângulo V muito fechado (34°) e muito aberto (144°).

Para o ângulo mais aberto percebe-se que o valor de s_{11} é bem elevado, pois chega próximo a –9 dB, indicando um radiador não adequado.

Na simulação da fig. 3.9 pôde-se observar um padrão de radiação unidirecional. Entretanto, como o comprimento do braço é pequeno em relação ao comprimento de onda, não é garantido que se tenha sempre um padrão unidirecional. A fig. 3.13 mostra um caso simulado em que o padrão de radiação é bidirecional, chegando perto de ser ominidirecional. Neste caso a simulação indica uma eficiência de 100% e diretividade de 2,69 dB. É muito difícil de se obter um elemento radiador com eficiência de 100%, pois sempre há perdas, como por exemplo no substrato por ondas superficiais, provavelmente houve um erro do software na consideração de todas as perdas ou até mesmo um erro na entrada correta das tangente de perdas do material.

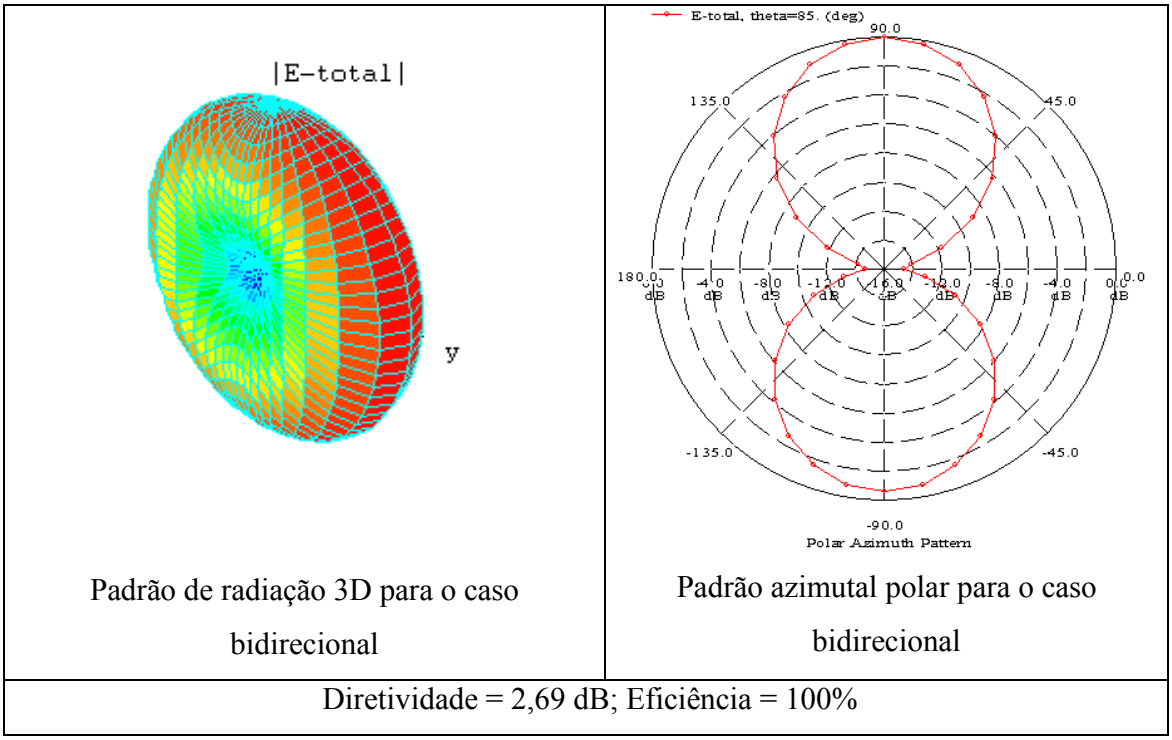
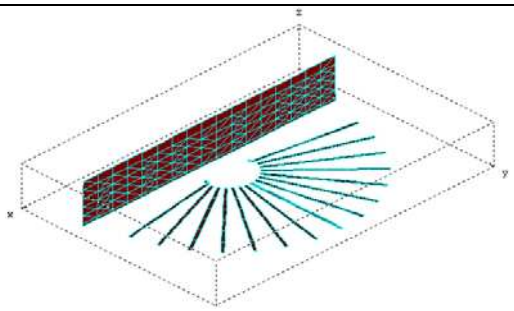
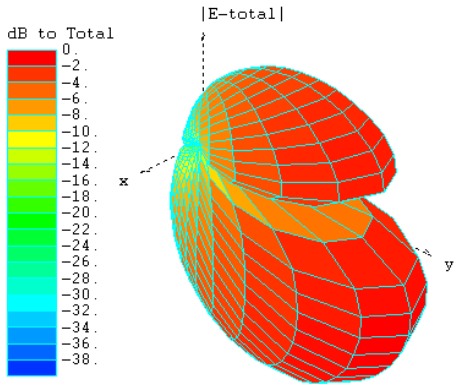


Figura 3.13 – Padrões de radiação para o caso bidirecional.

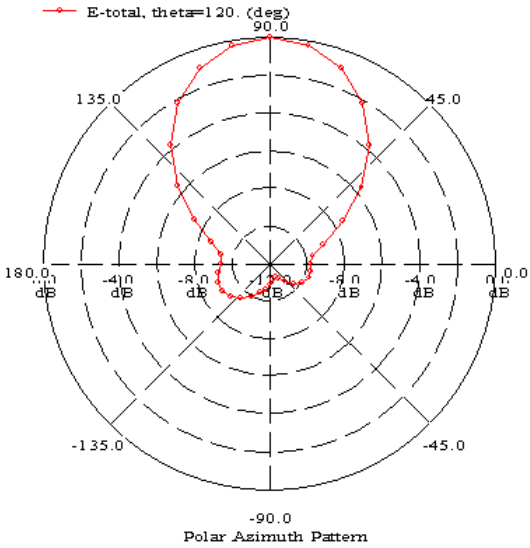
Uma maneira de contornar essa característica indesejada é a utilização de um elemento refletor nas costas da antena FAN, com isso o feixe radiado para trás será refletido e somado com o padrão radiado à frente formando um novo padrão unidirecional, como mostra a fig. 3.14. Pode-se notar, pelas simulações, a manutenção da eficiência de 100% e um aumento considerável na diretividade, que passa de 2,69 dB para 6,56 dB.



Antena V tipo Fan com elemento refletor para o caso bidirecional



Padrão de radiação 3D para o caso bidirecional com elemento refletor

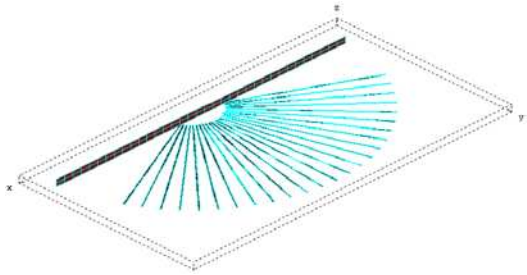


Padrão azimutal polar para o caso bidirecional com elemento refletor

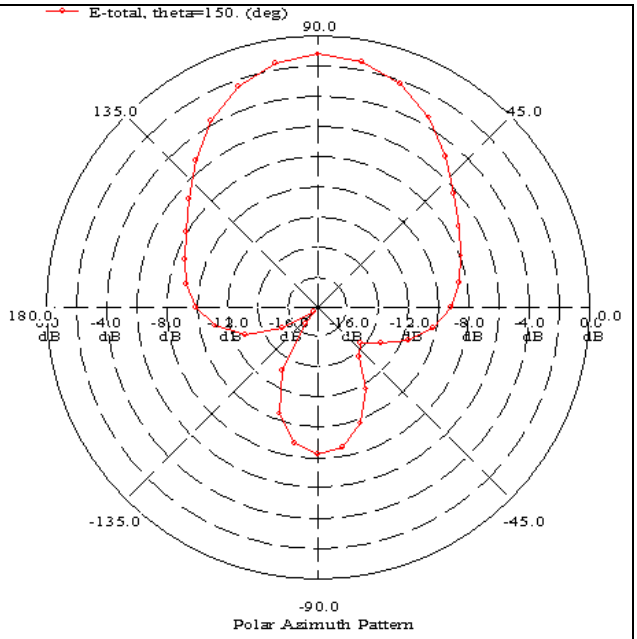
Diretividade = 6,56 dB; Eficiência = 100%

Figura 3.14 – Padrões de radiação para o caso bidirecional com elemento refletor.

Como houve um aumento considerável na diretividade da antena Fan para o caso bidirecional, resolveu-se testar o mesmo método para o caso unidirecional, na tentativa de se eliminar os pequenos lóbulos laterais e conseguir maior diretividade. Pode-se notar pela fig. 3.15, que ao se colocar um refletor no caso unidirecional também há um aumento na diretividade, onde passa de 4,02 dB, no caso uniderecional sem refletor, para 6,47 dB, com o refletor. Entretanto houve uma pequena queda na eficiência que passou de 54,31%, no caso uniderecional sem refletor, para 50,87%, com o refletor.



Antena V tipo Fan com elemento refletor para o caso unidecional



Padrão azimutal polar para o caso unidecional com elemento refletor

Diretividade = 6,47 dB dB; Eficiência = 50,87%

Figura 3.15 - Padrões de radiação para o caso unidirecional com elemento refletor.

3.4 – Protótipo e Caracterização de Antena V tipo Fan

O protótipo foi construído pela fresadora LPKF ProtoMat C100/HF em um substrato FR4, fibra de vidro, com ε_r = 4,8. Ela foi projetada para operar em 2.45 GHz e com dimensões l = 60 mm, w = 0.5 mm, e t = 1.6 mm.

Várias estratégias foram estudadas para alimentar a antena, porém a que se mostrou mais eficaz foi a construção de linhas de microfita com plano de terra em baixo até a antena e manter a antena sem plano de terra. A alimentação negativa foi feita conectando-se o elemento ao plano de terra da linha de transmissão através de um buraco no substrato.

Utilizando o aparelho HP8714ET *Network Analyzer*, foi montado o sistema de medidas da fig. 3.16. A freqüência foi varrida de 0.3 GHz a 3 GHz.

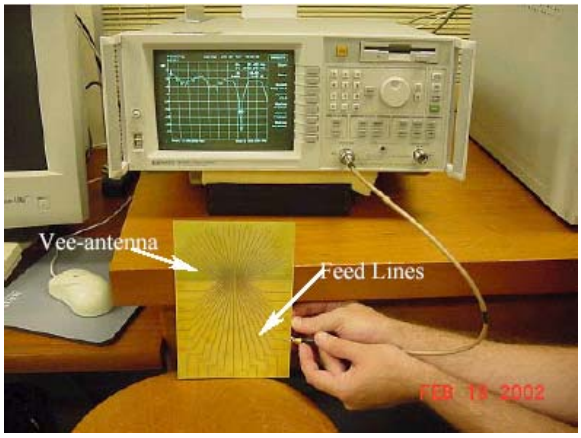


Figura 3.16 – Protótipo construído no "setup" de medidas.

Antes de começar as medidas, um processo de calibração foi realizado para definir os valores de referência. Essa calibração é necessária para identificar perdas no cabo e conector, aumentando assim a precisão das medidas.

As medidas do parâmetro s_{11} podem ser observadas na fig. 3.17, representadas pela linha contínua sem pontos. Percebe-se pela linha contínua com pontos que as simulações estão de acordo com o protótipo construído. Percebe-se um *dip* em 2,47 GHz (-15 dB) e uma banda BW @ VSWR 2:1 (-10 dB) de 57,429 MHz, enquanto que na simulação a banda é de 100 MHz. Isso se deve muito provavelmente a pouca quantidade de pontos utilizada para a simulação, fazendo com que a curva ficasse mais aberta.

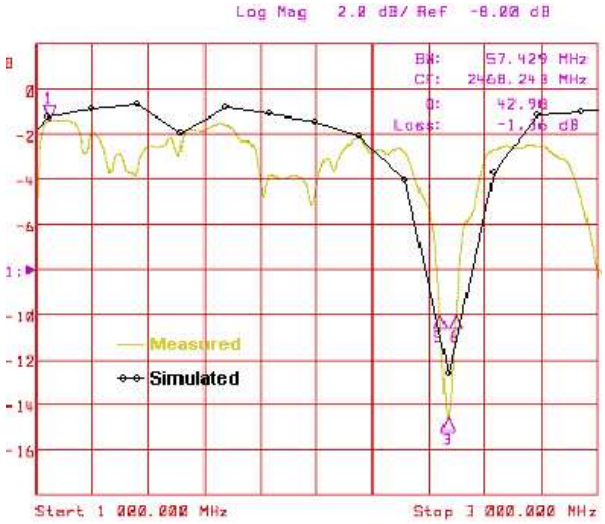


Figura 3.17 – Parâmetro s_{11} medido e simulado para antena V tipo Fan com freqüência de ressonância em 2,468 GHz.

Na fig. 3.18, tem-se a medida da antena V tipo Fan construída para uma freqüência de 1,8 GHz. Ela demostra uma freqüência central em 1,87 GHz (-20 dB) e largura de banda de 34,018 MHz.

Infelizmente não foram realizadas medidas para verificar o deslocamento do feixe por falta de equipamentos necessários a este tipo de medida.

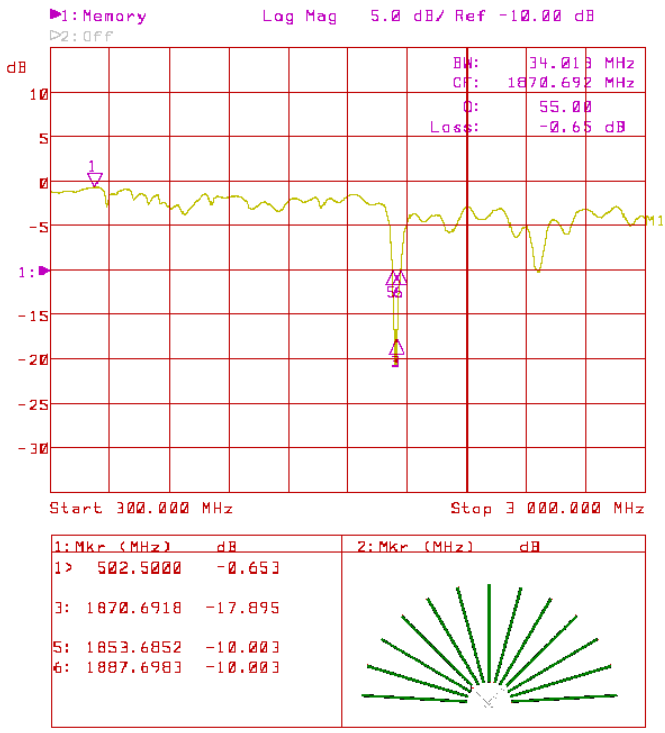


Figura 3.18 – Parâmetro s_{11} medido para antena V tipo Fan com freqüência de ressonância em 1,87 GHz.

Medida de padrão de radiação para antena V tipo Fan

Para a realização desta medida utilizou-se uma câmara semi-anecóica de 3x3x3 m de dimensão, freqüência máxima de medidas de 18 GHz, e de referência: 3 meter Anechoic Chamber, ETS™, EMC TEST SYSTEMS,L.P.-AnESCO COMPANY. Ela recebe este nome, semi-anecóica, pois apenas algumas regiões são revestidas com cones absorbedores de RF, ficando o restante revestido com ferrite. Dentro da câmara é posicionado um tripé de madeira com a antena sob teste fixada nele, através de uma esponja rígida e fita adesiva. O tripé é

colocado sobre um disco metálico que gira 360º no plano azimutal. Este ponto, é chamado de *quiet zone*, ou zona morta, significando que a potência de RF que chega ali por possíveis reflexões na câmara é nula. Em uma distância de aproximadamente 5 metros, em outra zona morta, fica uma antena corneta que recebe a potência enviada pela antena sob teste (transmissora). A antena corneta pode se mover para cima ou para baixo, a fim de procurar o ponto de maior potência na elevação. A fig. 3.19 mostra uma foto da câmara semi-anecóica do CPqD (Centro de Pesquisa e Desenvolvimento-Campinas-SP), que foi utilizada para esta medida.

Figura 3.19 – *Setup* de medidas em câmara semi-anecóica para padrão de radiação azimutal

O controle de níveis de potência e posicionamento das antenas, bem como a medida de intensidade de campo é feito em uma sala metálica ao lado da câmara, mostrado na fig. 3.20.

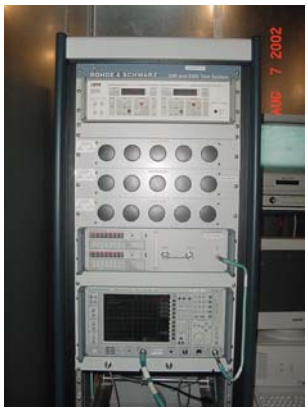


Figura 3.20 – Equipamentos - controle de posicionamento e medidor de intensidade de campo

Basicamente, a medida se divide em três passos:

1 – Ajustar a potência do sistema com o auxilio de duas antenas corneta.

2 – Calibrar as perdas no *site* com o auxílio de um dipolo isotrópico de ganho conhecido e uma antena corneta, de forma a se obter 0 dB no *site* para a freqüência de operação da antena, devendo-se descontar também as perdas nos cabos.

3 – Colocar as antenas sob tese para levantar o padrão de radiação azimutal com precisão de, no mínimo, 5º.

A fig. 3.21 mostra o padrão de radiação polar azimutal medido para o protótipo construído para operar na freqüência de 1,9 GHz, comparado com o simulado, para o protótipo de antena V tipo Fan, de acordo com a montagem descrita acima.

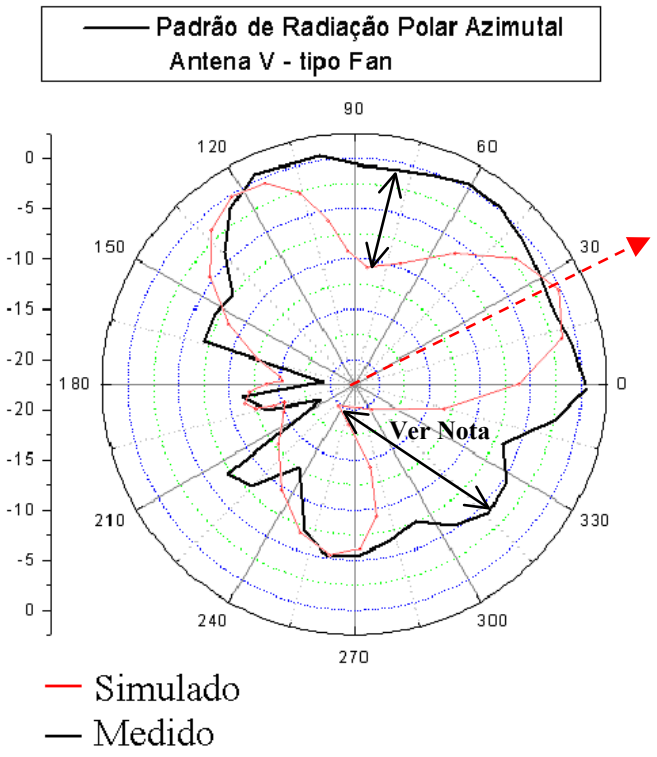


Figura 3.21 - Padrão de radiação polar azimutal medido para o protótipo de antena V tipo Fan - Câmara semi- anecoica (VER NOTA)

Nota-se que a direção central do feixe está próximo a direção 30º, isto porque os elementos foram escolhidos para serem alimentados de tal forma que o feixe de radiação resultasse no deslocamento de 30º em relação a direção 0º. Provando então, que este tipo de arranjo em V possibilita o *beam steering*, pois, se dois outros elementos forem escolhidos de forma a ficarem igualmente separados, respeitando o ângulo V ótimo, e a direção entre esses dois elementos for na direção 0º, então o feixe estaria na direção 0º.

Nota – existe uma discrepância indicada no gráfico por duas cotas. Esta diferença entre os padrões de radiação em certos ângulos se devem a erros na aquisição dos dados para aqueles ângulos. Medidas em laboratório (fora da câmara semi-anecóica) para estas direções indicaram claramente que os níveis de potência recebida nos ângulos de 75 e 315 graus estão por volta de 12 dB abaixo do valor obtido na montagem da câmera semi-anecóica. Novas medições estão programadas para determinar estes valores mais precisamente. Por isso que, ao invés de o padrão de radiação medido ficar mais próximo do simulado , segue uma linha próxima de 0 dB.

Nos laboratórios da UNIAMP foi montado um *set* de medidas de padrão de radiação ao ar livre, para assegurar que a forma do feixe para a antena em V tipo *Fan*, seja realmente semelhante ao simulado. O procedimento medida se assemelha bastante ao executado na medida feita na câmara anecóica com a diferença que agora é feita ao ar livre. Em uma plataforma fixa colocou-se um arranjo de antenas PIFA na freqüência de 1,9 GHz, emitindo um sinal de RF. E em outra plataforma giratória colocou-se o arranjo em V sob teste, conectado a um analisador de espectro, de forma que fosse possível levantar o padrão de radiação azimutal da antena. O alinhamento entre as duas antenas foi feito de forma visual, o que introduziu um erro de aproximadamente 15º entre a simulação e a medida. O ideal seria fazer um alinhamento ótico através de sistemas laser-fotodetetores, ou até mesmo utilizar mira telescópica alinhada com o eixo dos suportes das antenas.

A fig. 3.22 mostra o padrão de radiação azimutal para a antena V tipo Fan em 1,9 GHz, e alimentada de forma que a direção do padrão de radiação fique na direção 15º. Nota-se que, realmente há uma maior semelhança dessa medida em relação ao resultado da simulação, o que confirma o erro feito na medida do CPqD – câmara anecóica, para os ângulos de 75º e 315º. A direção do padrão de radiação em 30º se deve, como foi comentado anteriormente, ao tipo de alinhamento utilizado.

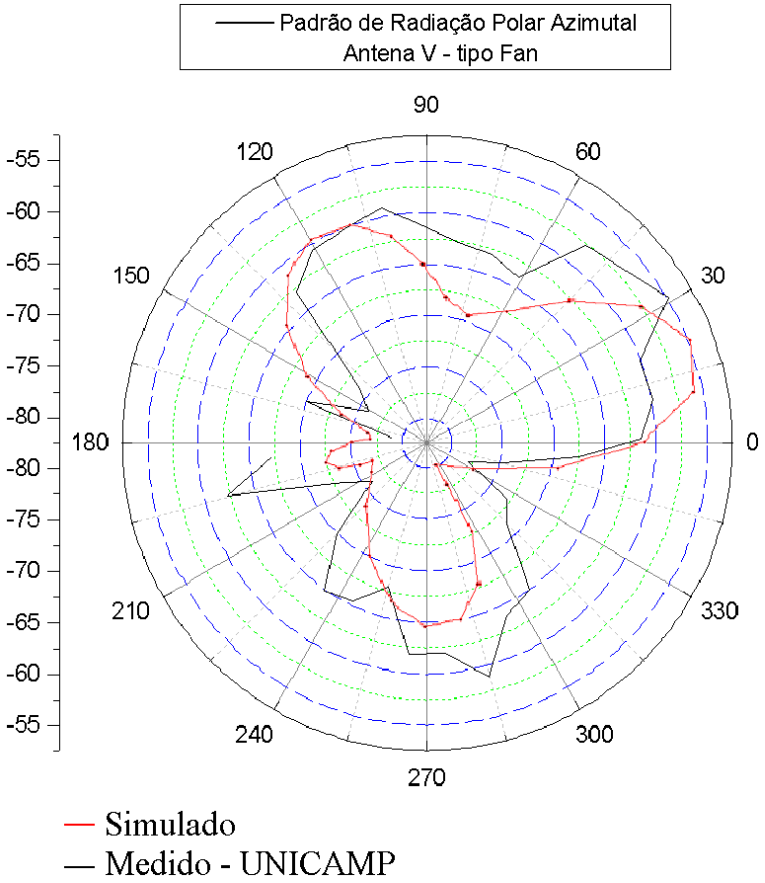


Figura 3.22 - Padrão de radiação polar azimutal medido para o protótipo de antena V tipo Fan – medidas feitas em espaço livre na UNICAMP

3.5 – Projeto de Antena V tipo Ring

Pode-se entender a antena V tipo Ring como duas antenas tipo Fan dispostas de tal maneira que formam um anel. Para o projeto da antena V tipo Ring (anel) foi utilizada a mesma estratégia de projeto da antena V tipo Fan. Entretanto observou-se que o ângulo ótimo, tendo o parâmetro s_{11} como principal referência, se dá de forma diferente e será mostrado nas simulações do tópico 3.6.

3.6 – Simulações de Antena V tipo Ring

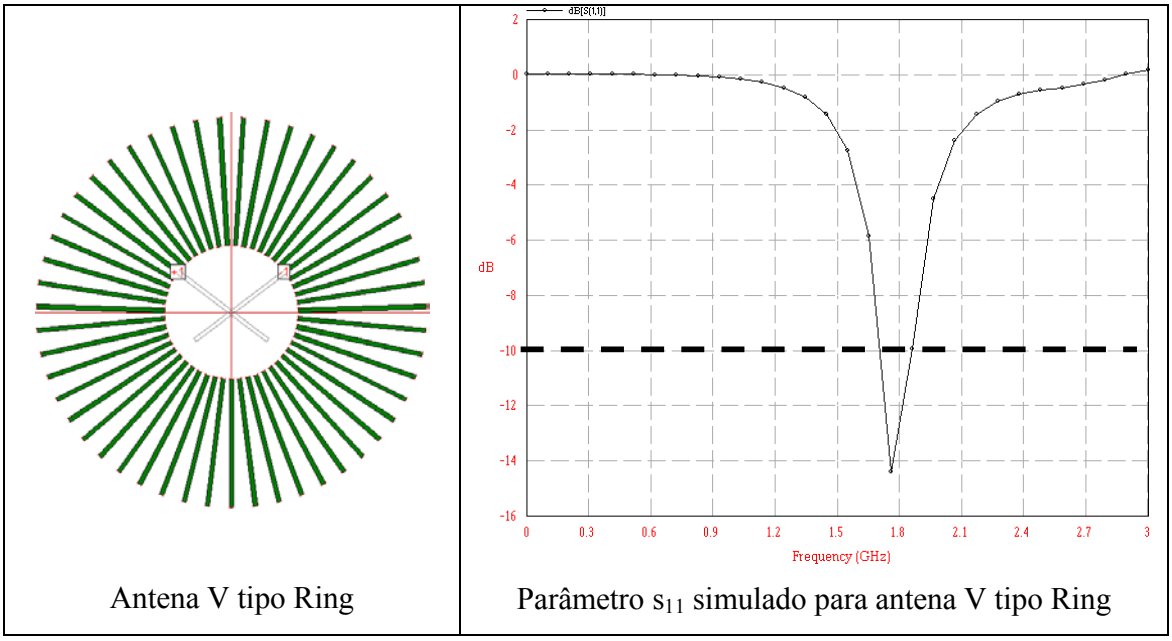
O substrato escolhido também foi à fibra de vidro, FR4. A tabela 3.2 mostra as dimensões da antena V ajustados através da simulação para uma freqüência de ressonância de 1,8 GHz.

Tabela 3.2 – Dimensões da antena V simulada

Parâmetros	Símbolo	Valor
Largura do braço	w	1.9 mm
Comprimento do braço	l	28.7 mm
Espessura do substrato	t	1,6 mm
Constante dielétrica do substrato	ε_r	4,8
Ângulo V ótimo	θ_V	~108°

Pode-se notar, pelas dimensões desta antena, que é possível projetar antenas pequenas para freqüências de ressonância pequenas desde que o seu comprimento seja um múltiplo correto do comprimento de onda. Se comparar uma antena tipo Ring, com um comprimento de 28,7 mm e freqüência de 1,8 GHz, com uma antena Fan de 60 mm e freqüência de 2,45 GHz, as duas construídas sob um substrato com o mesmo ε_r, pode-se perceber esta característica para projeto.

A fig. 3.23 mostra a antena V tipo Ring simulada e parâmetro s_{11} que mostra a freqüência de ressonância em aproximadamente 1,8 GHz (~14 dB) e largura de banda BW ≈ 200 MHz .

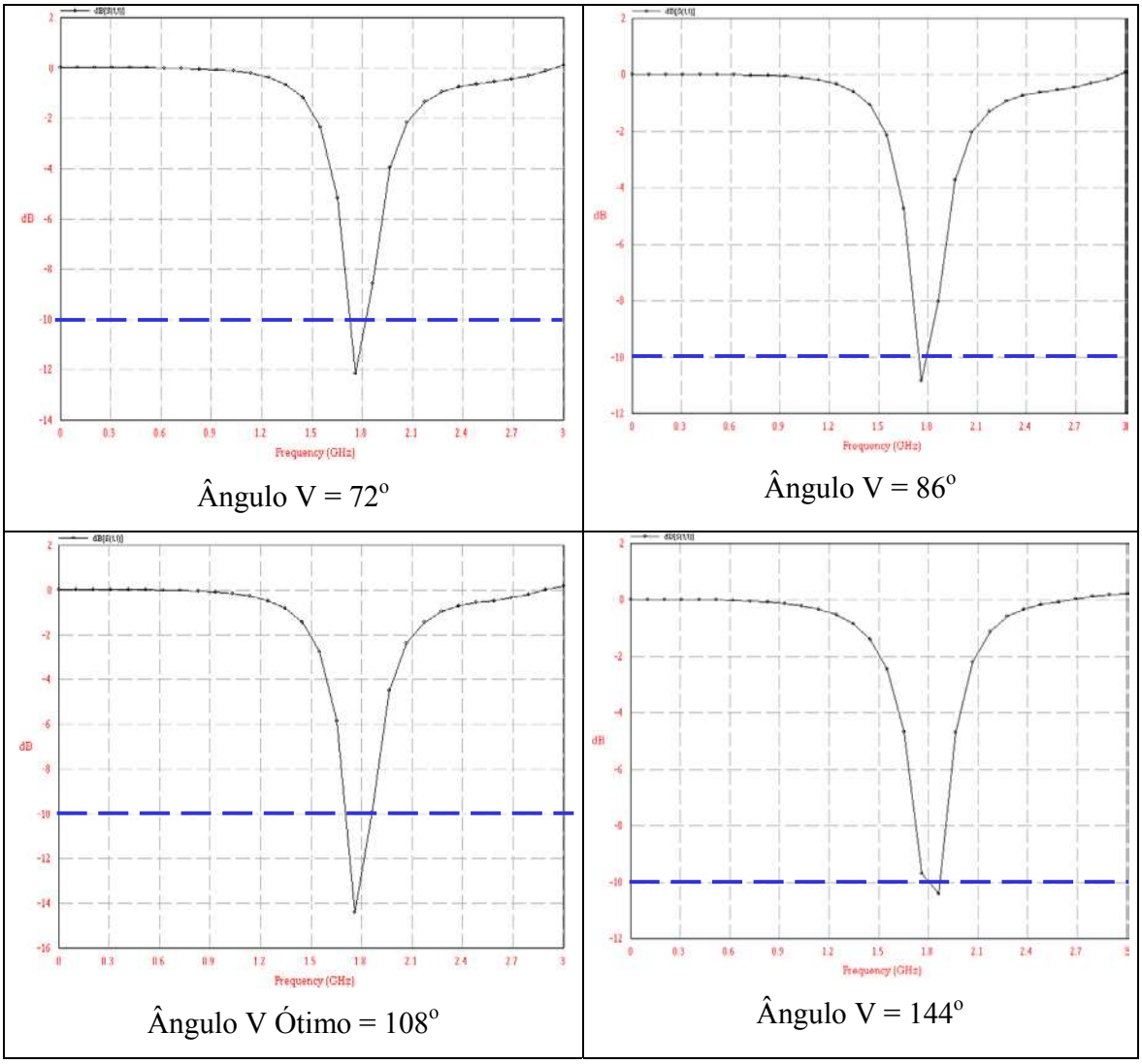


Antena V tipo Ring | Parâmetro s_{11} simulado para antena V tipo Ring

Figura 3.23 – Simulação do parâmetro s_{11} para antena V tipo Ring.

Com relação a análise do padrão de radiação pode-se extender à Antena Ring os mesmos resultados já abordados para a antena V. Entretanto, com relação ao ângulo ótimo é importante ressaltar que há uma boa diferença entre eles.

Na fig. 3.24 pode-se observar uma seqüência de simulações realizadas para diferentes ângulos V até encontrar o que fornece melhor valor de s_{11}. Ao se observar as linhas pontilhadas que marcam em –10 dB, pode-se notar que este ocorre em θ_V = 108° (-14 dB), o que é uma diferença razoável em relação aos 60° da antena tipo Fan.



Ângulo V = 72°

Ângulo V = 86°

Ângulo V Ótimo = 108°

Ângulo V = 144°

Figura 3.24 - Simulação do parâmetro s_{11} para antena V tipo Ring com diversos valores de ângulo V

3.7 – Protótipo e Caracterização da Antena V tipo Ring

O protótipo foi construído pela fresadora LPKF ProtoMat C100/HF em um substrato FR4, fibra de vidro, com ε_r = 4,8. Ela foi projetada para operar em 1.8 GHz e com dimensões: descritas

na tabela 3.2 na seção 3.6. A estratégia utilizada para alimentar a antena foi a de ligar um conector SMA no centro da estrutura e por baixo por meio de buracos no substrato.

A fig. 3.25 mostra a imagem do protótipo construído e o "setup" para a realização das medidas.

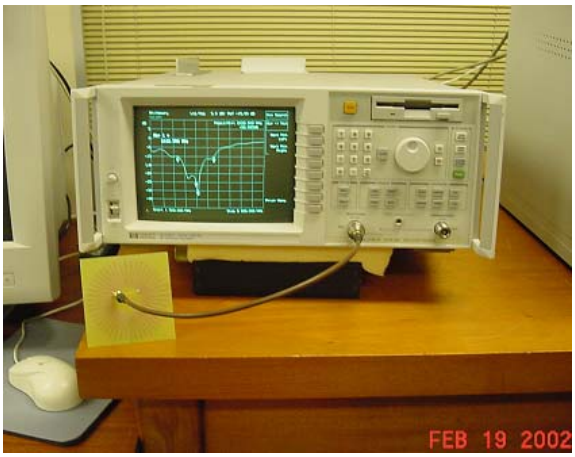


Figura 3.25 – Protótipo construído da antena V tipo Ring

O parâmetro s_{11} pode ser observado na fig. 3.26. Pode-se observar uma freqüência de ressonância em 2,34 GHz (-25 dB), que é diferente da obtida pela simulação. Provavelmente o simulador não convergiu corretamente para o resultado medido, dando um erro de quase 500 MHz na freqüência central.

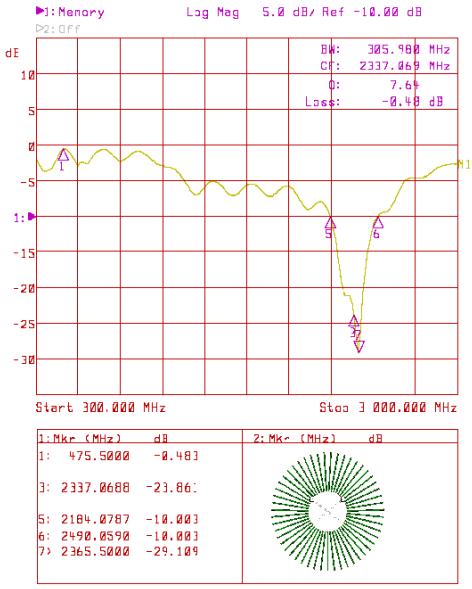


Figura 3.26 – Parâmetro s_{11} medido para o protótipo da antena V tipo Ring, com freqüência central em 2,3 GHz (-25 dB) e largura de banda BW = 305,4 MHz.

3.8 – Conclusões

Neste capítulo foram apresentados radiadores reconfiguráveis chamados de antena V tipo Fan e tipo Ring que, dentre outros, têm um grande potencial para uso na terceira geração, de sistemas celulares. Foi mostrado que é possível mudar a direção do feixe de radiação alternado-se os elementos a serem alimentados, com isso a conexão entre usuário e rádio-base se torna mais direto e consequentemente há uma redução da interferência (ruído) entre canais. Para melhor caracterizar este tipo de radiador, um sistema de medidas de padrão de radiação está sendo preparado. O próximo passo é integrar este radiador a elementos chaveadores, como chaves eletrônicas do tipo: diodo PIN e transistores CMOS ou HEMT. Ou chaves mecânicas ativadas eletronicamente do tipo: chaves MEMS.

Pode-se aplicar a tecnologia PBG-GP no plano de terra, na antena V tipo Fan ou Ring para ser usado como defasador, para se conseguir mais graus de liberdade para deslocar o feixe [B. ELAMARAN]. Essa técnica que utiliza estruturas PBG como defasador será discutida no Capítulo 4.

Capítulo 4 – Antenas Reconfiguráveis com PBG – Photonic Band Gap

O uso de deslocamento eletrônico de feixe de radiação ou *electronic beam-steerinng*, tem crescido bastante em aplicações nas áreas de comunicações sem fio reconfiguráveis, de redes de comunicação por satélite, de armas inteligentes, de automóveis e radares de avião. [B. ELAMARAN]

Neste capítulo será mostrado como a fase de uma onda varia com o número de matrizes UC-PBG, e a aplicação desta propriedade em um arranjo de antenas planares de forma a se obter um deslocamento na direção do feixe de radiação.

4.1 – Projeto de Antenas Reconfiguráveis com PBG

O deslocamento do feixe de radiação pode ser alcançado variando-se linearmente a fase entre dois elementos adjacentes de um arranjo de antenas. O deslocamento de fase pode ser obtido de duas maneiras: mudando a freqüência de operação [KLOHN], o que pode ser indesejado, ou, para uma freqüência fixa, utilizando um deslocador de freqüência eletrônico[BROOKNER]. Entretanto isso requer vários deslocadores de fase, tornando o dispositivo muito caro. Outro fato é que os defasadores eletrônicos têm limitação de potência.

As estruturas que serão apresentadas compõe linhas de transmissão coplanares, que levam a energia até um arranjo de quatro antenas planares chamadas individualmente de CPW-FULL-ANTENNA. A forma de projeto pode ser encontrada na literatura desenvolvida durante este trabalho [KRETLY, CPW-FULL-ANTENNA]. A antena CPW-FULL é um tipo de radiador onde o plano de terra fica ao redor e no mesmo plano que o elemento radiador e sobre um substrato como mostra a fig.4.1.

Os parâmetros *w* e *s* são definidos segundo a formulação clássica para linhas CPW e projetadas para uma impedância de 50 Ω. O parâmetro *a* diz respeito as dimensões do elemento radiador e definem a freqüência de ressonância da antena, enquanto que os parâmetros *w* e *s* são

referentes a largura da linha, e o *gap* entre a linha e o plano de terra respectivamente. A largura f do plano de terra é ideal quando infinito e pode influir na largura de banda da antena. Como regra geral utilizamos o plano de terra com pelo menos a metade da largura do elemento radiador.

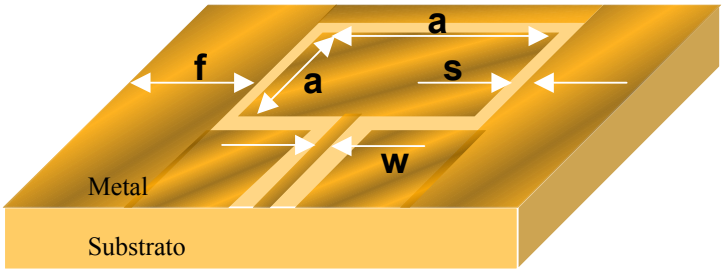


Figura 4.1 – Modelo da CPW-FULL-ANTENNA utilizada neste trabalho

A figura 4.2 mostra o arranjo projetado, composto de 4 elementos radiadores, cujas dimensões podem ser vistas na mesma.

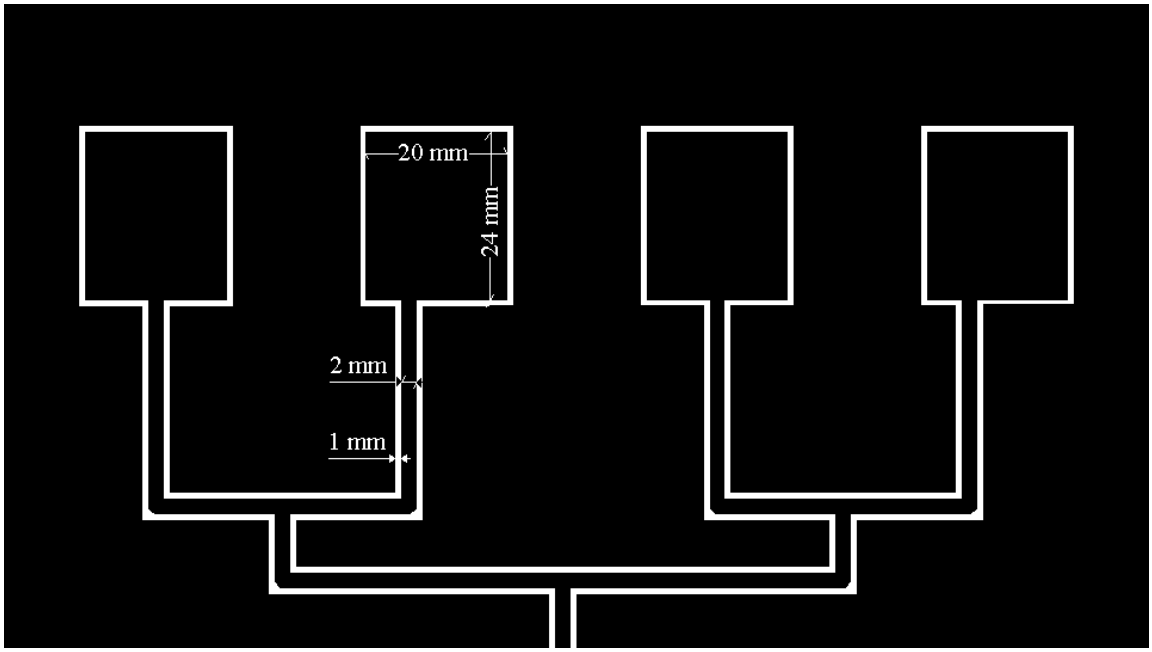


Figura 4.2 – Arranjo de 4 antenas CPW-FULL-ANTENNA

Um parâmetro importante no projeto de arranjos de antenas é o espaçamento entre os elementos. Se a distância entre as antenas for menor que $\lambda/2$, então há uma maior formação de

lóbulos laterais ou *grating lobes* [LIBERTI]. Além do surgimento de lóbulos laterais, quanto mais próximos estiverem os elementos, maior será o acoplamento entre eles, o que pode ser indesejável.

Existem algoritmos que podem configurar o padrão de radiação de forma a se melhor otimizar a direção do feixe. Dessa forma, reduz-se ruído, evitando-se que os sinais se misturem, ou *jamming*, esse tipo de antena é muito útil para sistemas SDMA, *Spatial Division Multiple Access*, onde vários móveis dividem a mesma célula [MONOT].

A linha de transmissão foi otimizada através do software IE3D, utilizando um algoritmo genético de forma a se conseguir a menor dimensão possível para um casamento razoável.

As estruturas UC-PBG foram projetadas de tal forma que a banda proibida ficasse numa freqüência maior que a freqüência de operação da antena, tendo em vista que o interesse maior é o deslocamento de fase e não a eliminação dos modos propagantes. A forma de projeto de tais estruturas pode ser observada no capítulo 2 deste trabalho.

O motivo pelo qual estruturas PBG podem ser usadas como defasadoras é que elas mudam a constante de propagação β [YANG] da onda. No limite entre a formação da banda proibida e a banda passante, a constante de propagação é quase o dobro que em relação à de uma linha de transmissão sem PBG, ou seja, o PBG é uma estrutura de onda lenta com uma velocidade que chega, no mínimo, a metade daquela de uma estrutura sem PBG. Com base nesta característica, pode-se variar a quantidade de matrizes PBG de forma a se conseguir variados níveis de atraso na onda. O ideal é se projetar o PBG para operar no limiar da banda proibida de forma a se conseguir o maior atraso. Entretanto é importante dar uma margem para que não se corra o risco da banda proibida eliminar o modo de operação da antena.

4.2 – Simulações de Antena reconfigurável com PBG

Simulação da fase das linhas de transmissão com UC-PBG

Primeiramente, simulou-se um conjunto de 8 linhas de transmissão coplanares, como uma primeira forma de observar a defasagem produzida pelas estruturas UC-PBG em relação a uma

linha sem PBG. As 8 linhas se dividem em dois grupos: o primeiro grupo é formado por uma linha de transmissão sem PBG e por outras três linhas de transmissão com matrizes UC-PBG. Para o primeiro grupo, as matrizes são compostas de 1, 3, e 5 linhas de PBG por 2 colunas, como mostra a fig. 4.3. O substrato utilizado tem constante dielétrica igual a 4,8 e dimensões de 47 x 52 x 1,6 mm. As estruturas UC-PBG pequenas foram projetadas por escalonamento de forma a terem uma dimensão final de 8x8 mm.

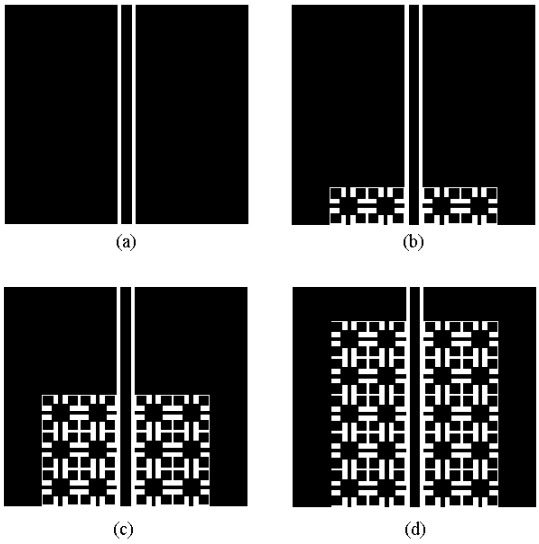


Figura 4.3 – Conjunto de linhas de transmissão coplanares com PBG pequeno. (a) linha de referência sem PBG, (b) uma linha de PBG, (c) três linhas de PBG e (d) cinco linhas de PBG

O número de colunas foi escolhido para o mínimo possível devido ao tempo de simulação, que variava entre 2 horas para menos de 10 células por comprimento de onda e 6 horas para 20 células por comprimento de onda. O ideal é aumentar a quantidade de colunas, de modo a futuramente quando se utilizar dessas linhas para alimentar o arranjo de antenas, possa-se ter um espaçamento da ordem de $\lambda/2$ para se evitar a formação de lóbulos secundários. Para o arranjo de antenas simulado fez-se um espaçamento 20 mm entre elementos, o que para a freqüência de interesse, que é de 2,45 GHz, têm-se $\lambda/2$ igual a 62mm.

O segundo conjunto de linhas simuladas é composto de uma linha de transmissão sem PBG e outras três com matrizes UC-PBG de 1, 2, e 3 linhas de PBG por 2 colunas, como mostra a fig. 4.4. O substrato utilizado tem constante dielétrica igual a 4,8 e dimensões de 47 x 61 x 1,6

mm. As estruturas UC-PBG grandes foram projetadas por escalonamento de forma a terem uma dimensão final com o dobro do tamanho da linha com PBG pequena, ou seja 16x16 mm.

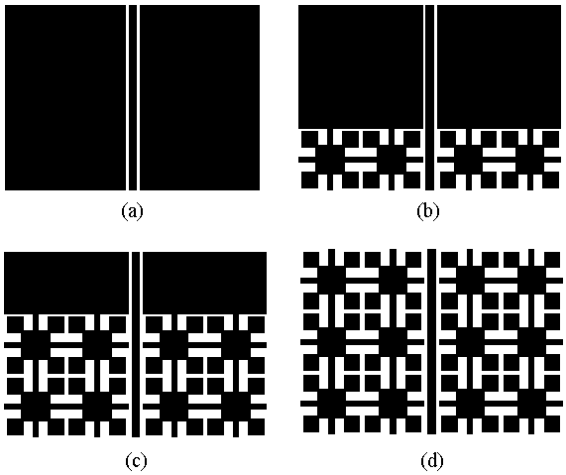


Figura 4.4 – Conjunto de linhas de transmissão coplanares com PBG grande. (a) linha de referência sem PBG, (b) uma linha de PBG, (c) três linhas de PBG e (d) cinco linhas de PBG

A fig. 4.5 mostra as fases respectivas à simulação de transmissão s_{21} para as linhas de transmissão com PBG pequeno. Pode-se notar claramente a defasagem produzida pelas estruturas UC-PBG.

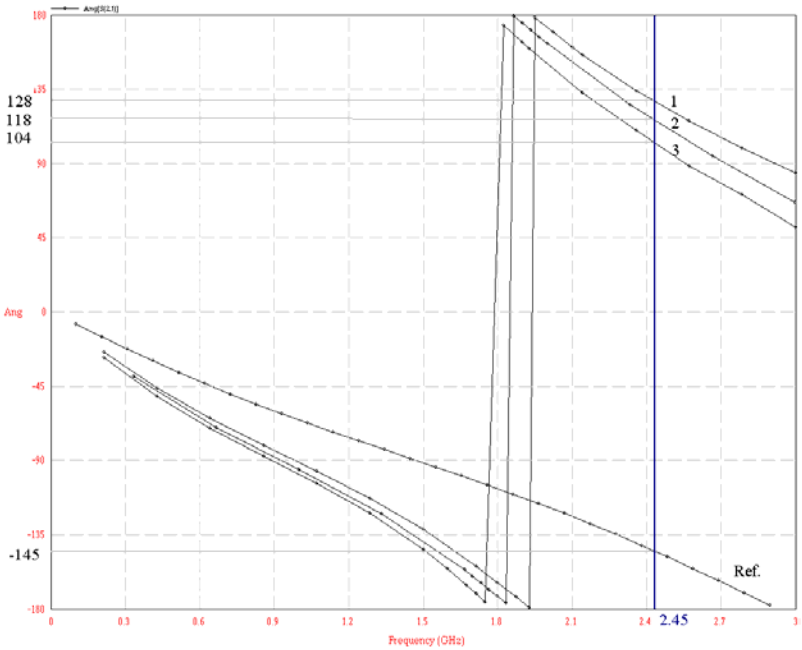


Figura 4.5 – Fases simuladas para as linhas de transmissão CPW. Ref.) sem PBG; 1) com uma linha de PBG; 3) com três linhas de PBG e 5) com cinco linhas de PBG

A banda proibida para esta dimensão de estrutura PBG fica além de 3 GHz, em torno de 6,7 GHz. Com isso, pode-se notar que, a medida que a freqüência aumenta, os espaçamentos entre as curvas vão aumentando, lentamente. Isso se deve ao fato de que a constante de propagação β diminui de valor quando a freqüência se aproxima do limiar entre a banda passante e a banda proibida.

A fig. 4.6 mostra as fases respectivas à simulação de transmissão s_{21} para as linhas de transmissão com PBG grande, onde se pode também notar a defasagem produzida pelas estruturas UC-PBG maiores.

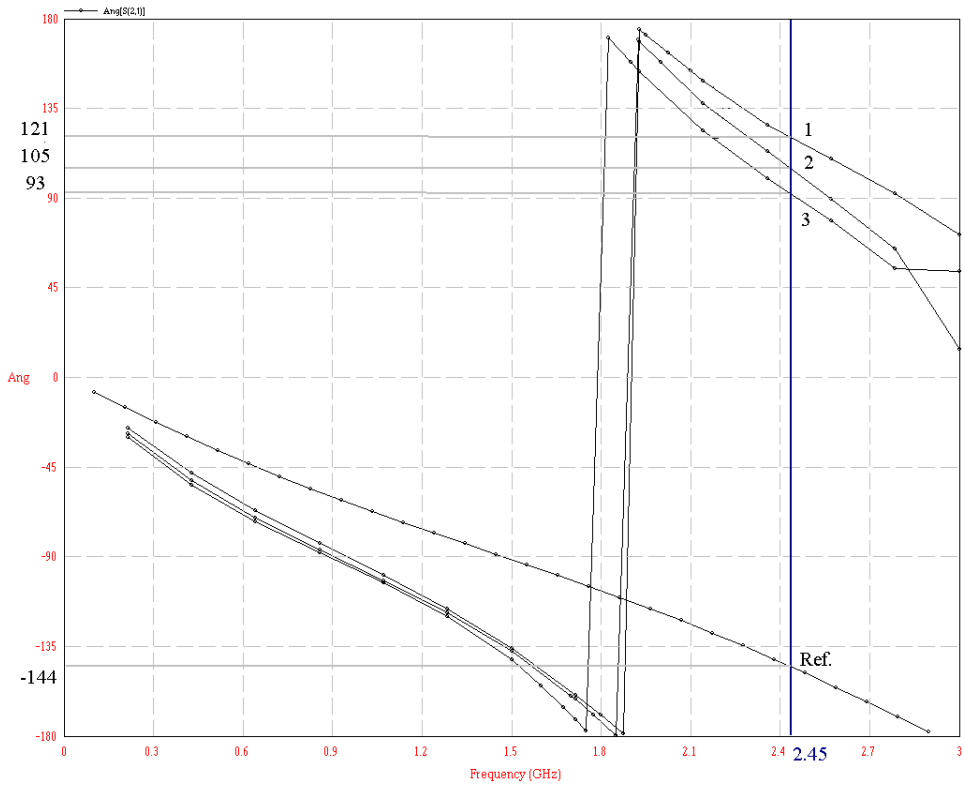


Figura 4.6 – Fases simuladas para as linhas de transmissão CPW. Ref.) sem PBG; 1) com uma linha de PBG; 2) com duas linhas de PBG e 3) com três linhas de PBG

Nota-se que as estruturas maiores, tendem sofrer uma defasagem mais evidente com o aumento da freqüência. Isto pois, agora, o maior tamanho do PBG aumenta a banda proibida, cuja freqüência proibida correspondente se aproxima mais de 3 GHz.

Simulação dos padrões de radiação do arranjo de antenas planares

As antenas CPW foram projetadas para operar em 2,45 GHz, sobre um substrato de fibra de vidro com constante dielétrica $\varepsilon_r = 4{,}8$. A fig. 4.7 mostra a simulação do parâmetro de reflexão s_{11} para apenas um elemento, que apresenta uma freqüência central de 2,43 GHz, eficiência de 100% e diretividade de 4,23 dB.

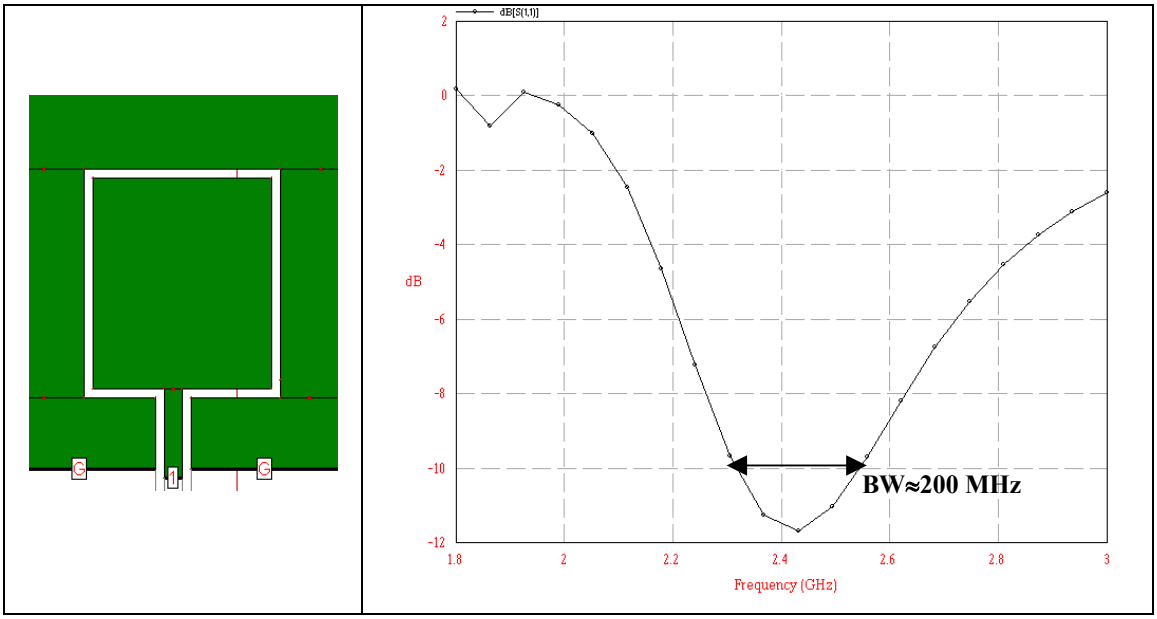


Figura 4.7 – Parâmetro s_{11} para antena CPW projetada para operar em 2,45 GHz

Na figura 4.8 pode-se observar o padrão de radiação polar simulado para um arranjo de quatro elementos sem nenhuma estrutura PBG no plano de terra. Nota-se que, devido a proximidade entre os elementos há uma formação de um padrão um pouco irregular, com muitos lóbulos laterais. Sendo que o lóbulo principal aponta para uma direção de aproximadamente –150°. A eficiência para este arranjo diminui para 45,72 %, entretanto a diretividade aumenta para 5,35 dB.

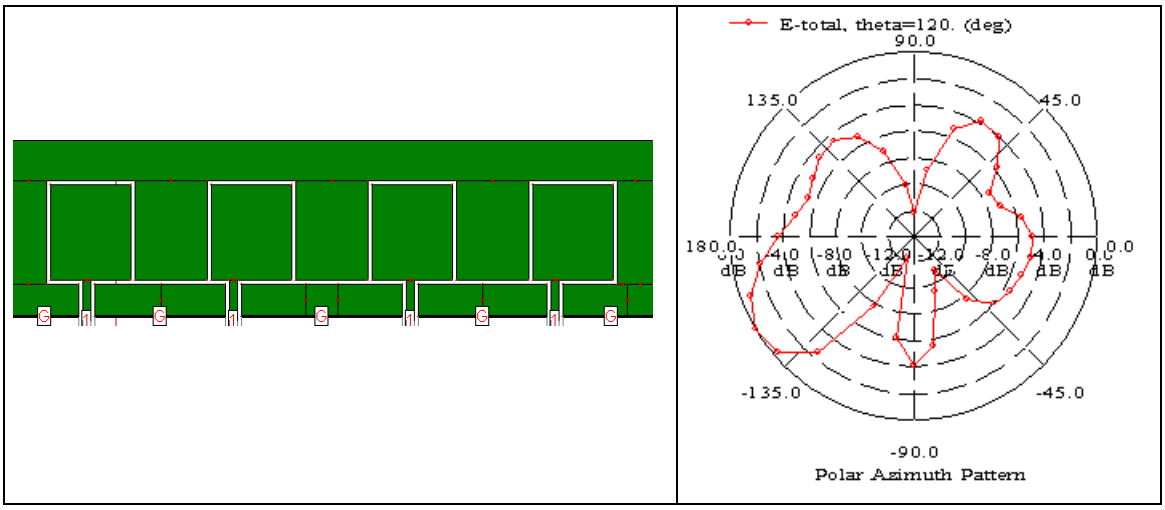


Figura 4.8 – Padrão de radiação polar azimutal para um arranjo de antenas de 4 elementos sem estrutura UC-PBG

O próximo passo agora é introduzir a defasagem nas ondas de entrada de forma a se observar o *beam steering*. A fig. 4.9 mostra o padrão de radiação polar azimutal para a introdução de uma linha UC-PBG em um elemento e duas linhas com PBG em outro elemento ficando os outros dois sem PBG. Com isso pode-se deslocar o padrão de radiação para a direção de –105°, significando um deslocamento de 45° em relação ao caso sem PBG. Devido a introdução da estrutura PBG, a eficiência simulada aumentou consideravelmente para 91,27 % e a diretividade para 6,36 dB.

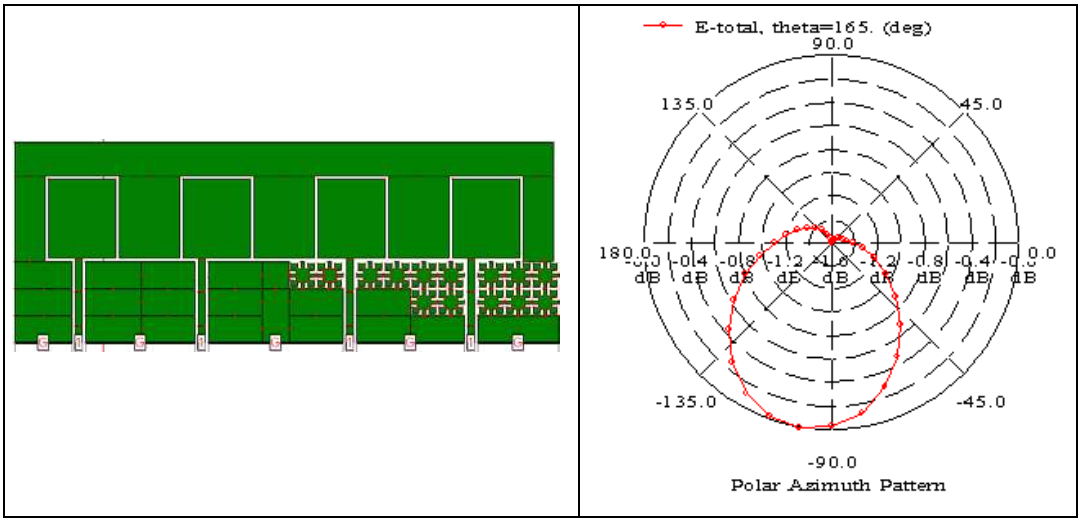


Figura 4.9 – Padrão de radiação polar azimutal para um arranjo de antenas de 4 elementos com uma e duas linhas de estrutura UC-PBG

No próximo caso aumentou-se mais uma linha de estruturas UC-PBG nos dois elementos adjacentes a acrescentou-se mais uma linha em um terceiro elemento, ficando apenas um elemento se PBG. A fig. 4.10 mostra o padrão de radiação polar azimutal para este caso, onde se nota que o feixe agora aponta para uma direção de - 60º, ou seja mais um deslocamento de 45º em relação ao caso anterior com dois elementos com PBG, ou 90º em relação ao caso sem PBG.

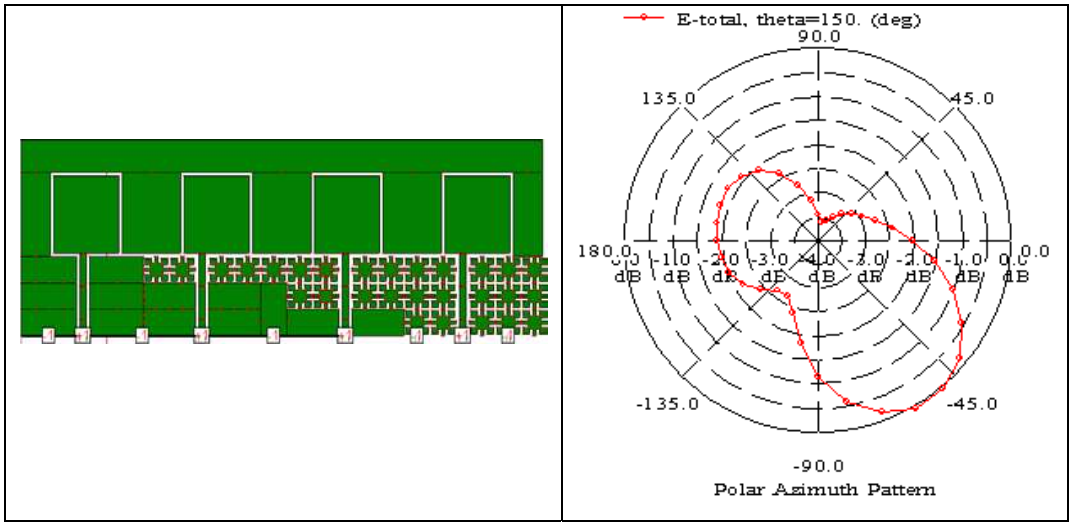


Figura 4.10 – Padrão de radiação polar azimutal para um arranjo de antenas de 4 elementos com uma, duas e três linhas de estrutura UC-PBG

Ou seja, à medida que se acrescenta uma linha de PBG consegue-se aumentar 45º no deslocamento do padrão de radiação. Também houve um aumento da eficiência para 87,31 % e da diretividade para 5,51 dB em relação ao caso sem PBG.

4.3 – Protótipos e Caracterização do arranjo defasado com PBG

Foram construídos protótipos das linhas de transmissão simuladas na seção 4.2, os quais compreendem 8 linhas de transmissão CPW, fig. 4.11, feitas de cobre sobre um substrato de fibra de vidro através de processo de circuito impresso, e que foram acessadas por conectores SMA.

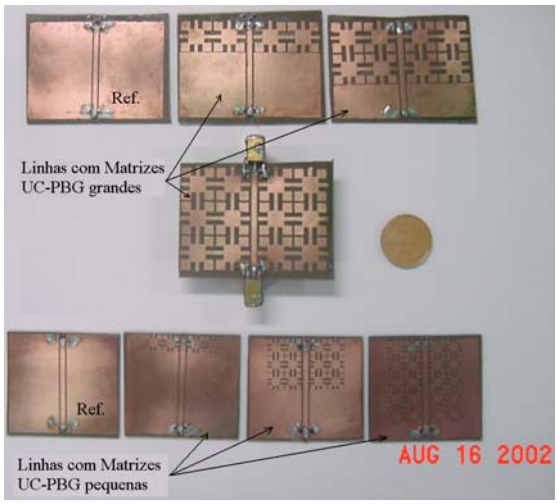


Figura 4.11 – Fotos das linhas de transmissão construídas com distintos números de linhas de estruturas UC-PBG

Antes do início das medidas calibrou-se o analisador de redes para um casamento de 50 Ω na transmissão. Em seguida foram realizadas as medidas de s_{21}, s_{11} , e de fase para s_{21}.

Ao observar o gráfico da fig.4.12, nota-se que a linha de transmissão de referência demonstra um excelente casamento de impedância, tendo em vista que o valor de s_{11} é menor ou pouco acima de –50 dB.

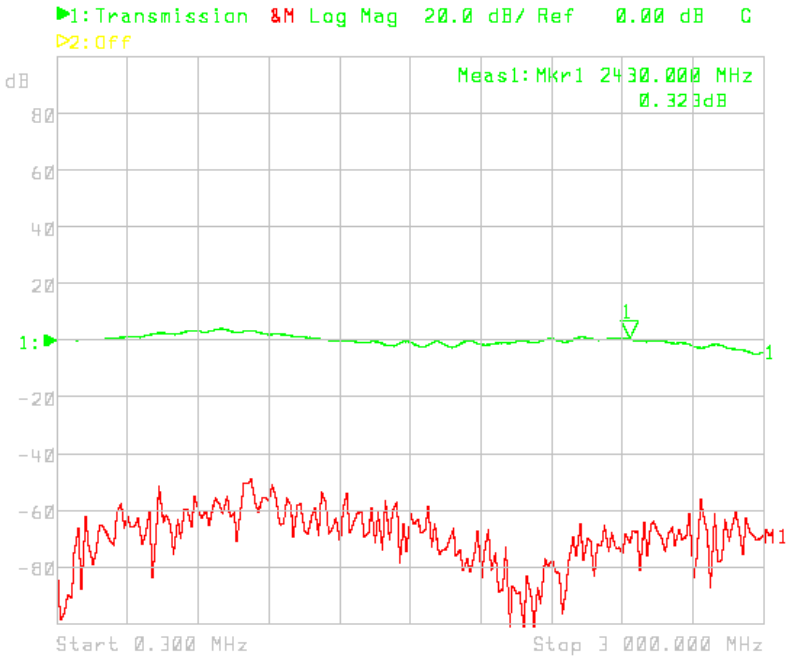


Figura 4.12 – Parâmetros s_{21} e s_{11} medidos para a linha de transmissão de referência sem PBG

A fig. 4.13 mostra as fases respectivas à medida do coeficiente de transmissão s_{21} para as linhas de transmissão com PBG pequeno juntamente com a linha sem PBG. Pode-se notar claramente a defasagem produzida pelas estruturas UC-PBG.

Nota-se que há oscilações nas linhas dos gráficos. Isto provavelmente se deve à instabilidade na espessura do metal e certas avarias no substrato, causadas durante o processo de fabricação.

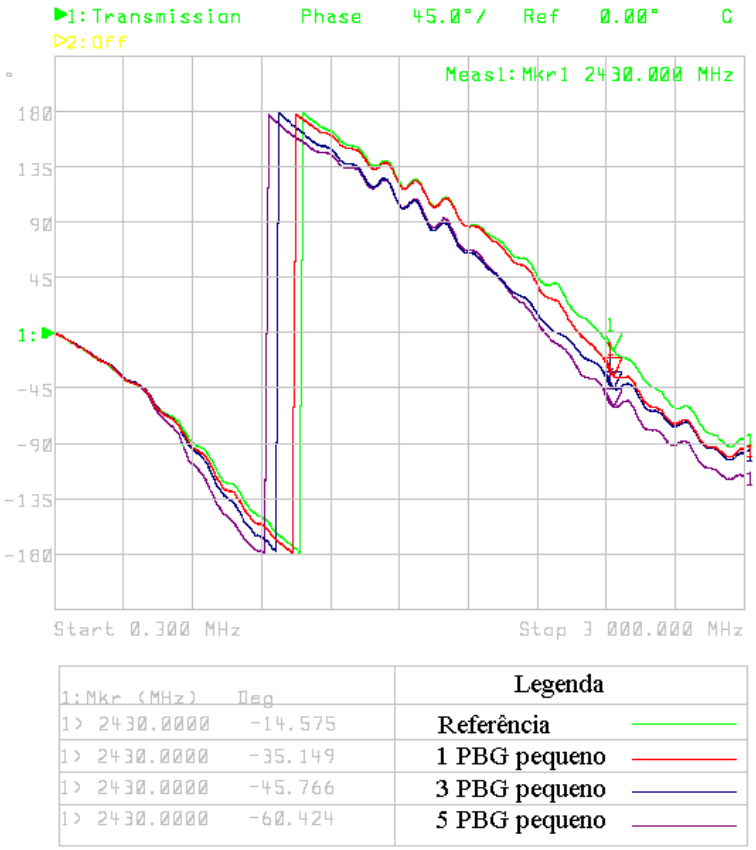


Figura 4.13 – Gráfico de fase de s_{11} medidas para linhas de transmissão CPW com 1, 3, e 5 linhas de PBG pequenos e para a linha de referência

Para a freqüência de interesse que é de 2,43 GHz, pois a antena projetata para 2,45 GHz na prática radia em 2,43 GHz, as linhas de PBG pequenas causaram um deslocamento de fase de aproximadamente 20, 30, e 45 graus em relação a linha de referência, à medida que se aumenta a quantidade de linhas de PBG.

A fig. 4.14 mostra as fases respectivas à medida do coeficiente de transmissão s_{21} para as linhas de transmissão com PBG grande juntamente com a linha sem PBG. Pode-se notar novamente a defasagem produzida pelas estruturas UC-PBG.

Pode-se observar também que há oscilações nas linhas dos gráficos, provavelmente pelo mesmo motivo descrito anteriormente: à instabilidade na espessura do metal e certas avarias no substrato, causadas durante o processo de fabricação.

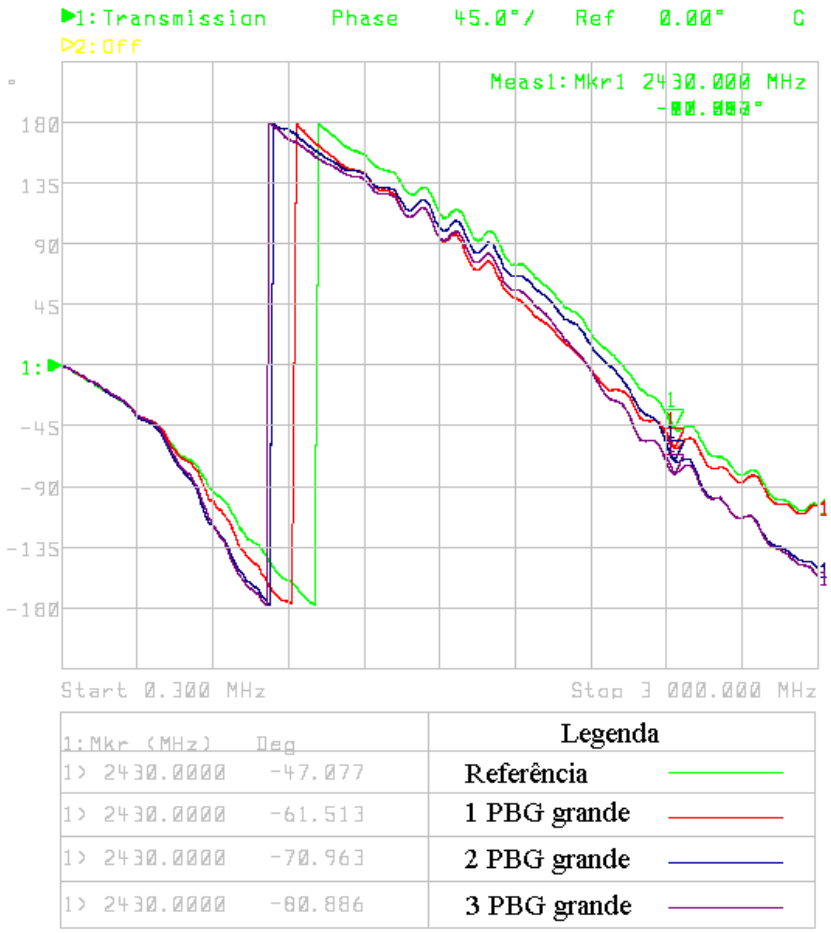


Figura 4.14 – Gráfico de fase de s_{11} medidas para linhas de transmissão CPW com 1, 2, e 3 linhas de PBG grandes e para a linha de referência

Para a freqüência de interesse que é de 2,43 GHz, as linhas de PBG grandes causaram um deslocamento de fase de aproximadamente 14, 20, e 30 graus em relação a linha de referência, à medida que se aumenta a quantidade de linhas de PBG.

Para as linhas com PBG pequenos, houve um defasamento maior, se comparado com as de maior substrato, pois a linha de referência das duas tem fases diferentes. Isso se deve provavelmente as imperfeições no comprimento da linha causadas pelo processo de fabricação, ou até mesmo pelo posicionamento do conector SMA. Se considerarmos apenas a linha de referência do PBG pequeno para todos os casos, aí sim teremos algo mais coerente que é maior defasagem das linhas com PBG grandes em relação as pequenas para uma mesma frequência.

4.4 – Conclusões

Neste trabalho mostra-se uma metodologia inovadora para simulação de estruturas PBG usando *software* IE3D, MOM.

A aplicação das estruturas UC-PBG neste arranjo de antenas permitiu comprovar, através de simulações, um acréscimo significativo na diretividade e na eficiência dos protótipos. Além disso, ao se reconfigurar as quantidades de linhas de PBG no plano de terra, pôde-se alterar a fase de alimentação dos elementos e consequentemente deslocar o feixe de radiação.

Para diminuir mais as dimensões dos dispositivos, pode-se utilizar substratos de constante dielétrica mais elevada e, assim, colocar uma distância maior entre os elementos do arranjo, evitando os lóbulos laterais para o caso sem PBG.

Esta tecnologia desenvolvida neste trabalho é inovadora e estamos na fase de medição do diagrama de radiação. Ainda, alguns melhoramentos na técnica de alimentação do arranjo e configurações das matrizes PBG são necessários.

Conclusões

Nos capítulos iniciais são mostradas técnicas de projeto de estruturas PBG-GP, no plano de terra e UC-PBG, no plano de terra coplanar, bem como a viabilidade dessas estruturas na aplicação na faixa de microondas através de simulações e caracterização de linhas de transmissão e antenas construídas no laboratório. Também é mostrada a sua aplicação na banda K_a, utilizada para comunicações via satélite, com protótipos construídos através de rodada de microfabricação do projeto MUSA/LNLS. Observa-se assim que as estruturas PBG podem ser utilizadas para suprimir modos indesejados de propagação; sua viabilidade para fabricação em diversos tipos de materiais; facilidade na integração com dispositivos passivos e como defasador de onda para ser aplicado juntamente com arranjos de antenas.

Nos capítulos seguintes são apresentadas duas estruturas de antenas reconfiguráveis, as quais são: arranjo de dipolos planares em V na forma de leque e na forma de anel e um arranjo planar defasado por múltiplas matrizes UC-PBG.

Mostrou-se através de simulações e medidas de padrão de radiação, que é possível mudar a direção do feixe de radiação alterando-se os elementos alimentados no arranjo de antenas em V. O próximo passo é integrar este radiador a elementos chaveadores, como chaves eletrônicas do tipo: diodo PIN e transistores CMOS ou HEMT. Ou chaves mecânicas ativadas eletronicamente do tipo: chaves MEMS.

Pode-se aplicar a tecnologia PBG-GP no plano de terra, na antena V tipo *Fan* ou *Ring* para ser usado como defasador, para se conseguir mais graus de liberdade para deslocar o feixe.

Através de simulações provou-se que, mudando-se a fase na alimentação de cada elemento do arranjo planar, ao se variar à quantidade de matrizes PBG nas linhas de transmissão, é possível realizar o *beam steering* com sucesso. Comprovou-se também, através de simulações, um acréscimo significativo na diretividade e na eficiência dos protótipos.

Este trabalho serve também como um guia de projeto para todas as estruturas apresentadas e mostra-se adequado para a prototipagem rápida destes dispositivos.

Sugestões para a continuidade do trabalho

Estabelecidas as estruturas básicas de radiadores, os dispositivos mais operacionais e funcionais poderão ser construídos em diferentes versões de tecnologia e com estruturas adicionais. As sugestões para esta evolução são:

1. Projetar estruturas de alimentação para inserção de elementos chaveadores.
2. Operação das antenas reconfiguráveis eletronicamente.
3. Integração das antenas em circuitos monolíticos ou tecnologia MEMS.
4. Exploração de tecnologias combinadas, por exemplo: antena V em forma de meandro.

Estas sugestões envolvem conhecimentos multidisciplinar, forte conteúdo experimental, recursos significativos e prazos mais dilatados.

APÊNDICE A – Medidas de Eficiência de antenas pelo Método de Wheeler Cap[AGAHI]

A medida de eficiência para antenas é um dado bastante útil para se ter disponível, pois se pode ter uma melhor precisão na performance do sistema. A eficiência de uma antena é a medida de perda resistiva da mesma, em termos de potência radiada em relação à potência fornecida a ela.

O ganho também é outro parâmetro interessante, pois mede a força do sinal em uma certa direção e geralmente em relação a uma antena de referência isotrópica, entretanto, não será abordado aqui.

Uma antena pode ser modelada como um resistor em série com uma resistência de radiação, desde que as medidas sejam feitas na freqüência de ressonância, para não ter que introduzir reatâncias no modelo da fig.a1.

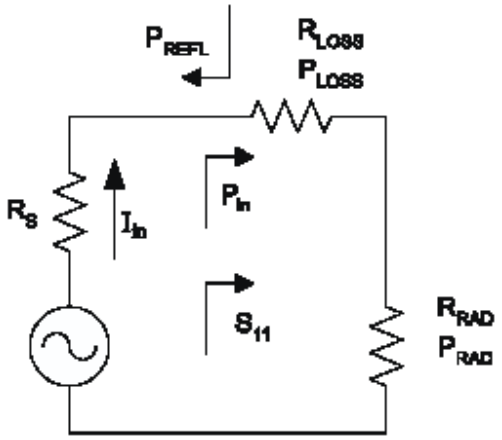


Figura a1 – Modelo de resistências para uma antena[AGAHI]

Segundo o modelo acima, pode-se escrever a eficiência como sendo[AGAHI]:

$$\eta = \frac{P_{RAD}}{P_{in}} = \frac{P_{RAD}}{P_{RAD} + P_{LOSS}} = \frac{R_{RAD}}{R_{RAD} + R_{LOSS}}$$

onde,

R_{RAD} - impedância medida sem wheeler cap na freqüência de ressonância;

R_{LOSS} - impedância medida com wheeler cap na freqüência de ressonância;

η_{medido} - eficiência medida;

Wheeler Cap é um método de medida de eficiência que consiste em cobrir a antena com uma esfera condutiva de raio entre o campo próximo de armazenamento de energia e o campo distante de radiação. Está transição ocorre em uma distância de:

$$raio = \frac{\lambda}{2\pi}$$

Este tamanho é necessário para que a esfera possa refletir toda a energia radiada pela antena e mesmo assim não haja perturbação no campo próximo. O ideal é utilizar uma esfera completa, mas uma semi-esfera, fig.a2, com um plano de terra em baixo funciona bem. Se a antena a ser medida não cabe dentro das dimensões da esfera, pode-se fazer um cilindro, desde que o raio interno satisfaça a condição acima.

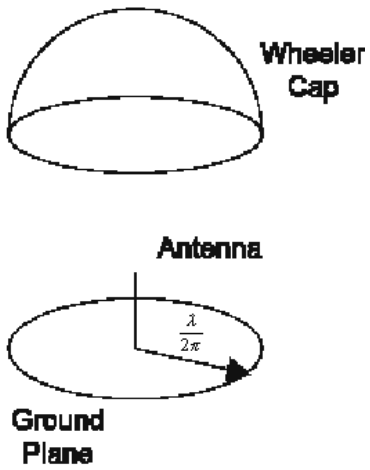


Figura a2 – Wheeler cap semi-esférico

Para antenas eletricamente pequenas da ordem de $L < \lambda / 10$, a resistência de radiação é muito pequena em comparação com a resistência de 50 Ω da fonte, então o método para obtenção

da eficiência para este caso é o método de perda de potência constante, onde a eficiência é dada por:

$$\eta = \frac{|S_{11WC}|^2 - |S_{11FS}|^2}{1 - |S_{11FS}|^2}$$

onde,

S_{11WC} é o valor de S_{11} com wheeler cap e

S_{11FS} é o valor de S_{11} no espaço livre, ou seja sem wheeler cap.

À medida que a antena fica maior a resistência de radiação aumenta, conseqüentemente a perda de potência deixa de ser constante. Então, para tamanhos moderados de antenas, ou seja L > λ / 10, o método que mais se adequa e o de resistor de perdas constantes, com a eficiência dada por:

$$\eta = 1 - \frac{(1 - S_{11FS})(1 + S_{11WC})}{(1 + S_{11FS})(1 - S_{11WC})}$$

Foi montado em laboratório um sistema de medida de eficiência wheeler cap para uma antena de microfita com freqüência de ressonância em 2 GHz, como mostra a fig.a3

Figura a3 – Wheeler Cap cilíndrico para medida de eficiência em 2 GHz construído em laboratório

Para esse comprimento de onda o modelo mais exato é o de resistor de perdas constantes, então com o auxílio do Analisador de Redes HP 8714ET disponível no laboratório, mediu-se os valores de S_{11} com e sem o wheeler cap mostrados abaixo:

S_{11FS}	-0.065
S_{11WC}	-0.208
$\eta_{measured}$	79%

O valor de eficiência da antena simulada no programa IE3D foi de $\eta_{simulado} \cong 85\%$, o que é uma aproximação tolerável, tendo em vista as limitações do IE3D (trabalha com planos infinitos) e a perda no dielétrico fica independente da freqüência, o que não é o caso do substrato real utilizado.

Publicações Resultantes deste Trabalho

Kretly, L. C.; Silva, A. T. A.; Sodre JR., A. C. *Beam Steering Technique Through Multiple Vee-antenna Switching*. In: X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, 10., 2002, Recife. Anais...: Sociedade Brasileira de Microondas e Optoeletrônica, 2002. p. 282–284.

Kretly, L. C.; Sodre JR., A. C.; Silva, A. T. A. *Radiation Characteristics of Slot Antenna Array for WLAN at 5.2GHz*. In: X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, 10., 2002, Recife. Anais...: Sociedade Brasileira de Microondas e Optoeletrônica, 2002. p. 285–288.

Kretly, L. C.; Sodre JR., A. C.; Silva, A. T. A. *Analysis of Directive Characteristics of a Hexagonal Antenna Array for Mobile Communications*. In: X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, 10., 2002, Recife. Anais...: Sociedade Brasileira de Microondas e Optoeletrônica, 2002. p. 591–594.

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, CPWFed, Designed to Operate at *Ka* Band with PBG, Photonic BandGap Matrix. In: Iternational 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 KaBand*. 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. *Microstrip Patch Antennas, CPWFed with PBG, Photonic BandGap, 2D Metallic Matrix on Alumina to operate in Ka Band*. In: INTERNATIONAL MICROWAVE AND OPTOELECTRONICS CONFERENCE,9., 2001, Pará. Anais... Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers,Inc, 2001. p. 219–222.

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.

Referências bibliográficas

Agahi, D. and Domino, W. *Efficiency Measurements of Portable-Handset Antennas Using the Wheeler Cap*. Technical Features. Conexant Systems Inc.

B. Elamaran, I. Chio, L.Y. Chen and J. C. Chiao, *Using Reconfigurable PBG Structures for Phase Shifting in a Planar Phased Array*. The 2000 IEEE APS International Symposium USNC/URSI National Radio Science Meeting, Salt Lake City, UT, July 16-21, 2000.

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.

Brookner, E., *Major advances in phased arrays*: Part I, Microwave J., pp. 288-294, May 1997.

Brookner, E., *Major advances in phased arrays* : Part II," Microwave J., pp. 84-92, June 1997

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 Freqüência - 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 freqüência 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 Interconect and Microstrip Design*. 3ed. 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, Massachussets. 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 Millimenter-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.

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. *Enhaced Patch-Antenna Performance by Supressing Surface Waves Using Photonic-BandGap Substrates*. Transactions on Microwave and Theory Techniques, v. 47, n. 11, p. 2131–2138, Nov. 1999.

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. 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 Propagatation 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.: John Wiley & Sons, Inc., 1989. 707 p.

Jackson, J. D. *Classical Electrodynamics*. 1 ed. 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: JohnWiley & Sons, 1996. 673 p.

Klohn, K. L.; Horn, R. E., Lacobs, H. J. and Freiberg, E., *Silicon waveguide frequency scanning linear array antenna*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 26, no. 10, pp. 764-773, Oct. 1978

Kraus, J. D. *Antennas*. 2 ed. 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.

Kretly, L.C., Mararangoni, L.C., A. Távora A. S. *CPW-FULL-ANTENNA: a novel class of radiator for Microwave Application.* IV CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo.Natal-RN, November 2000.

Lee, R. K. et al. *Photonic bandgap disk laser*. Electronics Letters, v. 35, n. 7, p. 569–570, Apr. 1999.

Liberti, J. C. e Rappaport Jr., T. S. *Smart Antennas for Wireless Communications IS-95 and Third Generation CDMA Applications*, Prentice Hall PTR, 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 wavelenghts*. 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.

Marangoni, L. C. *Aplicação de estruturas PBG em dispositivos planares de microondas – linhas e antenas – em substratos dielétricos e semicondutores: Desenvolvimento de tecnologia e caracterização*. Tese de mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica – UNICAMP, Campinas – SP, setembro 2001.

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.

Monot, J. J., Thibault, J., Chavalier, P., PIPON, F., MAYRARGUE, S. and LAVY, A. *A fully programmable prototype for the experimentation of the SDMA concept and use of smart antennas for UMTS and GSM/DCS1800 networks*. Personal Indoor and Mobile Radio Communications, vol. 2, pp.534-538, Outubro 1997

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 hte 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.

Ponchak, G. E.; Margomenos, A.; Katehi, L. P. B. *Low Loss, FiniteWidth 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. *Broad-band power amplifier using dielectric photonic bandgap structure*. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, v. 8, n. 1, p. 13–14, Jan. 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.

Reitz, J. D.; Milford, F. J. *Foundations of electromagnetic theory*. 2 ed. 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 μm*. 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 multlayer 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.

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. John Wiley & Sons, 2001. 439 p.

SU8. SU-8: *A thick photo-resist for MEMS*. Disponível em: <http://aveclafaux.freeservers.com/SU-8.html>. Acesso em: setembro 2001.

Thèvenot, M. et al. *Directive Photonic Bandgap Antennas*. Transactions on Microwave and Theory Techniques, v. 47, n. 11, p. 2115–2121, Nov. 1999.

Weinschel, H. D. *A cilindrical 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-machinning 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 Gyormagnetic 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 nonspeherical 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.