



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
COMPUTAÇÃO



Inteligência Computacional Aplicada na Otimização de Efeitos Causados pelo Uso de Estruturas *PBG* em Antenas de Microfita

Ádller de Oliveira Guimarães

Orientador: Prof. Dr. José Patrocínio da Silva

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Engenharia Elétrica, Telecomunicações) como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Ciências.

Número de Ordem do PPgEEC: D185
NATAL-RN
2016

Catálogo da Publicação na Fonte
Universidade Federal do Rio Grande do Norte - Sistema de Bibliotecas
Biblioteca Central Zila Mamede / Setor de Informação e Referência

Guimarães, Ádller de Oliveira.

Inteligência computacional aplicada na otimização de efeitos causados pelo uso de estruturas PBG em antenas de microfita / Ádller de Oliveira Guimarães. - 2016.

85 f. : il.

Tese (Doutorado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação. Natal, RN, 2016.

Orientador: Prof. Dr. José Patrocínio da Silva.

1. Antenas de microfita - Tese. 2. Photonic Band Gap (PBG) - Tese. 3. Inteligência computacional - Tese. 4. Redes neurais - Tese. I. Silva, José Patrocínio da. II. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 621.396.67



Universidade Federal do Rio Grande do Norte
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
COMPUTAÇÃO**

ATA Nº 185

Aos dois dias do mês de dezembro do ano de dois mil e dezesseis, foi realizada a 185ª sessão de defesa de tese de doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN, na qual o doutorando Adller de Oliveira Guimarães apresentou o trabalho que tem como título: Inteligência Computacional Aplicada na Otimização de Efeitos Causados pelo Uso de Estruturas PBG em Antenas de Microfita. A sessão teve início às 09h00min, tendo a banca examinadora sido constituída pelos seguintes participantes: José Patrocínio da Silva (Dr. UFRN, Orientador), Humberto César Chaves Fernandes (Dr. UFRN, Examinador Interno ao Programa), Laércio Martins de Mendonça (Dr. UFRN, Examinador Interno ao Programa), Jonathan Paulo Pinheiro Pereira (Dr. IFRN, Examinador Externo à Instituição) e Marinaldo Pinheiro de Sousa Neto (Dr. IFRN, Examinador Externo à Instituição). Após a apresentação do trabalho e o exame pela banca, o doutorando foi considerado APROVADO, tendo sido lavrada a presente ata, que vai assinada pelos examinadores e pelo doutorando. A versão final da tese deverá ser entregue ao programa, no prazo máximo de 60 dias, contendo as modificações sugeridas pela banca examinadora e constante na folha de correção anexa. Conforme o Artigo 49 da Resolução 197/2013 - CONSEPE, o candidato não terá o título se não cumprir as exigências acima.

Dr. JONATHAN PAULO PINHEIRO PEREIRA, IFRN

Examinador Externo à Instituição

Dr. MARINALDO PINHEIRO DE SOUSA NETO, IFRN

Examinador Externo à Instituição

Dr. HUMBERTO CÉSAR CHAVES FERNANDES, UFRN

Examinador Interno

Dr. LAÉRCIO MARTINS DE MENDONÇA, UFRN

Examinador Interno

Dr. JOSE PATROCÍNIO DA SILVA, UFRN

Presidente

ADLLER DE OLIVEIRA GUIMARÃES

Doutorando

A DEUS, aos meus pais José Linhares e Maria
Gorete, à minha esposa Tycianne
Janynne e ao meu irmão
Anderson de Oliveira.

“Tudo tem o seu tempo determinado, e há tempo
para todo propósito debaixo do céu”

(Eclesiastes 11, 1-2)

Agradecimentos

A Deus, o qual sempre me iluminou nos momentos difíceis de todas as etapas do doutorado, proporcionando saúde e força para vencer os desafios nessa nova fase da vida acadêmica.

Aos meus pais José Linhares e Maria Gorete, e ao meu irmão Anderson de Oliveira, sem os quais eu não teria adquirido a educação necessária à base de minha formação.

À minha esposa Janyne Oliveira, que se fez presente em todos os momentos, me apoiando e dando a força para a vitória.

Ao meu orientador, Prof. Dr. José Patrocínio da Silva, pelos ensinamentos, disponibilidade e confiança depositada em meu potencial desde a graduação em Engenharia de Energia, Mestrado em Sistemas de Comunicação em Automação e Doutorado em Engenharia Elétrica e de Computação.

Ao amigo, Prof. Dr. Jonathan Paulo Pinheiro Pereira, pela disponibilidade sempre que solicitado, pela credibilidade depositada ao trabalho e, principalmente, pelos ensinamentos necessários à conclusão do mesmo.

Ao Prof. Dr. Humberto César Chaves Fernandes e Dr. Marinaldo Pinheiro de Souza Neto, pelas sugestões dadas no exame de qualificação, necessários à melhoria da qualidade do trabalho. Ao Prof. Dr. Laércio Martins de Mendonça por aceitar o convite para compor à banca de defesa e contribuir para a melhoria da tese.

Aos demais professores, em nome dos quais gostaria de destacar o Professor Alfredo do IFPB/João Pessoa, que sempre nos deu acesso ao Laboratório GTEMA para as medições das antenas.

Aos amigos e colegas do doutorado (Tarcísio, Chagas, Otávio, Emmanuel, Lucas, Sâmia, Adelson, Reuber, Egmídio, Jorge, Dênnison e José), pela parceria e amizade.

A toda minha família, em especial a minha cunhada Brígida Helen e meus sobrinhos João Victor, Ádller e a princesa Nicolý, além dos meus tios (as) Fátima, Eunice, Maria das Graças, Manoel, Miguel, Francisco e Valmir, que me deram um importante apoio no início da minha vida acadêmica.

A UFERSA/Pau dos Ferros por ter me concedido o afastamento integral das atividades de ensino para que pudesse concluir o doutorado.

Ao apoio estrutural da UFRN/Natal, e suporte técnico do IFRN/Mossoró para fabricação e medição da antenas.

Resumo

A crescente demanda por tecnologia de comunicação sem fio na sociedade moderna exige a construção de circuitos integrados de micro-ondas cada vez mais sofisticados. Neste sentido, as antenas planares de microfita se destacam devido seus tamanhos reduzidos e por serem utilizadas em diversas aplicações, com ênfase em aeronaves, satélites e sistemas de comunicações móveis. Em adição, pesquisas recentes mostram o uso da inteligência computacional na área de telecomunicações para análise de novas aplicações em antenas de microfita, como também na otimização das aplicações existentes, buscando um melhor desempenho na recepção e/ou transmissão de sinais. Nesse contexto, o presente trabalho tem como objetivo obter as propriedades de radiação de antenas de microfita com uso de novos modelos de estruturas do tipo *Photonic Band Gap (PBG)*, baseadas em malhas com distribuições periódicas e quase periódicas, aplicadas no substrato. Nos procedimentos práticos construiu-se protótipos de antenas que foram utilizados para obter um banco de dados para alimentar o processo de treinamento de uma Rede Neural Artificial (RNA), visando a obtenção da frequência de operação das antenas. Por fim, foi otimizado o procedimento de obtenção da frequência de projeto e estrutura *PBG* necessários para a antena ressoar em uma dada frequência de operação. De acordo com os resultados obtidos, pode-se concluir que é possível à utilização de uma RNA na otimização de um projeto de antenas de microfita com substrato *PBG*. A validação dos resultados fornecidos pela RNA foi realizada com base na construção de protótipos das antenas, os quais apresentaram uma boa concordância entre os valores simulados e medidos.

Palavras-chave: Antenas de microfita, *Photonic Band Gap (PBG)*, Inteligência computacional e Redes neurais.

Abstract

The increasing demand for wireless technology in contemporary society requires the construction of integrated microwave circuits each time more sophisticated. In this sense, the planar microstrip antenna stands out because their small sizes and used in various applications, with emphasis on airplanes, satellites and mobile communication systems. In addition, recent researches shows the use of computing intelligence in telecommunications for analysis of new applications at microstrip antennas, as also the optimization of existing applications, searching for a better performance at the reception and / or signal transmission. In this context, this work has as objective get the radiation properties of microstrip antennas using the new models of Photonic Band Gap (PBG) structures based in meshes with periodic distributions and quasi-periodic printed on the substrate. In the practical procedures, prototypes of antennas were constructed that were used to obtain a database to feed the training process of an Artificial Neural Network (ANN), in order to obtain the resonance frequency of antennas. Finally, it was optimized the procedure for obtaining the project frequency and *PBG* structure required for a given operating frequency. According to the results, it can be concluded that it is possible to use an ANN in the optimization of a project of microstrip antenna with *PBG* substrate. The validation of the results provided by the ANN was based on building prototypes of the antennas, which showed good agreement between the simulated and measured values.

Keywords: Microstrip antennas, *Photonic Band Gap (PBG)*, Computational intelligence and Neural networks.

Sumário

Lista de Figuras	iv
Lista de Tabelas	viii
Lista de Símbolos e Abreviaturas.....	ix
Capítulo 1 Introdução	1
1.1 Objetivos.....	2
1.2 Motivação	2
1.3 Estrutura do Trabalho	3
Capítulo 2 Antenas de Microfita	4
2.1 Contextualização e Definições	4
2.2 Parâmetros das Antenas.....	5
2.2.1 Diagrama de Radiação	5
2.2.2 Diretividade	6
2.2.3 Eficiência.....	7
2.2.4 Ganho	7
2.2.5 Largura de Banda	8
2.2.6 Perda de Retorno	8
2.3 Métodos de Alimentação	9
2.3.1 Alimentação por Linha de Microfita.....	9
2.3.2 Alimentação por Cabo Coaxial.....	10
2.3.3 Alimentação por Acoplamento	11
2.3.4 Alimentação por Proximidade	11
2.4 Métodos de Análise	12
2.4.1 Métodos Aproximados.....	12
2.4.1.1 Método da Linha de Transmissão	12

2.4.1.2 Modelo da Cavidade	15
2.4.2 Métodos de Onda Completa.....	16
Capítulo 3 Tecnologia PBG.....	17
3.1 Definições Básicas	17
3.2 Estruturas Cristalinas Bidimensionais	21
3.3 Estruturas de Quase-Cristais Fotônicos	21
3.4 Determinação da Constante Dielétrica Efetiva de uma Estrutura PBG	23
Capítulo 4 Redes Neurais Artificiais.....	24
4.1 Definições Básicas sobre RNA	24
4.2 Neurônios Biológicos x Neurônios Artificiais.....	25
4.3 Arquitetura das RNA	27
4.3.1 Redes de Alimentação Direta (<i>Feedforward</i>).....	28
4.3.1.1 Redes <i>Feedforward</i> com Única Camada	28
4.3.1.2 Redes <i>Feedforward</i> com Múltiplas Camadas	28
4.3.2 Redes Recorrentes (<i>Feedback</i>)	29
4.4 Paradigmas de Aprendizagem.....	30
4.4.1 Aprendizagem supervisionada.....	31
4.4.1.1 Algoritmo de Retropropagação (<i>Backpropagation</i>)	31
4.4.1.2 Algoritmo de Levenberg-Marquardt	32
4.4.2 Aprendizagem Não-Supervisionada.....	32
Capítulo 5 Resultados e Análise dos Protótipos.....	34
5.1 Introdução	34
5.2 Estudo da Variação do Diâmetro d dos Furos no Substrato PBG com Simetria Periódica Hexagonal	35
5.2.1 Resultados das Simulações	36
5.2.2 Resultados Experimentais	41
5.2.3 Conclusões – Estudo da Variação do Diâmetro	46

5.3 Estudo da Variação do Substrato Através de Estruturas <i>PBG</i> Quase-Periódicas com Simetrias 6-vezes, 12-vezes e 6-vezes modificada.....	46
5.3.1 Resultados das Simulações	47
5.3.2 Resultados Experimentais	51
5.3.3 Conclusões – Estudo da Variação das Simetrias <i>PBG</i>	55
Capítulo 6 Otimização de Projeto por Redes Neurais.....	56
6.1 Definição da Problemática	56
6.2 Descrição da estratégia com Redes Neurais Artificiais	57
6.2.1 Estudo 1.....	57
6.2.1.1 Geração do Banco de Dados	58
6.2.1.2 Treinamento	60
6.2.1.3 Resultados da RNA	61
6.2.2 Estudo 2.....	64
6.2.2.1 Geração do Banco de Dados	65
6.2.2.2 Treinamento	66
6.2.2.3 Resultados da RNA.....	67
6.2.2.4 Resultados Experimentais	69
6.3 Conclusões – Otimização de Projeto por Redes Neurais	73
Capítulo 7 Conclusões e Trabalhos Futuros	74
Referências Bibliográficas	76
Anexo	81

Lista de Figuras

Figura 2.1: Antena de Microfita com <i>patch</i> Retangular: (a) Vista frontal e (b) Vista posterior	4
Figura 2.2: Formas típicas de elementos de plaquetas de microfita	5
Figura 2.3: Diagrama de radiação tridimensional	6
Figura 2.4: Alimentação por linha de microfita: (a) uso do <i>inset-fed</i> , (b) transformador de $\lambda/4$	10
Figura 2.5: Alimentação por cabo coaxial	10
Figura 2.6: Alimentação por acoplamento	11
Figura 2.7: Alimentação por proximidade	11
Figura 2.8: (a) Efeito franja com um incremento Δl (b) Distribuição dos campos elétricos ao longo da antena	12
Figura 2.9: Distribuição de carga e densidade de corrente em uma antena energizada	15
Figura 3.1: Regimes de espalhamento: (a) em meio homogêneo (b) espalhamento incoerente e (c) espalhamento coerente	18
Figura 3.2: Estrutura com periodicidade unidimensional	19
Figura 3.3: Estrutura com periodicidade bidimensional	19
Figura 3.4: Estrutura com periodicidade tridimensional	20
Figura 3.5: Estrutura <i>PBG</i> bidimensional	21
Figura 3.6: (a) Célula de Quase Cristal Fotônico, (b) Estrutura de Quase Cristal Fotônico com simetria 6 vezes e (c) Estrutura de Quase Cristal Fotônico com simetria 12 vezes	22
Figura 4.1: Representação de uma RNA com detalhe para os neurônios e conexões	24
Figura 4.2: Neurônio Biológico	25
Figura 4.3: Modelo não-linear de neurônio artificial	26
Figura 4.4: Rede de alimentação direta com uma única camada de neurônios	28
Figura 4.5: Estrutura de uma rede <i>MLP</i> clássica	29
Figura 4.6: Rede recorrente (<i>feedforward</i>)	30
Figura 4.7: Propagação dos sinais no algoritmo <i>backpropagation</i>	31
Figura 4.8: Quadro-resumo da topologia e formas de treinamento da RNA	33
Figura 5.1: Antena de referência de <i>patch</i> retangular	35
Figura 5.2: (a) Célula padrão de simetria hexagonal, (b) Configuração 1, (c) Configuração 2 e (d) Configuração 3	36

Figura 5.3: Comparação S_{11} em função da frequência de operação entre a antena de referência e as configurações de antenas <i>PBG</i> propostas.....	37
Figura 5.4: Diagramas 2D e 3D da antena de referência para frequência de 9,03 GHz.....	38
Figura 5.5: Diagramas 2D e 3D configuração 1 para frequência de 9,28 GHz.....	38
Figura 5.6: Diagramas 2D e 3D da configuração 2 para frequência de 9,72 GHz	38
Figura 5.7: Diagramas 2D e 3D da configuração 3 para frequência de 13,49 GHz	39
Figura 5.8: Distribuição de campo elétrico no substrato da antena de referência	39
Figura 5.9: Distribuição de campo elétrico no <i>patch</i> para a configuração 1	40
Figura 5.10: Distribuição de campo elétrico no substrato da antena de configuração 2	40
Figura 5. 11: Distribuição de campo elétrico a configuração 3.....	40
Figura 5.12: Prototipadora LPKF <i>ProtoMat S42</i>	41
Figura 5.13: Antenas construídas com auxílio da LPKF <i>ProtoMat S42</i>	41
Figura 5.14: Analisador de rede vetorial modelo (a) <i>E5071C (300kHz-20GHz)</i> e (b) <i>N5230A (300kHz-13,5GHz)</i>	42
Figura 5. 15: Comparação entre os valores simulados e medidos de S_{11} em função da frequência de operação para $d = 1,0$ mm.....	42
Figura 5.16: Comparação entre os valores simulados e medidos de S_{11} em função da frequência de operação para $d = 1,5$ mm.....	43
Figura 5.17: Comparação entre os valores simulados e medidos de S_{11} em função da frequência de operação para $d = 2,5$ mm.....	44
Figura 5.18: Impedância de entrada para a antena com $d=1,0$ mm na faixa de frequência de 8 à 10 GHz.....	44
Figura 5.19: Impedância de entrada para a antena com $d=1,5$ mm na faixa de frequência de 8 à 10 GHz.....	45
Figura 5.20: Impedância de entrada para a antena com $d=2,5$ mm na faixa de frequência de 12 à 14 GHz.....	45
Figura 5.21: Antenas <i>PBG</i> quase-periódicas com simetria (a) 6-vezes, (b) 12-vezes e (c) 6-vezes modificada, com detalhe para as células padrão que origina cada simetria localizada à esquerda das respectivas antenas	47
Figura 5.22: Comparação do S_{11} em função da frequência de operação entre a antena de referência e as configurações de antenas <i>PBG</i> propostas.....	48
Figura 5.23: Diagramas 2D e 3D da configuração 1 para frequência de 10,10 GHz	49
Figura 5.24: Diagramas 2D e 3D da configuração 2 para frequência de 10,60 GHz	49

Figura 5.25: Diagramas 2D e 3D da configuração 3 para frequência de 10,54 GHz	50
Figura 5.26: Distribuição de campo elétrico da figuração 1 para frequência de 10,10 GHz ...	50
Figura 5.27: Distribuição de campo elétrico da configuração 2 para frequência de 10,60 GHz	50
Figura 5.28: Distribuição de campo elétrico da configuração 3 para frequência de 10,54 GHz	51
Figura 5.29: Antenas construídas com auxílio da <i>LPKF ProtoMat S42</i>	51
Figura 5.30: Comparação da S_{11} em função da frequência de operação entre os valores simulados e medidos da antena <i>PBG</i> quase-periódica com simetria 6-vezes	52
Figura 5.31: Comparação do S_{11} em função da frequência de operação entre os valores simulados e medidos da antena <i>PBG</i> quase-periódica com simetria 12-vezes	52
Figura 5.32: Comparação da S_{11} em função da frequência de operação entre os valores simulados e medidos da antena <i>PBG</i> quase-periódica com simetria 6-vezes modificada	53
Figura 5.33: Impedância de entrada para a antena com simetria 6-vezes na faixa de frequência de 9 à 11 GHz	54
Figura 5.34: Impedância de entrada para a antena com simetria 12-vezes na faixa de frequência de 8 à 12 GHz	54
Figura 5.35: Impedância de entrada para a antena com simetria 6-vezes modificada na faixa de frequência de 10 à 12 GHz	55
Figura 6.1: Efeitos do uso do <i>PBG</i> no substrato de antenas de microfita com <i>patch</i> retangular	56
Figura 6.2: Estrutura da RNA proposta	58
Figura 6.3: Diagrama esquemático do procedimento de geração do banco de dados	58
Figura 6.4: Modelo da antena de microfita <i>PBG</i> hexagonal: (a) Vista frontal e, (b) Vista lateral	59
Figura 6.5: Diagrama esquemático do procedimento de treinamento da rede neural	61
Figura 6.6: Desempenho da rede neural durante o treinamento	62
Figura 6.7: Curvas de regressão para as fases de treino, validação e teste.....	62
Figura 6.8: Estrutura da RNA proposta	65
Figura 6.9: Desempenho da rede neural durante o treinamento	67
Figura 6.10: Curvas de regressão para as fases de treino, validação e teste.....	68
Figura 6.11: Antenas construídas com auxílio da <i>LPKF ProtoMat S42</i>	69

Figura 6.12: Comparação do S_{11} em função da frequência de operação entre os valores simulados da antena de referência, simulados e medidos da antena 1	70
Figura 6.13: Impedância de entrada para a antena 1 na faixa de frequência de 5,5 à 6,5 GHz	71
Figura 6.14: Comparação do S_{11} em função da frequência de operação entre os valores simulados da antena de referência, simulados e medidos da antena 8.....	72
Figura 6.15: Impedância de entrada para a antena 8 na faixa de frequência de 6 à 7 GHz.....	72

Lista de Tabelas

Tabela 5.1: Parâmetros das simulações apresentadas na Figura 5.3	37
Tabela 5.2: Parâmetros das simulações apresentadas na Figura 5.22	48
Tabela 6.1: Banco de dados da RNA - Estudo 1	60
Tabela 6.2: Dados de validação da RNA.....	63
Tabela 6.3: Dados de validação da RNA.....	64
Tabela 6.4: Banco de dados da RNA - Estudo 2	66
Tabela 6.5: Dados de validação da RNA.....	69
Tabela A1: Banco de dados da RNA - Estudo 1	81
Tabela A2: Banco de dados da RNA - Estudo 2	83

Lista de Símbolos e Abreviaturas

L	Comprimento do <i>patch</i>
W	Largura do <i>patch</i>
h	Espessura do substrato
f_r	Frequência de ressonância
y_0	Comprimento da fenda
g	Largura da fenda
W_0	Comprimento da linha de microfita
d	Diâmetro dos furos de ar
Λ	Distância entre os centros dos furos de ar
ϕ	Ângulo do vetores campo elétrico e magnético
ΔL	Variação de comprimento da antena
D_0	Diretividade máxima
D	Diretividade
E	Campo elétrico
e_0	Eficiência da antena
e_r	Eficiência de reflexão
e_c	Eficiência condutiva
e_d	Eficiência dielétrica
e_{cd}	Eficiência de radiação
ϵ_0	Constante dielétrica no espaço livre
ϵ_{ref}	Constante dielétrica efetiva
ϵ_r	Constante dielétrica relativa
μ_0	Permeabilidade no espaço livre
δ	Tangente de perdas
v_0	Velocidade das ondas eletromagnéticas no espaço livre
Γ	Coefficiente de reflexão
λ	Comprimento de onda
G	Ganho da antena
G_1	Condutância na fenda

G_{12}	Condutância mútua entre as fendas
H	Campo magnético
I_1	Corrente na fenda
R_{in}	Resistência de entrada de ressonância
J_0	Função de Bessel de ordem zero
I_{max}	Corrente máxima
I_{min}	Corrente mínima
V_{max}	Tensão máxima
V_{min}	Tensão mínima
V_i^+	Tensão de onda incidente
V_i^-	Tensão de onda refletida
U	Intensidade de radiação
U_o	Intensidade de radiação de uma fonte isotrópica
Z_0	Impedância característica
Z_c	Impedância da carga
S_{11}	Coeficiente de reflexão
b_k	Bias
$\varphi(.)$	Função de ativação
$x_1, \dots, x_m$	Sinais de entrada da rede
$w_{k1}, \dots, w_{km}$	Conjunto de pesos
y_k	Sinal de saída da rede
u_k	Valor de saída do combinador linear
f_{cent}	Frequência central
f_{in}	Frequência inferior
f_{sup}	Frequência superior
$logsig$	Sigmoidal logística
$tansig$	Tangente hiperbólica
P_{in}	Potência interna total de entrada
P_{rad}	Potência radiada total
BW	<i>Bandwidth</i>
FR4	Fibra de vidro
<i>FEM</i>	<i>Finite Element Method</i>
LTT	Método da Linha de Transmissão Transversa

<i>PBG</i>	<i>Photonic Band Gap</i>
<i>QCF</i>	Quase Cristais Fotônicos
<i>RNA</i>	Rede Neural Artificial
<i>RL</i>	<i>Return Loss</i>
<i>VSWR</i>	<i>Voltage Stationary Wave Radio</i>
<i>MLP</i>	<i>Multilayer Perceptron</i>
<i>PML</i>	<i>Perfectly Matched Layers</i>

Capítulo 1

Introdução

As antenas de microfita têm se destacado desde a miniaturização necessária no início da corrida espacial, as quais eram utilizadas pela facilidade de se moldar às superfícies planas e não planas, até a necessidade do uso de técnicas de produção de circuitos impressos de baixa tecnologia e robustez mecânica. Devido ao avanço das tecnologias nos sistemas de comunicação moderno, que exigem a construção de circuitos integrados de micro-ondas cada vez mais sofisticados, e de problemas como baixa eficiência, potência, diretividade e estreita largura de banda, novos modelos de antenas planares de microfita têm sido estudados e utilizados em diversas aplicações, com ênfase em aeronaves, satélites e sistemas de comunicações móveis [1]-[2].

Dentre as técnicas utilizadas na otimização dos parâmetros de radiação das antenas, pode-se destacar o uso de uma tecnologia de fabricação dos substratos, conhecida como *Photonic Band Gap (PBG)* / *Eletromagnetic Band Gap (EBG)*. Esses modelos de estruturas bloqueiam a propagação das ondas eletromagnéticas em certas faixas de frequências, permitindo um aumento na largura de banda e eficiência de radiação do dispositivo sem aumentar as suas dimensões [3]-[5]. Inicialmente, a tecnologia *PBG* era utilizada com base em estruturas cristalinas do tipo periódicas. Porém, pesquisas com aplicações em fibras óticas e sua utilização no desenvolvimento de acopladores direcionais, que utilizaram distribuições com geometrias complexas denominadas Quase Cristais Fotônicos (*QCF*) [6], [7], serviram como base para a aplicação de estruturas quase-periódicas na área de micro-ondas, mais especificamente utilizando os *QCF* com simetria 12 vezes como substrato de antenas de microfita [8], [9].

Por outro lado, a utilização da técnica *PBG*, invariavelmente desloca a frequência de operação da antena para valores superiores à frequência de projeto. Este efeito é justificado, sobretudo, pela remoção de material do substrato provocado pela inclusão de furos de ar que, conseqüentemente, altera a constante dielétrica do substrato da antena. Dessa forma, o valor do deslocamento da frequência dependerá de parâmetros como o diâmetro dos furos, distância entre os seus centros e simetria na qual estão distribuídos [1], [9], [10].

Mais recentemente, estudos com o uso da inteligência computacional na área de telecomunicações para análise de novas aplicações em antenas de microfita, buscando um melhor desempenho de seus parâmetros de radiação, têm sido publicados na literatura [11]-[14].

1.1 Objetivos

Os objetivos desta tese consistem em, primeiramente, realizar um estudo sobre antenas de microfita e suas características, considerando análises de alguns modelos através de simulação computacional e construção de protótipos a partir das estruturas simuladas para obtenção das propriedades de radiação de antenas de microfita com uso da tecnologia *PBG* impressa no substrato, através da análise de parâmetros como diâmetro e simetria dos furos. Posteriormente, aplicar uma técnica computacional inteligente baseada em redes neurais artificiais visando, em um estudo 1, obter a frequência na segunda banda de operação para uma determinada configuração de antena *PBG*. Por fim, como objetivo principal desta tese, a RNA será aplicada na obtenção da frequência de projeto e parâmetros *PBG*, necessários para que as antenas possam operar na frequência de ressonância desejada.

1.2 Motivação

O crescimento da indústria de comunicações sem fio justifica a confiabilidade desse meio de comunicação para o transporte de dados, voz e vídeo. Além disso, a atual condição da sociedade da era digital fez com que todos passassem a depender cada vez mais de aplicações sem fio. Como consequência disso e com a intensificação do uso desses aparelhos (celulares, roteadores, rádios, veículos aéreos não tripulados), o mercado industrial, passou a exigir dispositivos com performance cada vez melhor.

Nesse contexto, é importante destacar que a importância desse trabalho caracteriza-se pela necessidade de otimização do projeto de antenas de microfita com substrato *PBG*. O desenvolvimento de aplicações deste porte, tendo em vista o uso da área da inteligência computacional com base em RNA, representa uma etapa imprescindível para a obtenção de novas tecnologias, podendo resultar a médio e longo prazo em aplicações experimentais de alto nível para o meio industrial, além de servir como base para futuras pesquisas na área de telecomunicações. Por fim, espera-se que os resultados deste trabalho possibilite o surgimento

de novas pesquisas dentro do estudo de antenas *PBG* com uso de técnicas inteligentes de otimização.

1.3 Estrutura do Trabalho

Discutidos os principais objetivos e motivação, a organização deste trabalho foi realizada da seguinte forma:

- No **Capítulo 2** são apresentados os conceitos fundamentais das antenas planares de microfita, onde a estrutura padrão e as características principais dessas antenas são discutidas e analisadas bem como os métodos de alimentação e análise mais utilizados por essas antenas;
- No **Capítulo 3** é exibida a teoria geral sobre os cristais e quase-cristais fotônicos *PBG*, além de discutidos os principais tipos e aplicações de estruturas cristalinas e quase-cristalinas;
- No **Capítulo 4** são apresentadas as estratégias de otimização baseadas em redes neurais artificiais, além das definições da RNA, arquitetura e paradigmas de aprendizagem da rede;
- No **Capítulo 5** é realizada uma análise através de simulação e desenvolvimento de protótipos, para verificar a influência da variação dos parâmetros *PBG* (diâmetro e simetria dos furos) nas propriedades de radiação das antenas de microfita com *patch* retangular;
- No **Capítulo 6** é abordada a otimização de projeto por redes neurais para a obtenção da frequência da segunda banda de operação, em um estudo 1, e posteriormente a obtenção da frequência de projeto e parâmetros *PBG* necessários para uma obter uma frequência de ressonância desejada. Os resultados do estudo 2 são validados experimentalmente a partir da construção e medição dos protótipos das antenas.
- No **Capítulo 7** são apresentadas as conclusões e as perspectivas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Antenas de Microfita

Neste capítulo é feita uma breve descrição da teoria básica das antenas de microfita, apresentando a sua estrutura convencional e definições, bem como as diversas geometrias utilizadas nesse trabalho. Em seguida são descritos os principais tipos de alimentação existentes e métodos de análise utilizados.

2.1 Contextualização e Definições

As pesquisas sobre antenas de microfita foram inicialmente realizadas por Deschamps em 1953 [15], mais tarde, por volta dos anos 1970, estudos mais aprofundados sobre antenas planares foram desenvolvidos a partir dos trabalhos de Byron [16] e Howell [17] e despertaram o interesse do meio acadêmico a dar mais ênfase a estes tipos de antenas. O aumento das pesquisas na busca por novos modelos de estruturas planares tem sido motivado pela miniaturização necessária, desde o início da corrida espacial e é justificada pela facilidade de se moldar às superfícies planas e não planas, além de requerer técnicas de produção de circuitos impressos de baixa tecnologia e robustez mecânica [18].

A antena de microfita é composta basicamente por uma plaqueta metálica (do inglês *patch*) impressa sobre uma camada dielétrica, em uma de suas faces e um plano metálico (plano de terra) na face oposta. A camada dielétrica separa o laminado que constitui o elemento radiante, do laminado que compõe o plano de terra e é comumente chamado substrato. A Figura 2.1 (a) e (b) mostra o modelo padrão de uma antena de microfita com elemento radiante no formato retangular.

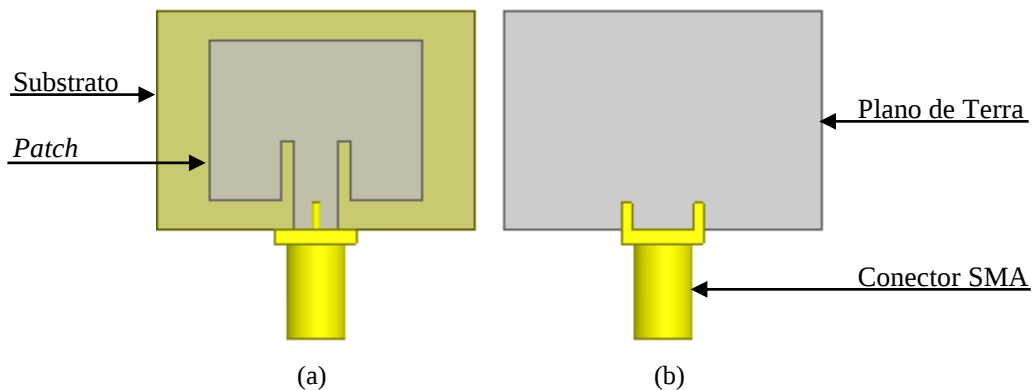


Figura 2.1: Antena de Microfita com *patch* Retangular: (a) Vista frontal e (b) Vista posterior

Fonte: (Autor, 2016)

Ao longo de décadas de pesquisa, verificou-se que o desempenho e funcionamento das antenas de microfita dependem principalmente da geometria usada para o *patch* e das características do substrato onde a antena está impressa [19]-[21]. Desse modo, o *patch* pode assumir várias geometrias conforme mostradas na Figura 2.2.

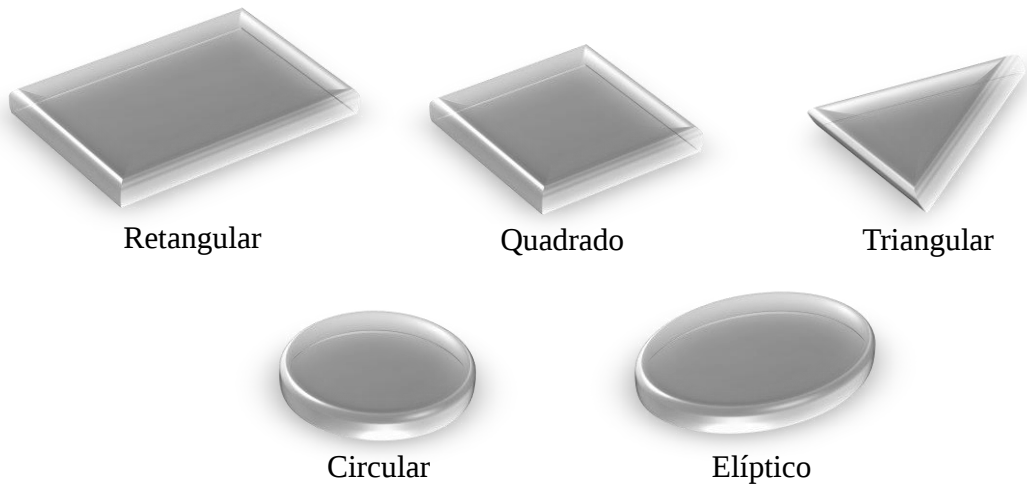


Figura 2.2: Formas típicas de elementos de plaquetas de microfita
Fonte: (Adaptado de [18])

A geometria do *patch* geralmente influencia na distribuição de corrente e por consequência na distribuição do campo na superfície. Dessa forma, a radiação pode ser descrita em termos de distribuição de corrente de superfície sobre o elemento metálico, bem como determinada através da distribuição de campo entre *patch* metálico e plano de terra.

2.2 Parâmetros das Antenas

2.2.1 Diagrama de Radiação

O diagrama de radiação de uma antena pode ser definido como uma representação gráfica das propriedades de radiação da antena em função das coordenadas espaciais [18]. Esses diagramas são constituídos pelos planos *E* e *H*. O primeiro destes, localizado no plano *x-z*, contém o vetor campo elétrico na direção de máxima radiação, também conhecido como plano de elevação ($\phi = 0$). Já o plano *H* está localizado no plano *y-z*, e refere-se àquele que contém o vetor campo magnético na direção de máxima radiação, conhecido como plano azimutal ($\phi = \pi/2$) conforme mostrado na Figura 2.3.

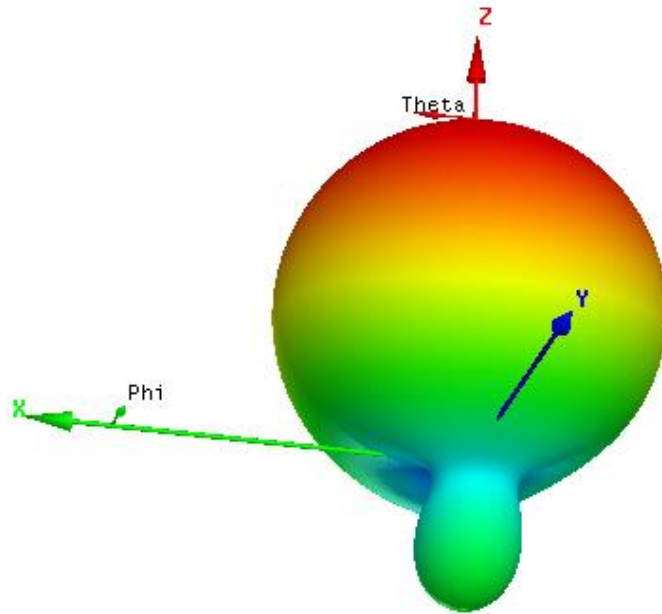


Figura 2.3: Diagrama de radiação tridimensional
Fonte: (Autor, 2016)

A partir da Figura 2.3 pode-se observar as diversas partes de um diagrama de radiação referidas como lóbulos (ou lobos), que segundo [18] podem ser classificados como lóbulos principal e lateral (secundário). O lóbulo principal é definido como o lóbulo de radiação que contém a direção de máxima radiação da antena, o qual aponta na direção $\phi = 0$. Já os lóbulos laterais (secundários) são lóbulos de radiação existentes em direções outras que não a do lóbulo principal.

Para o caso de uma antena retangular de microfita, como a utilizada no desenvolvimento desse estudo, o diagrama de radiação é projetado para uma máxima radiação na direção normal ao *patch*, denominada radiação *broadside* [18].

2.2.2 Diretividade

A diretividade de uma antena é definida como a razão entre a intensidade de radiação em uma determinada direção da antena e a intensidade de radiação média [18]. Em outras palavras, a diretividade de uma fonte não-isotrópica é igual à razão entre sua intensidade de radiação em uma determinada direção e a intensidade de radiação de uma fonte isotrópica. Matematicamente, a diretividade D é uma grandeza adimensional e pode ser representada pela Equação 2.1

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.1)$$

A direção de intensidade máxima de radiação ou máxima diretividade $D_{\max}$, quando a direção não é especificada, é dada pela Equação 2.2.

$$D_{\max} = D_0 = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}} \quad (2.2)$$

Onde D_0 é a diretividade máxima, U representa a intensidade de radiação, $U_{\max}$ a máxima intensidade de radiação, U_0 é a intensidade de radiação de uma fonte isotrópica e P_{rad} é a potência radiada total.

2.2.3 Eficiência

A eficiência total e_0 de uma antena leva em consideração as perdas nos terminais de entrada e no interior da estrutura da antena, dentre as quais pode-se destacar: as reflexões causadas por descasamento de impedância entre a linha de transmissão e a antena, e as perdas em condutores e dielétricos (I^2R) [18]. Dessa forma, a Equação 2.3 mostra o cálculo da eficiência total.

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2.3)$$

Onde e_r , e_c e e_d representam respectivamente a eficiência de reflexão, condutiva e dielétrica.

2.2.4 Ganho

O ganho é a relação, expressa em dB, entre a intensidade de radiação em uma determinada direção do espaço e a que seria obtida quando utilizada uma antena isotrópica, ambas alimentadas com a mesma potência, conforme representado na Equação 2.4 [18].

$$G = \frac{4\pi U}{P_{in}} \quad (2.4)$$

Onde G é o ganho da antena e P_{in} é a potência total de entrada.

Embora o ganho de uma antena seja aproximadamente relacionado à diretividade, esta é uma medida que leva em consideração tanto a eficiência como as propriedades direcionais da

antena. Caso a antena seja conectada à uma linha de transmissão, é necessário considerar as perdas por reflexão para um cálculo mais preciso do ganho. A Equação 2.5 mostra o ganho considerando as perdas totais da antena.

$$G = (1 - |\Gamma|) e_{cd} D = e_0 D \quad (2.5)$$

Onde Γ representa o coeficiente de reflexão, e_{cd} representa a eficiência de radiação da antena e e_0 é a eficiência total da antena.

2.2.5 Largura de Banda

É a faixa de frequência na qual o desempenho da antena está de acordo com um determinado padrão especificado [18]. Para uma antena de banda larga, a largura de banda BW (do inglês *Bandwidth*) é usualmente expressa como a razão entre as frequências superior f_{sup} e inferior f_{inf} da faixa aceitável, conforme mostrada na Equação 2.6.

$$BW = \frac{f_{sup}}{f_{inf}} \quad (2.6)$$

Para antenas de banda estreita, o percentual de largura de banda é expresso como a razão entre a diferença de frequências (superior menos inferior) e a frequência central, conforme mostrada na Equação 2.7.

$$BW = \frac{f_{sup} - f_{inf}}{f_{cent}} \quad (2.7)$$

Onde f_{sup} e f_{inf} representam, respectivamente, as frequências superior e inferior, e f_{cent} representa a frequência central.

2.2.6 Perda de Retorno

A perda de retorno é a medida da taxa de potência refletida no sistema (expressa em dB), que pode ser definida como a quantidade de sinal que retorna devido ao descasamento de impedância entre carga e a linha de transmissão [18]. Devido às reflexões na fronteira de uma linha de transmissão, a superposição entre ondas incidentes e refletidas gera um padrão de ondas estacionárias. O coeficiente de onda estacionária de tensão $VSWR$ (do inglês *Voltage Stationary Wave Ratio*) desta linha de transmissão é definido como sendo a razão entre os valores de

máximos e mínimos de tensão ($V_{\max}$ e $V_{\min}$) e corrente ($I_{\max}$ e $I_{\min}$) da onda estacionária ao longo do comprimento l da linha, dada pela Equação 2.8 [18].

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (2.8)$$

Onde Γ representa o coeficiente de reflexão dado por:

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} \quad (2.9)$$

Z_c representa a impedância da carga e Z_0 a impedância característica da linha de transmissão.

A perda de retorno RL (do inglês *Return Loss*) pode ser definida como:

$$RL(dB) = 20 \log \left| \frac{V_i^-}{V_i^+} \right| = 20 \log |\Gamma| \quad (2.10)$$

Onde V_i^+ e V_i^- representam, respectivamente, a tensão de onda incidente e refletida.

De acordo com Equação 2.10 pode-se verificar que a perda de retorno está diretamente relacionada ao coeficiente de reflexão, parâmetro S_{11} na matriz de espalhamento. Este parâmetro é muito importante para o bom desempenho de antenas, sendo aceito na prática para valores menores do que -10 dB.

2.3 Métodos de Alimentação

A alimentação do *patch* pode ocorrer de diversas formas, dentre as quais pode-se destacar a alimentação por linha de microfita, cabo coaxial, acoplamento por proximidade e acoplamento por abertura [18].

2.3.1 Alimentação por Linha de Microfita

A técnica de alimentação por linha de microfita, utilizada para a construção das antenas analisadas nesse trabalho, é realizada por meio de uma fita condutora metálica de fácil fabricação, normalmente com uma largura inferior à do *patch*. O casamento de impedância é obtido por meio do uso do *inset-fed* [22] ou do transformador de $\lambda/4$ [23] conforme mostrado na Figura 2.4.

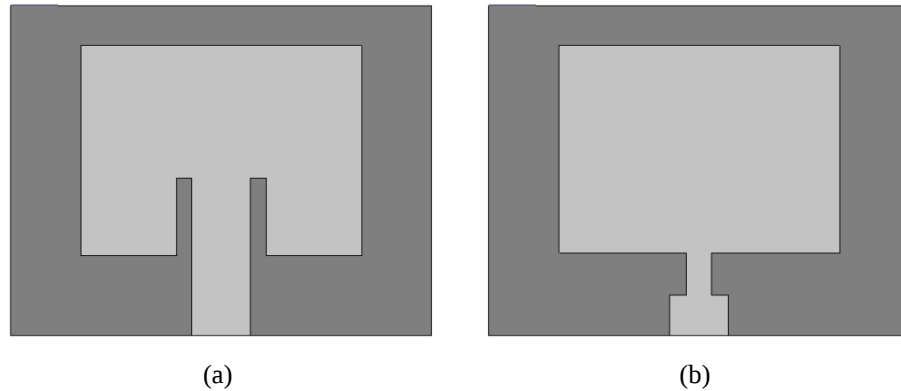


Figura 2.4: Alimentação por linha de microfita: (a) uso do *inset-fed*, (b) transformador de $\lambda/4$
Fonte: (Adaptado de [18])

É importante destacar que com o aumento da espessura do substrato, ondas de superfície e radiação espúrias podem se fazer presentes, o que reduz a eficiência da antena e limita a largura de banda [18].

2.3.2 Alimentação por Cabo Coaxial

A alimentação por cabo coaxial, também conhecida como ponto de prova coaxial, é uma técnica que utiliza o condutor interno (cabo coaxial) conectado diretamente ao *patch*, enquanto que o condutor externo é conectado ao plano de terra, conforme pode ser visto na Figura 2.5.

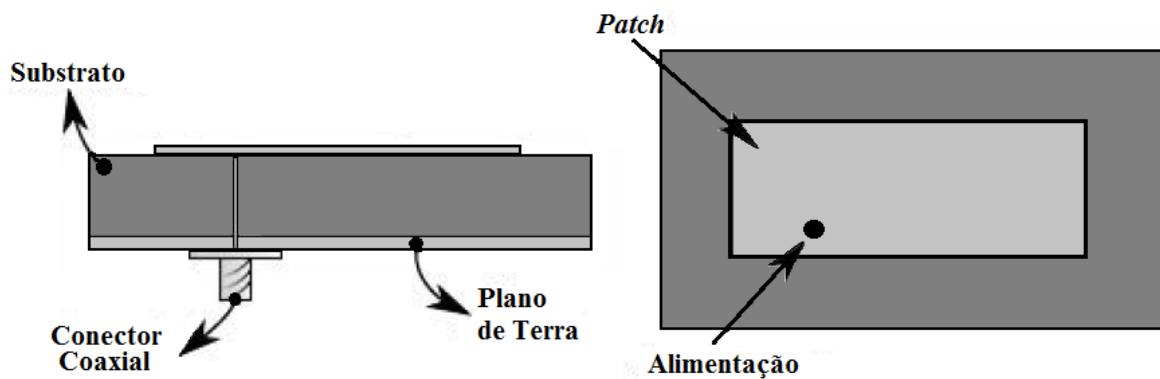


Figura 2.5: Alimentação por cabo coaxial
Fonte: (Adaptado de [18])

A principal vantagem dessa técnica de alimentação, além da facilidade na fabricação e baixos espúrios de radiação, é que o conector pode ser colocado em uma posição desejada dentro do *patch* para casar com a impedância de entrada. Por outro lado, possui largura de banda estreita quando comparada com a técnica de alimentação por linha de microfita [18].

2.3.3 Alimentação por Acoplamento

Esta técnica de alimentação consiste em dois substratos separados por um plano de terra e uma linha de microfita situada abaixo do substrato inferior que transfere a energia ao *patch* por meio de uma fenda no plano de terra, conforme mostrado na Figura 2.6.

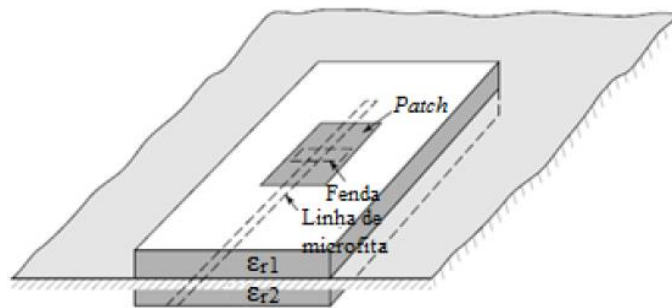


Figura 2.6: Alimentação por acoplamento
Fonte: (Adaptado de [18])

A alimentação por acoplamento possui a vantagem de permitir a redução na radiação espúria em relação aos métodos por linha de microfita e cabo coaxial, porém apresenta largura de banda estreita e processo de fabricação mais complexo [18].

2.3.4 Alimentação por Proximidade

A técnica de alimentação por proximidade consiste em uma linha de alimentação situada entre dois substratos, de modo que o *patch* é colocado sobre o substrato superior e o plano de terra sob o substrato inferior, como mostra a Figura 2.7.

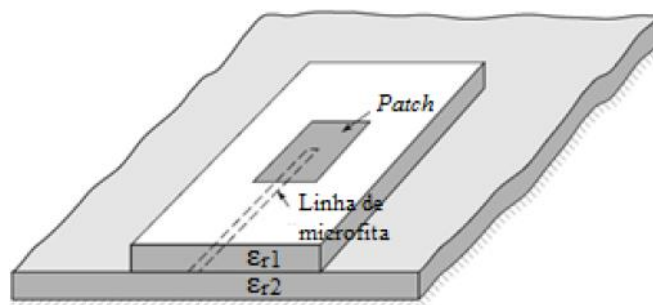


Figura 2.7: Alimentação por proximidade
Fonte: (Adaptado de [18])

Considerando todos os métodos de alimentação mencionados, este último é o que permite uma maior largura de banda à antena e baixa radiação espúria em relação às alimentações por cabo coaxial e linha de microfita. O casamento de impedância é possível a partir da variação da largura da linha de transmissão e espessura dos substratos [18].

2.4 Métodos de Análise

Existem diversos modelos matemáticos para análise das antenas de microfita. Os principais são os métodos aproximados: compostos pelo Modelo da Linha de Transmissão [24] e Modelo da Cavidade [25]; e os métodos de onda completa: dentre os quais pode-se destacar o Método dos Momentos e Método da Linha de Transmissão Transversa (LTT) [26]. Além desses, o Método dos Elementos Finitos também é bastante utilizado na análise de antenas de microfita [27].

2.4.1 Métodos Aproximados

2.4.1.1 Método da Linha de Transmissão

O Método da Linha de transmissão, utilizado no presente trabalho, apresenta uma modelagem simples e promove uma boa percepção física do procedimento. Este método considera os efeitos de borda causados pelo fato do *patch* possuir dimensões finitas, levando à um efeito de franjamento ao longo do comprimento e largura do *patch* [18]. O franjamento é quantificado em função das dimensões do *patch* e substrato da antena de forma que, no plano x - y (plano E principal), é função do comprimento (L) do *patch*, da espessura do substrato (h) e de sua permissividade relativa (ϵ_r), conforme mostrado na Figura 2.8.

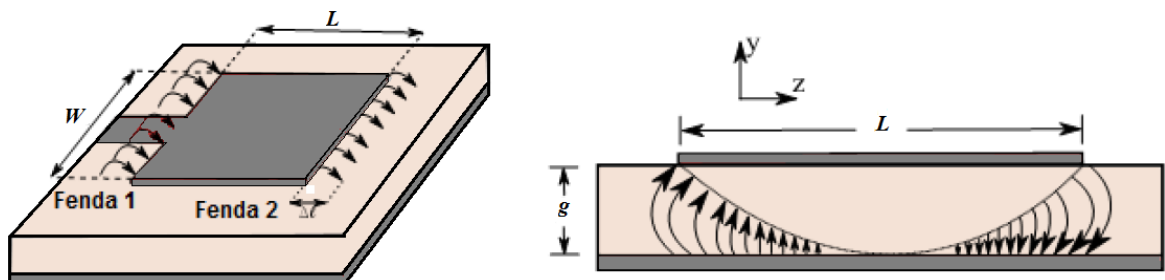


Figura 2.8: (a) Efeito franja com um incremento Δl (b) Distribuição dos campos elétricos ao longo da antena

Fonte: (Adaptado de [18])

De acordo com [18], a formulação matemática para determinar os parâmetros de projeto de uma antena de microfita por meio do método da linha de transmissão é dado a seguir:

- Determina-se a largura do *patch* através da Equação 2.11.

$$W = \frac{1}{2 f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2 f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.11)$$

- A partir da Equação 2.12, obtém-se a constante dielétrica efetiva.

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} \quad (2.12)$$

- Após determinar W e ϵ_{ref} , obtém-se a extensão de comprimento gerada pelos campos de borda a partir da Equação 2.13.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{ref} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{ref} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (2.13)$$

- O verdadeiro comprimento L da antena é obtido por meio da Equação 2.14.

$$L = \frac{1}{2 f_r \sqrt{\epsilon_{ref}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (2.14)$$

Onde W corresponde à largura do *patch*, L ao comprimento do *patch*, ΔL à variação de comprimento da antena, ϵ_0 à constante dielétrica no espaço livre, ϵ_{ref} à constante dielétrica efetiva, μ_0 à permeabilidade no espaço livre, v_0 à velocidade das ondas eletromagnéticas no espaço livre, h à espessura do substrato, e f_r à frequência de ressonância.

Para o presente trabalho, foi necessário utilizar em conjunto com o método da linha de transmissão, a técnica de *inset-fed* para o casamento de impedância da antena *patch* com a linha de alimentação. Partindo do modelo equivalente da antena por linha de transmissão, tem-se que a condutância de uma fenda pode ser dada por [18]:

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad (2.15)$$

Onde:

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\text{sen} \left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta \right)^2}{\cos \theta} \right] \text{sen}^3 \theta d\theta$$

$$= -2 + \cos(X) + XS_i(X) + \frac{\sin(X)}{X} \quad (2.16)$$

$$X = k_0 W \quad (2.17)$$

A resistência de entrada de ressonância, levando-se em consideração os efeitos mútuos entre as fendas, é dada por:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (2.18)$$

Onde o termo G_{12} representa a condutância mútua entre as fendas. Seu valor pode ser calculado por:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)^2}{\cos \theta} \right] J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta \quad (2.19)$$

Onde o termo J_0 é a função de Bessel de ordem zero. A resistência obtida em (2.18) representa o valor da resistência na borda do *patch*, para obter a largura da linha de microfita W_0 correta necessita-se utilizar a equação para o cálculo da impedância característica Z_c , dada por:

$$Z_c = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \left[\frac{W_0}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1,444 \right) \right] \quad (2.20)$$

A distância y_0 que necessita-se penetrar no *patch* para obter o casamento com o valor desejado é por:

$$\begin{aligned} R_{in}(y = y_0) &= \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) \\ &= R_{in}(y = 0) \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) \end{aligned} \quad (2.21)$$

Por fim, o valor da largura da fenda g é obtido de acordo com a equação a seguir [28]:

$$g = \frac{v_0}{\sqrt{2 \times \epsilon_{ref}}} \frac{4,65 \times 10^{-12}}{f} \quad (2.22)$$

2.4.1.2 Modelo da Cavidade

O modelo da cavidade permite a manipulação de qualquer geometria de *patch*, considerando a antena como uma cavidade com paredes ressonantes, de forma que na base e no topo há paredes elétricas e nas laterais paredes magnéticas. Os campos na antena são considerados como campos na cavidade, sendo expandidos em termos de modos ressonantes na cavidade, onde cada modo tem sua frequência de ressonância representada pela Equação 2.23 [18].

$$f_{r(mnp)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (2.23)$$

Onde os índices m , n e p representam os modos de propagação.

No momento em que a antena é energizada surge uma distribuição de cargas tanto no *patch* como no plano de terra, controlada por mecanismos de atração e repulsão, conforme mostra a Figura 2.9.

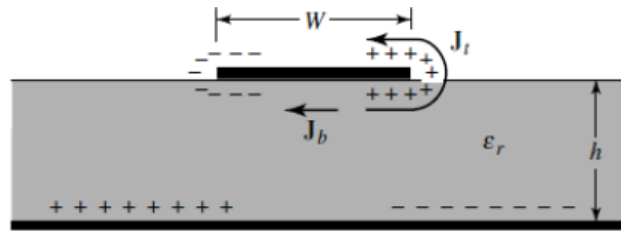


Figura 2.9: Distribuição de carga e densidade de corrente em uma antena energizada

Fonte: (Adaptado de [18])

Pode-se observar que devido à pequena espessura do substrato, as forças de atração se sobressaem frente às de repulsão, o que torna a densidade de corrente abaixo do *patch* mais significativa. Sendo assim, à medida que a espessura do substrato e da antena diminuem, é alcançado um modelo mais próximo do ideal para a antena, permitindo modelar as paredes magnéticas como condutores magnéticos perfeitos.

2.4.2 Métodos de Onda Completa

Os métodos aproximados possuem modelagem simples e promovem uma boa percepção física do procedimento, no entanto incluem uma parcela de erro devido às simplificações realizadas, principalmente quando se trata de aplicações em altas frequências e substratos anisotrópicos [18]. Nesse contexto, os métodos de onda completa se destacam pelo fato de considerar a natureza híbrida dos modos de propagação que surgem em antenas de microfita devido à interface dielétrico-ar. Dentre os métodos de onda completa mais abordados na literatura, além do método dos momentos e da Linha de Transmissão Transversa – LTT [26] citados anteriormente, pode-se destacar o Método de Transmissão Equivalente e o Método dos Potenciais Vetoriais de Hertz.

Capítulo 3

Tecnologia PBG

Neste capítulo são abordados conceitos fundamentais que envolvem as definições de cristais e quase cristais fotônicos. Por fim, é dada ênfase às estruturas *PBG* bidimensionais periódicas e quase periódicas utilizadas neste trabalho, sendo discutidas suas principais características e recentes aplicações.

3.1 Definições Básicas

Um cristal é definido como um arranjo periódico de átomos ou moléculas, e o padrão em que os átomos ou moléculas são repetidos no espaço é denominado estrutura do cristal. Por conseguinte, o cristal apresenta um potencial periódico de propagação de um elétron através dele, e tanto o material constituinte do cristal como a geometria da estrutura determinam suas propriedades de condução [29]. Nesse sentido, as estruturas *PBG* surgem como redes artificiais que atuam como as bandas de energia existentes em uma rede cristalina de átomos [30].

A tecnologia *PBG* foi inicialmente publicada em 1987 por Dr. Yablonovitch [31], que introduziu as bandas proibidas fotônicas para controle de emissão espontânea e estimulada de luz. Em 1987 não havia a certeza se um cristal poderia ser produzido experimentalmente com os índices de refração disponíveis, o que culminou na descoberta em 1990 de que a geometria cristalina do diamante era favorecida para este fim por natureza [32]. Esta descoberta levou à primeira demonstração experimental de um cristal *PBG* tridimensional em 1991 [33]. Atualmente diversos tipos de estruturas cristalinas eletromagnéticas estão sendo investigadas e fabricadas com vários materiais.

Essa tecnologia pode ser descrita por meio de uma analogia com cristais semicondutores, de modo que os cristais fotônicos atuam 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 impedidas de propagar-se ao longo do cristal [34]. Tal fato acontece devido aos modos dos fótons decaírem exponencialmente no interior da estrutura (em virtude do número de onda se tornar complexo) e, dessa forma, a luz é fortemente atenuada em todas as direções (ou apenas algumas) do arranjo

periódico [35]. Portanto, a partir do ajuste das dimensões desse cristal (distância Λ entre os centros dos furos e/ou diâmetro d dos furos), pode-se controlar a propagação de modos eletromagnéticos na estrutura de forma a permitir a propagação de modos desejados e impedir a propagação dos modos indesejados. A Figura 3.1, mostra um modelo de geometria *PBG* comparando a distância entre os furos com o comprimento de onda de propagação.

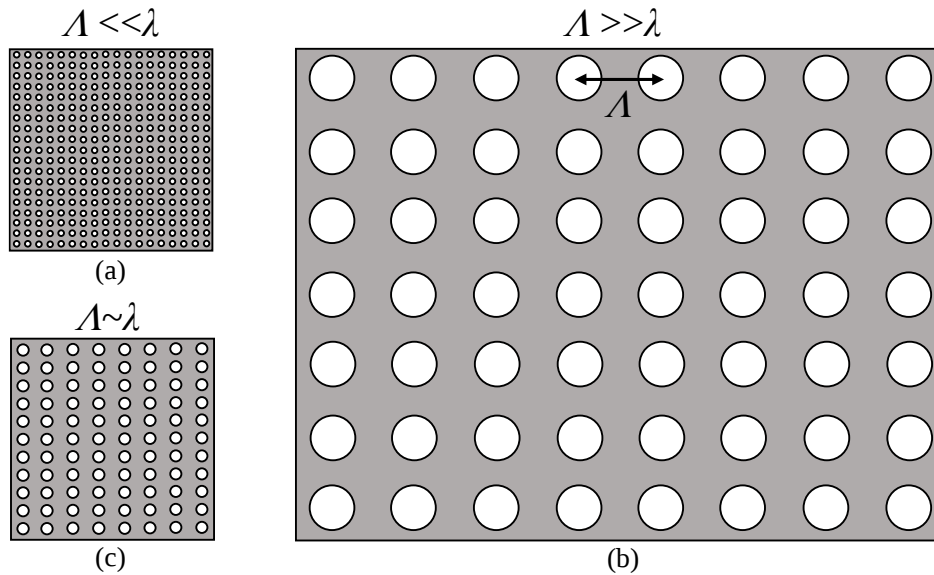


Figura 3.1: Regimes de espalhamento: (a) em meio homogêneo (b) espalhamento incoerente e (c) espalhamento coerente

Fonte: (Adaptado de [29])

O regime de funcionamento de cristais fotônicos opera entre dois regimes de espalhamento. Eles possuem dimensões comparáveis ao comprimento de onda do sinal de propagação. Sob este regime, quando as dimensões são muito menores do que o comprimento de onda ($\Lambda \ll \lambda$) conforme mostrado na Figura 3.1 (a), o meio pode ser considerado homogêneo. Acima deste limite, quando as dimensões são muito maiores do que o comprimento de onda ($\Lambda \gg \lambda$) conforme mostrado na Figura 3.1 (b), existe um espalhamento incoerente, entrando no regime da óptica geométrica. No entanto, no limite intermediário, quando as dimensões são comparáveis ao comprimento de onda de propagação ($\Lambda \sim \lambda$), o regime torna-se de espalhamento coerente, conforme mostrado na Figura 3.1 (c). Na situação intermediária, um arranjo periódico de elementos pode executar uma adição de campos espalhados ou dispersos, o que leva ao aparecimento de bandas proibidas.

Os materiais *PBG* podem ser classificados quanto ao número de dimensões que apresentam na simetria da rede em: unidimensionais, bidimensionais e tridimensionais. As estruturas unidimensionais proporcionam *gaps* em uma determinada direção de propagação da

onda eletromagnética [36], conforme mostra a Figura 3.2. Essas estruturas são usadas em aplicações que requerem o aumento do ganho de antenas utilizadas em circuito impresso [37].

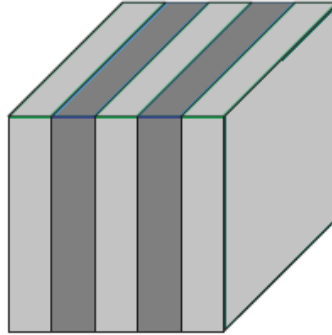


Figura 3.2: Estrutura com periodicidade unidimensional
Fonte: (Adaptado de [29])

As estruturas bidimensionais, utilizadas neste trabalho, permitem que a onda eletromagnética incidente seja refletida em qualquer direção do plano E bidimensional [36], conforme Figura 3.3. Além de serem aplicadas para o aumento de largura de banda e ganho de antenas utilizadas em circuito impresso, são usadas em optoeletrônica, para aumentar a eficiência de *LED* (do inglês *Light Emitting Diode*) e lasers através do fenômeno de inibição da emissão espontânea [37].

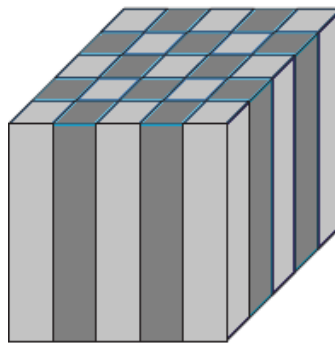


Figura 3.3: Estrutura com periodicidade bidimensional
Fonte: (Adaptado de [29])

Nas estruturas tridimensionais a onda eletromagnética, cuja frequência está dentro do *band gap*, é bloqueada em qualquer ângulo de incidência [36], conforme mostrada na Figura 3.4. São usadas em microestruturas ressonantes, atuando como uma cavidade do tipo *Fabry-Perot*, que reflete a radiação em todas as direções [38].

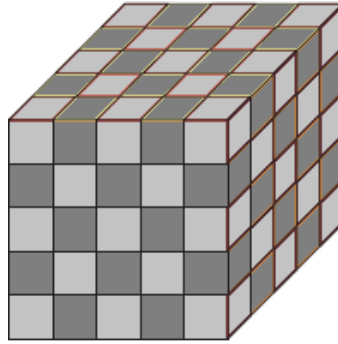


Figura 3.4: Estrutura com periodicidade tridimensional

Fonte: (Adaptado de [29])

As aplicações de estruturas *PBG* além de abrangerem dispositivos que trabalham na faixa óptica são também inseridas na faixa de microondas e ondas milimétricas. Dentre as várias aplicações de cristais *PBG*, pode-se destacar:

- Guias de onda ópticos: Os cristais *PBG* com baixas perdas agem como espelhos perfeitos para faixas de frequências proibidas, promovendo em circuitos integrados ópticos a fabricação de guias de ondas de baixas perdas e com grandes curvaturas.
- Acopladores ópticos: As estruturas *PBG* são utilizadas para a fabricação de fibras ópticas por permitirem a propagação da luz em núcleos não preenchidos de material dielétrico (núcleos ocos). Nesse contexto, são aplicados em acopladores ópticos, permitindo o acoplamento em distâncias cada vez menores [39].
- Filtros: Baseado no princípio de poder projetar uma estrutura na qual os sinais de determinadas frequências são impedidos de se propagar, são projetados filtros passa baixa, passa alta, passa faixa e/ou rejeita faixa.
- Substratos de antenas planares: O sinal é irradiado para o ar mas também por meio do substrato *PBG*. Nesse caso, são utilizados para otimizar a radiação pelo ar, reduzindo consequentemente a ocorrência de ondas superficiais e a difração de borda responsável pela degradação do diagrama de radiação [31].

Vale destacar que a aplicação de *PBG* em substratos de antenas planares, tema de abordagem do presente trabalho, impedem a formação de ondas de superfície e, consequentemente, evitam o surgimento de sérios problemas em antenas de microfita como: redução da eficiência e ganho da antena, limitação da largura de banda da aplicabilidade da faixa de frequência das antenas de microfita.

3.2 Estruturas Cristalinas Bidimensionais

Um cristal ideal pode ser definido como uma repetição regular de uma estrutura, a qual deve preencher todo o seu espaço. A menor estrutura que se repete periodicamente na constituição de um cristal é usualmente chamada de célula. Conforme mencionado anteriormente, um cristal ideal pode ter uma, duas ou três dimensões em sua simetria cristalina. Dessa forma, as estruturas *PBG* bidimensionais são constituídas de um dielétrico perfurado periodicamente, de tal forma que seja possível confinar o sinal previamente projetado de acordo com a periodicidade dos orifícios. A geometria desses cristais fotônicos é mostrada na Figura 3.5.

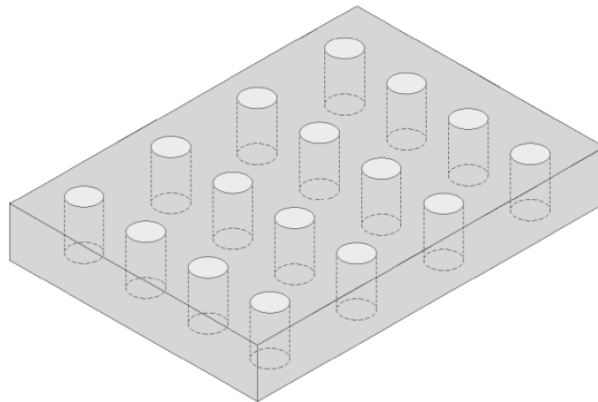


Figura 3.5: Estrutura *PBG* bidimensional
Fonte: (Autor, 2016)

Dentre os processos de fabricação do *PBG* bidimensionais, pode-se destacar o método que consiste em criar uma matriz de cristais fotônicos artificiais que podem ser construídos com precisão de escala nanométrica a partir de um bombardeamento com raios-X [35].

A banda proibida da estrutura é obtida por meio de uma constante de rede, que é a relação entre o raio dos furos e distância entre os mesmos. Desse modo, as estruturas *PBG* podem, em determinadas frequências, provocar a retenção do sinal eletromagnético da estrutura e conseqüentemente alterar as propriedades de radiação das antenas [34], [40], [41], [42].

3.3 Estruturas de Quase-Cristais Fotônicos

A existência das estruturas compostas por Quase Cristais Fotônicos (do inglês *Photonics Quasi-Crystal*) foi comprovada em 1984 pela equipe do físico norte-americano Dan Shechtman. Atualmente, uma grande variedade de estruturas que se enquadram nesta categoria

tem sido estudada tanto teórica quanto experimentalmente, principalmente em aplicações da área de óptica [43].

A saber, um cristal fotônico é um material estruturado de tal forma, que sua função dielétrica varia periodicamente no espaço e pode ser considerado, dependendo da aplicação, como nanoestruturas ópticas, periódicas e que estão desenhadas para afetar o movimento dos fótons de um modo similar ao que a periodicidade de um cristal semiconductor afetaria o movimento dos elétrons [44]. Por outro lado, os Quase Cristais Fotônicos (*QCF*) são estruturalmente diferentes e também apresentam comportamento divergente dos cristais fotônicos. Eles são caracterizados por um alinhamento muito incomum dos átomos e contêm estruturas aperiódicas, ou seja, possuem pelo menos dois padrões simétricos diferentes, que formam uma estrutura também sem lacunas, mas que não se repete regularmente [45]. Desta forma, sob essas circunstâncias, podem originar simetrias de 6, 8, 10 e até 12 vezes, com base no número de repetições da célula de *QCF* padrão mostrada na Figura 3.6 (a). As Figuras 3.6 (b) e (c) mostram um exemplo de uma estrutura de *QCF* com simetria de repetição 6 e 12 vezes, respectivamente.

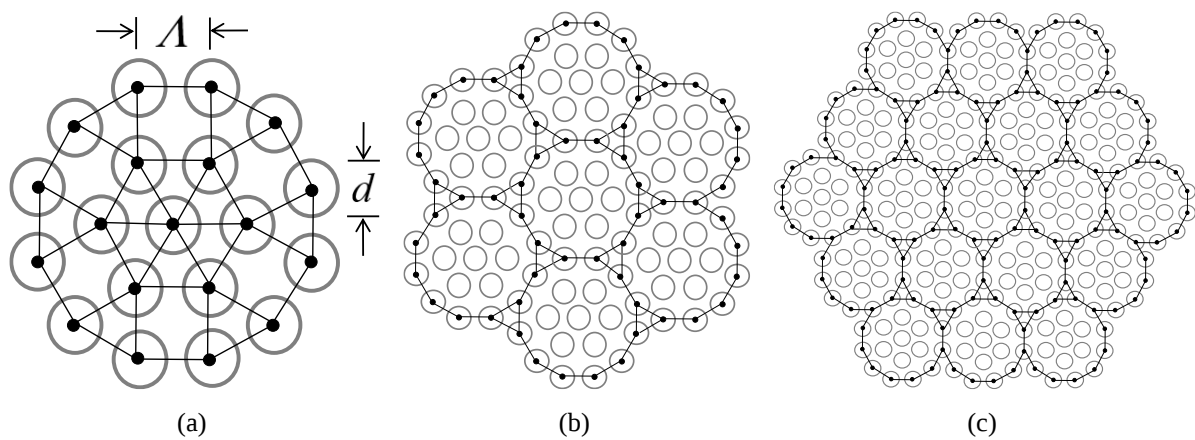


Figura 3.6: (a) Célula de Quase Cristal Fotônico, (b) Estrutura de Quase Cristal Fotônico com simetria 6 vezes e (c) Estrutura de Quase Cristal Fotônico com simetria 12 vezes

Fonte: (Autor, 2016)

A maior dificuldade para aplicação destes tipos de estruturas no desenvolvimento de novos modelos de fibras ópticas, é que os *QCF* exigem condições muito especiais de laboratório para serem produzidos. Com base em novas pesquisas realizadas na área de fibras ópticas e sua aplicação como acoplador direcional [6], [7], recentes publicações, do ano de 2015, detêm o pioneirismo na aplicação dos quase cristais fotônicos na área de microondas, mais

especificamente utilizando os *QCF* com simetria 12 vezes como substrato de antenas de microfita [8], [9]. Dessa forma, pode-se destacar que ao contrário das condições especiais exigidas em laboratório para a fabricação de fibras óticas, os *QCF* são de fácil fabricação na aplicação em antenas de microfita. Além disso, promovem um aumento da largura de banda, diminuição do coeficiente de reflexão, aumento do ganho total e diminuição da densidade de campo no substrato da antena.

3.4 Determinação da Constante Dielétrica Efetiva de uma Estrutura *PBG*

É importante destacar que no projeto das antenas desta tese foi levada em consideração a permissividade do material do substrato com a estrutura *PBG*. A metodologia utilizada tem como base o uso de uma formulação vetorial baseada no método dos elementos finitos para simular a propagação de feixes ópticos em guias de onda dielétricos, apresentada em [46]. Essa formulação é expressa em termos das componentes transversais do campo magnético, incluindo camadas perfeitamente casadas (*PML-Perfectly Matched Layers*) e aproximação não-paraxial do tipo Padé. A formulação foi desenvolvida para incluir dielétricos uniaxiais, biaxiais e com elementos do tensor permissividade fora da diagonal, considerando o perfil de índice de refração variando arbitrariamente na seção transversal do guia de onda. Dessa forma, o programa analisa a seção transversal do substrato dielétrico (eixos x - y) e em conjunto com as equações de projeto do Balanis [18], apresentadas no Capítulo 3, encontra-se o valor da permissividade considerando a estrutura tridimensional do substrato dielétrico da antena de microfita com a malha *PBG*.

Capítulo 4

Redes Neurais Artificiais

Este capítulo aborda conceitos sobre Redes Neurais Artificiais - RNA, incluindo uma breve descrição de seus conceitos básicos e arquiteturas, com ênfase no algoritmo *Multilayer Perceptron (MLP)*, que será utilizado na estrutura da RNA proposta neste trabalho.

4.1 Definições Básicas sobre RNA

As redes neurais artificiais são técnicas computacionais que apresentam um modelo matemático inspirado na estrutura neuronal de organismos inteligentes e que adquirem conhecimento através da experiência [47]-[49]. As RNA são estruturalmente definidas como sistemas paralelos distribuídos, compostos basicamente pelos neurônios, que são as unidades de processamento, e as conexões entre eles, também conhecidas como sinapses [50], conforme pode ser observada na Figura 4.1.

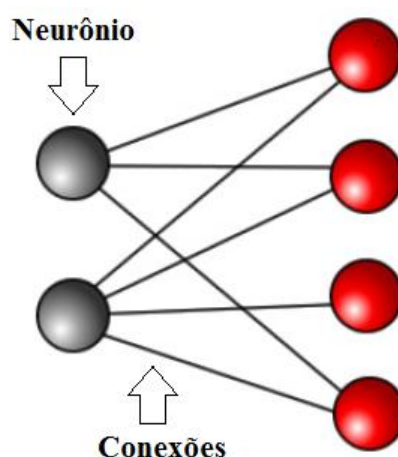


Figura 4.1: Representação de uma RNA com detalhe para os neurônios e conexões

Fonte: (Autor, 2016)

As conexões possuem pesos ou parâmetros livres associados, usados para amplificar ou atenuar o sinal que chega ao neurônio, o que pode-se concluir que são nelas que reside todo o conhecimento adquirido pela rede. Os neurônios recebem estímulos a partir de outros conectados à eles. Dessa forma, podem ser classificados como: Neurônios de entrada – recebem

sinais de fora da rede; Neurônios de saída – fornecem sinais para fora da rede; Neurônios ocultos – recebem estímulos de outros neurônios conectados a eles.

4.2 Neurônios Biológicos x Neurônios Artificiais

Os **Neurônios Biológicos** são divididos basicamente em quatro seções: o corpo celular, os dendritos, o axônio e os terminais sinápticos, conforme mostrado na Figura 4.2.

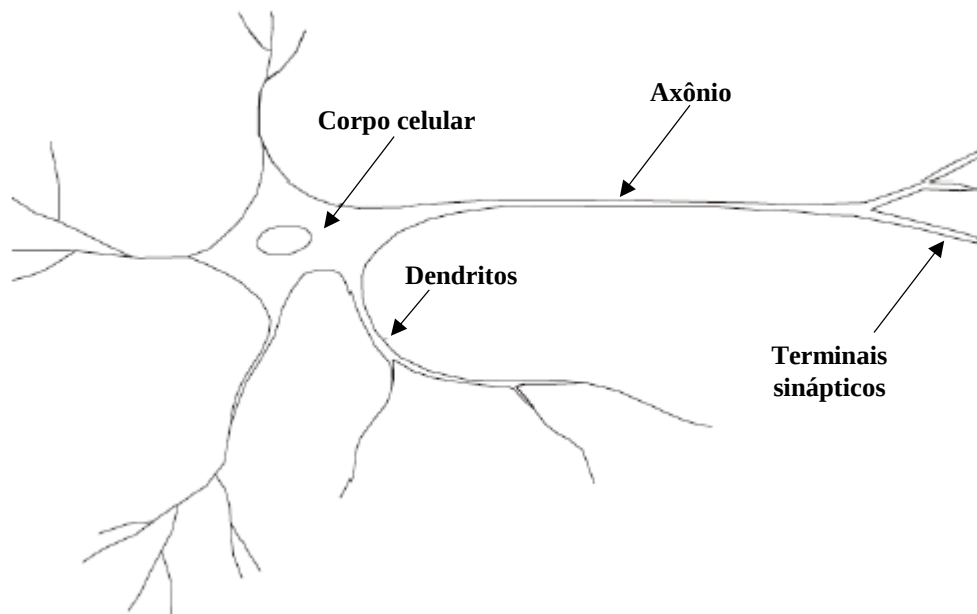


Figura 4.2: Neurônio Biológico
Fonte: (Adaptado de [49])

O corpo celular de um neurônio é a parte central da célula onde estão contidos o núcleo e o citoplasma. Nas terminações do corpo celular estão os dendritos, que possuem a função de receber as informações (ou impulsos nervosos) originadas de outro neurônio e conduzi-las até o corpo celular. A partir de então, a informação é processada e novos impulsos são gerados e transmitidos através do axônio até os terminais sinápticos que se ligam aos dendritos dos neurônios vizinhos. O ponto de contato entre os terminais sinápticos de um neurônio e o dendrito de outro é chamado de sinapse [50].

O neurônio biológico que transmite o impulso pode controlar a frequência do mesmo aumentando ou diminuindo a polaridade na membrana da célula pós-sináptica (neurônio receptor). Os impulsos são transferidos a centros superiores para processamento e interpretação de sensações ou para início de respostas motoras [51]. Dessa forma, a capacidade de realizar funções complexas se dá por meio da operação em paralelo de todos os neurônios do sistema nervoso humano [50].

Os **Neurônios Artificiais**, assim como os biológicos, possuem conexões de entrada (dendritos) e de saída (axônio). Além disso, assim como em neurônios reais, possuem uma forma de processamento interno que gera um sinal de saída em função do sinal de entrada. No entanto, enquanto a saída de um neurônio biológico está em constante alteração no tempo, a de um neurônio artificial muda somente em intervalos discretos de tempo, isto é, quando ocorre mudança nos dados de entrada [52]. A Figura 4.3 mostra o modelo de um neurônio artificial.

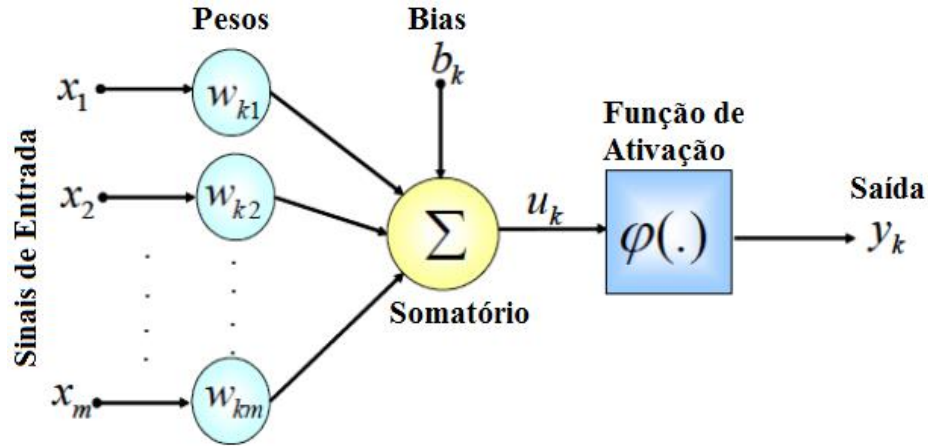


Figura 4.3: Modelo não-linear de neurônio artificial

Fonte: (Adaptado de [49])

A partir da estrutura mostrada na Figura 4.3 pode-se formular um modelo matemático do neurônio artificial descritos pelas Equações 4.1 e 4.2, que é composto basicamente pelos elementos [49]:

- sinais de entrada ($x_1, x_2, \dots, x_m$);
- conjunto de pesos ($w_{k1}, w_{k2}, \dots, w_{km}$);
- somatório (Σ);
- função de ativação [$\varphi(\cdot)$];
- saída (y_k).

$$u_k = \sum_{j=1}^m w_{kj} x_j \quad (4.1)$$

$$y_k = \varphi(u_k + b_k) \quad (4.2)$$

Os sinais de entrada ($x_1, x_2, \dots, x_m$) podem ser gerados a partir de estímulos do próprio sistema ou saídas de outros neurônios. Cada entrada é multiplicada por um peso correspondente ($w_{k1}, w_{k2}, \dots, w_{k3}$), gerando entradas ponderada. Em seguida, todas as entradas ponderadas são somadas e o valor de saída do combinador linear (u_k) é comparado com um valor limite para

ativação do neurônio $\varphi(.)$ de forma que, se o valor da soma alcançar o limite para ativação, o neurônio é ativado, caso contrário, continuará inativo. A saída y_k é o valor processado pela função de ativação $\varphi(.)$.

O bias (b_k) é um parâmetro externo ao neurônio que tem efeito de acréscimo ou decréscimo da função de ativação na entrada da rede, além de evitar erros quando os dados de entrada são nulos.

A função de ativação, ou função de transferência, limita o intervalo normalizado permissível de amplitude do sinal de saída à um valor finito. De acordo com [49], a ordem de amplitude normalizada de saída do neurônio é usualmente adotada no intervalo $[0,1]$ ou alternativamente $[-1,1]$. Cada neurônio possui a sua função de ativação responsável pela intensidade do sinal a ser transmitido para as camadas seguintes [53]. Entre as funções de ativação mais utilizadas, pode-se destacar:

- Função Degrau: Neste tipo de função, se o campo local induzido no neurônio é não-negativo, a saída do neurônio assume valor 1, caso contrário, assume valor 0.
- Função linear: Limita a saída da rede e é usada para armazenar entrada e saída de dados. Os neurônios que possuem esta função atuam como aproximadores lineares.
- Função Sigmoide: É definida como uma função estritamente crescente que exhibe um balanceamento adequado entre comportamento linear e não-linear. Existem dois tipos de implementação para tais funções: a sigmoide logística (*logsig*) e a tangente hiperbólica (*tansig*). A função *logsig* gera saídas em um intervalo de 0 à 1, enquanto que a função *tansig* assume valores de saída de -1 à 1.

4.3 Arquitetura das RNA

A arquitetura da rede, ou topologia, refere-se à forma como os neurônios estão organizados. As topologias diferem umas das outras em função do número de camadas e neurônios, bem como pela forma como os neurônios interagem [54].

As redes neurais podem ser divididas, quanto à alimentação ou a forma na qual as entradas são apresentadas à rede, nas seguintes classes: redes de alimentação direta (do inglês *feedforward*) e redes recorrentes (do inglês *feedback*).

4.3.1 Redes de Alimentação Direta (*Feedforward*)

As redes *feedforward* se subdividem em duas classes: as redes com camada única e com múltiplas camadas de neurônios (do inglês *multilayer feedforward*).

4.3.1.1 Redes *Feedforward* com Única Camada

Estas redes se caracterizam pela propagação dos sinais em apenas uma direção a partir da camada de entrada até a camada de saída, e não admite o sentido inverso [49], conforme mostra a Figura 4.4.

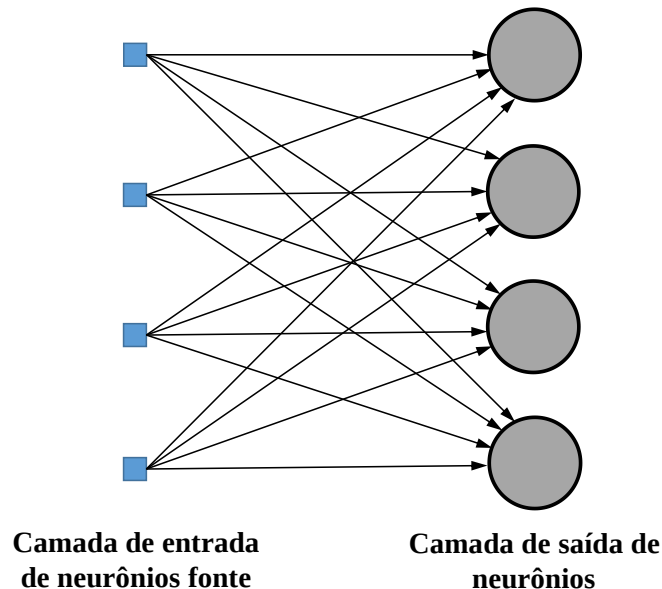


Figura 4.4: Rede de alimentação direta com uma única camada de neurônios
Fonte: (Adaptado de [49])

O termo camada única refere-se à camada de saída de nós computacionais (neurônios), não se incluindo a camada de entrada de nós da fonte, tendo em vista que nesta última não é realizada nenhuma computação.

4.3.1.2 Redes *Feedforward* com Múltiplas Camadas

Também conhecidas como *MLP* (do inglês *Multilayer Perceptron Network*), estas são redes neurais clássicas com mais de uma camada de neurônios em alimentação direta [49]. Cada neurônio integrante da rede *MLP* possui uma função não linear de ativação. As funções de

ativação mais comuns são sigmoide e a tangente hiperbólica. Os neurônios possuem organização em camadas, onde na primeira são injetados os dados da base. A camada seguinte, camada oculta, tem esse nome por não apresentar de forma explícita ao usuário informações sobre o processamento intermediário. A rede poderá possuir mais de uma camada oculta a depender da necessidade do projeto. A última camada de neurônio irá formar a camada de saída, responsável por apresentar o resultado de processamento. A Figura 4.5 apresenta a estrutura de uma rede *MLP* clássica.

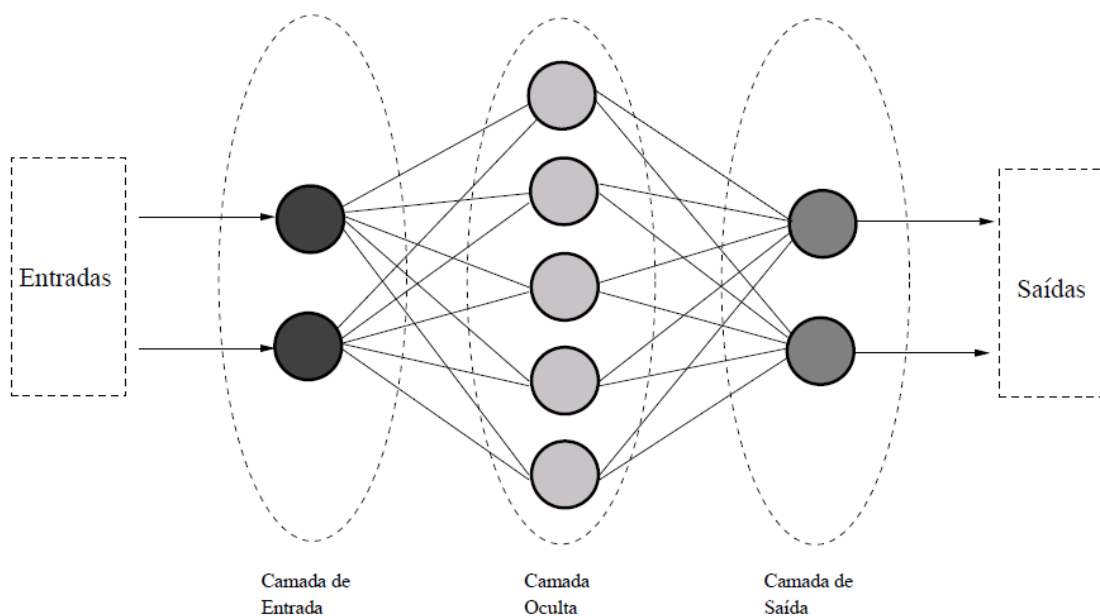


Figura 4.5: Estrutura de uma rede *MLP* clássica
Fonte: (Adaptado de [49])

4.3.2 Redes Recorrentes (*Feedback*)

As redes recorrentes se distinguem das *feedforward* por ter pelo menos um laço de realimentação [49]. Outra importante característica é que os sinais de saída dependem não somente dos sinais de entrada, mas também do seu valor atual [50]. Conforme exemplo ilustrado na Figura 4.6, uma rede recorrente pode ser constituída de uma única camada de neurônios com cada um destes alimentando seu sinal de saída de volta para as entradas de todos os outros neurônios.

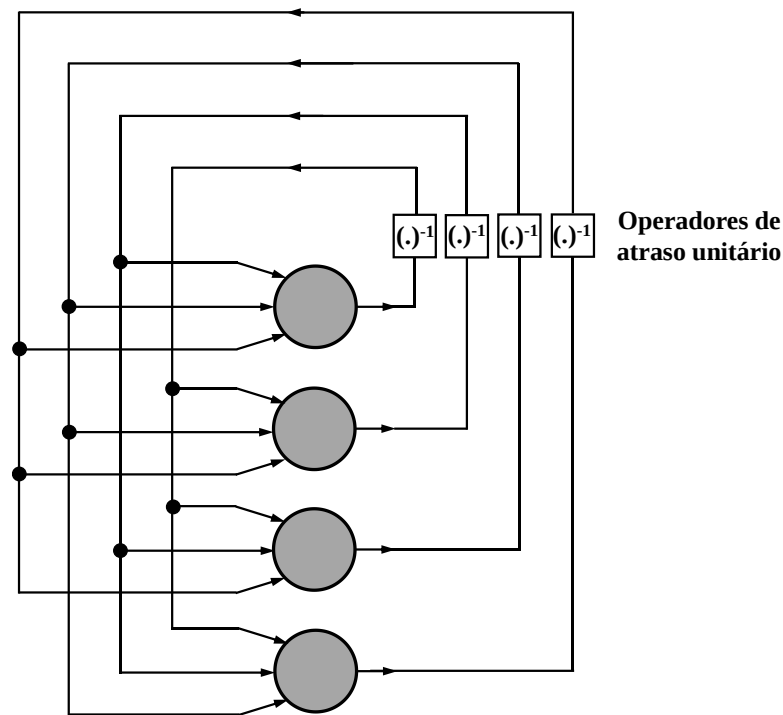


Figura 4.6: Rede recorrente (*feedforward*).

Fonte: (Adaptado de [49])

O número de camadas e neurônios em cada camada são definidos através da verificação prévia dos dados e da complexidade do problema. A priori, quanto mais camadas de neurônios, melhor seria o desempenho da rede por aumentar a capacidade de aprendizado, porém, na prática pode se tornar inviável para determinadas aplicações devido ao esforço computacional. Em [55] os autores afirmam que uma rede neural típica deve possuir três ou mais camadas (entrada, meio ou oculta e saída), como mostra a Figura 4.6. Pesquisas recentes afirmam que não existe método analítico para escolher o número de camadas e neurônios ocultos de uma rede neural, uma vez que estes dependem da complexidade do problema, sendo então determinados experimentalmente por tentativa e erro [56], [57].

4.4 Paradigmas de Aprendizagem

De acordo com [49], a aprendizagem é o processo pelo qual os parâmetros da rede e os pesos das conexões são ajustados através de um processo de estimação pelo ambiente no qual a rede está inserida, e no final do processo é armazenado o conhecimento que a rede adquiriu. Os diversos métodos para o treinamento da rede podem ser agrupados em dois grandes paradigmas.

4.4.1 Aprendizagem supervisionada

É um método implementado através da disponibilização de um professor que verifique os desvios da rede a um determinado conjunto de dados de entrada e saída. Dessa forma, sempre que for apresentado à rede uma entrada, deverá ser verificado se a saída obtida confere com a saída desejada para aquela entrada. Sendo diferente, a rede deverá ajustar os pesos de forma que fique armazenado o conhecimento desejado. O processo é repetido com todo o conjunto de treinamento, até que a taxa de acerto esteja dentro de um limite estabelecido. Dentre os tipos de aprendizagem supervisionada utilizados na literatura, pode-se destacar o algoritmo da retropropagação utilizado nesta tese.

4.4.1.1 Algoritmo de Retropropagação (*Backpropagation*)

Este método utiliza pares de entrada e saída para, no meio de um mecanismo de correção de erros, ajustar os pesos da rede. O treinamento do algoritmo de retropropagação de erros consiste em dois passos através das diferentes camadas da rede: um passo para frente, *feedforward* (propagação) e um passo para trás, *backward* (retropropagação), conforme mostra a Figura 4.7 a seguir.

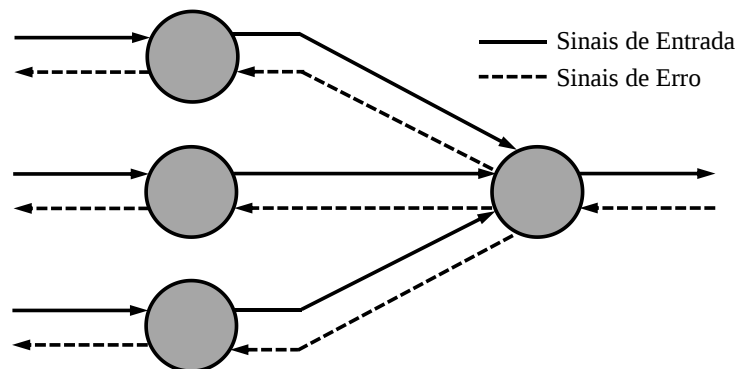


Figura 4.7: Propagação dos sinais no algoritmo *backpropagation*

Fonte: (Adaptado de [49])

No treinamento *feedforward*, um padrão de atividade (vetor de entrada) se propaga pela rede da camada de entrada até a camada de saída, e um conjunto de saídas é produzido como resposta real da rede, durante esse passo, os pesos sinápticos da rede são fixos. Já no treinamento *backward*, a resposta real é subtraída de uma resposta desejada para produzir um sinal de erro. O erro se propaga na direção contrária ao fluxo de dados, indo da camada de saída até a primeira camada escondida, ajustando os pesos sinápticos das camadas.

É importante destacar que, visando otimizar o desempenho desse algoritmo em problemas de alta complexidade, a literatura apresenta diversas variações dos algoritmos *backpropagation*, dentre os quais podemos destacar o Algoritmo *Levenberg-Marquardt*, utilizado nesta tese.

4.4.1.2 Algoritmo de Levenberg-Marquardt

Este algoritmo é uma aproximação do método de Newton, ou seja, melhora o método de Gauss-Newton por meio da utilização de uma taxa de atualização variável, ao contrário do treinamento *backpropagation* padrão que é baseado no método do gradiente descendente. O algoritmo de *Levenberg-Marquardt* é uma técnica de otimização numérica que demanda uma grande quantidade de memória e eleva a complexidade computacional, o que pode tornar sua utilização ineficiente para redes muito grandes [49]. Mas, para os casos de rede menores, o ajuste de pesos da rede por ciclo permite obter uma otimização no processamento dos dados.

4.4.2 Aprendizagem Não-Supervisionada

Como o próprio nome sugere, neste método não existe um professor externo para supervisionar o processo de aprendizado, onde somente os padrões de entradas são fornecidos a rede. A rede trabalha essas entradas e se organiza de modo que acabe classificando-as com utilização de critérios próprios. Este tipo de rede utiliza neurônios como classificadores, e os dados de entrada como elementos para classificação.

Por fim, segue um resumo mostrado na Figura 4.8, que mostra a forma como as redes podem ser classificadas quanto a sua topologia e forma de treinamento. Nesse trabalho serão consideradas apenas as redes *feedforward* multicamadas treinadas com algoritmos *backpropagation*.

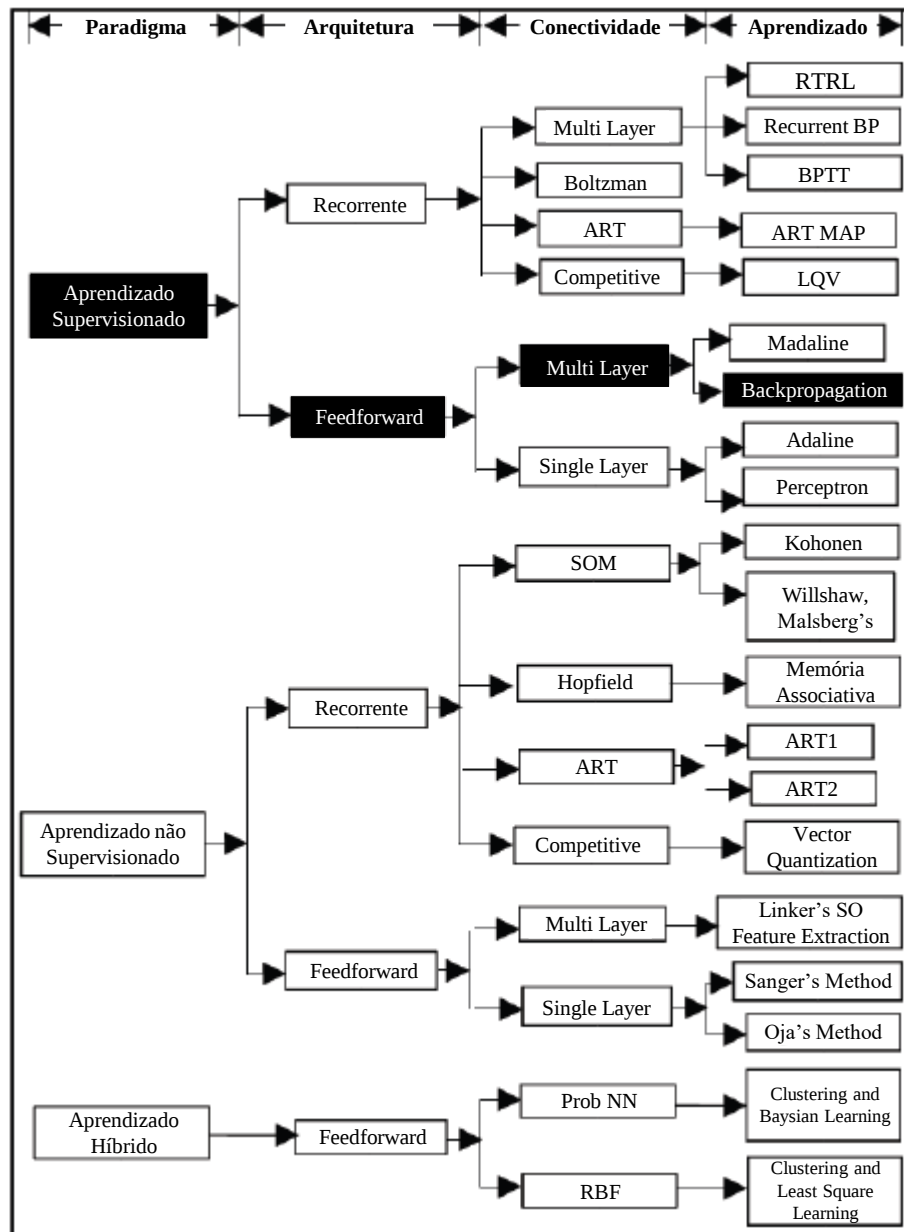


Figura 4.8: Quadro-resumo da topologia e formas de treinamento da RNA

Fonte: (Adaptado de [57])

No próximo capítulo serão apresentadas as simulações das antenas e discutidos os resultados. Em seguida, serão mostrados os equipamentos utilizados nas fase de fabricação e medição das antenas e, por fim, realizada uma analogia dos resultados dos protótipos das antenas construídas com as simuladas.

Capítulo 5

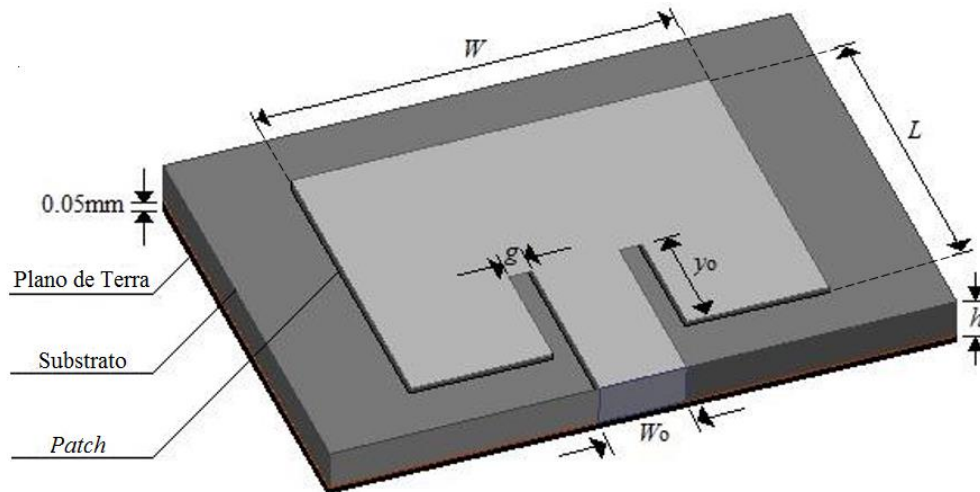
Resultados e Análise dos Protótipos

Neste Capítulo serão apresentados os resultados de experimentos que tem como objetivo analisar os fatores que influenciam as propriedades de radiação de uma antena de microfita pelo uso de estruturas periódicas e quase periódicas baseadas em *Photonic Band Gap (PBG)*.

5.1 Introdução

Inicialmente, serão analisadas três configurações *PBG* periódicas com simetria hexagonal, variando o diâmetro d dos furos de ar imersos no substrato. Em seguida, um estudo será realizado a partir de três configurações *PBG* quase-periódicas com simetria de repetição 6-vezes, 12-vezes e 6-vezes modificada, esta última originada da combinação de elementos quadrados e triangulares. As antenas são analisadas usando simulação através do *software* comercial *Ansoft HFSS®* e os resultados foram validados através de medições realizadas com os protótipos das antenas construídas.

A antena de referência utilizada neste trabalho foi projetada a partir de uma estrutura *patch* retangular alimentada por uma linha de microfita com impedância de entrada de 50Ω por uso de *inset-fed* e frequência de ressonância de 5,8 GHz, conforme metodologia descrita em [18]. Para frequência de 5,8 GHz, foi usada uma largura (W) de 15,72 mm e comprimento (L) de 11,74 mm, além de um comprimento da fenda (y_0) de 4,34 mm e largura (g) de 0,86 mm. Para a linha de transmissão foi obtido comprimento e largura de 3,28 mm e 6,59 mm, respectivamente. O material usado para o *patch*, plano de terra e linha de microfita foi o cobre com largura de 0,05 mm, conforme mostrado na Figura 5.1.

Figura 5.1: Antena de referência de *patch* retangular

Fonte: (Adaptado de [9])

Para o substrato dielétrico foi usado à fibra de vidro (FR4), com permissividade relativa (ϵ_r) de 4,4, tangente de perdas (δ) de 0,02 e altura (h) de 1,58 mm. A partir da antena de referência da Figura 5.1 serão realizados dois estudos com base na variação da estrutura *PBG* imerso no substrato da antena.

5.2 Estudo da Variação do Diâmetro d dos Furos no Substrato *PBG* com Simetria Periódica Hexagonal

A estrutura *PBG* analisada nesse estudo consiste de uma malha formada de 37 furos de ar dispostos em uma geometria hexagonal, conforme Figura 5.2 [1]. Nessa análise, para verificar a sensibilidade dos parâmetros da antena em relação à variação do diâmetro (d) dos buracos de ar, foram analisadas três configurações de antenas, mantendo-se fixo o valor da distância entre os centros dos furos (A) em 3,0 mm. Na primeira configuração utilizou-se $d = 1,0$ mm, Figura 5.2 (b); na segunda utilizou-se $d = 1,5$ mm, Figura 5.2 (c) e na terceira configuração utilizou-se $d = 2,5$ mm, Figura 5.2 (d).

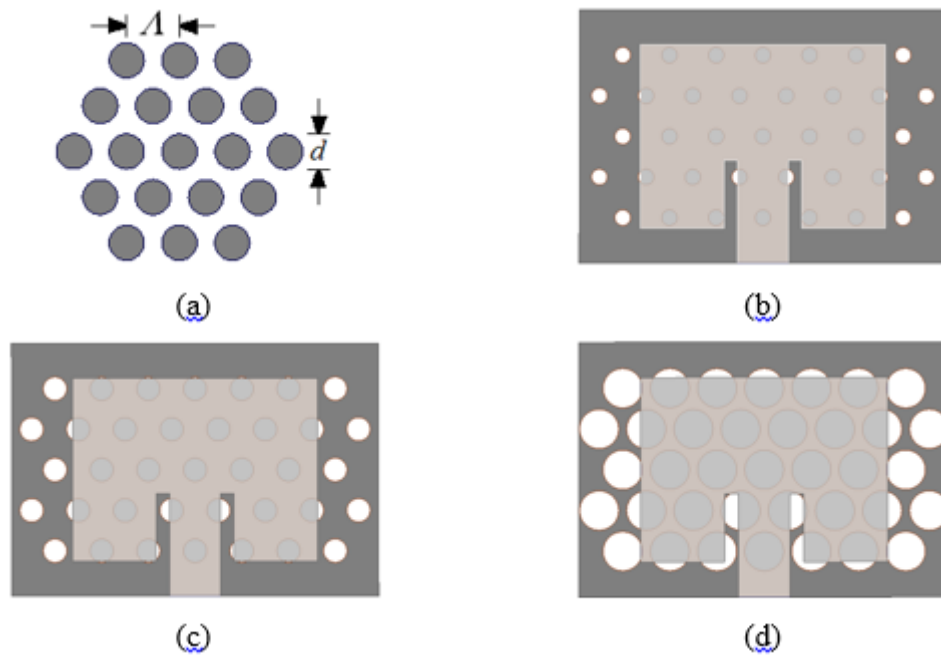


Figura 5.2: (a) Célula padrão de simetria hexagonal, (b) Configuração 1, (c) Configuração 2 e (d) Configuração 3

Fonte: (Autor, 2016)

5.2.1 Resultados das Simulações

As simulações foram realizadas tomando como base a antena de referência e as configurações propostas para a estrutura *PBG*. Foi analisado primeiramente o efeito da variação do S_{11} em função da frequência de ressonância conforme mostrado na Figura 5.3. Aqui, pode-se observar a presença de duas bandas de operação para a antena de referência, de modo que a primeira ocorre em uma frequência de 5,8 GHz com S_{11} de aproximadamente -15,83 dB e largura de banda de 2,58 %. A segunda banda de operação é centrada na frequência de 9,03 GHz com S_{11} de -19,1 dB e largura de banda de 5,15 %.

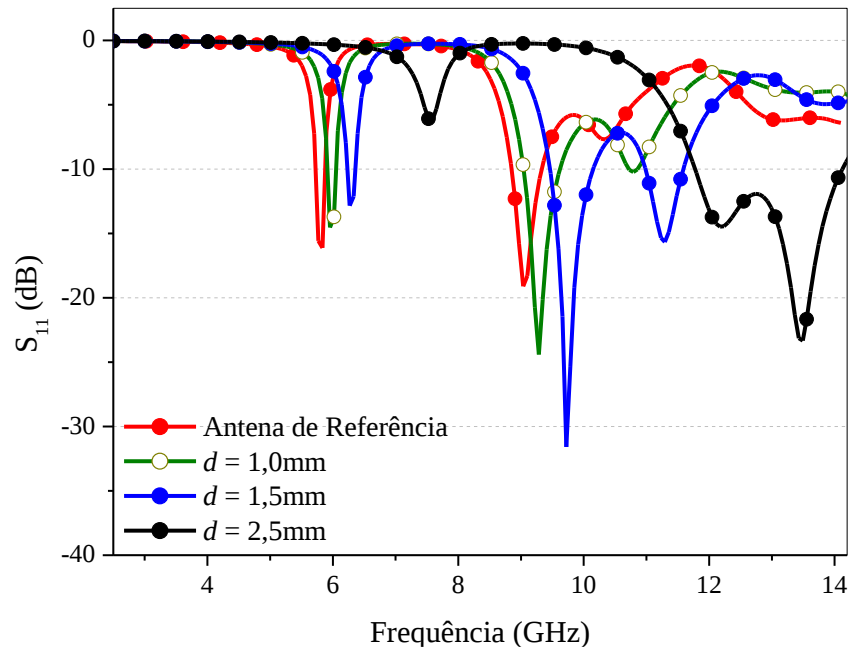


Figura 5.3: Comparação S_{11} em função da frequência de operação entre a antena de referência e as configurações de antenas PBG propostas

Fonte: (Autor, 2016)

Com a inserção da estrutura PBG no substrato da antena de referência pode-se perceber que, aumentando-se o valor do diâmetro dos furos (d), a largura da primeira banda de operação das antenas diminui em relação à antena de referência, enquanto que a largura da segunda banda de operação aumenta consideravelmente. Nesse caso, vale destacar que para a terceira configuração ocorre a maior variação da largura de banda, aumentando de 5,15 % para 18,12 % em relação à antena de referência, com S_{11} de -23,32 dB. A Tabela 5.1 mostra detalhadamente os parâmetros analisados na Figura 5.3.

Tabela 5.1: Parâmetros das simulações apresentadas na Figura 5.3

Configurações das Antenas	Frequência de Ressonância (GHz)	S_{11} (dB)	Largura de Banda (%)
Referência	5,8; 9,03	-15,83; -19,1	2,58; 5,15
$d = 1,0$ mm	5,95; 9,28; 10,79	-14,53; -24,39; -10,21	2,33; 6,25; 1,25
$d = 1,5$ mm	6,26; 9,72; 11,29	-12,84; -31,58; -15,67	2,02; 7,10; 5,34
$d = 2,5$ mm	13,49	-23,32	18,12

A Figura 5.4 mostra o diagrama de radiação 2D e 3D da antena de referência, e as Figuras 5.5, 5.6 e 5.7 mostram os diagramas para a primeira, segunda e terceira configuração PBG propostas neste estudo, respectivamente.

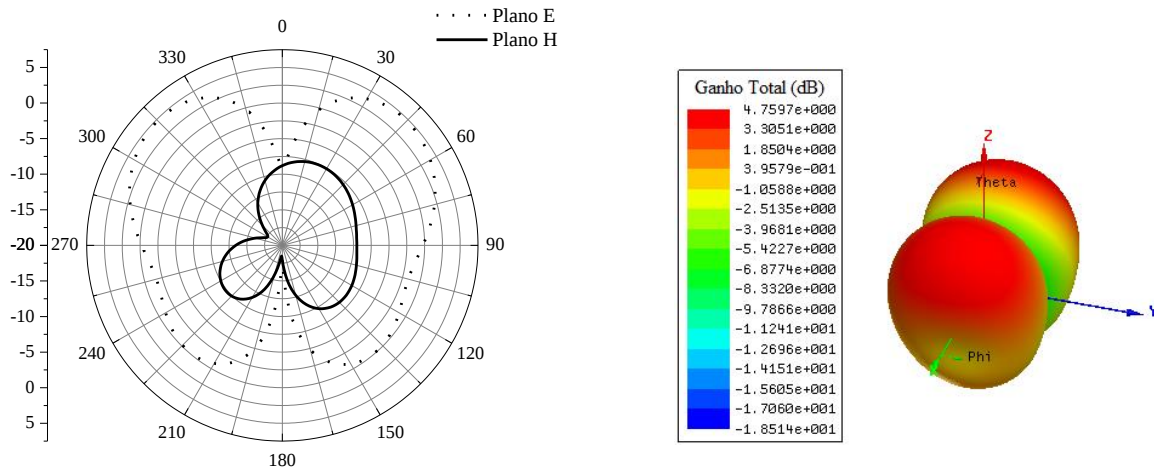


Figura 5.4: Diagramas 2D e 3D da antena de referência para frequência de 9,03 GHz
Fonte: (Autor, 2016)

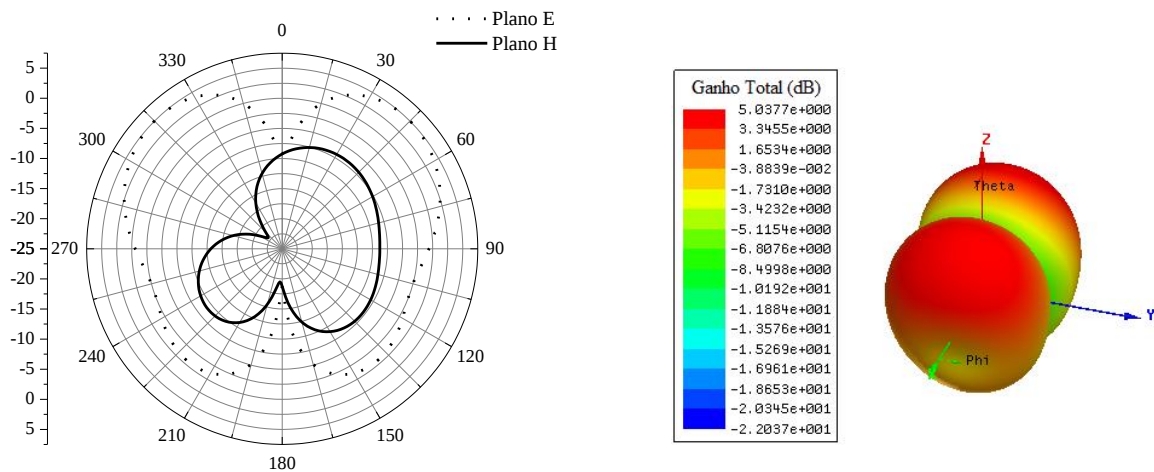


Figura 5.5: Diagramas 2D e 3D configuração 1 para frequência de 9,28 GHz
Fonte: (Autor, 2016)

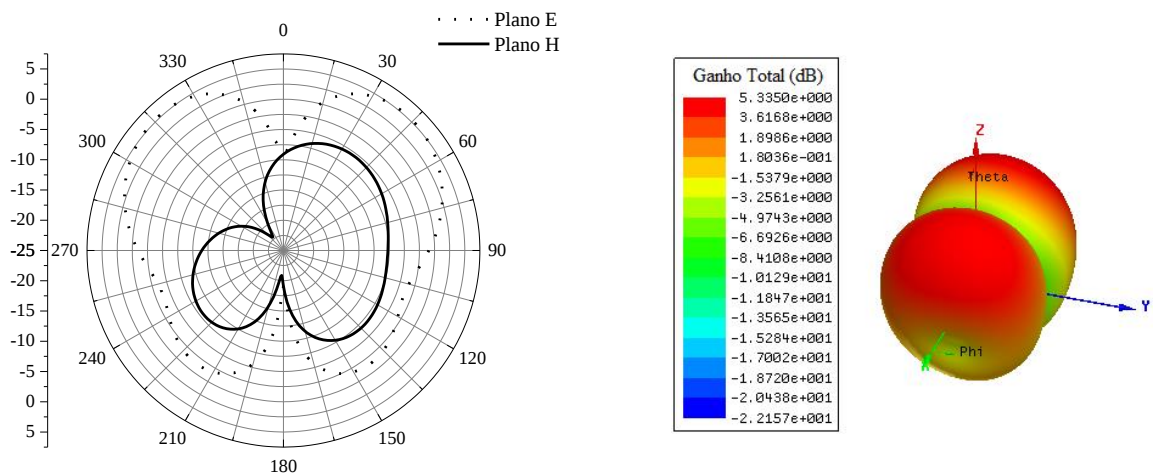


Figura 5.6: Diagramas 2D e 3D da configuração 2 para frequência de 9,72 GHz
Fonte: (Autor, 2016)

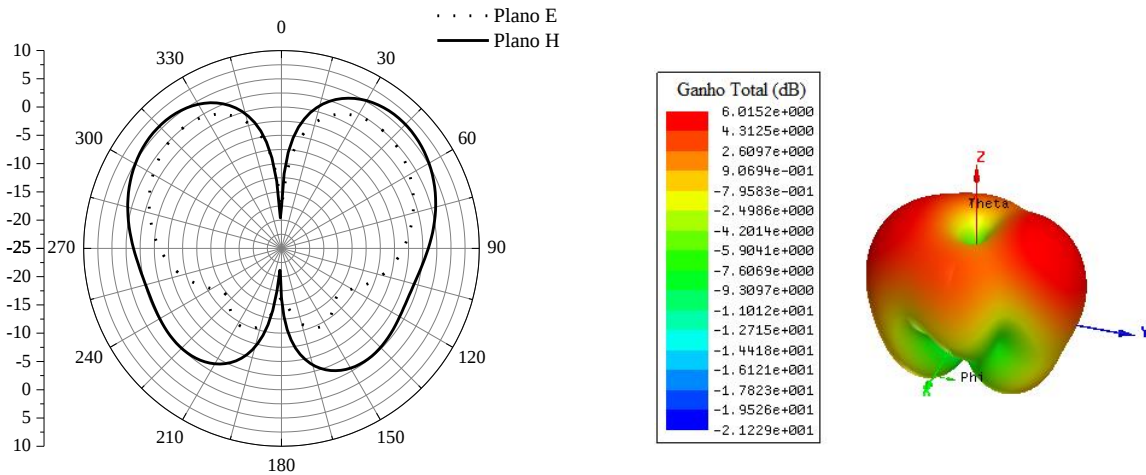


Figura 5.7: Diagramas 2D e 3D da configuração 3 para frequência de 13,49 GHz

Fonte: (Autor, 2016)

É possível observar que a redução do material do substrato, através do aumento do diâmetro (d) dos buracos de ar, resulta em um considerável aumento do ganho nos lobos principal e posterior das antenas propostas. Este efeito é mais visível na configuração 3, a qual apresentou maior valor para o ganho total de 6,01 dB.

A Figura 5.8 mostra o comportamento da distribuição de campo elétrico para a antena de referência. Pode-se observar uma maior concentração de campo nas bordas da linha de transmissão ao redor do *inset-fed*. Além disso, é possível observar a concentração de campo elétrico nas bordas laterais e superior do *patch*.

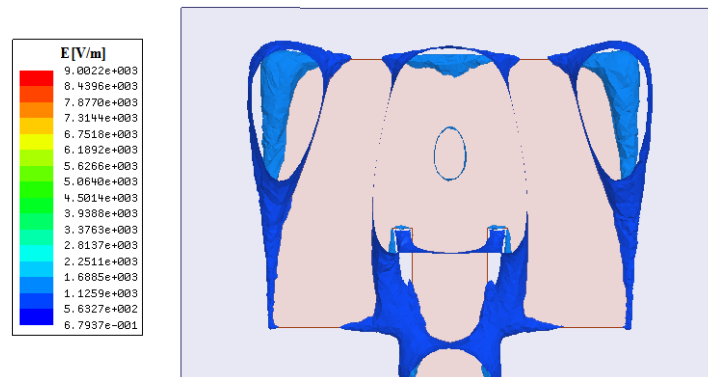


Figura 5.8: Distribuição de campo elétrico no substrato da antena de referência

Fonte: (Autor, 2016)

De acordo com o comportamento da distribuição de campo elétrico no substrato da configuração 1 mostrado na Figura 5.9, pode-se observar uma distribuição mais uniforme do campo ao longo do *patch* devido à inserção dos buracos de ar no substrato, resultando em campos de aproximadamente 2,53 kV/m e 5,71 kV/m para as bordas e cantos do *patch*.

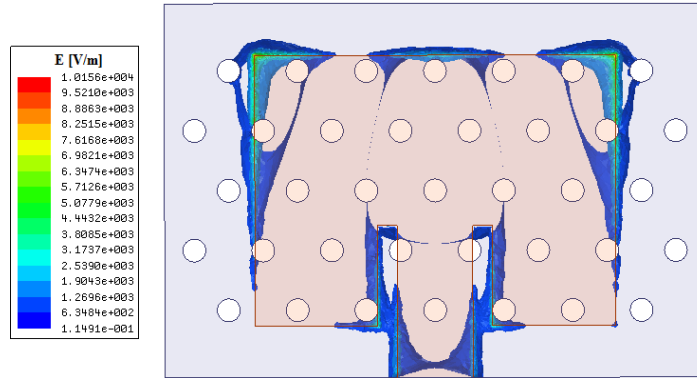


Figura 5.9: Distribuição de campo elétrico no *patch* para a configuração 1

Fonte: (Autor, 2016)

A distribuição de campo elétrico para a segunda configuração é mostrada na Figura 5.10. Pode-se observar que o aumento de d resulta em uma distribuição mais uniforme dos campos de 1,90 kV/m e 4,44 kV/m nas bordas e cantos do *patch*, respectivamente.

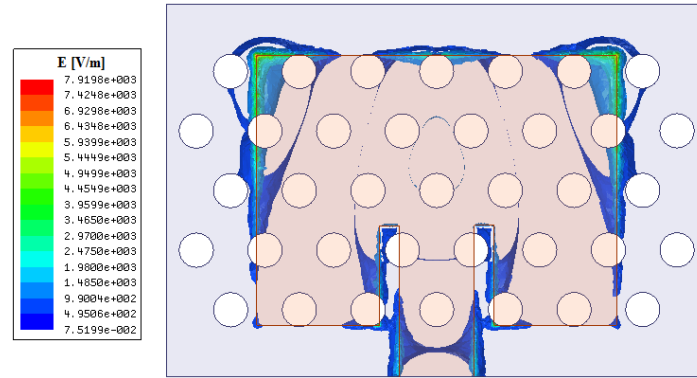


Figura 5.10: Distribuição de campo elétrico no substrato da antena de configuração 2

Fonte: (Autor, 2016)

A Figura 5.11 mostra o comportamento da distribuição de campo elétrico para a terceira configuração.

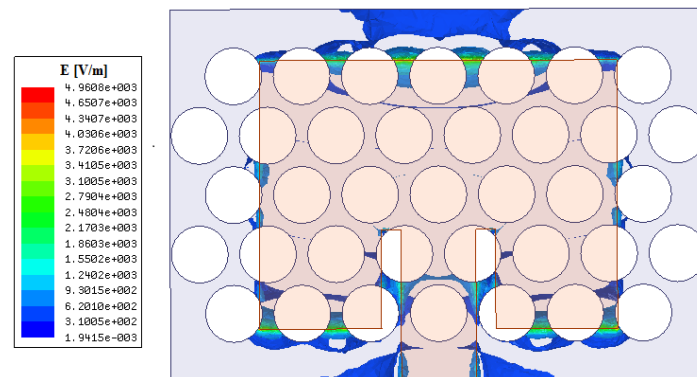


Figura 5. 11: Distribuição de campo elétrico a configuração 3

Fonte: (Autor, 2016)

Nesta antena, a intensidade de campo elétrico distribuído nas bordas do *patch* foi de aproximadamente 1,55 kV/m e de 3,10 kV/m para os cantos. De acordo com os resultados obtidos, pode-se concluir que a terceira configuração apresentou melhor desempenho, considerando os parâmetros de radiação analisados.

5.2.2 Resultados Experimentais

A validação dos resultados obtidos através da simulação no *software* comercial *Ansoft HFSS@* foi verificada a partir da construção de protótipos das antenas propostas, utilizando um equipamento de prototipagem rápida modelo *LPKF ProtoMat S42*, conforme mostra a Figura 5.12.

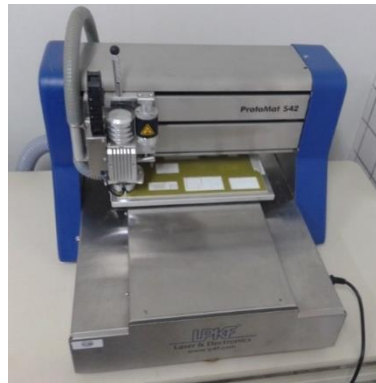


Figura 5.12: Prototipadora LPKF ProtoMat S42

Fonte: (Autor, 2016)

A Figura 5.13 mostra respectivamente, da esquerda para direita, o protótipo da antena de referência e das antenas com diâmetro dos furos no substrato iguais à $d = 1,0$ mm, $d = 1,5$ mm e $d = 2,5$ mm.

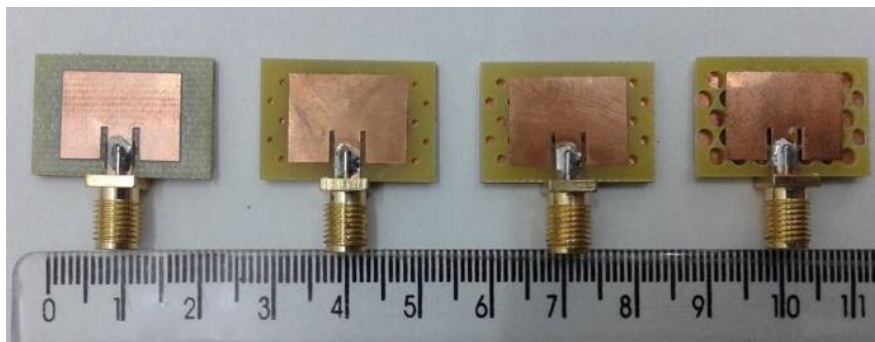
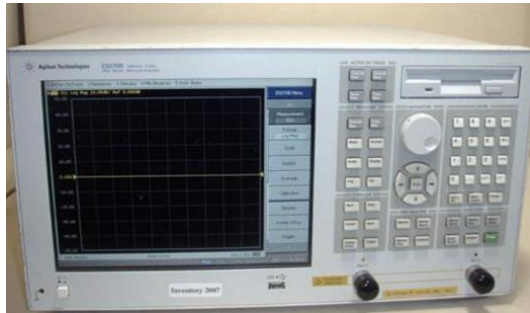


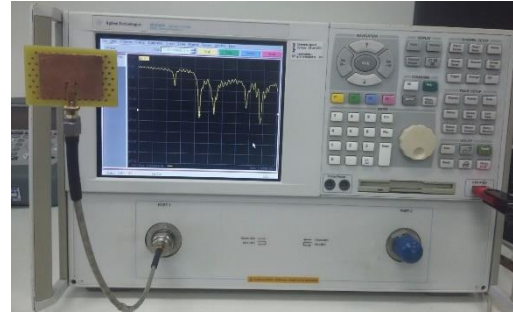
Figura 5.13: Antenas construídas com auxílio da LPKF ProtoMat S42

Fonte: (Autor, 2016)

Os parâmetros das antenas de microfita *PBG* foram medidos pelo analisador de rede vetorial modelo *E5071C* (300kHz-20GHz) e *N5230A* (300kHz-13,5GHz), conforme mostra a Figura 5.14 (a) e (b), respectivamente.



(a)



(b)

Figura 5.14: Analisador de rede vetorial modelo (a) *E5071C* (300kHz-20GHz) e (b) *N5230A* (300kHz-13,5GHz)

Fonte: (Autor, 2016)

A Figura 5.15 mostra a comparação entre os valores simulados e medidos para a primeira configuração. Pode-se notar uma boa concordância entre os valores medidos e simulados, apresentando um coeficiente de reflexão maior na primeira banda de operação e menor na segunda.

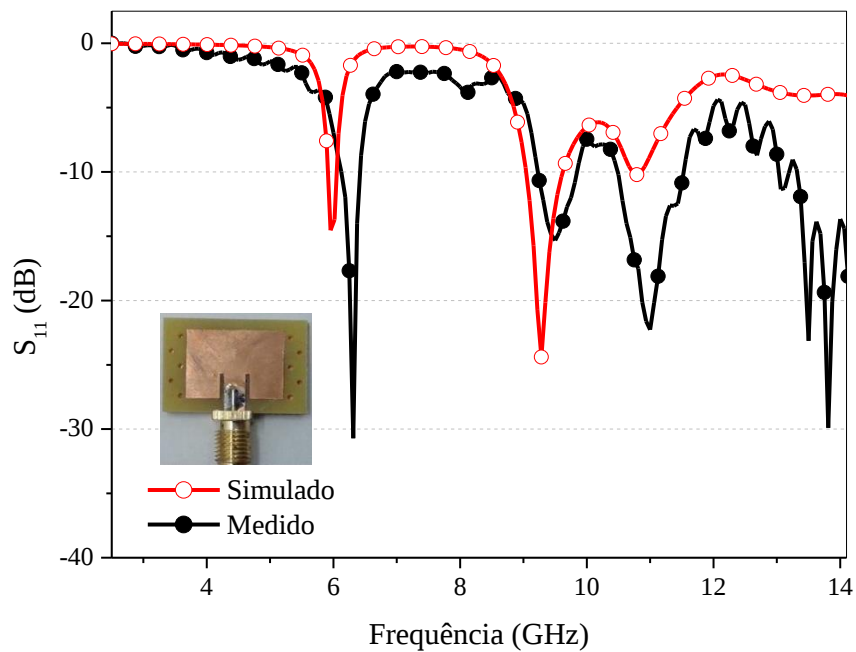


Figura 5. 15: Comparação entre os valores simulados e medidos de S_{11} em função da frequência de operação para $d = 1,0$ mm

Fonte: (Autor, 2016)

A Figura 5.16 mostra o comparativo entre os valores simulados e medidos para a segunda configuração. Observa-se que os resultados apresentam uma boa concordância entre os valores simulados e medidos, com um pequeno deslocamento da frequência na primeira banda de operação e valor de S_{11} um pouco superior em relação ao simulado. Além disso, pode-se notar valores de S_{11} menor para a segunda banda de operação e maior para a terceira, com valores coincidentes para as frequências de ambas as bandas de operação.

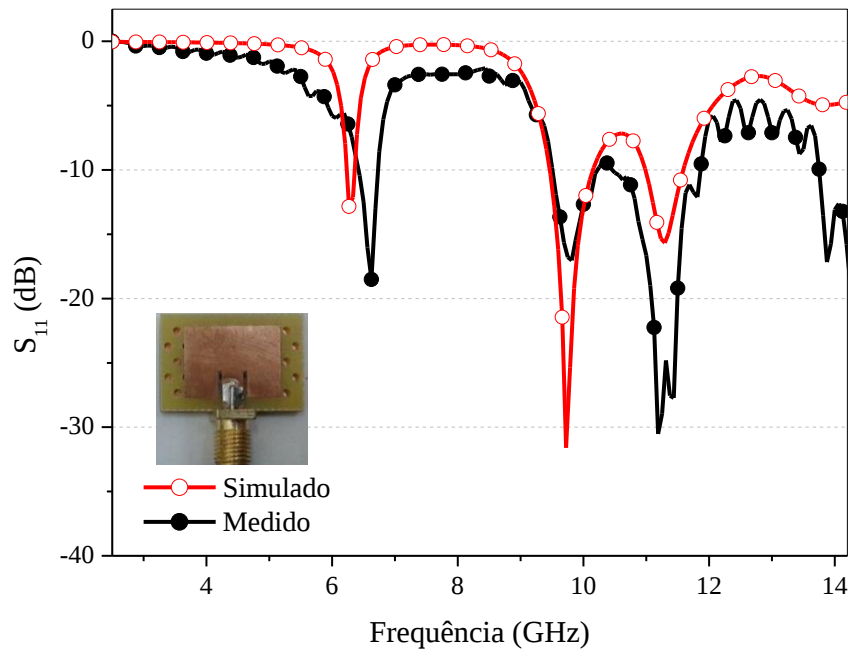


Figura 5.16: Comparação entre os valores simulados e medidos de S_{11} em função da frequência de operação para $d = 1,5$ mm

Fonte: (Autor, 2016)

A Figura 5.17 mostra a comparação entre o valor simulado e o valor medido, considerando a terceira configuração. Pode-se notar uma boa concordância entre os resultados medido e simulado, com um pequeno deslocamento na frequência de operação e uma pequena redução na largura de banda em relação ao valor medido.

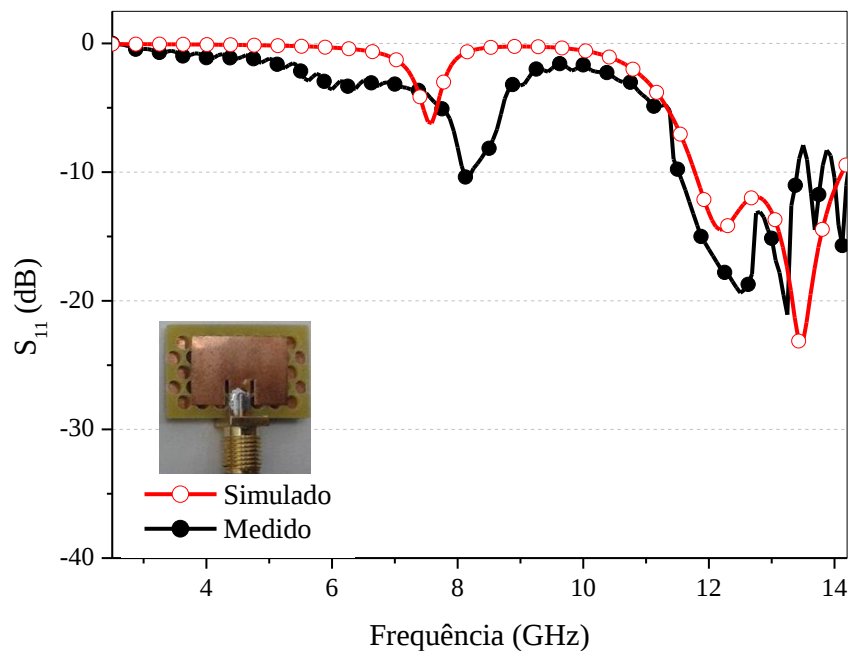


Figura 5.17: Comparação entre os valores simulados e medidos de S_{11} em função da frequência de operação para $d = 2,5$ mm

Fonte: (Autor, 2016)

As Figuras 5.18, 5.19 e 5.20 mostram os gráficos da medição da impedância de entrada das antenas com diâmetro de 1, 1,5 e 2,5 mm, respectivamente, traçadas sobre a carta de Smith para a segunda banda de operação. É possível observar um boa performance no casamento de impedância para todas as antenas, tendo em vista à proximidade de 50Ω para as medidas experimentais.

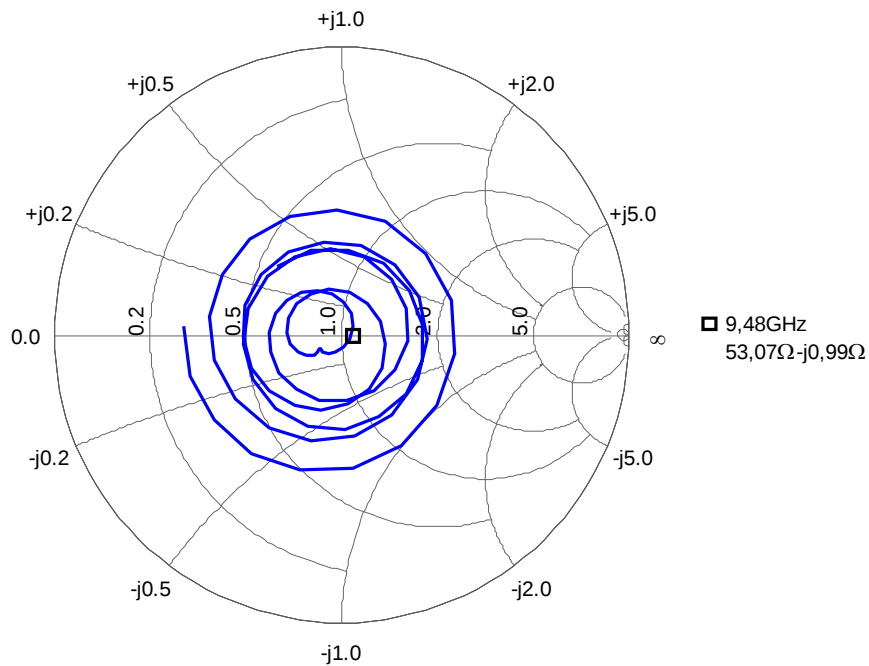


Figura 5.18: Impedância de entrada para a antena com $d=1,0$ mm na faixa de frequência de 8 à 10 GHz

Fonte: (Autor, 2016)

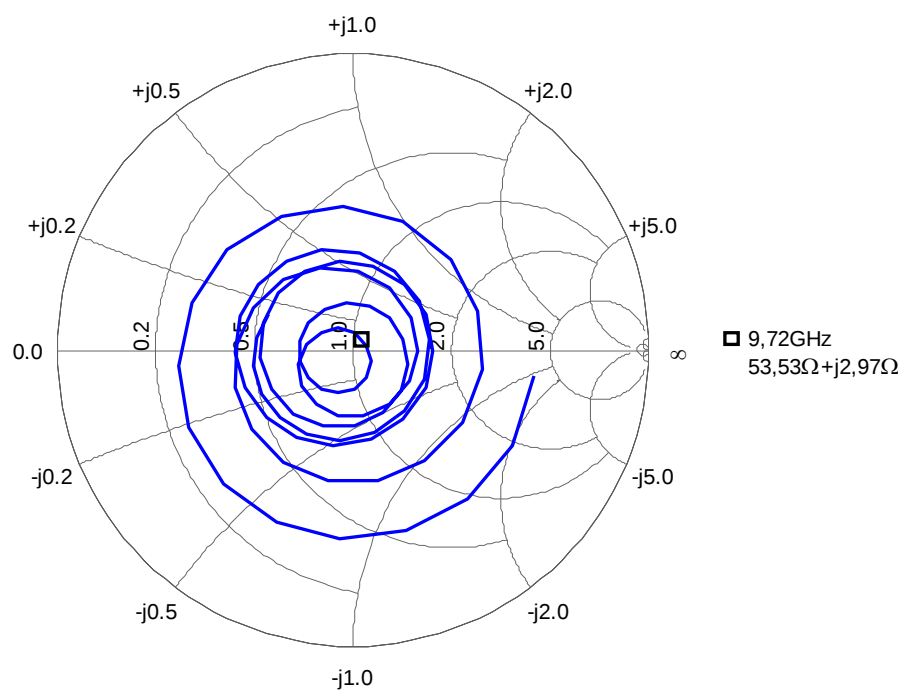


Figura 5.19: Impedância de entrada para a antena com $d=1,5$ mm na faixa de frequência de 8 à 10 GHz

Fonte: (Autor, 2016)

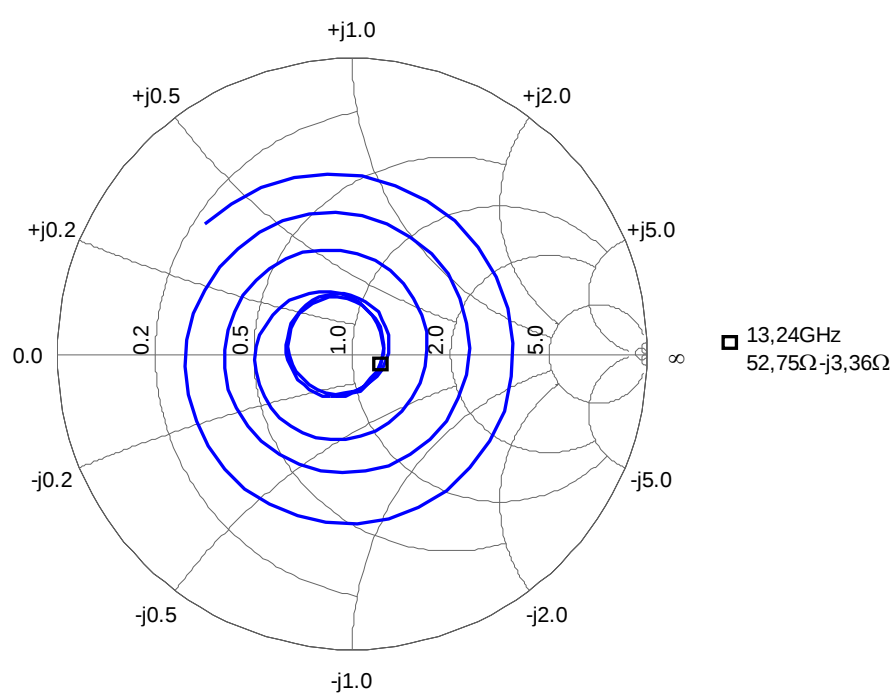


Figura 5.20: Impedância de entrada para a antena com $d=2,5$ mm na faixa de frequência de 12 à 14 GHz

Fonte: (Autor, 2016)

5.2.3 Conclusões – Estudo da Variação do Diâmetro

As estruturas analisadas mostraram um considerável aumento na largura de banda e redução do coeficiente de reflexão para a segunda banda de operação em comparação com a antena de referência, o que sugere a necessidade de uma mudança na frequência de projeto para um melhor aproveitamento desta banda de operação na frequência desejada. Além disso, foi possível observar um deslocamento na frequência de operação do dispositivo, cuja variação é diretamente proporcional ao aumento do diâmetro dos furos de ar imersos no substrato. Estes resultados foram validados experimentalmente a partir da construção e análise dos protótipos das antenas, os quais mostraram resultados compatíveis com os valores simulados.

Os resultados mostraram um considerável aumento do ganho nos lobos principal e posterior com o aumento do diâmetro dos buracos de ar. Percebe-se também uma redução na distribuição de campo elétrico ao longo das bordas do elemento radiador, reduzindo consequentemente a ocorrência de ondas superficiais. Finalmente, pode-se concluir que as configurações *PBG* propostas neste trabalho mostraram um melhor desempenho nos parâmetros das antenas, evidenciando o potencial dessas estruturas para uso em uma vasta gama de aplicações.

5.3 Estudo da Variação do Substrato Através de Estruturas *PBG* Quase-Periódicas com Simetrias 6-vezes, 12-vezes e 6-vezes modificada.

No presente estudo, foram utilizadas três configurações de estruturas *PBG* quase-periódicas impressas no substrato das antenas. A primeira configuração é formada por uma malha de 101 furos de ar impressos no substrato da antena distribuídos em uma simetria quase-periódica de repetição 6-vezes, conforme é mostrado na Figura 5.21 (a) [58]. A segunda configuração é formada por uma malha de 150 furos com simetria 12-vezes, conforme mostra a Figura 5.21 (b) [7], [8]. A terceira configuração é constituída por 167 furos de ar distribuídos em uma simetria quase-periódica 6-vezes modificada, formada a partir da combinação de elementos quadrados e triangulares, conforme mostrada na Figura 5.21 (c)[59].

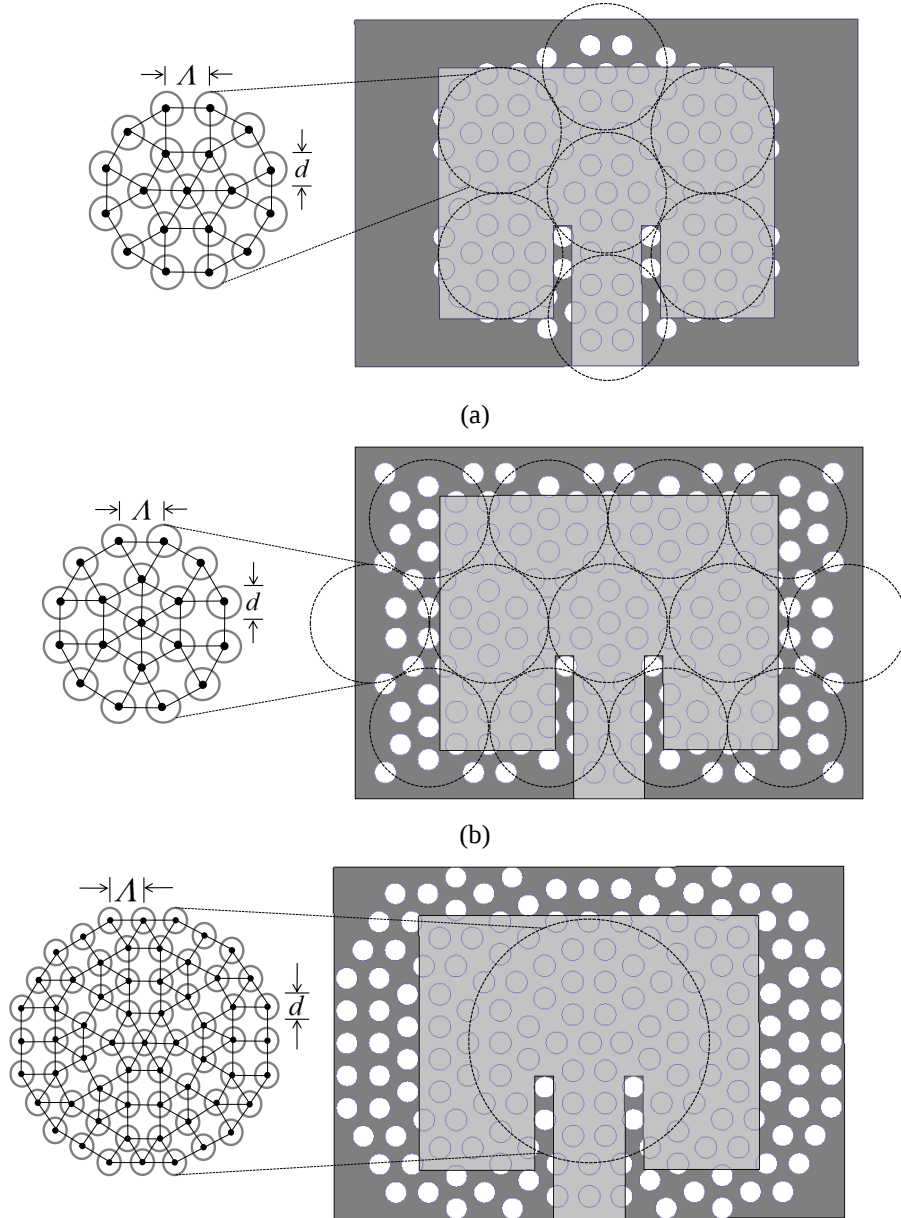


Figura 5.21: Antenas *PBG* quase-periódicas com simetria (a) 6-vezes, (b) 12-vezes e (c) 6-vezes modificada, com detalhe para as células padrão que origina cada simetria localizada à esquerda das respectivas antenas

Fonte: (Autor, 2016)

Para todas as configurações foram fixados os valores de 1,0 mm para o diâmetro (d) dos furos de ar e 1,5 mm para a distância (A) entre os centros dos furos.

5.3.1 Resultados das Simulações

As simulações foram realizadas tomando como base a antena de referência e as configurações propostas para as estruturas *PBG* quase-periódicas. Foi analisado primeiramente o efeito da variação do S_{11} em função da frequência de ressonância conforme mostra a Figura 5.22.

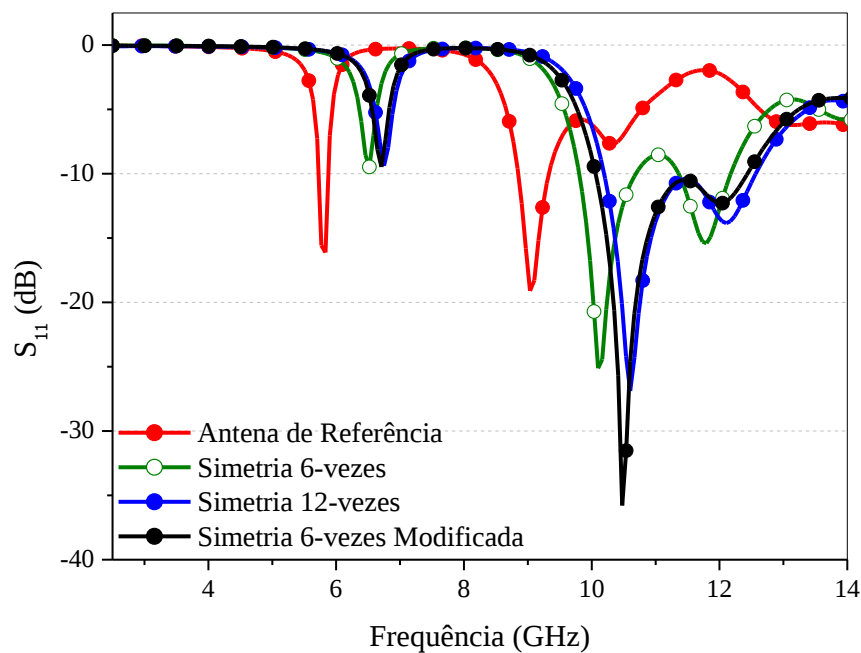


Figura 5.22: Comparação do S_{11} em função da frequência de operação entre a antena de referência e as configurações de antenas *PBG* propostas

Fonte: (Autor, 2016)

Os resultados mostram que as antenas com estrutura *PBG* quase-periódica deslocam a frequência de ressonância de 5,80 GHz para 10,10 GHz (simetria 6-vezes), 10,6 GHz (simetria 12-vezes) e 10,54 GHz (simetria 6-vezes modificada), as quais serão utilizadas na simulação do ganho total e distribuição de campo elétrico no substrato das antenas. Além disso, apresentam largura de banda superior à antena de referência e menor coeficiente de reflexão para a segunda banda de operação. Em adição, pode-se destacar que a antena *PBG* com simetria 6-vezes possui melhor performance que as demais antenas, apresentando a maior largura de banda para a segunda banda de operação de 22,5 % e menor S_{11} de -35,79 dB, conforme resultados detalhados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2: Parâmetros das simulações apresentadas na Figura 5.22

Configurações das Antenas	Frequência de Ressonância (GHz)	S_{11} (dB)	Largura de Banda (%)
Referência	5,8; 9,03	-15,83; -19,1	2,58; 5,15
Simetria 6vezes	10,10	-25,11	6,89
Simetria 12-vezes	10,60	-24,98	20,52
Simetria 6-vezes Modificada	10,54	-35,79	22,50

As Figuras 5.23, 5.24 e 5.25 mostram os diagramas de radiação em 2D e 3D da antena de configuração 1, 2 e 3 respectivamente. Conforme observado na Figura 5.4, a antena de referência apresentou um ganho total de 4,75 dB. As configurações 1, 2 e 3 apresentaram ganhos de 5,62 dB, 5,87 dB e 6,02 dB, respectivamente. De acordo com os valores obtidos, constata-se uma melhoria no ganho da antena para qualquer configuração *PBG* proposta, sendo a configuração 3 (com simetria 6-vezes modificada) a que apresentou o maior ganho.

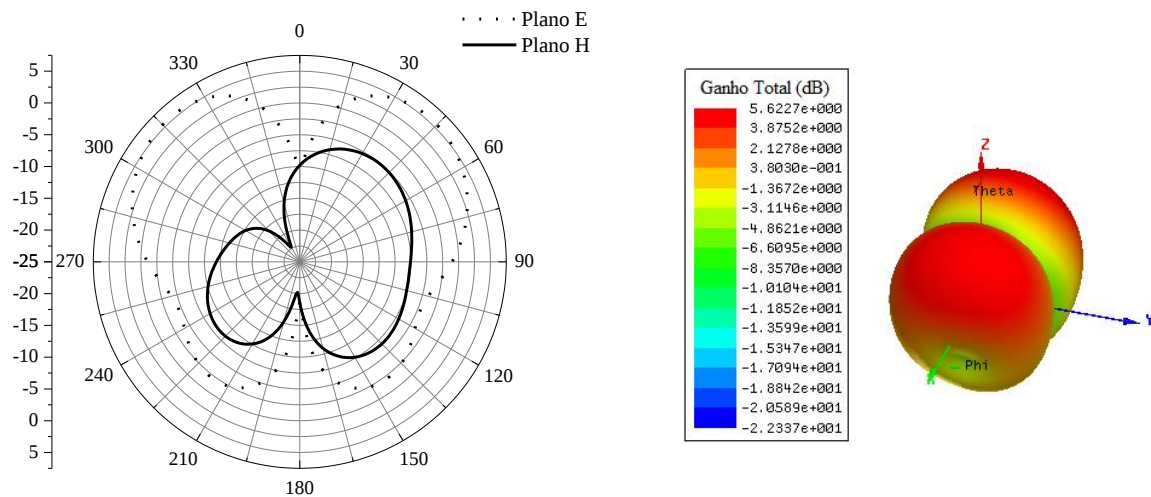


Figura 5.23: Diagramas 2D e 3D da configuração 1 para frequência de 10,10 GHz

Fonte: (Autor, 2016)

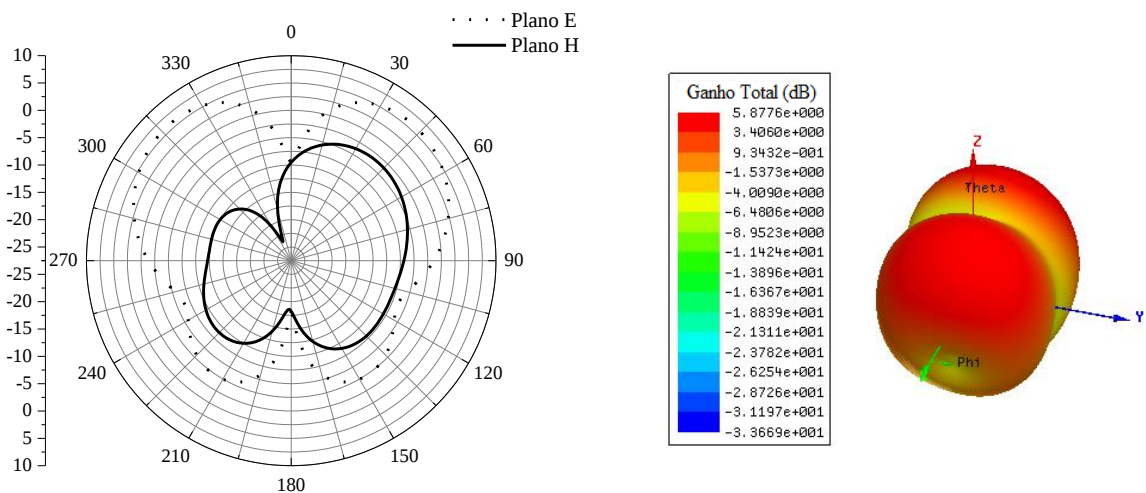


Figura 5.24: Diagramas 2D e 3D da configuração 2 para frequência de 10,60 GHz

Fonte: (Autor, 2016)

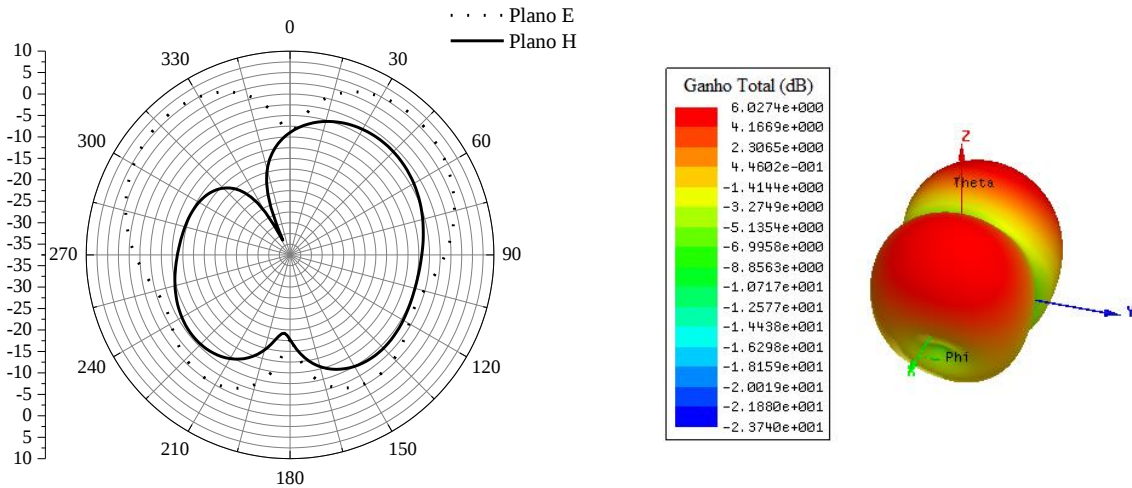


Figura 5.25: Diagramas 2D e 3D da configuração 3 para frequência de 10,54 GHz

Fonte: (Autor, 2016)

As Figuras 5.26, 5.27 e 5.28 mostram o comportamento da distribuição de campo elétrico sobre o *patch* das configurações de antenas *PBG* propostas neste estudo.

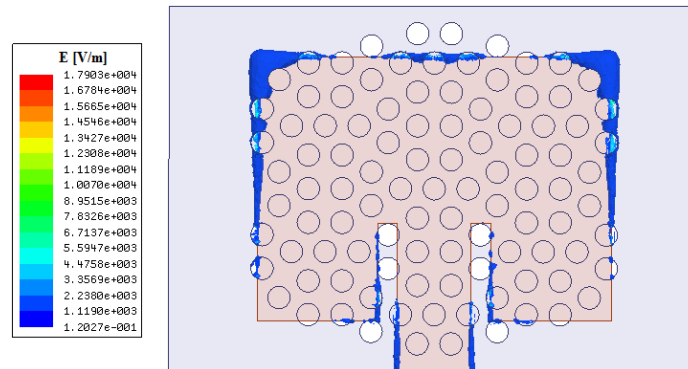


Figura 5.26: Distribuição de campo elétrico da figuração 1 para frequência de 10,10 GHz

Fonte: (Autor, 2016)

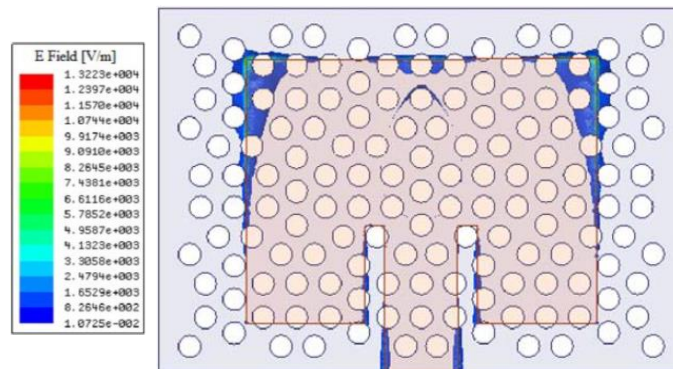


Figura 5.27: Distribuição de campo elétrico da configuração 2 para frequência de 10,60 GHz

Fonte: (Autor, 2016)

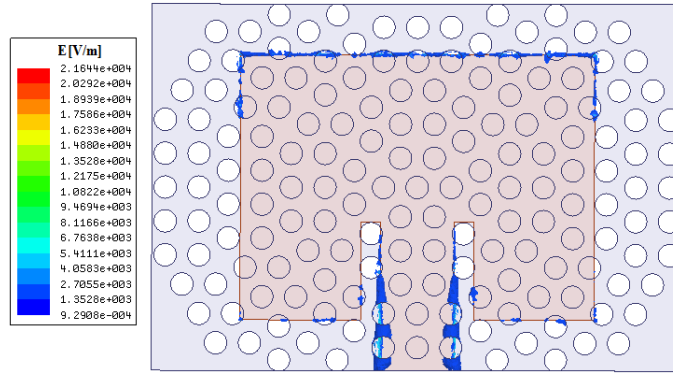


Figura 5.28: Distribuição de campo elétrico da configuração 3 para frequência de 10,54 GHz

Fonte: (Autor, 2016)

É possível perceber que as antenas com estrutura *PBG* possuem níveis de campo elétrico reduzidos ao longo das bordas do elemento radiador para qualquer uma das configurações propostas em relação à antena de referência mostrada na Figura 5.8. À medida que aumenta-se a quantidade de furos de ar com a variação das geometrias quase-periódicas, os níveis de campo elétrico próximo as bordas do *patch* são atenuados, o que reduz o efeito de ondas de superfícies, melhorando assim o ganho da antena.

5.3.2 Resultados Experimentais

A Figura 5.29 mostra respectivamente, da esquerda para direita, o protótipo da antena de referência e das antenas de configuração 1, 2 e 3.

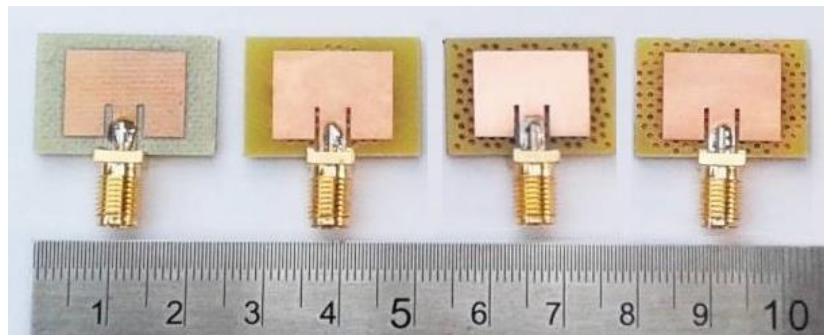


Figura 5.29: Antenas construídas com auxílio da LPKF ProtoMat S42

Fonte: (Autor, 2016)

A Figura 5.30 mostra o comparativo entre os valores simulados e medidos para a configuração com simetria 6-vezes. A partir destes resultados, pode-se observar uma boa concordância entre os valores simulados e medidos. Além disso, vale destacar que a antena construída apresenta melhor performance em relação à simulada, tendo em vista possui menor coeficiente de reflexão considerando os valores medidos para a primeira e segunda banda de operação.

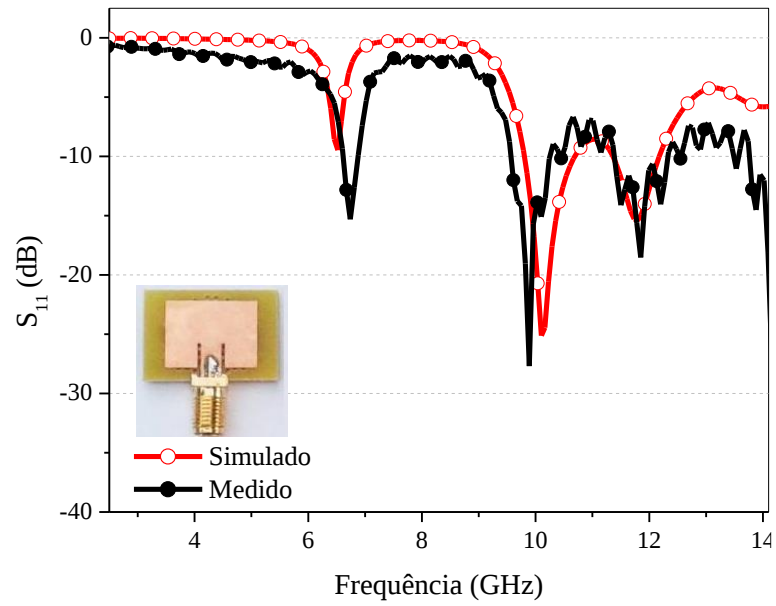


Figura 5.30: Comparação da S_{11} em função da frequência de operação entre os valores simulados e medidos da antena PBG quase-periódica com simetria 6-vezes

Fonte: (Autor, 2016)

A Figura 5.31 mostra a comparação entre os valores simulados e medidos para a configuração com simetria 12-vezes. Pode-se notar uma boa concordância entre os valores simulados e medidos, com um pequeno deslocamento na primeira banda de operação e uma menor coeficiente de reflexão considerando os valores medidos para a primeira e segunda banda de operação.

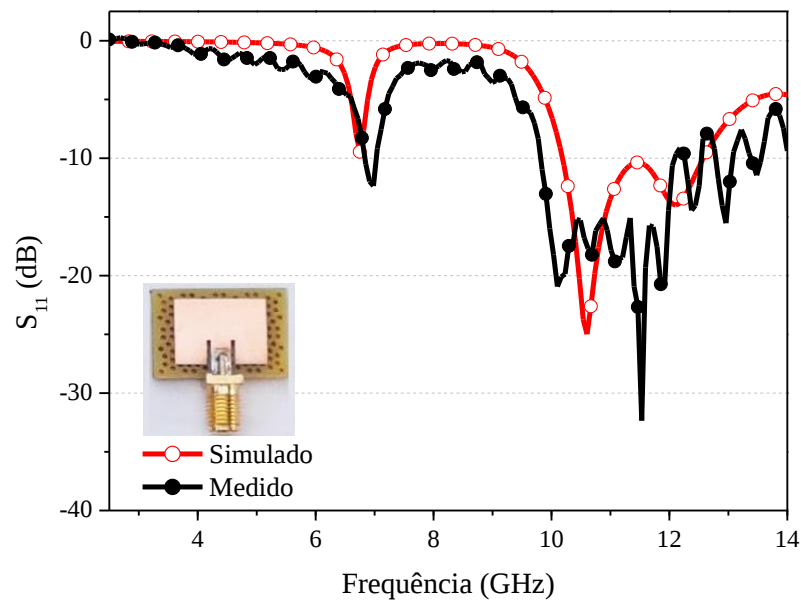


Figura 5.31: Comparação do S_{11} em função da frequência de operação entre os valores simulados e medidos da antena PBG quase-periódica com simetria 12-vezes

Fonte: (Autor, 2016)

A Figura 5.32 mostra o comparativo entre os valores simulados e medidos para a configuração com simetria 6-vezes modificada.

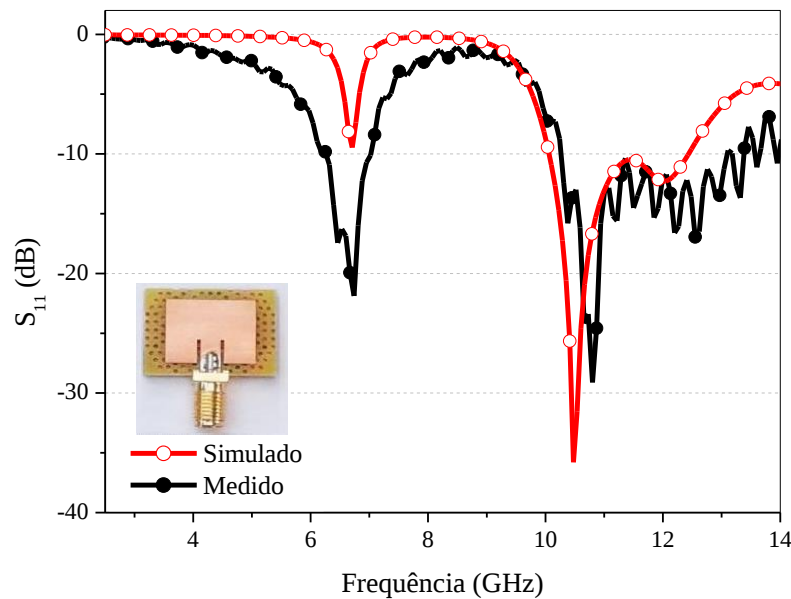


Figura 5.32: Comparação da S_{11} em função da frequência de operação entre os valores simulados e medidos da antena PBG quase-periódica com simetria 6-vezes modificada

Fonte: (Autor, 2016)

A partir deste resultado, pode-se observar uma boa concordância entre os valores simulados e medidos. Além disso, vale destacar que a antena construída apresenta melhor performance em relação à simulada, tendo em vista que possui largura de banda superior à simulada na segunda banda de operação e menor coeficiente de reflexão na primeira banda de operação.

As Figuras 5.33, 5.34 e 5.35 mostram os gráficos da medição da impedância de entrada das antenas com simetria 6-vezes, 12-vezes e 6-vezes modificada, respectivamente, traçadas sobre a carta de Smith para a segunda banda de operação. É possível observar um boa performance no casamento de impedância para todas as antenas, tendo em vista à proximidade de 50Ω para as medidas experimentais.

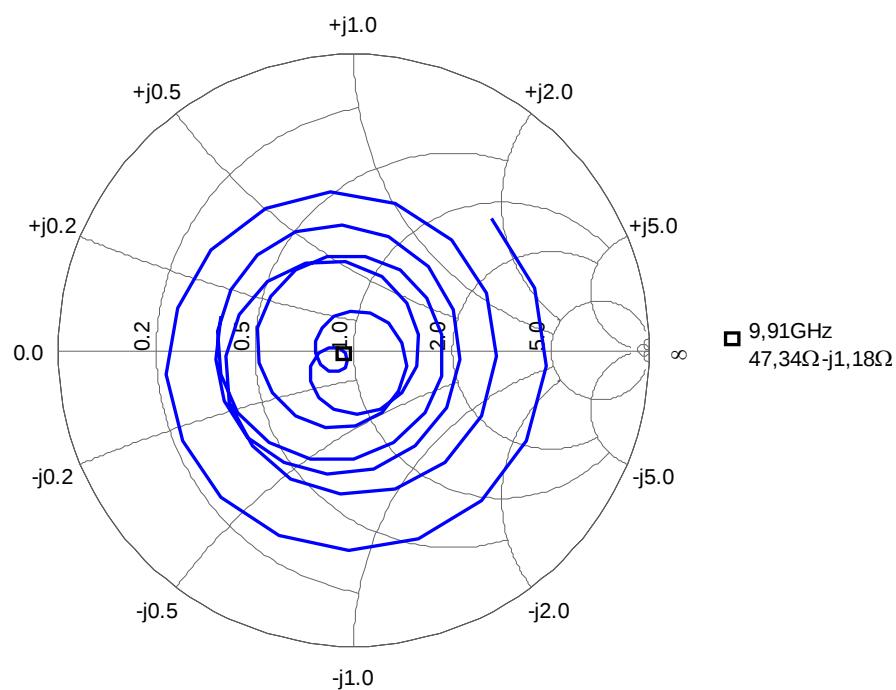


Figura 5.33: Impedância de entrada para a antena com simetria 6-vezes na faixa de frequência de 9 à 11 GHz

Fonte: (Autor, 2016)

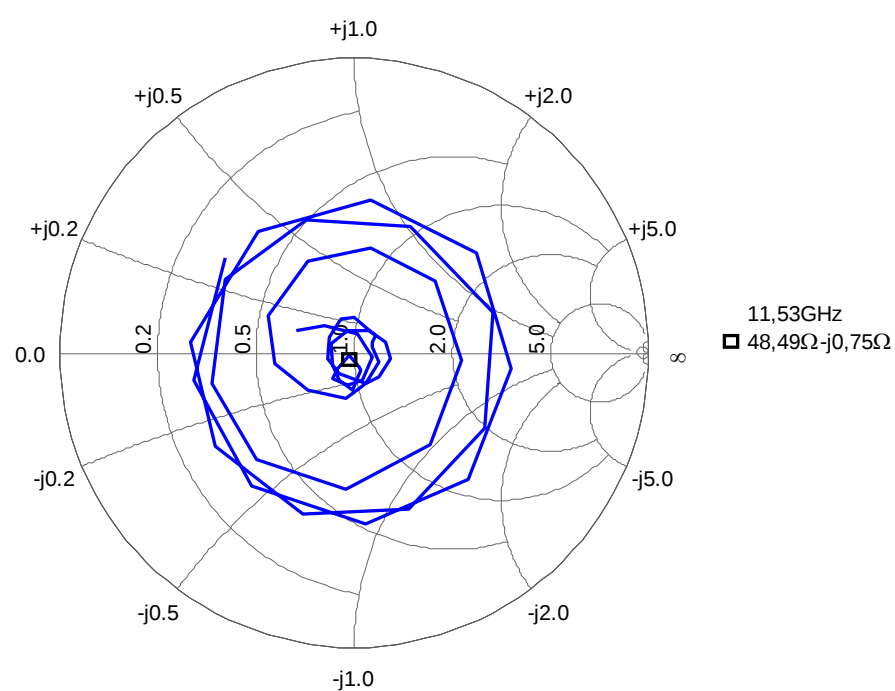


Figura 5.34: Impedância de entrada para a antena com simetria 12-vezes na faixa de frequência de 8 à 12 GHz

Fonte: (Autor, 2016)

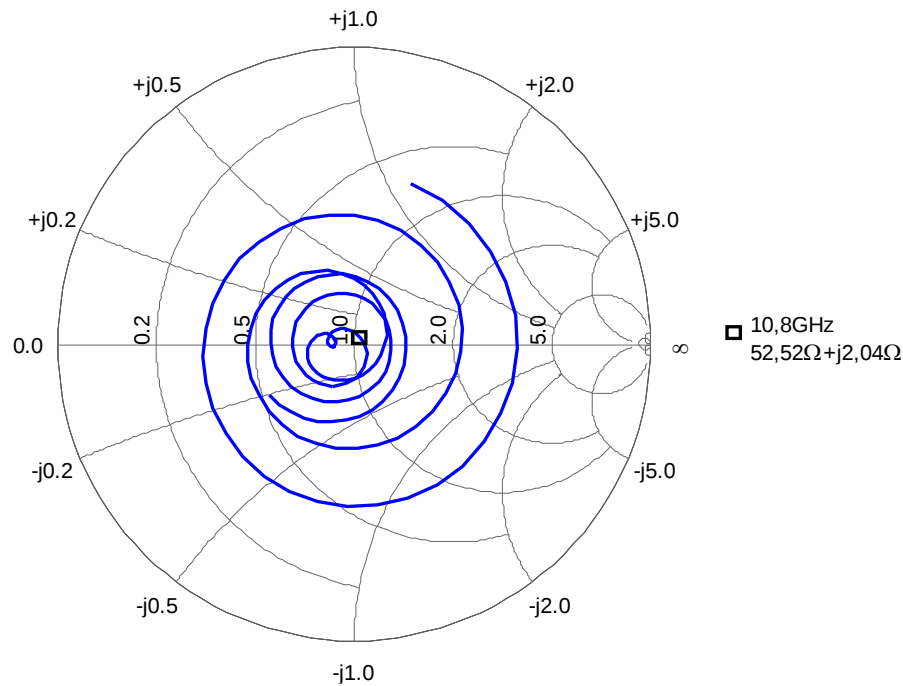


Figura 5.35: Impedância de entrada para a antena com simetria 6-vezes modificada na faixa de frequência de 10 à 12 GHz

Fonte: (Autor, 2016)

5.3.3 Conclusões – Estudo da Variação das Simetrias *PBG*

De acordo com os resultados simulados e experimentais obtidos, pode-se concluir que o uso das estruturas *PBG* quase-periódicas ocasionou um considerável aumento na largura de banda e redução do coeficiente de reflexão para a segunda banda de operação em comparação com a antena de referência. Foi possível também observar um deslocamento na frequência de operação do dispositivo, que variou de acordo com a simetria utilizada para os furos de ar imersos no substrato.

Em adição, os resultados mostraram um considerável aumento do ganho total para a segunda banda de operação em todas as configurações *PBG* propostas. Além de uma redução na distribuição de campo elétrico ao longo das bordas do elemento radiador, reduzindo consequentemente a ocorrência de ondas superficiais. Dessa forma, pode-se concluir que as configurações *PBG* propostas neste trabalho mostraram um melhor desempenho nos parâmetros das antenas, com destaque para a antena *PBG* quase-periódica com simetria 6-vezes modificada, a qual apresentou melhor performance em suas propriedades de radiação. Porém, é evidenciada a necessidade de uma mudança na frequência de projeto para que a antena possa ressoar na frequência desejada, de forma que seja aproveitada a boa performance nas propriedades de radiação da segunda banda de operação.

Capítulo 6

Otimização de Projeto por Redes Neurais

Este capítulo trata da definição da problemática abordada neste estudo e apresenta em detalhes a proposta de solução pelo uso de redes neurais artificiais.

6.1 Definição da Problemática

Como foi observado no capítulo 5, a presença dos furos de ar na estrutura *PBG* do substrato, altera a permissividade efetiva do mesmo, fazendo com que o coeficiente de reflexão na frequência de ressonância de projeto aumente e a frequência de projeto seja deslocada para direita, efeitos comumente observados em trabalhos publicados na literatura. Outro efeito a ser destacado no presente estudo é a significativa redução do coeficiente de reflexão na segunda banda de operação da antena e um aumento de sua largura de banda, como pode ser observado nas Figuras 5.3 e 5.22. Juntamente com o que ocorre com a frequência de projeto, a frequência da segunda banda de operação também sofre deslocamento, conforme observado na Figura 6.1. O valor desse deslocamento é influenciado por fatores como o diâmetro, distância entre os centros dos furos e a simetria na qual são distribuídos no substrato.

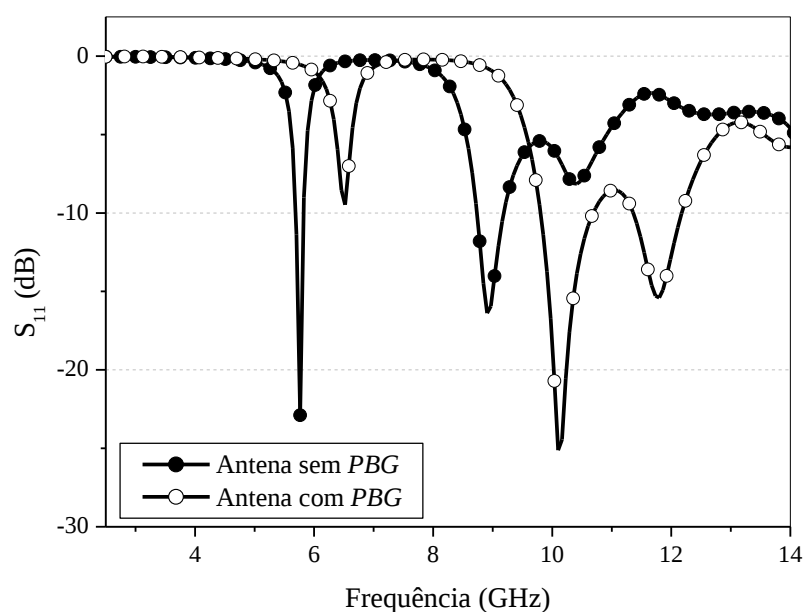


Figura 6.1: Efeitos do uso do *PBG* no substrato de antenas de microfita com *patch* retangular

Fonte: (Autor, 2016)

O desafio no processo de síntese das antenas é que com diferentes frequências de projeto, ou configurações *PBG*, têm-se deslocamentos para a segunda banda de operação da antena. Como o objetivo deste trabalho é a utilização da segunda banda de operação da antena, necessita-se encontrar qual frequência de projeto e parâmetros *PBG* devem-se aplicar à determinada configuração *PBG* para obter-se como resultado a ressonância da antena na frequência desejada.

6.2 Descrição da estratégia com Redes Neurais Artificiais

Para resolver esse problema será feito uso da técnica de redes neurais artificiais na configuração de *perceptron* de múltiplas camadas ou *MLP* (do inglês *Multilayer Perceptron Network*) do tipo *feedforward*, a qual possui várias aplicações na literatura [60], [61]. Esta é uma estratégia clássica que será aplicada como um interpolador não linear para otimização do processo de análise das antenas de microfita.

Com o intuito de utilizar a segunda banda de operação da antena, será desenvolvida em um estudo 1, uma RNA em *Matlab 7.12.0* que encontre a frequência de operação da antena nesta banda, denominada f_{op} .

6.2.1 Estudo 1

A RNA proposta nesse estudo possui paradigma de aprendizagem do tipo supervisionado com controle da quantidade de neurônios e camadas. Na configuração final para a RNA, foram usados 2 neurônios na camada de entrada que recebem os parâmetros relativos ao diâmetro dos furos de ar (d) e a distância entre esses os furos (Δ). A camada de saída possui apenas 1 neurônio que corresponde à frequência de operação (f_{op}) correspondente ao valor que apresenta o menor coeficiente de reflexão e maior largura de banda para o mapeamento da rede. Na camada intermediária, também chamada de camada oculta, foram utilizados dezesseis neurônios, essa quantidade foi alcançada através da realização de sucessivos processos de treinamentos. A estrutura 2-16-1 aplicada como configuração da RNA é mostrada na Figura 6.2.

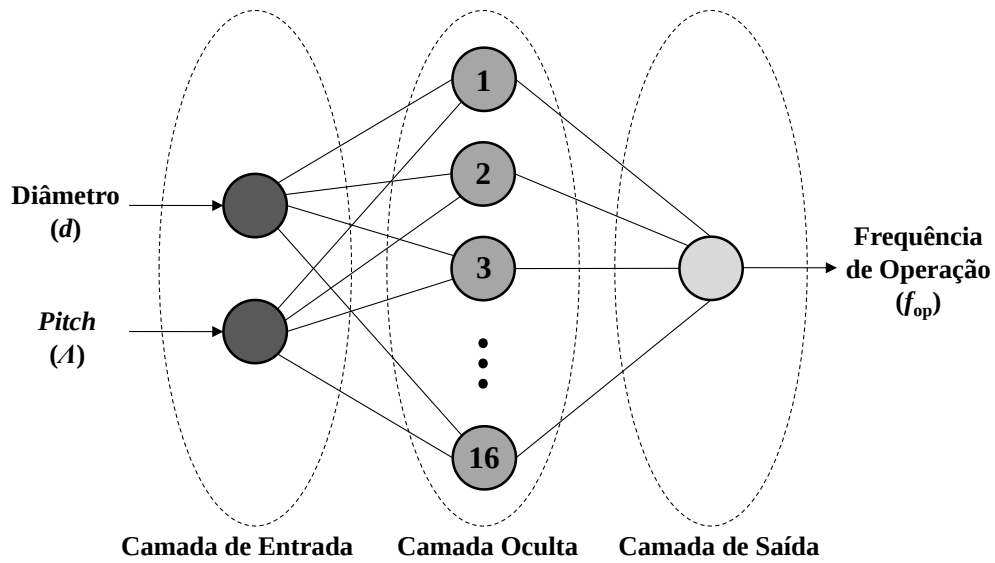


Figura 6.2: Estrutura da RNA proposta

Fonte: (Autor, 2016)

6.2.1.1 Geração do Banco de Dados

A geração do banco de dados é feita a partir da implementação de um código computacional, aqui denominado *Calculador Modelo*, desenvolvido em C++ (.cpp) por [61], aplicado em conjunto com um *software* comercial, conforme diagrama esquemático mostrado na Figura 6.3.

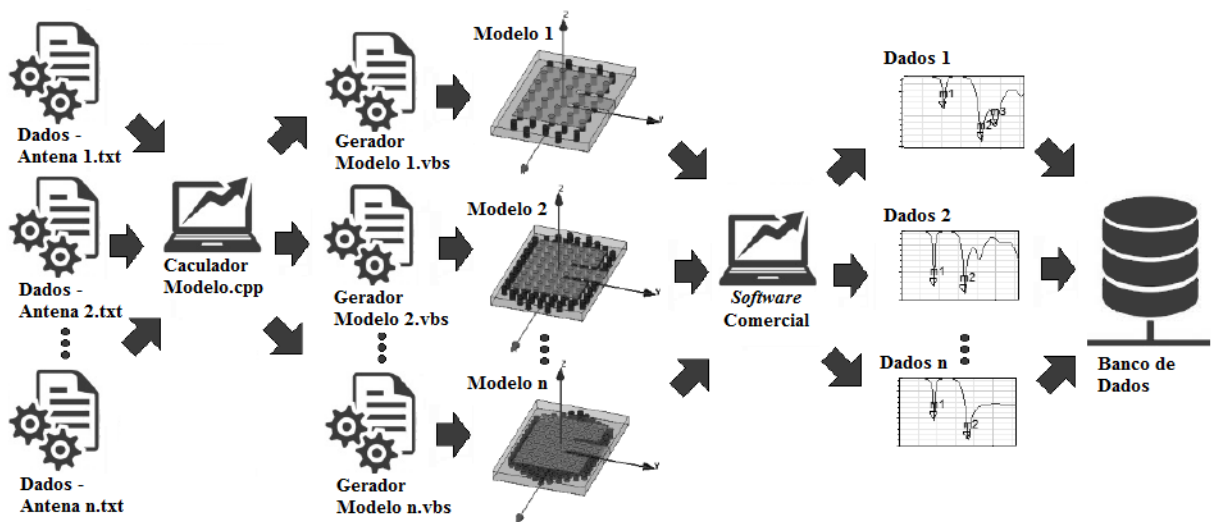


Figura 6.3: Diagrama esquemático do procedimento de geração do banco de dados

Fonte: (Autor, 2016)

Para iniciar o procedimento de geração do banco de dados, parâmetros relativos à antena de microfita como a frequência de projeto, diâmetro dos furos de ar do substrato, distância entre esses furos e tipo de simetria dos furos, são armazenados em arquivos denominados *Dados-Antena.txt*. Em seguida, esses parâmetros são usados na construção do modelo estrutural através da plataforma computacional *Calculador Modelo.cpp* que projeta a antena de acordo com os dados definidos e gera o arquivo *Gerador Modelo.vbs* que ao ser executado, constrói automaticamente a antena usando um *software* comercial, baseado no Método dos Elementos Finitos (do inglês *Finite Element Method - FEM*).

As simulações terão como base a antena de referência estudada no Capítulo 5, projetada para operar em uma frequência de 5,8 GHz, conforme mostrada em detalhes nas Figuras 6.4 (a) e (b) a seguir. De acordo com a Figura 6.4 (a), pode-se notar que a geometria adotada para a distribuição dos furos é a periódica hexagonal, apresentada e analisada em [1] e [62].

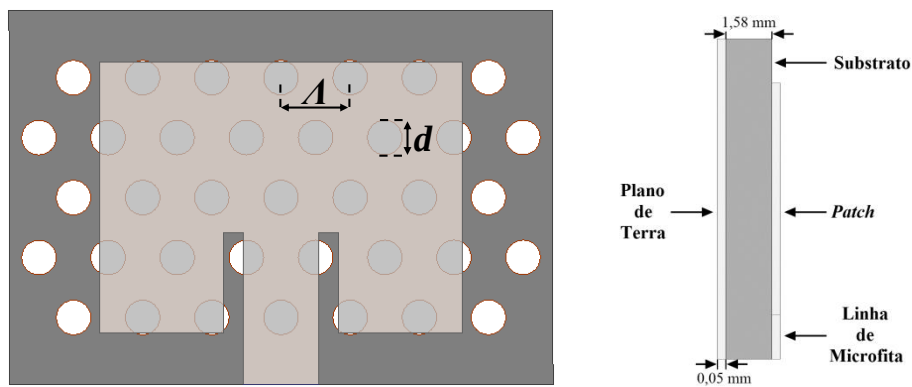


Figura 6.4: Modelo da antena de microfita *PBG* hexagonal: (a) Vista frontal e, (b) Vista lateral

Fonte: (Autor, 2016)

Para configurar o banco de dados, serão simuladas 80 diferentes amostras de estruturas *PBG* no substrato, de acordo com as especificações mostradas na Tabela 6.1. Para maiores detalhes, ver Tabela A1 em Anexo.

Tabela 6.1: Banco de dados da RNA - Estudo 1

Amostra	Λ (mm)	d (mm)	f_{op} (GHz)
1	3,0	1,0	f_1
2	3,0	1,1	f_2
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
16	3,0	2,5	f_{16}
17	2,9	1	f_{17}
18	2,9	1,1	f_{18}
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
32	2,9	2,5	f_{32}
33	2,8	1,0	f_{33}
34	2,8	1,1	f_{34}
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
48	2,8	2,5	f_{48}
49	2,7	1,0	f_{49}
50	2,7	1,1	f_{50}
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
64	2,7	2,5	f_{64}
65	2,6	1,0	f_{65}
66	2,6	1,1	f_{66}
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
80	2,6	2,5	f_{80}

6.2.1.2 Treinamento

A etapa de treinamento da RNA consiste na utilização do algoritmo de retropropagação (do inglês *backpropagation*) para realizar os ajustes dos pesos sinápticos da rede com base nos dados obtidos a partir da fase anterior, conforme pode ser visto no diagrama esquemático da Figura 6.5.

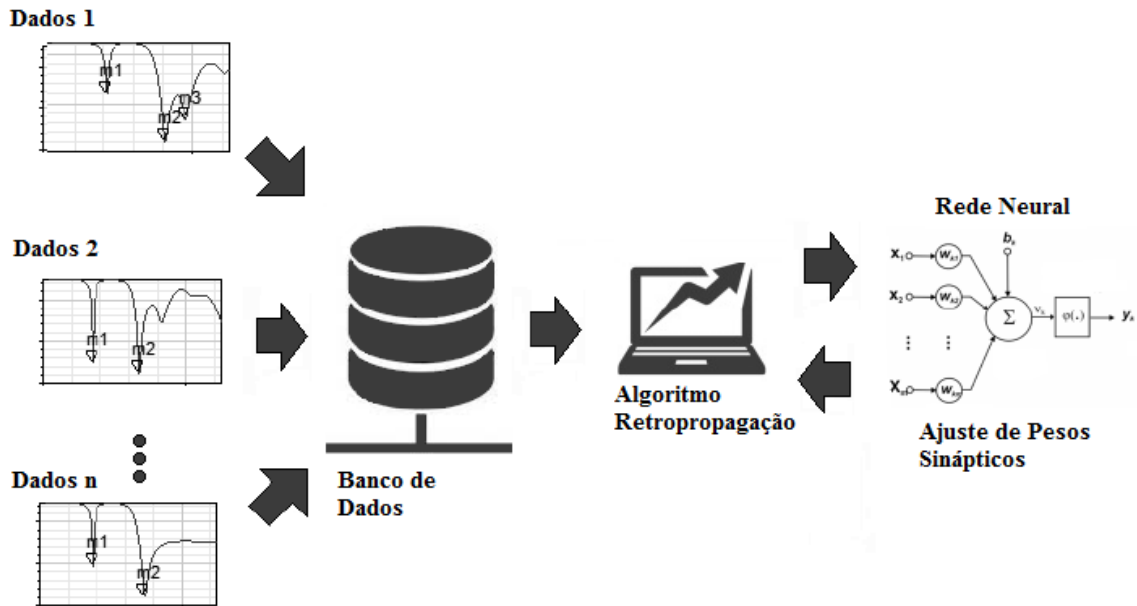


Figura 6.5: Diagrama esquemático do procedimento de treinamento da rede neural

Fonte: (Autor, 2016)

Para realizar o treinamento supervisionando da RNA, primeiramente verificamos como conjunto de teste, as funções de ativação *logsig* e *tansig* e os resultados obtidos utilizando a função *tansig*, não foram satisfatórios. É importante destacar, que o critério para escolha da função de ativação, levou em consideração que cada unidade da camada intermediária, deve funcionar como um *perceptron* e o tipo de ativação escolhido deverá atuar de forma a suavizar a atualização dos pesos sinápticos, evitando alterações bruscas. Dessa forma, a função que apresentou melhor eficiência foi a função sigmoide do tipo *logsig* sendo, portanto, aplicada, nas camadas oculta e de saída. Finalmente, a rede neural foi treinada usando o algoritmo *backpropagation* de *Levenberg-Marquardt* com um número máximo de 100 épocas, taxa de aprendizado de 0,47 e erro desejado de 10^{-3} .

6.2.1.3 Resultados da RNA

A Figura 6.6 mostra o desempenho obtido considerando como função objetivo a minimização do erro quadrático médio (EQM) em cada época durante as etapas, de treinamento, validação e teste da RNA. Em todas as simulações da RNA, foi utilizado o erro desejado como critério de parada. Dessa forma, o erro final de validação foi de 0,014642 na época 24.

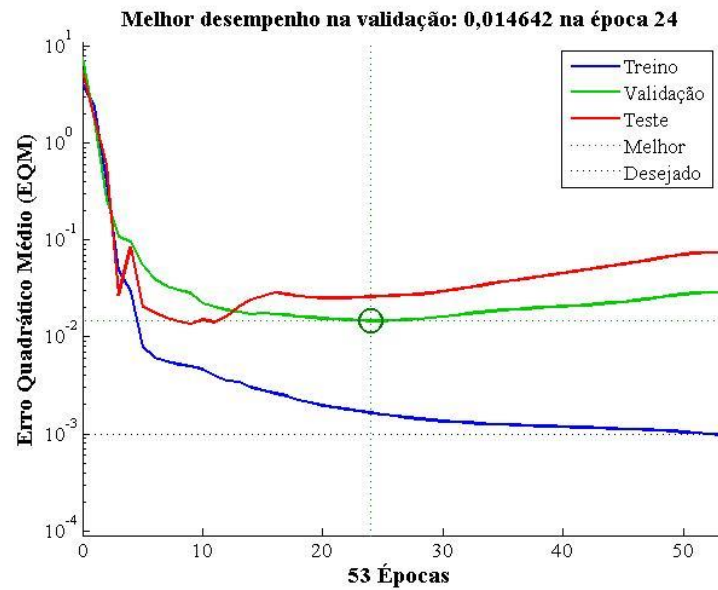


Figura 6.6: Desempenho da rede neural durante o treinamento

Fonte: (Autor, 2016)

As curvas de regressão são apresentadas na Figura 6.7. Aqui, observar-se que a RNA realiza a interpolação não linear durante a otimização do processo de análise das antenas de microfita, apresentando um bom desempenho em torno de 0,99812 nas fases de treinamento, validação e teste.

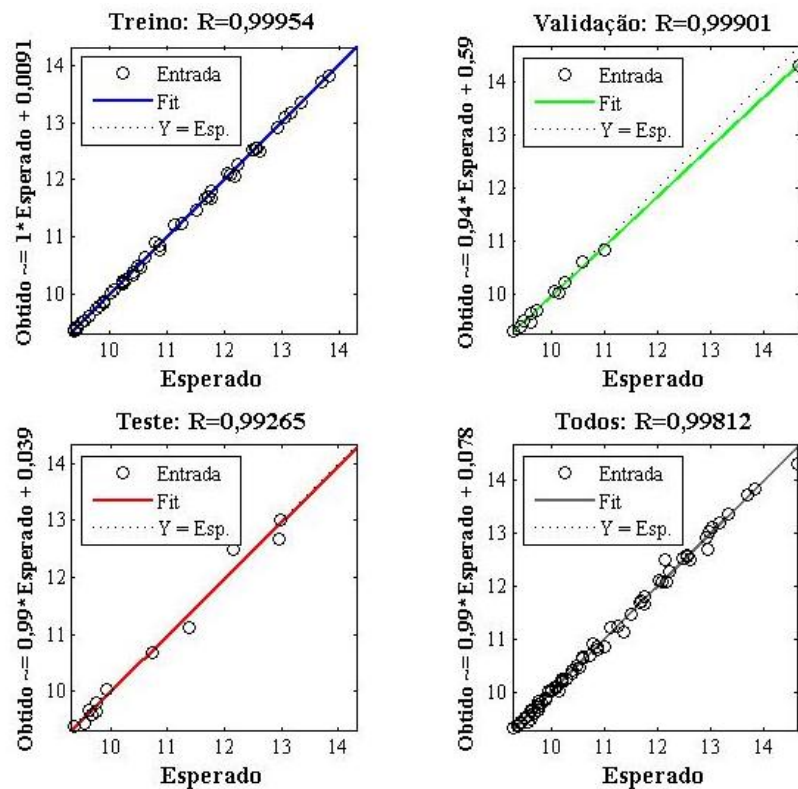


Figura 6.7: Curvas de regressão para as fases de treino, validação e teste

Fonte: (Autor, 2016)

A validação dos resultados consiste na última etapa antes da utilização da rede como ferramenta. Esta etapa consiste em utilizar como dado de entrada uma configuração distinta do banco de dados utilizada no treinamento da RNA para que esta possa obter um resultado válido tendo como base o comportamento dos dados de treino. A Tabela 6.2 mostra os resultados da validação da rede, que é realizada considerando 8 amostras de dados de entrada distintos, que não foram incluídos no banco de dados usado no treinamento da RNA. A saída da rede treinada, que corresponde a f_{op} obtida, é comparada com a frequência f_{op} esperada computacionalmente conforme procedimento mostrado na Figura. 6.3.

Tabela 6.2: Dados de validação da RNA

Amostra	A (mm)	d (mm)	$f_{op_Esperada}$ (GHz)	f_{op_Obtida} (GHz)	Erro Absoluto (GHz)	Erro Relativo (%)
1	1,8	0,8	9,557	9,548	0,009	0,094
2	1,8	0,6	9,296	9,289	0,007	0,075
3	1,6	0,8	9,819	9,811	0,008	0,081
4	1,6	0,6	9,427	9,421	0,006	0,063
5	3,5	3,0	14,753	14,558	0,015	0,101
6	3,5	2,6	11,452	11,440	0,012	0,104
7	3,3	3,0	15,437	15,424	0,013	0,084
8	3,3	2,6	13,557	13,546	0,011	0,081

Os resultados para a f_{op} obtida, apresentam uma boa concordância com a f_{op} esperada com erros absolutos variando de 0,006 à 0,015 GHz, e erros relativos à frequência esperada de 0,063 à 0,104 %. A Tabela 6.3 destaca os valores dos parâmetros de S_{11} , ganho e largura de banda, extraídos das simulações, para cada f_{op} obtida pela RNA.

Tabela 6.3: Dados de validação da RNA

Amostra	f_{op_Obtida} (GHz)	S_{11} (dB)	Ganho (dB)	Largura de banda (%)
1	9,548	-24,89	5,21	7,49
2	9,289	-20,65	5,73	6,69
3	9,811	-34,59	5,60	8,87
4	9,421	-23,70	5,72	7,09
5	14,558	-20,62	7,73	25,94
6	11,440	-20,24	6,22	26,05
7	15,424	-27,84	7,68	23,36
8	13,546	-25,48	6,25	22,29

As frequências obtidas pela RNA apresentaram uma boa performance nos parâmetros de radiação analisados em relação a antena de referência da Figura 5.3, possibilitando menor coeficiente de reflexão, maior ganho e uma extensa largura de banda para a operação da antena em estudo na faixa analisada de 1 à 16 GHz. É importante destacar que a partir da amostra 5 (com valores de λ e d superiores às demais amostras) ocorre uma considerável mudança na frequência de operação em relação a frequência de projeto, entretanto, observa-se também um melhor desempenho para as antenas analisadas.

Com base no desempenho da RNA obtido nesse estudo, pode-se verificar que é possível utilizar um interpolador não linear no ajuste dos principais parâmetros das antenas de microfita com substrato *PBG*. Dessa forma, no estudo a seguir será utilizada a RNA proposta como base para encontrar a frequência de projeto e a configuração *PBG* necessária para obter a ressonância da antena na frequência desejada.

6.2.2 Estudo 2

A RNA proposta neste estudo é baseada na rede apresentada no estudo 1, porém com algumas modificações a serem detalhadas a seguir. A configuração final para a RNA utilizada considera 1 neurônio na camada de entrada que recebem o parâmetro relativo à frequência de operação (f_{op}) correspondente à segunda banda. A camada de saída possui 2 neurônios que correspondem aos valores de frequência de projeto (f_p) e diâmetro dos furos (d). Neste estudo, a geometria adotada para a distribuição dos furos é a periódica hexagonal, conforme foi detalhada na Figura 6.4 do estudo 1, e o valor de distância entre os furos (λ) foi fixado em 3,0

mm. Na camada intermediária, também chamada de camada oculta, foram utilizados 24 neurônios (50% neurônios a mais do que no estudo 1), essa quantidade foi alcançada através da realização sucessivos processos de treinamentos. A estrutura 1-24-2 aplicada como configuração da RNA é mostrada na Figura 6.8.

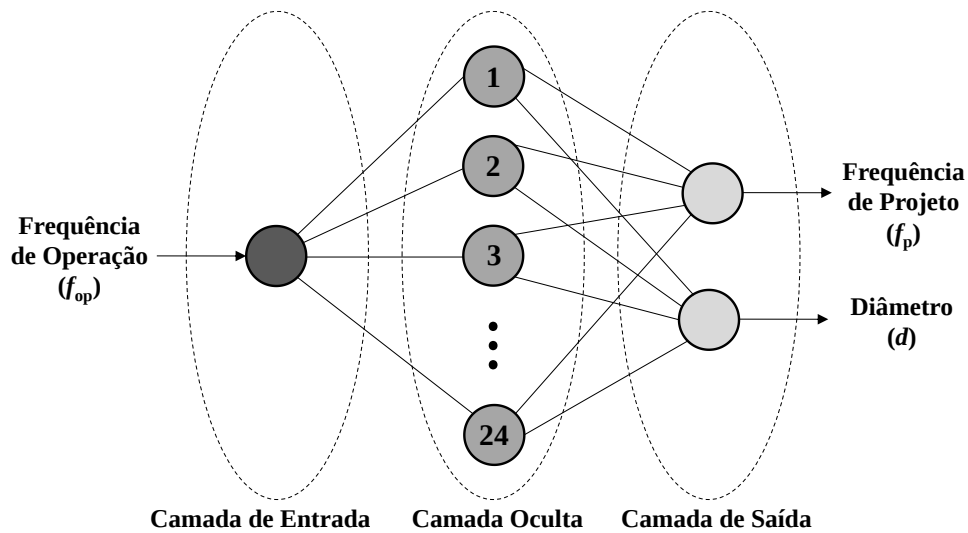


Figura 6.8: Estrutura da RNA proposta

Fonte: (Autor, 2016)

6.2.2.1 Geração do Banco de Dados

Neste estudo o banco de dados é gerado conforme procedimento descrito na Figura 6.3 do estudo 1. De acordo com os dados da Tabela 6.4, pode-se notar que foram construídos diferentes modelos de antenas com frequência de projeto (f_p) variando de 4,3 GHz à 7 GHz, com incremento de 0,3 GHz. Cada antena gera 16 amostras, por meio da variação do diâmetro dos furos (d) no substrato que com espessura variando de 1,0 à 2,5 mm, com incremento de 0,1 mm. O valor da distância entre os furos (A) para as 160 amostras foi fixado em 3,0 mm. Para maiores detalhes, ver Tabela A2 em Anexo.

Tabela 6.4: Banco de dados da RNA - Estudo 2

Amostra	f_p (GHz)	d (mm)	f_{op} (GHz)
1	4,3	1,0	f_1
2	4,3	1,1	f_2
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
16	4,3	2,5	f_{16}
17	4,6	1,0	f_{17}
18	4,6	1,1	f_{18}
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
32	4,6	2,5	f_{32}
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
129	6,7	1,0	f_{129}
130	6,7	1,1	f_{130}
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
144	6,7	2,5	f_{144}
145	7,0	1,0	f_{145}
146	7,0	1,1	f_{146}
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
160	7,0	2,5	f_{160}

6.2.2.2 Treinamento

No treinamento da RNA foi utilizado o algoritmo de treinamento por retropropagação para realizar os ajustes dos pesos sinápticos da rede com base nos dados obtidos a partir da fase anterior, conforme mostrado no diagrama esquemático da Figura 6.5 do estudo 1. Nesse caso, para realizar o treinamento supervisionando da RNA, primeiramente verificamos também como conjunto de teste, as funções de ativação *logsig* e *tansig*. A função que apresentou melhor eficiência foi a sigmoide do tipo *logsig* sendo, portanto, aplicada, nas camadas oculta e de saída. A rede neural foi treinada usando o algoritmo *backpropagation* de *Levenberg-Marquardt* com um número máximo de 100 épocas, taxa de aprendizado de 0,47 e erro desejado de 10^{-3} .

6.2.2.3 Resultados da RNA

A Figura 6.9 mostra o desempenho obtido considerando como função objetivo a minimização do erro quadrático médio (EQM) em cada época durante as etapas, de treinamento, validação e teste da RNA. Em todas as simulações da RNA, foi utilizado o número de épocas como critério de parada. Dessa forma, o erro final de validação foi de 0,258441 na época 16.

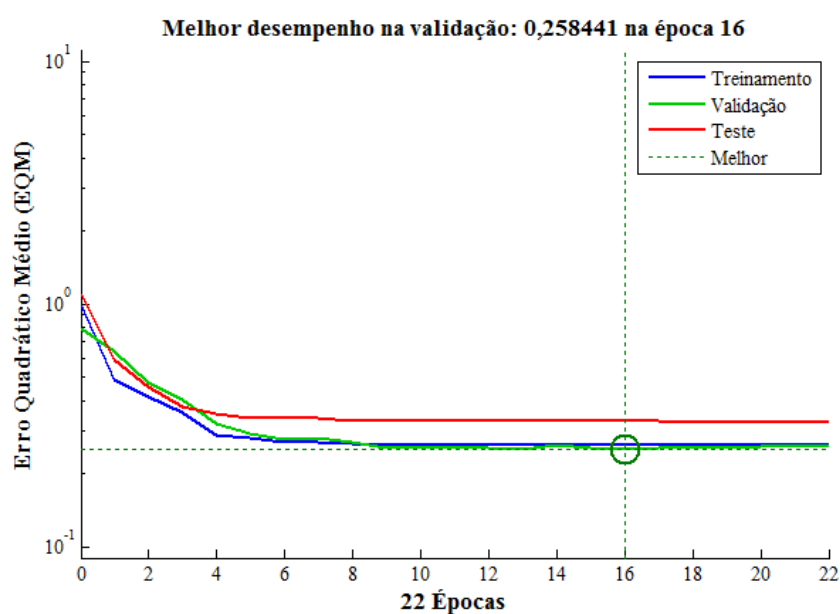


Figura 6.9: Desempenho da rede neural durante o treinamento

Fonte: (Autor, 2016)

As curvas de regressão são apresentadas na Figura 6.10, conforme podem ser observadas a seguir.

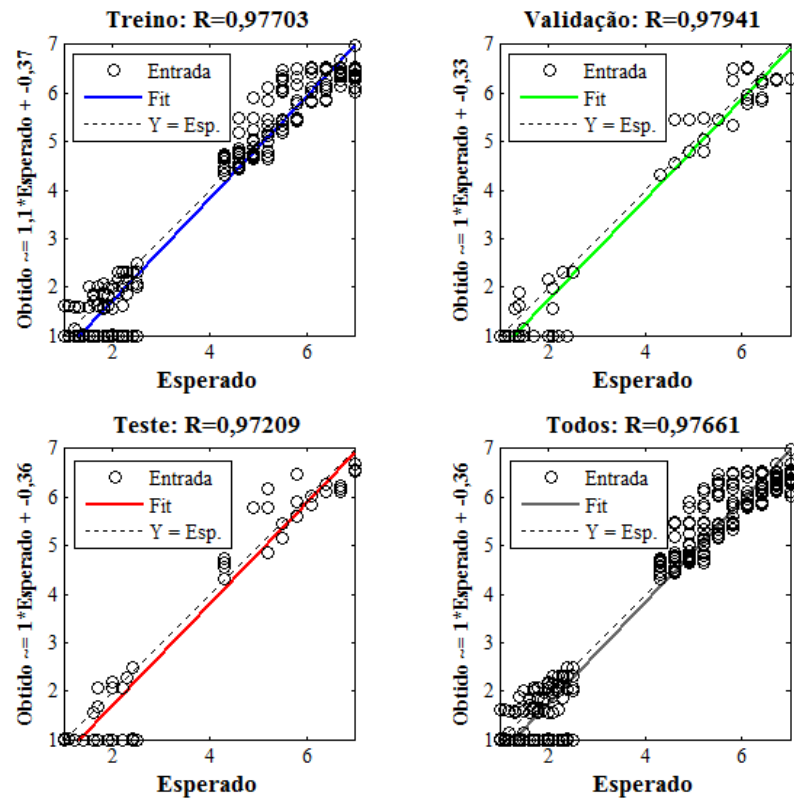


Figura 6.10: Curvas de regressão para as fases de treino, validação e teste

Fonte: (Autor, 2016)

Aqui, observar-se que ocorre uma interpolação não linear durante a otimização do processo de análise das antenas de microfita para qual a RNA apresenta um desempenho satisfatório, em torno de 0,97661 nas fases de treinamento, validação e teste.

A Tabela 6.5 mostra os resultados da validação da rede, que é realizada considerando 8 amostras de frequência de operação desejadas, que não estão incluídas no banco de dados usado no treinamento da RNA. Dessa forma, a rede fornece os parâmetros de projeto da antena (f_p e d), os quais são utilizados para sua construção no *software* comercial. A f_{op} desejada é comparada com a frequência f_{op} simulada computacionalmente conforme procedimento mostrado na Fig. 6.3.

Tabela 6.5: Dados de validação da RNA

Amostra	f_p (GHz)	d (mm)	$f_{op_Desejada}$ (GHz)	$f_{op_Simulada}$ (GHz)	Erro Absoluto (GHz)	Erro Relativo (%)
1	3,4	1,5	5,8	5,834	0,034	0,58
2	3,4	1,6	5,9	5,89	0,010	0,17
3	3,7	1,1	6,0	6,030	0,030	0,50
4	3,4	1,8	6,1	6,090	0,010	0,16
5	3,4	1,9	6,2	6,226	0,026	0,42
6	3,7	1,6	6,3	6,356	0,056	0,88
7	3,7	1,7	6,4	6,422	0,022	0,34
8	4,0	1,1	6,5	6,487	0,013	0,20

Os resultados para as f_{op} simuladas apresentam uma boa concordância com as f_{op} desejadas com erros absolutos variando de 0,01 à 0,056 GHz, e erros relativos à frequência desejada de 0,16 à 0,88 %.

6.2.2.4 Resultados Experimentais

Com base nos resultados obtidos pela RNA mostrados na Tabela 6.5, foram construídas as antenas 1 e 8 para a validação experimental da técnica de inteligência computacional utilizada nesta tese. A Figura 6.11 mostra respectivamente, da esquerda para direita, o protótipo das antenas projetadas para ressoar na frequência de 5,8 GHz e 6,5 GHz na segunda banda de operação.

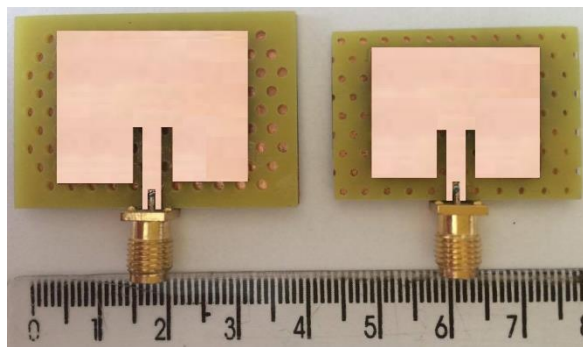


Figura 6.11: Antenas construídas com auxílio da LPKF ProtoMat S42

Fonte: (Autor, 2016)

O comparativo entre os valores simulados sem PBG (antena de referência), simulados com PBG (RNA) e medidos (RNA) para antenna 1 é mostrado na Figura 6.12. Nota-se uma boa concordância entre os resultados simulados e os experimentais. O ponto de melhor casamento experimental ocorreu na frequência de 5,85 GHz com S_{11} de -24,77 dB, enquanto que no simulado ocorreu na frequência 5,83 GHz com S_{11} de -21,72 dB. A diferença entre as frequências de melhor casamento é de 0,02 GHz, ou seja, apenas de 0,34% em relação a esta última. Além disso, para o parâmetro de largura de banda foi medido o valor 6,15% em relação aos 4,28 % obtidos na simulação. Além disso, pode-se notar uma melhor performance da antenna projetada com os parâmetros fornecidos pela RNA em relação a antenna de referência.

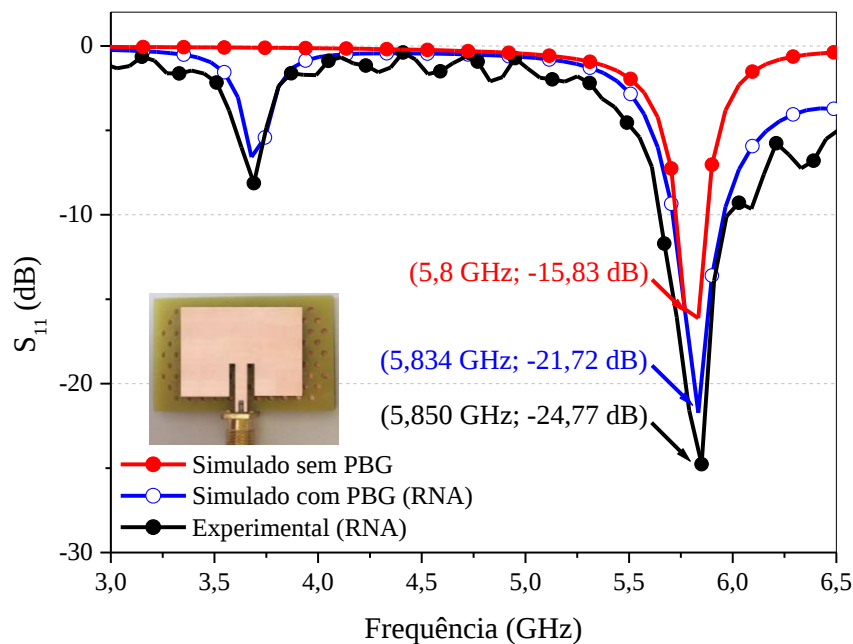


Figura 6.12: Comparação do S_{11} em função da frequência de operação entre os valores simulados da antenna de referência, simulados e medidos da antenna 1

Fonte: (Autor, 2016)

A Figura 6.13 mostra o gráfico da medição da impedância de entrada da antenna 1 traçada sobre a carta de Smith para a faixa de frequência de 5,5 a 6,5 GHz. Nota-se um boa performance no casamento de impedância para a frequência de operação de 5,85 GHz, com valor de impedância igual a $49,22\Omega + j6,04\Omega$.

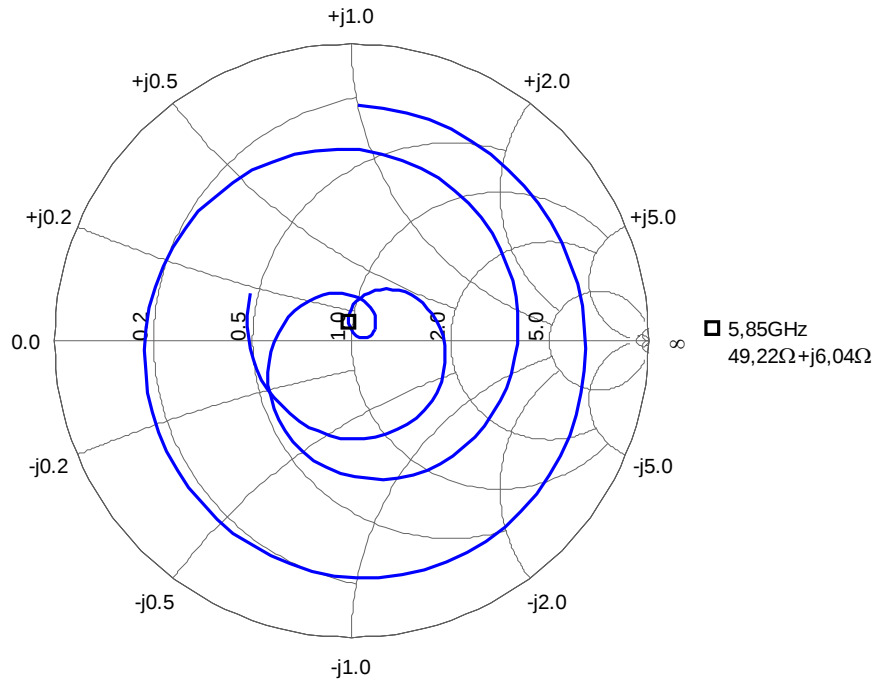


Figura 6.13: Impedância de entrada para a antena 1 na faixa de frequência de 5,5 à 6,5 GHz

Fonte: (Autor, 2016)

A Figura 6.14 mostra o comparativo entre os valores simulados e medidos para antena 8. O ponto de melhor casamento experimental ocorreu na frequência de 6,51 GHz com S_{11} de -22,55 dB, enquanto que no simulado ocorreu na frequência 6,48 GHz com S_{11} de -36,29 dB. A diferença entre as frequências de melhor casamento é de 0,03 GHz, ou seja, apenas de 0,46% em relação a esta última. A antena fabricada apresentou valor de largura de banda de 6,03 %, enquanto que a simulada de 4,93 %. Em adição, pode-se observar uma melhor performance da antena projetada com os parâmetros fornecidos pela RNA em relação a antena de referência.

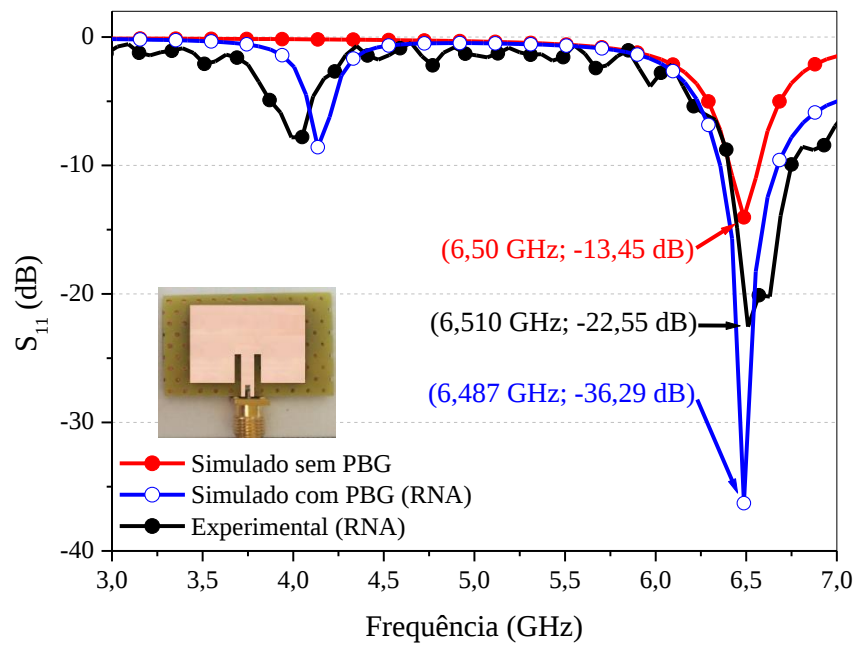


Figura 6.14: Comparação do S_{11} em função da frequência de operação entre os valores simulados da antena de referência, simulados e medidos da antena 8

Fonte: (Autor, 2016)

O gráfico da impedância de entrada da antena 8 para a faixa de frequência de 6 a 7 GHz é mostrado na Figura 6.15. Pode-se observar um bom casamento de impedância para a frequência de operação de 6,51 GHz, com valor de impedância igual a $46,82\Omega + j6,62\Omega$.

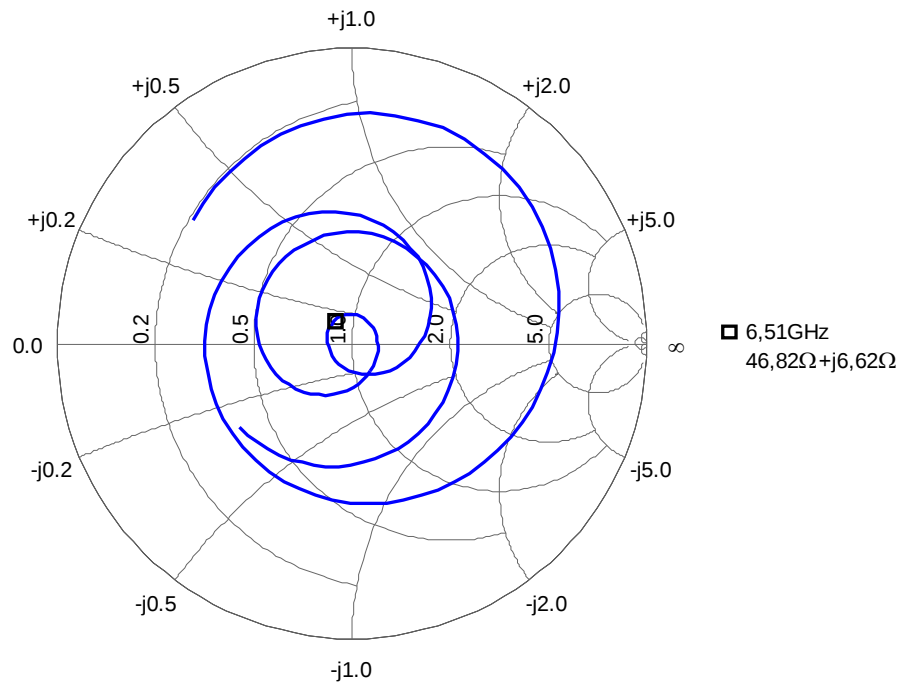


Figura 6.15: Impedância de entrada para a antena 8 na faixa de frequência de 6 à 7 GHz.

Fonte: (Autor, 2016)

6.3 Conclusões – Otimização de Projeto por Redes Neurais

Neste capítulo, o projeto de antenas de microfita com substrato *PBG* foi otimizado através de uma RNA. No estudo 1, cujo objetivo foi obter a frequência de operação da segunda banda de operação com base em dados de A e d para uma antena projetada para 5,8 GHz, pode-se verificar a possibilidade de utilizar um interpolador não linear no ajuste dos principais parâmetros das antenas de microfita com substrato *PBG*. Dessa forma, o estudo 2 foi realizado a partir do uso da RNA proposta como base para encontrar a frequência de projeto e a configuração *PBG* necessária para obter a frequência de operação desejada. Os resultados simulados e experimentais apresentaram boa concordância nos parâmetros de radiação analisados validando, portanto, a boa performance da RNA para a otimização do projeto das antenas de microfita com substrato *PBG*.

Capítulo 7

Conclusões e Trabalhos Futuros

Nesta tese, foi realizado o estudo das propriedades de radiação de antenas de microfita com uso de novos modelos de estruturas *PBG*, baseadas em malhas com distribuições periódicas e quase periódicas, impressas no substrato. Em um primeiro momento, foi verificada a influência da variação do diâmetro e simetria dos furos de ar nas propriedades de radiação da antena. As estruturas analisadas mostraram um considerável aumento na largura de banda e ganho para a segunda banda de operação, além da redução da coeficiente de reflexão e da distribuição de campo elétrico ao longo das bordas do elemento radiador em comparação com a antena de referência. Em adição, foi possível também observar um deslocamento na frequência de operação do dispositivo. Dessa forma, este estudo mostrou a necessidade de uma mudança na frequência de projeto para um melhor aproveitamento desta banda de operação na frequência desejada.

Em seguida, foi desenvolvida uma RNA treinada com um banco de dados formado pelos resultados obtidos da simulação das antenas, com o intuito de obter a frequência da segunda banda de operação das antenas, e por fim, otimizar o procedimento de obtenção da frequência de projeto para uma dada frequência de ressonância. Com base no desempenho da RNA, pode-se concluir que é possível utilizar um interpolador não linear no ajuste dos principais parâmetros das antenas de microfita com substrato *PBG*. A validação dos resultados fornecidos pela RNA foi realizada com base na construção de protótipos das antenas, os quais apresentaram uma boa concordância entre os valores simulados e medidos.

É importante destacar que as principais contribuições desta tese foram a análise das propriedades de radiação das antenas de microfita a partir do estudo de novos parâmetros e simetrias dos arranjos periódicos e quase-periódicas impressos no substrato, e a otimização do projeto de antenas de microfita utilizando inteligência computacional com base em uma RNA. Dessa forma, espera-se que os resultados deste trabalho possibilite o surgimento de novas pesquisas dentro do estudo de antenas *PBG* com uso de técnicas inteligentes de otimização no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação – PPGEEC / UFRN.

Como sugestões para trabalhos futuros, propõe-se:

- Ampliação das funcionalidades da RNA a partir da adição de simetrias *PBG* quase-

periódicas com repetição 6, 8, 10 e 12-vezes ao banco de dados da rede. Como também inserindo novos modelos de antenas, para o caso de *patch* circular e triangular, por exemplo.

- Modelagem matemática da distribuição dos furos de ar da malha *PBG* com base em simetrias periódicas e quase-periódicas para determinação do fator de preenchimento no substrato, a fim de otimizar o projeto de antenas de microfita com substrato *PBG*. Em adição, poderia ser realizada a análise da influência dos conectores das antenas no projeto simulado visando obter uma maior aproximação aos resultados experimentais.
- Uso de Algoritmos Genéticos para otimização dos parâmetros de radiação das antenas de microfita com base na variação do diâmetro, distância e simetria dos furos de ar que compõe a malha *PBG* no substrato.
- Projeto e construção de antenas reconfiguráveis com base no aproveitamento das multibandas verificadas nas antenas de microfita com *patch* retangular desta tese.

Referências Bibliográficas

- [1] J. P. P. Pereira, J. P. da Silva e H. D. de Andrade, “A New Design and Analysis of a Hexagonal PBG Microstrip Antenna”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 57, no. 9, pp. 2147-2151, Set., 2015.
- [2] P. N. Tan, Y. K. Chan, T. S. Lim e G. Vetharatnam, “Design and Development of a Sidelooking Microstrip Patch Antenna for Unmanned Aerial Vehicle Synthetic Aperture Antenna”, apresentado no Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Taipei, Taiwan, 2013.
- [3] W. T. Lo, X. W. Shi e Y. Q. Hei, “Novel Planar UWB Monopole Antenna With Triple Band-Notched Characteristics”, *IEEE Antennas and Wireless Propagations Letters*, vol. 8, pp. 1094-1098, Out., 2009.
- [4] K. G. Thomas e N. Lenin, “Ultra Wideband Printed Monopole Antenna”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, pp. 1082-1084, Mai., 2007.
- [5] C. H. Hsu, “Planar multilateral Disc Monopole Antenna for UWB Application”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, pp. 1101-1103, Mai., 2007.
- [6] J. P. Silva, A. O. Guimarães e E. R. M. Dantas, “Analysis of Chromatic Dispersion of an Optical Fiber Based on Photonic Quasicrystals With Twelve-Fold Symmetry”, apresentado no MOMAG: XVI SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica, Curitiba, Brasil, 2014.
- [7] A. O. Guimarães, J. P. Silva e E. R. M. Dantas, “Chromatic Dispersion of an Optical Fiber Based on Photonic Quasicrystals With Twelve-Fold Symmetry and its Application as Directional Coupling”, *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 14, no. 2, pp. 170-183, Dez. 2015.
- [8] J. P. P. Pereira e J. P. Silva, “Quasi-periodic PBG Structure With Twelve-Fold Symmetry Applied in Microstrip Antenna Design”, apresentado no International Microwave and Optoelectronics Conference – IMOC, Porto de Galinhas, Brasil, 2015.
- [9] J. P. P. Pereira, J. P. Silva e A. O. Guimarães, “Microstrip Antennas Design Based in Periodic and Quasiperiodic PBG Symmetries”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 57, no. 12, pp. 2914-2917, Dez. 2015.

- [10] H. D. de Andrade, R. L. G. Júnior, H. C. C. Fernandes e M. M. de Araújo, “Estudo das Propriedades de Radiação de uma Antena de Microfita para Diferentes Configurações de Estruturas EBG/PBG”, apresentado no MOMAG: XVI SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica, Curitiba, Brasil, 2014.
- [11] A. A. Deshmukh, S. Kulkarni, A. P. C. Venkata e N. V. Phatak, “Artificial Neural Network Model for Suspended Rectangular Microstrip Antennas”, apresentado no 4th International Conference on Advances in Computing, Communication and Control (ICACC3’15), published by Elsevier B. V., Rohtak, India, 2015.
- [12] N. Almeida, M. Fernandes e A. Neto, “Beamforming and Power Control in Sensor Arrays Using Reinforcement Learning”, *Sensors*, vol. 15, no. 03, pp. 6668-6687, Mar., 2015.
- [13] N. Gunavathi e D. Sriramkumar, “Estimation of Resonant Frequency and Bandwidth of Compact Unilateral Coplanar Waveguide-Fed Flag Shaped Monopole Antennas Using Artificial Neural Network”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 57, no. 2, pp. 337-342, Fev., 2015.
- [14] N. Sghaier, L. Latrach, N. Sboui, A. Gharsallah e A. Gharbi, “Modelling the Interaction Between the Antenna and the Human Head by the Technique of Artificial Neural Network”, *American Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 8, no. 3, pp. 336-344 Jan., 2015.
- [15] G. A. Deschamps. “Microstrip Microwave Antenas”, apresentado no 3rd USAF Symposium on Antennas, Illinois, USA, 1953.
- [16] E. V. Byron. “Anew Flush-Mounted Antenna Element for Phased Array Application”, apresentado no Phased Array Antenna Symposium, 1970.
- [17] J. Q. Howell, “Microstrip Antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 23, no. 1, pp. 90-93, Jan. 1975.
- [18] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. New Jersey, USA: John Wiley & Sons, 2005.
- [19] Regulamento Técnico n. 1/96 da ANATEL, “Características Mínimas de Radiação de Antenas de Estações Terrenas para Comunicação Via Satélite”, Anexo à Portaria N. 25, Brasil, 21 de Fevereiro de 1996.
- [20] Norma IEEE, “Definições Padronizadas de Termos para Antenas”, Versão 1983.
- [21] S. M. Wentworth, *Fundamentos de Eletromagnetismo com Aplicações em Engenharia*. Rio de Janeiro, Brasil: LTC, 2006.

- [22] J. R. James e P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, London, UK: Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [23] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. New York, USA: John Wiley & Sons, 2011.
- [24] N. K. Uzunoglu et al. “Radiation Properties of Microstrip Dipoles”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 27, no. 6, pp. 853-858, Nov., 1979.
- [25] Y. T. Lo et al, “Theory and Experiment on Microstrip Antennas”, *IEEE Transactions Antennas Propagation*, vol. 27, no. 2, pp. 137-145, Mar., 1979.
- [26] H. C. C. Fernandes, “Método da Linha de Transmissão Transversa – LTT”, Relatório Técnico, UNICAMP, Campinas, Brasil, Out., 1986.
- [27] D. B. Davidson, *Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering*. Cambridge, London: Cambridge University Press., 2005.
- [28] M. A. Matin e A.I. Sayeed, “A Design Rule for Inset-Fed Rectangular Microstrip Patch Antenna”, *WSEAS Transactions on Communications*, vol. 9, no. 1, pp. 63-72, Jan., 2010.
- [29] J. Joannopoulos et al., *Photonic Crystals: Molding the Flow of Light*. New Jersey, USA: Princeton University Press, 2011.
- [30] E. Yablonovitch, “Photonic Band-Gap Structures”, *Journal of the Optical Society of America B*, vol. 10, no. 2, pp. 283-295, Fev., 1993.
- [31] E. Yablonovitch, “Inhibited Spontaneous Emission in Solid-State Physics and Electronics”, *Physical Review Letters*, vol. 58, no. 20, pp. 2059-2062, Mai., 1987.
- [32] K. M. Ho, C. T. Chan e C. M. Soukoulis, “Existence of a Photonic Gap in Periodic Dielectric Structures”, *Physical Review Letters*, vol. 65, no. 25, pp. 3152-3155, Dez., 1990.
- [33] E. Yablonovitch, T. J. Gmitter e K. M. Leung, “Photonic band structure: The Face-Centered-Cubic Case Employing Nonspherical Atoms”. *Physical Review Letters*, vol. 67, no. 17, pp. 2295-2298, Out., 1991.
- [34] L. C. M. Oliveira, “Aplicação de Estruturas PBG em Dispositivos Planares de Microondas - Linhas e Antenas - em Substratos Dielétricos e Semicondutores: Desenvolvimento de Tecnologia e Caracterização”, Dissertação de Mestrado, UNICAMP, Campinas, BR, 2001.
- [35] H. D. Andrade, “Desenvolvimento de um Ressonador Retangular de Fenda com Múltiplas Camadas de Substrato e com Utilização de Material PBG para Sistemas de Comunicação sem Fio”, Tese de Doutorado, UFRN, Natal, BR, 2013.
- [36] J. D. Joannopoulos, R. D. Meade e J. N. Winn, *Photonic Crystals: Molding the Flow of Light*. New York, USA: Princeton Univ. Press, 1995.

- [37] S. G. Johnson e J. D. Joannopoulos, “Introduction to Photonic Crystals: Bloch’s Theorem, Band Diagrams and Gaps (but no Defects)”, MIT, 2003.
- [38] S. Fan, P. R. Villeneuve e J. D. Joannopoulos, “Channel Drop Tunneling Through Localized States”, *Physical Review Letters*, vol. 80, no. 5, pp. 960-963, Fev., 1998.
- [39] J. P. Silva, A. O. Guimarães e E. R. M. Dantas. “A New Design of a Directional Coupling Based on Photonic Quasi-Crystals Fiber with Extended Core”, apresentado no International Microwave and Optoelectronics Conference – IMOC, Porto de Galinhas, Brasil, 2015.
- [40] B. Choudhury, D. Bhavani e R. M. Jha, *PBG Based Terahertz Antenna for Aerospace Applications*. Singapore: Springer, 2016.
- [41] S. O. Brien e J. B. Pendry, “Photonic Band-Gap Effects and Magnetic Activity in Dielectric Composites”, *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 14, pp. 4035-4044, Abr. 2002.
- [42] E. Centeno e D. Felbacq, “Rigorous Vector Diffraction of Electromagnetic Waves by Bidimensional Photonic Crystals”, *Journal of the Optical Society of America A.*, vol. 17, no. 2, pp. 320-327, Fev., 2000.
- [43] S. Kim, C. S. Kee e J. Lee, “Novel Optical Properties of Six-Fold Symmetric Photonic Quasicrystal Fibers”, *Optics Express*, vol. 15, no. 20, pp. 13221-13226, Set., 2007.
- [44] A. C. S. Júnior., “Recent Progress and Novel Applications of Photonic Crystal Fibers”, *Report on Progress in Physics*, vol. 73, no. 2, pp. 1-21, Jan., 2010.
- [45] S. Kim e C. S. Kee, “Dispersion Properties of Dual-Core Photonic Quasicrystal Fibers”, *Optics Express*, vol. 17, no. 18, pp. 15885-15890, Ago., 2009.
- [46] J. P. da Silva, “Simulação por Elementos Finitos da Propagação de Feixes Ópticos em Estruturas Fotônicas”, Tese de Doutorado, UNICAMP, Campinas, BR, 2003.
- [47] R. R. Goldschmidt, *Uma Introdução à Inteligência Computacional: Fundamentos, Ferramentas e Aplicações*. Rio de Janeiro, Brasil: IST-Rio, 2010.
- [48] A. P. Engelbrecht, *Computational Intelligence: An Introduction*. Pretoria, South Africa: John Wiley e Sons, 2007.
- [49] S. Haykin, *Redes Neurais: Princípios e Prática*. Porto Alegre, Brasil: Bookman, 2001.
- [50] A. Braga, A. P. L. F. Carvalho e T. R. Ludemir. *Redes Neurais Artificiais: Teoria e Aplicação*. Rio de Janeiro, Brasil: LTC, 2007.
- [51] L. Gartner e J. Hiatt, *Tratado de Histologia*. Rio de Janeiro, Brasil: Guanabara-Koogan, 1999.

- [52] E. Battistella, *Extração de Regras de Redes Neurais Aplicadas ao Problema de Previsão da Estrutura Secundária de Proteínas*, Dissertação de Mestrado, Universidade do Vale do Rio dos Sinos, São Leopoldo, BR, 2004.
- [53] M. J. S. Valença e T. B. Ludemir, “Introdução às Redes Neurais”, em *Sistemas Inteligentes: Aplicações a Recursos Hídricos e Ciências Ambientais*. Porto Alegre, Brasil: UFRGS/ABRH, 1999.
- [54] A. N. R. Silva, R. A. R. Ramos, L. C. L. Souza, D. S. Rodrigues e J. F. G. MENDES, *SIG: Uma Plataforma para Introdução de Técnicas Emergentes no Planejamento Urbano Regional e de Transporte*. São Carlos, Brasil: EdUFSCar, 2004.
- [55] M. A. Xueping, J. Zhang e A. Song, “3D Reservoir Modeling with the Aid of Artificial Neural Networks”, apresentado no International Colloquium on Computing, Communication, Control and Management, Sanya, China, Ago., 2009.
- [56] G. Kaliraj e S. Baskar. “An Efficient Approach for the Removal of Impulse Noise from the Corrupted Image Using Neural Network Based Impulse Detector”, *Image and Vision Computing*, vol. 28, no. 3, pp. 458–466, Mar. 2010.
- [57] C. E. L. R. Mendonça, “Um Sistema Computacional para Otimização Através de Algoritmos Genéticos”, Tese de Doutorado, UFRJ, Rio de Janeiro, BR, 2004.
- [58] J. P. Silva e E. R. M. Dantas, “Modal Analysis of a Photonic Quasicrystal Fiber Doped with Germanium”, apresentado no SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference – IMOC, Rio de Janeiro, Brasil, 2013.
- [59] R. Bhattacharjee, K. Senthilnathan, S. Sivabalan e P. R. Babu, “Exploring a Photonic Quasi-Crystal Fiber for Enhancing the Efficiency of Second Harmonic Generation: Modeling and Analysis”. *Optical Materials*, Elsevier, vol. 35, no. 12, pp. 2132-2137, Jun., 2013.
- [60] P. L. B. Soares, “Aplicação de Redes Neurais em Conjunto com Wavelets na Detecção e Atenuação de Ruídos em Imagens Digitais e Sísmicas”, Dissertação de Mestrado, UFRSA e UERN, Mossoró, BR, 2013.
- [61] J. P. P. Pereira, “Estruturas PBG Periódicas e Quase Periódicas para Antenas de Microfita com Aplicação em Veículos Aéreos Não Tripulados”, UFRN, Natal, BR, 2016.
- [62] A. O. Guimarães, J. P. da Silva, e J. P. P. Pereira, “Analysis of a Microstrip Antenna with Variation on Substrate PBG Hexagonal”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, no. 4, Abr., 2016.

Continuação...							
26	2,9	1,9	10,53	66	2,6	1,1	9,55
27	2,9	2	10,79	67	2,6	1,2	9,62
28	2,9	2,1	12,36	68	2,6	1,3	9,81
29	2,9	2,2	12,62	69	2,6	1,4	10,01
30	2,9	2,3	12,88	70	2,6	1,5	10,21
31	2,9	2,4	13,21	71	2,6	1,6	10,4
32	2,9	2,5	13,65	72	2,6	1,7	10,6
33	2,8	1	9,36	73	2,6	1,8	10,86
34	2,8	1,1	9,42	74	2,6	1,9	11,25
35	2,8	1,2	9,55	75	2,6	2	11,66
36	2,8	1,3	9,68	76	2,6	2,1	12,09
37	2,8	1,4	9,75	77	2,6	2,2	12,57
38	2,8	1,5	9,75	78	2,6	2,3	13,17
39	2,8	1,6	10,14	79	2,6	2,4	13,83
40	2,8	1,7	10,21	80	2,6	2,5	14,65

Tabela A2: Banco de dados da RNA - Estudo 2

Amostra	f_p (mm)	d (mm)	f_{op} (GHz)	Amostra	f_p (mm)	d (mm)	f_{op} (GHz)
1	4,3	1	6,94	81	5,8	1	9,28
2	4,3	1,1	7,01	82	5,8	1,1	9,36
3	4,3	1,2	7,08	83	5,8	1,2	9,42
4	4,3	1,3	7,14	84	5,8	1,3	9,49
5	4,3	1,4	7,27	85	5,8	1,4	9,62
6	4,3	1,5	7,33	86	5,8	1,5	9,75
7	4,3	1,6	7,46	87	5,8	1,6	9,88
8	4,3	1,7	7,53	88	5,8	1,7	10,01
9	4,3	1,8	7,66	89	5,8	1,8	10,21
10	4,3	1,9	7,79	90	5,8	1,9	10,4
11	4,3	2	8,05	91	5,8	2	10,6
12	4,3	2,1	8,18	92	5,8	2,1	10,86
13	4,3	2,2	8,77	93	5,8	2,2	11,12
14	4,3	2,3	8,8	94	5,8	2,3	12,88
15	4,3	2,4	8,83	95	5,8	2,4	13,21
16	4,3	2,5	8,9	96	5,8	2,5	13,47
17	4,6	1	7,4	97	6,1	1	10,01
18	4,6	1,1	7,41	98	6,1	1,1	10,08
19	4,6	1,2	7,46	99	6,1	1,2	10,14
20	4,6	1,3	7,59	100	6,1	1,3	10,27
21	4,6	1,4	7,66	101	6,1	1,4	10,34
22	4,6	1,5	7,72	102	6,1	1,5	10,47
23	4,6	1,6	7,86	103	6,1	1,6	12,04
24	4,6	1,7	7,99	104	6,1	1,7	12,23
25	4,6	1,8	8,12	105	6,1	1,8	12,36
26	4,6	1,9	8,31	106	6,1	1,9	12,56
27	4,6	2	8,65	107	6,1	2	12,75
28	4,6	2,1	8,7	108	6,1	2,1	13,02
Continua...							

Continuação...							
60	5,2	2,1	9,75	140	6,7	2,1	12,75
61	5,2	2,2	10,01	141	6,7	2,2	13,08
62	5,2	2,3	10,21	142	6,7	2,3	13,41
63	5,2	2,4	10,6	143	6,7	2,4	13,8
64	5,2	2,5	11,64	144	6,7	2,5	14,32
65	5,5	1	9,03	145	7,0	1	11
66	5,5	1,1	9,10	146	7,0	1,1	11,12
67	5,5	1,2	9,16	147	7,0	1,2	11,19
68	5,5	1,3	9,29	148	7,0	1,3	11,32
69	5,5	1,4	9,36	149	7,0	1,4	11,45
70	5,5	1,5	9,49	150	7,0	1,5	11,64
71	5,5	1,6	9,55	151	7,0	1,6	11,84
72	5,5	1,7	9,68	152	7,0	1,7	11,97
73	5,5	1,8	10,92	153	7,0	1,8	12,23
74	5,5	1,9	11,06	154	7,0	1,9	12,56
75	5,5	2	11,25	155	7,0	2	12,76
76	5,5	2,1	11,45	156	7,0	2,1	13,15
77	5,5	2,2	11,64	157	7,0	2,2	13,54
78	5,5	2,3	11,84	158	7,0	2,3	13,93
79	5,5	2,4	12,17	159	7,0	2,4	14,32
80	5,5	2,5	12,36	160	7,0	2,5	14,92