

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

**MODELAMENTO DE DISPOSITIVOS DE MICRO-
ONDAS UTILIZANDO ALGORITMOS
GENÉTICOS**

por

SÉRGIO ROMERO OLIVEIRA DE SOUZA

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para a obtenção do grau
de Mestre em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: MARCOS TAVARES DE MELO, Ph.D.

Recife, julho de 2011.

© Sérgio Romero Oliveira de Souza, 2011

S729m

Souza, Sérgio Romero Oliveira de.

Modelamento de dispositivos de micro-ondas utilizando algoritmos genéticos / Sérgio Romero Oliveira de Souza. - Recife: O Autor, 2011.

xi, 118 folhas, il., gráfs., tabs.

Orientador: Prof^o. Dr^o. Marcos Tavares de Melo.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2011.

Inclui Referências e Anexos.

1. Engenharia Elétrica. 2. Algoritmos Genéticos. 3. Microfita. 4. Circuitos de Micro-ondas. 5. Simulação EM. I. Melo, Marcos Tavares de (orientador). II. Título.

621.3 CDD (22. ed.)

**UFPE
BCTG/2011-218**



Universidade Federal de Pernambuco
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

SÉRGIO ROMERO OLIVEIRA DE SOUZA

TÍTULO

**“MODELAMENTO DE DISPOSITIVOS DE MICRO-ONDAS
UTILIZANDO ALGORITMOS GENÉTICOS”**

A comissão examinadora composta pelos professores: MARCOS TAVARES DE MELO, DES/UFPE, RONALDO RIBEIRO BARBOSA DE AQUINO, DEE/UFPE e HERMANO ANDRADE CABRAL, DES/UFPE sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **SÉRGIO ROMERO OLIVEIRA DE SOUZA APROVADO.**

Recife, 15 de julho de 2011.

RAFAEL DUEIRE LINS
Coordenador do PPGEE

MARCOS TAVARES DE MELO
Orientador e Membro Titular Interno

HERMANO ANDRADE CABRAL
Membro Titular Externo

RONALDO RIBEIRO BARBOSA DE AQUINO
Membro Titular Interno

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus por ter me concedido saúde e equilíbrio mental para o desenvolvimento e conclusão desse trabalho.

Faço um agradecimento especial aos meus pais, Severino Pereira de Souza e Nanci Oliveira da Silva, à minha Esposa, Andrea do Nascimento Martins, e ao meu filho, Pedro Romero Martins de Souza pelo apoio e compreensão nos momentos de ausência.

Ao professor e orientador Marcos Tavares de Melo por confiar em mim, pela condução segura na orientação, pela compreensão e motivação nos momentos difíceis, e pela oportunidade de desenvolver esta dissertação mesmo sem ter dedicação exclusiva.

Ao professor Antônio Jerônimo Belfort de Oliveira pelos conhecimentos lecionados nas disciplinas do PPGEE (Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica) e também fora das salas de aula.

Ao professor Hermano Cabral pelo apoio e esclarecimentos fundamentais no desenvolvimento deste trabalho.

Aos colegas Bruno Gomes e Ernesto Azevedo, pela ajuda no desenvolvimento dos experimentos práticos no Laboratório de Micro-ondas.

Aos demais colegas do Laboratório de Micro-Ondas do DES (Departamento de Eletrônica e Sistemas) pelo ambiente agradável de trabalho proporcionado nesses anos.

À TV Globo Nordeste, em nome do Diretor de Engenharia José Augusto de Matos Almeida, pela compreensão, tolerância e incentivo fundamentais. Aos colegas de trabalho da Engenharia, que também colaboraram com valiosos conselhos.

Finalmente, a CAPES pelo apoio financeiro e aos professores e funcionários do PPGEE.

Resumo da Dissertação apresentada à UFPE como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

MODELAMENTO DE DISPOSITIVOS DE MICRO-ONDAS UTILIZANDO ALGORITMOS GENÉTICOS

SÉRGIO ROMERO OLIVEIRA DE SOUZA

Julho/2011

Orientador: Marcos Tavares de Melo, Ph.D.

Área de Concentração: Fotônica.

Palavras-chave: Algoritmos Genéticos, Microfita, Circuitos de Micro-ondas, Simulação EM.

Número de Páginas: 130.

RESUMO: A aplicação de dispositivos de micro-ondas, como filtros, antenas, divisores, entre outros, vêm crescendo de forma espantosa nas últimas décadas, sendo empregados em diversas áreas, como sistemas de telecomunicações, radares, instrumentos de medidas, sistemas militares. Este crescimento foi impulsionado pelos avanços nas áreas de linhas de transmissão planares, dispositivos de estado sólido e principalmente pelo uso cada vez maior de ferramentas computacionais aplicadas à simulação eletromagnética. No entanto, estes softwares são geralmente muito caros e necessitam de um poderoso hardware, o que nem sempre está disponível, dificultando a completa caracterização do projeto dos dispositivos. Neste trabalho é proposta uma metodologia para modelamento de dispositivos de micro-ondas baseada na utilização de Algoritmos Genéticos, que permite relacionar parâmetros eletromagnéticos com as dimensões físicas do dispositivo, facilitando o ajuste do projeto para a obtenção de uma determinada resposta. Para demonstrar a validade do método, foi aplicada a técnica em dispositivos de micro-ondas distintos: antena *patch* e um filtro, e os resultados obtidos foram então comparados com os fornecidos pelos simuladores de onda completa tradicionais. Esses dispositivos foram então fabricados e medidos no Laboratório de Micro-ondas do Departamento de Eletrônica e Sistemas da UFPE e os resultados experimentais foram confrontados com os teóricos e simulados.

Abstract of Dissertation presented to UFPE as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

MODELING MICROWAVE DEVICES USING GENETIC ALGORITHMS

SÉRGIO ROMERO OLIVEIRA DE SOUZA

July/2011

Supervisor(s): Marcos Tavares de Melo, Ph.D.

Concentration Area: Photonics.

Keywords: Genetic Algorithms, Microstrip, Microwave Circuits, EM Simulation.

Number of Pages: 130.

ABSTRACT: The application of microwave devices such as filters, antennas, splitters, among others, have been growing in recent decades, and are used in various fields such as telecommunications systems, radar, measurement instruments, military systems. This growth was driven by advances in the areas of planar transmission lines, solid state devices and especially the increasing use of computational tools applied to electromagnetic simulation. However, these software's are usually very expensive and need a powerful hardware to run, which is not always available, disturbing the complete characterization of the design of devices. This paper proposes a methodology for modeling of microwave devices based on using genetic algorithms, which allows electromagnetic parameters relate to the physical dimensions of the device, facilitates the adjustment of the project to obtain a certain response. To demonstrate the validity of the method, the technique has been applied in microwave devices distinct: a patch antenna and a filter, and the results were then compared with those offered by traditional full-wave simulators. These devices were then fabricated and measured in the Microwave Laboratory of the Department of Electronics and Systems, UFPE and experimental results were compared with the theoretical and simulated.

ÍNDICE

LISTA DE FIGURAS	viii
LISTA DE TABELAS.....	xi
1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1 Organização do Documento	2
2 CIRCUITOS DE MICROFITA E CONCEITOS DE MICRO-ONDAS	3
2.1 Estrutura de uma Microfita	3
2.2 Impedância característica	5
2.3 Permissividade Efetiva.....	6
2.4 Atenuação em Microfita.....	10
2.5 Análise de Redes de Micro-ondas	11
2.5.1 Variáveis de Rede	11
2.5.2 Parâmetros de Espalhamento	13
2.5.3 Matriz <i>ABCD</i>	15
2.6 Linha de Transmissão	20
2.7 Teoria Geral de Filtros	23
2.7.1 Pólos e Zeros no Plano Complexo	24
2.7.2 Filtro Ideal.....	24
2.7.3 Aproximação de Filtros por Máxima Planura (Butterworth)	25
2.7.4 Aproximação de Filtros de Chebyshev	26
2.8 Simulação Eletromagnética de Estruturas de Micro-ondas	28
3 DISPOSITIVOS DE MICRO-ONDAS	30
3.1 Antena de Microfita tipo <i>Patch</i>	30
3.1.1 Métodos de Análise.....	31
3.1.2 Método da Linha de Transmissão	32
3.1.3 Modelo Discreto.....	34
3.2 Filtro tipo-H	37
3.2.1 Método de Análise	38
3.2.2 Modelo Discreto.....	43
4 ALGORITMOS DE OTIMIZAÇÃO	48
4.1 Técnicas de Procura	50
4.2 Introdução aos Algoritmos Genéticos	52
4.2.1 Breve Histórico	52
4.2.2 Mecanismos de Seleção Natural	53
4.2.3 Algoritmo Genético Simples (SGA)	55
4.2.4 Teoria Geral dos SGAs	57
4.2.5 Introdução de Restrições	63
4.2.6 Transformando um problema de minimização em maximização.....	63
4.2.7 Sistemas de Representação	64

4.3	Parâmetros de um Algoritmo Genético	65
4.3.1	Seleção	66
4.3.2	Cruzamento	67
4.3.3	Mutação	69
4.3.4	Escalonamento	69
4.3.5	Variação dinâmica de probabilidades	69
4.3.6	Formação de nichos	70
4.3.7	Redução do Espaço de Busca.....	70
4.3.8	Elitismo	71
4.4	Usando Algoritmos Genéticos no modelamento de Dispositivos	72
4.4.1	Definição das Variáveis	73
4.4.2	Definição da Função objetivo e parâmetros do GA	74
5	RESULTADOS E DISCUSSÕES	78
5.1	Antena <i>Patch</i>	79
5.1.1	Projeto de uma Antena <i>Patch</i>	79
5.1.2	Resultado da Antena <i>Patch</i> usando um simulador de onda completa.....	79
5.1.3	Resultado do Modelo Discreto da Antena <i>Patch</i> combinado com AG	83
5.1.4	Fabricação de uma Antena <i>Patch</i>	85
5.1.5	Resultados Experimentais para a Antena <i>Patch</i>	88
5.2	Filtro tipo-H	91
5.2.1	Projeto do Filtro tipo-H.....	91
5.2.2	Resultado do filtro tipo-H usando simulador de onda completa	92
5.2.3	Resultado do Modelo Discreto do Filtro tipo-H combinado com AG	94
5.2.4	Fabricação de um Filtro tipo-H.....	97
5.2.5	Resultados Experimentais para o Filtro tipo-H.....	98
5.3	Conclusões	103
5.4	Trabalhos Futuros	104
ANEXO 1 – LISTAGEM DO PROGRAMA EM Wxmaxima “CÁLCULO S_{11} – MODELO DISCRETO ANTENA PATCH”		105
ANEXO 2 – LISTAGEM DO PROGRAMA EM Mathcad: “ANTENA DE MICROFITTA”		106
ANEXO 3 – LISTAGEM DO PROGRAMA EM Maple: “DESIGN DE RESSADORES TIPO-H”		109
ANEXO 4 – LISTAGEM DO PROGRAMA EM Wxmaxima: “CÁLCULO S_{21} – MODELO DISCRETO DE UM FILTRO TIPO-H”.....		110
ANEXO 5 – LISTAGEM DA LINHA DE COMANDO COMPLETA DO PROGRAMA GENALG5		111
ANEXO 6 – LISTAGEM DO ALGORITMO GENÉTICO USADO PARA ENCONTRAR OS VALORES DOS COMPONENTES DISCRETOS DO MODELO DA ANTENA PATCH.		113
REFERÊNCIAS		116

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Estrutura em Microfita.....	3
Figura 2.2 – Campos eletromagnéticos em uma linha de transmissão de Microfita.....	3
Figura 2.3 – Componentes dos campos eletromagnéticos em uma Microfita.....	4
Figura 2.4 – Geometria para estudo da permissividade elétrica efetiva.....	6
Figura 2.5 – Rede de micro-ondas de duas portas com variáveis de rede indicada.....	12
Figura 2.6 – Rede de micro-ondas de duas portas com representação por Matriz ABCD.....	15
Figura 2.7 – Ligação de duas sub-redes de micro-ondas em cascata, com Matrizes ABCD individuais distintas.....	16
Figura 2.8 – Representação de uma linha de transmissão.....	20
Figura 2.9 – Modelo equivalente de uma linha de transmissão.....	20
Figura 2.10 – Resposta em frequência de um filtro ideal.....	25
Figura 2.11 – Perda por inserção em função da frequência de um filtro passa-baixa ideal com aproximação de Butterworth.....	26
Figura 2.12 – Perda por inserção em função da frequência de um filtro passa-baixa ideal com aproximação de Chebyshev.....	27
Figura 3.1 – Visão geral de uma antena de microfita.....	30
Figura 3.2 – Diversas formas possíveis para o elemento irradiante de uma antena de microfita: (a) quadrado, (b) retângulo, (c) dipolo, (d) círculo, (e) elipse, (f) triângulo, (g) anel circular, (h) setor circular, (i) setor de um anel circular.....	31
Figura 3.3 – Vista superior do comprimento físico real e o efetivo de uma antena de microfita.....	32
Figura 3.4 – Visão geral de uma antena de microfita do tipo patch.....	34
Figura 3.5 – Modelo discreto proposto para a antena patch.....	34
Figura 3.6 – Visão geral de um filtro tipo-H mostrando os gaps de acoplamento, fitas de alimentação e os elementos ressoadores.....	37
Figura 3.7 – Parâmetros de projeto de uma célula unitária do filtro tipo-H.....	38
Figura 3.8 – Modelo do ressoador tipo-H utilizando o método da linha de transmissão.....	38
Figura 3.9 – Modos de propagação eletromagnética no ressoador.....	42
Figura 3.10 – Visão completa do filtro tipo-H.....	43
Figura 3.11 – Modelo discreto do filtro tipo-H completo.....	44
Figura 3.12 – Modelo discreto do filtro tipo-H após simplificações. As linhas tracejadas dividem o circuito em 3 seções para facilitar a obtenção da matriz ABCD do modelo completo.....	45
Figura 4.1 – Gráfico da função $f(x) = x^4 - 12x^3 + 42x^2 - 55x$ mostrando o mínimo local (x_1) e o mínimo global (x_2).....	49
Figura 4.2 – Função unimodal e contínua.....	51
Figura 4.3 – Fluxograma básico de um SGA.....	56
Figura 4.4 – Gráfico da função $f(x)$	59
Figura 4.5 – Visualização da Roleta com as probabilidades de cada indivíduo.....	60
Figura 4.6 – Exemplo de cruzamento com um ponto fixo.....	67

Figura 4.7 – Processo de Mutação.	69
Figura 4.8 – Máquina Virtual do Ubuntu rodando no Windows através do Oracle VM Virtual Box.	73
Figura 4.9 – Modelo discreto proposto para a antena patch.	74
Figura 4.10 – Modelo discreto proposto para o filtro tipo-H.	74
Figura 5.1 – Fluxograma geral do processo de modelamento	78
Figura 5.2 – Visão geral do Sonnet com o projeto da Antena Patch aberto.	80
Figura 5.3 – Detalhe da Antena patch com as indicação das dimensões.	81
Figura 5.4 – Resposta do parâmetro S_{11} simulado com o Sonnet.	81
Figura 5.5 – Distribuição da Densidade de Corrente para a antena patch na frequência de ressonância	82
Figura 5.6 – Diagrama de Radiação da Antena Patch para a frequência de ressonância $f = 4,02$ GHz e para $\varphi = 0$	82
Figura 5.7 – Valores dos componentes para o modelo discreto proposto.	83
Figura 5.8 – Resposta do parâmetro S_{11} com a frequência.	84
Figura 5.9 – Comparação entre o resultado obtido com o simulador de onda completa e o modelo discreto para a antena patch.	85
Figura 5.10 – Máquina de protótipo de placa de circuito impresso durante o processo de confecção da antena Patch.	86
Figura 5.11 – Detalhe da software PCAM após a importação do arquivo DXF gerado pelo Sonnet.	87
Figura 5.12 – Computador utilizado para controlar a máquina de protótipo de placa de circuito impresso.	87
Figura 5.13 – Vista superior da antena patch fabricada no Laboratório de Micro-ondas ao lado de uma moeda de R\$1,0.	88
Figura 5.14 – Medição experimental da antena fabricada no Laboratório de Micro-ondas utilizando um Analisador de Redes Vetorial.	89
Figura 5.15 – Captura da tela do Analisador de Rede durante a medição da antena patch.	89
Figura 5.16 – Resultado experimental medido com analisador de redes.	90
Figura 5.17 – Comparação entre os resultados obtido pelo Sonnet, obtidos do modelo discreto e resultado experimental.	90
Figura 5.18 – Visão geral do filtro com suas dimensões e parâmetros.	92
Figura 5.19 – Resposta em frequência do parâmetro S_{21}	92
Figura 5.20 – Detalhe do parâmetro S_{21} simulado.	93
Figura 5.21 – Resposta em frequência do parâmetro S_{11} do filtro tipo-H.	93
Figura 5.22 – Distribuição de corrente do filtro tipo-H para a frequência de ressonância $f = 2,43$ GHz. 94	
Figura 5.23 – Modelo discreto do filtro tipo-H mostrando os valores dos componentes encontrados utilizando Algoritmos Genéticos.	94
Figura 5.24 – Resposta do S_{21} obtida com o modelo discreto do filtro.	95
Figura 5.25 – Resposta do S_{11} obtida com o modelo discreto.	96
Figura 5.26 – Comparação entre as curvas obtidas com o simulador de onda completa e o modelo discreto, com os valores calculados pelo Algoritmo Genético.	96

Figura 5.27 – Vista superior do filtro tipo-H fabricado no Laboratório de Micro-ondas ao lado de uma moeda de R\$1,00.	97
Figura 5.28 – Medição experimental do filtro tipo-H fabricando no Laboratório de Micro-ondas.....	98
Figura 5.29 – Captura da tela do Analisador de Redes durante o processo de medida do filtro tipo-H....	99
Figura 5.30 – Resposta experimental do parâmetro S_{21} para o filtro tipo-H.	99
Figura 5.31 – Resposta experimental do parâmetro S_{11} para o filtro tipo-H.	100
Figura 5.32 – Comparação entre todos os resultados do parâmetro S_{21} para o filtro tipo-H.	100
Figura 5.33 – Comparação entre todos os resultados do parâmetro S_{11} para o filtro tipo-H.	101

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – <i>Matriz ABCD de algumas rede de micro-ondas de duas portas</i>	18
Tabela 2.2 – <i>Parâmetros S em função da Matriz ABCD</i>	19
Tabela 2.3 – <i>Matriz ABCD em função dos Parâmetros S</i>	19
Tabela 4.1 – <i>Classificação dos Algoritmos de Otimização</i>	50
Tabela 4.2 – <i>Resumo biográfico de alguns estudiosos importantes no desenvolvimento dos Algoritmos Genéticos</i>	53
Tabela 4.3 – <i>Analogia entre sistemas naturais e artificiais</i>	55
Tabela 4.4 – <i>Estatística utilizada pelo método de seleção da Roleta de um SGA para a 1ª geração</i>	60
Tabela 4.5 – <i>Processo de cruzamento da população</i>	61
Tabela 4.6 – <i>Estatística utilizada pelo método de seleção da Roleta de um SGA para a 2ª geração</i>	62
Tabela 4.7 – <i>Comparativo entre a codificação binária e a gray</i>	65
Tabela 4.8 – <i>Bibliotecas adicionais utilizadas</i>	73
Tabela 5.1 – <i>Valores dos componentes para o circuito do modelo discreto da Antena patch</i>	83
Tabela 5.2 – <i>Parâmetros do Algoritmo Genético para a antena patch</i>	83
Tabela 5.3 – <i>Atribuição de Faixa de frequência para Wi-Fi para alguns países</i>	91
Tabela 5.4 – <i>Valores dos componentes para o modelo discreto do filtro tipo-H</i>	95
Tabela 5.5 – <i>Parâmetros do Algoritmo Genético para o filtro tipo-H</i>	95

1 INTRODUÇÃO

A aplicação de dispositivos de micro-ondas, como filtros, antenas, divisores, amplificadores de R.F. entre outros vem crescendo de forma espantosa nas últimas décadas, sendo empregados em diversas áreas, como sistemas de telecomunicações, radares, instrumentos de medidas, sistemas militares, comunicações via satélite, entre outras. Este crescimento foi impulsionado pelos avanços nas áreas de linhas de transmissão planares (linhas de transmissão que consistem em fitas condutoras impressas na superfície de seus substratos), desenvolvimento de novos dispositivos de estado sólido, capazes de responder a frequências cada vez maiores, e pelo uso cada vez maior de ferramentas computacionais aplicadas na simulação eletromagnética dos dispositivos, diminuindo o tempo necessário na obtenção de parâmetros importantes para especificação de dispositivos.

No entanto, os softwares de simulação eletromagnética, como *CST*, *AWR Microwave Office*, *Sonnet* e *HFSS*, são geralmente muito caros e necessitam de um poderoso hardware, o que nem sempre está disponível, dificultado o cálculo dos parâmetros necessários para completa caracterização do dispositivo.

Neste trabalho será abordada uma nova técnica para modelar dispositivos de micro-ondas baseada no uso de Algoritmos Genéticos, implementados em Linguagem C++, rodando em uma máquina virtual com a distribuição aberta do Linux Ubuntu, compartilhando recursos de um computador com uma configuração modesta.

A técnica visa encontrar valores dos elementos de um modelo discreto do dispositivo a ser analisado. A escolha deste modelo discreto é feita tentando se aproximar ao máximo da resposta real do dispositivo. Esta abordagem pode ser então empregada para estabelecer as relações existentes entre os parâmetros do modelo discreto com as dimensões físicas de um dispositivo real, o que permite, por exemplo, o uso de técnicas como Mapeamento Espacial (SM, do inglês *Space Mapping*) para prever a resposta do dispositivo analisado.

Na implementação dos dispositivos neste trabalho, será utilizada uma categoria específica de linhas planares: a Microfita (do inglês, *Microstrip*). As linhas de transmissão de microfita são, geralmente, usadas em circuitos integrados de micro-ondas (MICs, do inglês *Microwave Integrated Circuits*) e são bastante eficientes em frequências que vão de alguns giga-hertz até dezenas de giga-hertz. Existem várias

vantagens na utilização desse tipo de estrutura, como: (a) baixo custo de fabricação, possibilitando a produção através de métodos de fotolitografia; (b) perfil reduzido; (c) facilidade de integração com dispositivos ativos, etc.

Para investigar a validade da técnica, durante o desenvolvimento desta dissertação, serão analisados dois dispositivos de micro-ondas, a saber: uma antena planar do tipo *patch* e um Filtro tipo-H. Para todos os dispositivos, serão feitas simulações eletromagnéticas, simulações computacionais e medições experimentais, criando modelos discretos para cada um e comparando os resultados obtidos com os resultados apresentados pelos softwares de simulação eletromagnética tradicionais.

1.1 Organização do Documento

Este trabalho está organizado em 5 capítulos, abrangendo desde a motivação para a pesquisa envolvida até a conclusão com os resultados simulados e experimentais, disposto da seguinte forma:

O **Capítulo 2** aborda os conceitos e a teoria sobre a tecnologia dos circuitos de microfita, sua estrutura física e a determinação dos parâmetros importantes. São estudadas as redes de micro-ondas de duas portas, parâmetros S , matriz $ABCD$, linhas de transmissão e um pouco da teoria de filtros, observando-se conceitos relevantes no projeto destes dispositivos. Este capítulo aborda ainda, de uma forma geral, os softwares de simulação eletromagnética.

O **Capítulo 3** apresenta as bases teóricas para análise e projeto de dois dispositivos de micro-ondas: uma antena planar tipo *patch* e um filtro tipo-H. É visto ainda o modelamento discreto destes dispositivos.

O **Capítulo 4** trata de algoritmos de otimização, com ênfase em algoritmos genéticos. Aqui será descrita a implementação feita de dois Algoritmos Genéticos, um para cada dispositivo.

O **Capítulo 5** traz os resultados da simulação dos dois dispositivos propostos, bem como os resultados experimentais. Será feita uma análise para comprovar a eficácia da técnica de modelamento utilizando os algoritmos genéticos.

2 CIRCUITOS DE MICROFITA E CONCEITOS DE MICRO-ONDAS

2.1 Estrutura de uma Microfita

De forma geral, uma linha de transmissão em Microfita possui estrutura conforme mostrada na Figura 2.1. Pode-se observar: (a) fita superior, condutora, com largura w e a espessura t ; (b) substrato dielétrico com constante de permissividade dielétrica ϵ_r e espessura h ; (c) plano de terra, condutor, que fica situado na base do substrato. Todas as dimensões descritas acima determinam a impedância de uma linha de transmissão fabricada em Microfita.

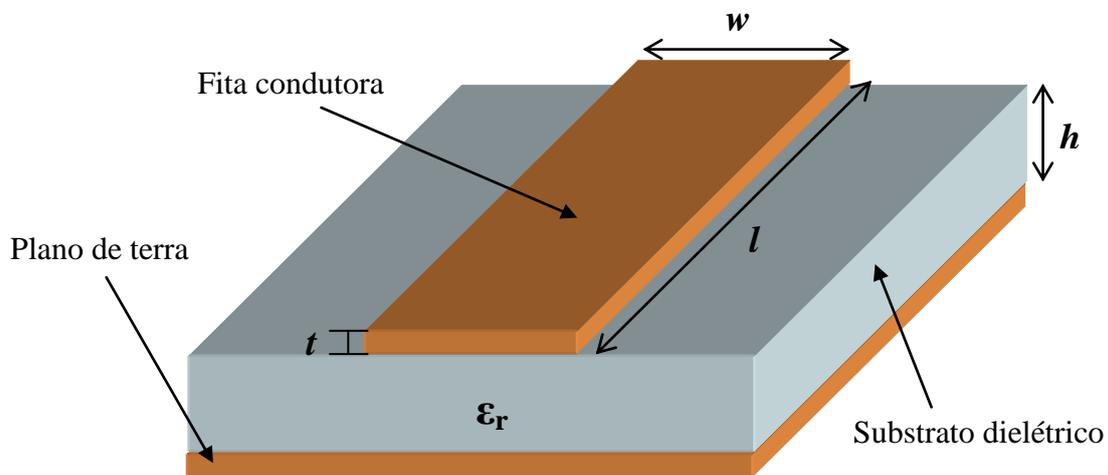


Figura 2.1 – Estrutura em Microfita

Os campos eletromagnéticos em uma Microfita permeia os dois meios, o ar acima da fita e o dielétrico entre a fita e o plano de terra, o que torna a fita imersa em um meio não-homogêneo, conforme mostrado na Figura 2.2. Devido a essa natureza não-homogênea, a linha de transmissão em Microfita não suporta o modo de transmissão TEM puro.

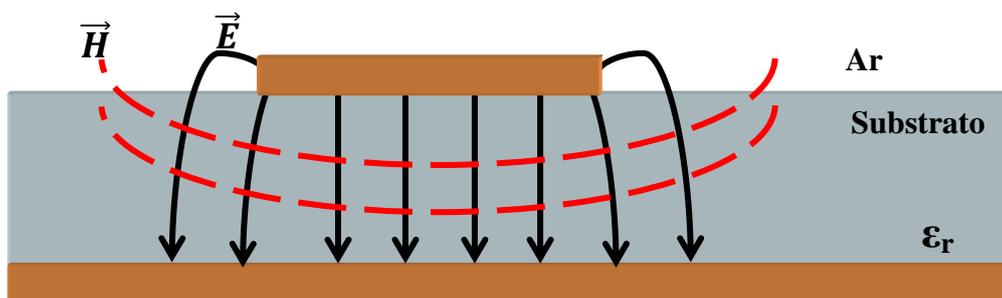


Figura 2.2 – Campos eletromagnéticos em uma linha de transmissão de Microfita.

O modo de transmissão TEM puro possui somente componentes transversais à direção de propagação. Sua velocidade de propagação depende apenas das propriedades do meio, da permissividade ϵ e da permeabilidade μ . No entanto, quando a propagação se dá em dois meios distintos (ar e o substrato dielétrico), a onda eletromagnética que se propaga na microfita possui componente longitudinal não nula, como mostra a figura 2.3. Dessa forma a velocidade de propagação não depende apenas das características do meio, mas também das dimensões físicas da fita.

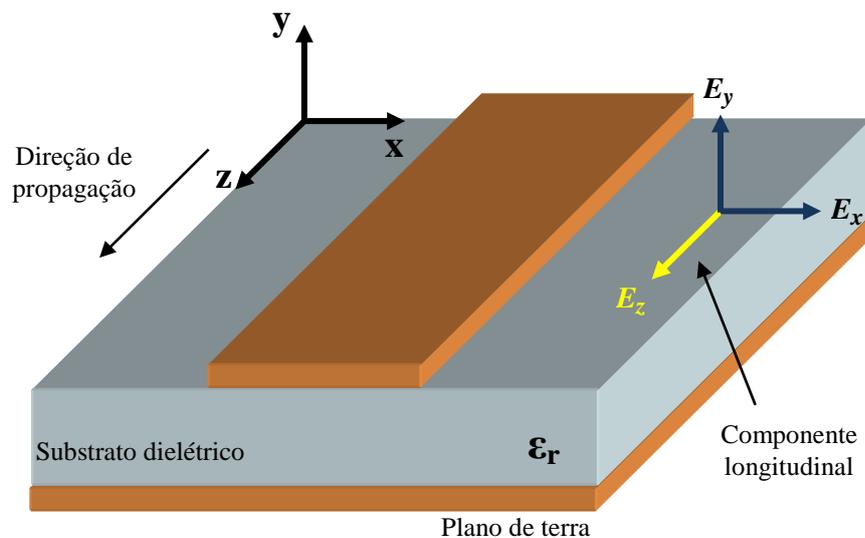


Figura 2.3 – Componentes dos campos eletromagnéticos em uma Microfita

Quando a amplitude das componentes longitudinais do campo eletromagnético (E_z) do modo dominante de propagação de uma linha de transmissão em microfita é muito menor que a amplitude das componentes transversais (E_x e E_y), elas podem ser desprezadas. Neste caso o modo dominante se comporta como o modo TEM e a teoria de análise para linhas de transmissão em modo TEM pode ser aplicada a linhas de transmissão em microfita. Esta aproximação é chamada de quase-estática e é válida em parte da faixa de frequência que pode ser operada em microfita. A faixa, onde a análise quase-estática é adequada, fica abaixo de 8GHz [1], onde a largura da fita e a espessura do dielétrico são muito menor que o comprimento de onda no meio, nessa faixa estão incluídos os dispositivos abordados nesse trabalho.

2.2 Impedância característica

O principal parâmetro de uma linha de transmissão é sua impedância característica. Em uma linha de transmissão em que o modo dominante é o TEM puro, a impedância característica pode ser expressa por qualquer uma das equações abaixo,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.1)$$

$$Z_0 = v_p L \quad (2.2)$$

$$\text{ou} \quad Z_0 = \frac{1}{v_p C} \quad (2.3)$$

onde L e C são a indutância e capacitância por unidade de comprimento da linha. A velocidade de fase da onda, v_p , é dada por,

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.4)$$

Se em uma linha de transmissão em microfita substituirmos o dielétrico pelo ar, teremos uma linha em que a onda se propagará com a velocidade da luz c , $c \approx 3 \times 10^8$ m/s. A impedância característica para essa linha, preenchida pelo ar, é dada pelas seguintes equações,

$$Z_{0a} = \sqrt{\frac{L}{C_a}} \quad (2.5)$$

$$Z_{0a} = cL \quad (2.6)$$

$$\text{ou} \quad Z_{0a} = \frac{1}{cC_a} \quad (2.7)$$

onde L não é alterado porque a permeabilidade μ_0 não é alterada, quando o dielétrico é substituído pelo ar, C_a é a capacitância por unidade comprimento da linha preenchida pelo ar.

Usando as equações (2.1), (2.6) e (2.7) pode-se obter a seguinte equação [3],

$$Z_0 = \frac{1}{c\sqrt{CC_a}} \quad (2.8)$$

A equação (2.8) mostra que se pode calcular a impedância característica de uma linha de transmissão, em microfita, se for possível calcular a capacitância por unidade de comprimento a partir das dimensões da estrutura.

2.3 Permissividade Efetiva

Na aproximação quase-estática o substrato e o ar são substituídos por um meio homogêneo. Para facilitar o seu entendimento, vamos considerar que a fita condutora com suas dimensões originais encontra-se imersa totalmente no substrato dielétrico com permissividade elétrica ϵ_{reff} , a uma altura h acima do plano de terra, conforme mostrado na Figura 2.3.

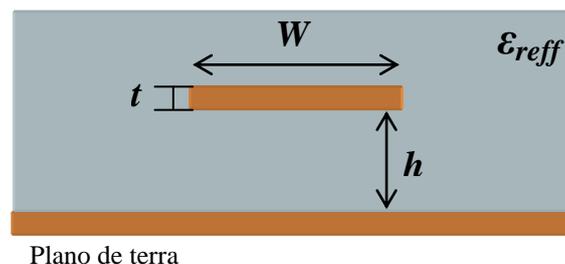


Figura 2.4 – Geometria para estudo da permissividade elétrica efetiva.

Com $W/h \gg 1$ e $\epsilon_r \gg 1$, as linhas de campo elétrico se concentram mais no substrato. O efeito desta distorção, conhecida como “efeito de borda”, faz com que a o dispositivo pareça eletricamente maior do que as suas dimensões físicas. Como parte das ondas viajam pelo substrato e parte pelo ar, é necessário utilizar no projeto dos dispositivos de microfita a permissividade elétrica efetiva.

É possível relacionar a permissividade efetiva com a impedância característica de um dispositivo de microfita.

Para uma linha de transmissão preenchida com ar a velocidade de propagação é dada por:

$$c = \frac{1}{\sqrt{LC_a}} \quad (2.9)$$

Dividindo a equação (2.9) pela equação (2.4) e elevando ambos os membros ao quadrado temos:

$$\frac{C}{C_a} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2 \quad (2.10)$$

O primeiro termo da equação acima é definido como sendo a permissividade elétrica efetiva da microfita. Então, temos:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{C}{C_a} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2 \quad (2.11)$$

Podemos então obter a seguinte relação entre Z_0 , Z_{0a} e ϵ_{reff} a partir das equações (2.3), (2.7), (2.10) e (2.11),

$$Z_0 = \frac{Z_{0a}}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (2.12)$$

Em linhas de transmissão com a fita larga, o campo elétrico se situa, na sua maior parte, confinado entre a fita e o plano terra. Nesse caso a permissividade efetiva tende a $\epsilon_{\text{reff}} \rightarrow \epsilon_r$. De forma contrária em linhas de transmissão em que a fita é mais fina, o campo elétrico é distribuído quase que igualmente entre o ar e o substrato. Nesse caso a permissividade tende a $\epsilon_{\text{reff}} \rightarrow 1/2(\epsilon_r - 1)$. Dessa forma, para diversas dimensões da largura de fita, a permissividade efetiva varia entre ϵ_r e $1/2(\epsilon_r - 1)$ [3].

Para uma onda se propagando, a velocidade de fase é calculada pelo produto entre a frequência e o comprimento de onda. Para o ar temos:

$$c = f \cdot \lambda_0 \quad (2.13)$$

Para uma linha de microfita, a velocidade de fase é dada por:

$$v_p = f \cdot \lambda_g \quad (2.14)$$

Substituindo as equações (2.13) e (2.14) em (2.11) teremos:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_g} \right)^2 \quad (2.15)$$

$$\text{ou} \quad \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (2.16)$$

onde λ_0 é o comprimento de onda no ar e λ_g é o comprimento de onda na microfita.

Outra forma de apresentar a equação (2.16) é dada a seguir:

$$\lambda_g = \frac{300}{F(\text{GHz})\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} (\text{mm}) \quad (2.17)$$

O comprimento físico l da linha de transmissão em microfita em função de um comprimento específico elétrico θ pode ser determinado a partir de:

$$\beta l = \theta \quad (2.18)$$

$$\text{e} \quad \frac{2\pi l}{\lambda_g} = \theta \quad (2.19)$$

Para θ em graus temos:

$$l = \frac{\theta \lambda_g}{360} \quad (2.20)$$

Uma conclusão imediata é que o comprimento da linha de transmissão não influencia na impedância característica de linha, porém a largura influencia diretamente na impedância.

Considerando ainda a aproximação quase-estática e condutores finos ($t \rightarrow 0$), uma expressão fechada para cálculo da impedância característica e permissividade efetiva de linhas de transmissão em Microfita é apresentada a seguir [2]:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} \ln \left[\frac{8}{W/h} + 0,25 \frac{W}{h} \right], \quad W/h \leq 1 \quad (2.21)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} \frac{1}{\left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right) \right]}, \quad W/h \geq 1 \quad (2.22)$$

A permissividade efetiva utilizada nas equações (2.21) e (2.22) podem ser calculadas a partir das equações apresentadas em [2] conforme a seguir:

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12}{W/h} \right)^{-1/2} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad W/h \leq 1 \quad (2.23)$$

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{W/h} \right)^{-1/2} \quad W/h \geq 1 \quad (2.24)$$

2.4 Atenuação em Microfita

As componentes de perdas de uma linha de microfita incluem perdas no condutor, perdas no material dielétrico e perdas por irradiação (não estamos considerando as perdas magnéticas por não estar empregando substratos magnéticos).

A constante de propagação sobre uma linha de transmissão com perdas é uma grandeza complexa, representada por $\lambda = \alpha + j\beta$, onde a parte real α é a constante de atenuação.

Uma solução simples, bastante utilizada para estimar a atenuação produzida pela perda no condutor, em uma linha de microfita, é dada por [4]:

$$\alpha_c = \frac{8,686 \cdot R_s}{Z_c \cdot W} \quad (2.25)$$

onde Z_c é a impedância característica, W é a largura da microfita, R_s é a resistência de superfície (em ohms por unidade de área) e α_c é dado em dB/unidade de comprimento. A equação 2.25 fornece uma boa precisão se considerarmos que a distribuição de corrente na fita é uniforme. Isto ocorre para a grande maioria das aplicações práticas, onde temos a largura da microfita bem maior que a espessura do substrato. Então, para um condutor, temos que resistência de superfície é dada por [4]:

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (2.26)$$

onde ω é a frequência angular de operação, μ_0 é a permeabilidade do ar e σ é a condutividade do metal. As perdas no dielétrico são dadas por:

$$\alpha_d = 8,686 \cdot \pi \cdot \left(\frac{\epsilon_{re} - 1}{\epsilon_r - 1} \right) \cdot \left(\frac{\epsilon_r}{\epsilon_{re}} \right) \cdot \frac{\tan(\delta)}{\lambda g} \quad (2.27)$$

onde $\tan(\delta)$ é a tangente de perdas do substrato e α_d é dado em dB / unidade de comprimento.

Como a microfita é uma estrutura semiaberta, qualquer radiação é livre para se propagar ou para induzir correntes em uma caixa metálica.

Quando um dispositivo de microfita é acondicionado em uma caixa metálica, a impedância característica e a constante dielétrica efetiva são alteradas. Na prática, para se reduzir os efeitos das paredes magnéticas [4], deve-se colocar a tampa superior da caixa a uma altura pelo menos 8 vezes a espessura do dielétrico, enquanto que a distância das paredes laterais deve estar à uma distância de pelo menos 5 vezes a espessura do substrato [5].

2.5 Análise de Redes de Micro-ondas

Redes de micro-ondas são basicamente compostas de elementos passivos, como capacitores, resistores, indutores, entre outros, conectados de forma a criar circuitos com funcionalidades específicas, como filtros, ressoadores, divisores, etc.

Na frequência de micro-ondas, não há dispositivos para medição direta de tensões e correntes, como fazemos nos circuitos que operam com baixa frequência. Por isso, estas medidas não são válidas quando estamos investigando os níveis de excitação elétrica em uma determinada rede de micro-ondas. No entanto, a análise de redes de micro-ondas em termos de correntes, tensões e impedâncias é importante para aumentar o controle do projeto do dispositivo bem como otimizar o seu desempenho.

No estudo das Redes de micro-ondas, será dado enfoque aos parâmetros de espalhamento (*Scattering Parameters*, do inglês) e à Matriz *ABCD*.

2.5.1 Variáveis de Rede

Vários dispositivos de micro-ondas, como filtros, ressoadores, etc. podem ser representados por uma rede de duas portas, como mostrado na Figura 2.5, onde V_1 e V_2 representam as tensões nas portas 1 e 2, enquanto que I_1 e I_2 representam as correntes nas portas 1 e 2, respectivamente, Z_{01} e Z_{02} são as impedâncias de terminais e E_S é a fonte ou gerador de tensão. Se considerarmos que as tensões são senoidais, pode-se escrever:

$$v_1 = |V_1| \cos(\omega t + \phi) \quad (2.28)$$

Reescrevendo a equação 2.28 utilizando a identidade da equação 2.29, temos:

$$e^{jx} = \cos(x) + j\text{sen}(x) \quad (2.29)$$

$$v_1 = |V_1| \cos(\omega t + \phi) = \text{Re}(|V_1| \cdot e^{j(\omega t + \phi)}) = \text{Re}(V_1 e^{j\omega t}) \quad (2.30)$$

onde $\text{Re}()$ representa a parte real da tensão na porta 1. Podemos então definir V_1 como:

$$V_1 = |V_1| e^{j\phi} \quad (2.31)$$

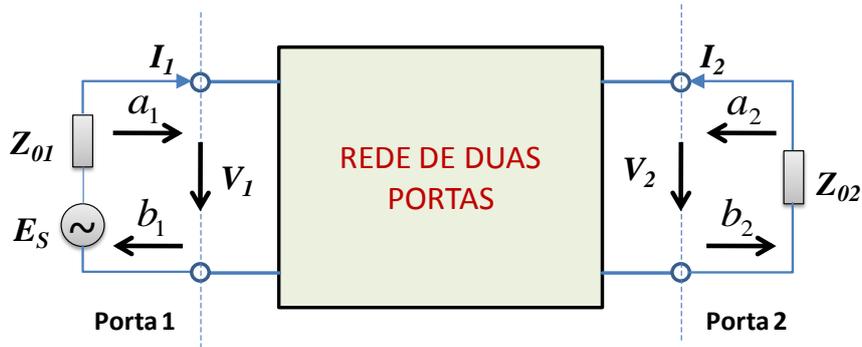


Figura 2.5 – Rede de micro-ondas de duas portas com variáveis de rede indicada.

Como é difícil medir tensões e correntes na frequência de micro-ondas, é necessário introduzir o conceito de variáveis de rede. Na Figura 2.5, a letra a indica uma onda incidente. O índice informa se a onda incide na porta 1 ou na porta 2. Já a letra b indica uma onda refletida, e o índice informa se a onda reflete da porta 1 ou da porta 2.

As relações entre as tensões e correntes do circuito e variáveis de rede são definidas como [4]:

$$V_n = \sqrt{Z_{0n}} (a_n + b_n) \quad (2.31)$$

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}} (a_n - b_n) \quad (2.32)$$

Também é possível escrever as variáveis de rede em função das tensões e correntes do circuito como segue [4]:

$$a_n = \frac{1}{2} \left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} + \sqrt{Z_{0n}} I_n \right) \quad (2.33)$$

$$b_n = \frac{1}{2} \left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} - \sqrt{Z_{0n}} I_n \right) \quad (2.34)$$

Em ambos os casos, n pode assumir os valores 1 e 2, para designar as variáveis para uma determinada porta. As equações acima garantem que a potência na porta n será [4]:

$$P_n = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(V_n \cdot I_n^*) = \frac{1}{2} (a_n a_n^* - b_n b_n^*) \quad (2.35)$$

Na equação 2.35, o asterisco indica o conjugado complexo da variável em questão. É possível identificar ainda que a quantidade $\frac{a_n a_n^*}{2}$ é a potência da onda incidente na porta n , e que $\frac{b_n b_n^*}{2}$ é a potência da onda refletida na porta n .

2.5.2 Parâmetros de Espalhamento

Os parâmetros de espalhamento (do inglês, *Scattering Parameters*) ou “parâmetros S ” de uma rede de micro-ondas de duas portas podem ser definidos em termos das variáveis de onda como [4]:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.36)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.37)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.38)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.39)$$

Nas equações acima, os termos $a_n = 0$ indicam um casamento perfeito de impedância, isto é, não há reflexão da impedância terminal para a porta n . Na forma matricial, é possível escrever:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Na equação 2.40, a matriz que contém os parâmetros S é chamada de “Matriz S ”, e denotada por $[S]$. Os parâmetros S_{11} e S_{22} também são chamados de coeficientes de

reflexão, enquanto que os parâmetros S_{12} e S_{21} são chamados de coeficientes de transmissão. Estes parâmetros podem ser medidos diretamente em frequências de micro-ondas.

Os parâmetros S são geralmente complexos, sendo então conveniente a sua representação em termos de amplitude e fase. De forma genérica, temos:

$$S_{mn} = |S_{mn}| \cdot e^{j\phi_{mn}} \quad \text{para } m, n = 1, 2 \quad (2.41)$$

Para utilizar a amplitude em decibels (dB), devemos usar:

$$|S_{mn}|(dB) = 20 \cdot \log |S_{mn}| \quad m, n = 1, 2 \quad (2.42)$$

Para a caracterização de filtros, podemos definir mais dois parâmetros: perda por inserção (do inglês, *Insertion Loss* ou L_A) entre as portas n e m , com $n \neq m$, isto é, medida sempre de uma porta para outra, e perda de retorno (do inglês, *Return Loss* ou L_R) na porta n , com $n = 1$ ou $n = 2$, medida sempre em relação à mesma porta. As equações 2.43 e 2.44 mostram as expressões para a perda por inserção e perda de retorno, respectivamente.

$$L_A = -20 \cdot \log |S_{mn}| dB \quad m, n = 1, 2 (m \neq n) \quad (2.43)$$

$$L_R = 20 \cdot \log |S_{nn}| dB \quad n = 1, 2 \quad (2.44)$$

Podemos ainda definir o **C**oeficiente de **O**nda **E**stacionária (COE) ou V_{SWR} (do inglês, *Voltage Standing Wave Ratio*) em termos dos parâmetros S , como segue:

$$V_{SWR} = \frac{1 + |S_{nn}|}{1 - |S_{nn}|} \quad (2.45)$$

Os parâmetros S possuem várias propriedades úteis para análise de redes de micro-ondas. Para uma rede recíproca, temos que $S_{12} = S_{21}$. Se além de recíproca a rede for simétrica, temos ainda que $S_{11} = S_{22}$. Por outro lado, se uma rede é dita simétrica, ela também é recíproca. Para uma rede passiva e sem perdas, a potência total incidente é igual à potência transmitida somada com a potência refletida na porta, ou seja:

$$\begin{aligned} |S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 &= 1 \\ |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 &= 1 \end{aligned} \quad (2.46)$$

2.5.3 Matriz $ABCD$

Os parâmetros S podem ser utilizados para analisar redes de micro-ondas com 2 ou mais portas [32]. No entanto, quando desejamos analisar redes com apenas 2 portas, os parâmetros $ABCD$ ou Matriz $ABCD$ podem ser utilizados de forma mais conveniente. Considere a Figura 2.6 abaixo.

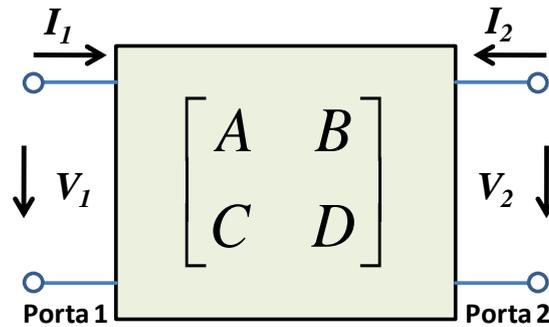


Figura 2.6 – Rede de micro-ondas de duas portas com representação por Matriz $ABCD$

Utilizando a notação matricial, podemos escrever [4]:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Desenvolvendo, temos:

$$\begin{aligned} V_1 &= AV_2 - BI_2 \\ I_1 &= CV_2 - DI_2 \end{aligned} \quad (2.48)$$

Os parâmetros $ABCD$ são então dados por:

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (2.49)$$

$$B = \left. \frac{V_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \quad (2.50)$$

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (2.51)$$

$$D = \left. \frac{I_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \quad (2.52)$$

Consultando a Figura 2.6, é possível verificar que $I_2 = 0$ é equivalente a deixar a porta 2 em aberto, enquanto que $V_2 = 0$ é equivalente a fazer um curto na porta 2.

As Matrizes $ABCD$ possuem também as seguintes propriedades:

$$AD - BC = 1 \quad (\text{Rede recíproca}) \quad (2.53)$$

$$A = D \quad (\text{Rede simétrica}) \quad (2.54)$$

Se a rede de micro-ondas é sem perdas, então A e D serão puramente reais enquanto que B e C serão puramente imaginários.

A vantagem do uso da matriz $ABCD$ para análise de redes de micro-ondas complexas de duas portas (mas que possam ser divididas em uma cascata de várias sub-redes) é que a matriz $ABCD$ da rede completa será o resultado do produto individual das matrizes $ABCD$ das várias sub-redes que compõem a rede. Vamos demonstrar esta relação utilizando como base a Figura 2.7, que mostra uma ligação entre duas redes de micro-ondas com matrizes $ABCD$ distintas em cascata.

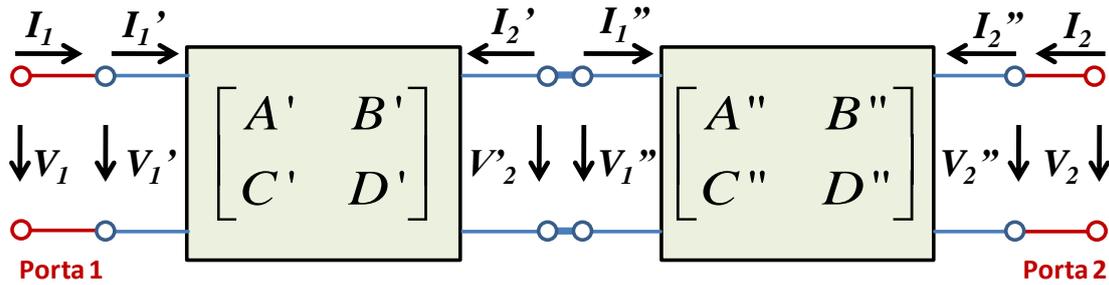


Figura 2.7 – Ligação de duas sub-redes de micro-ondas em cascata, com Matrizes $ABCD$ individuais distintas.

Da Figura 2.7, podemos escrever as seguintes relações entre as correntes e tensões do dispositivo:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1' \\ I_1' \end{bmatrix} \quad e \quad \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_2'' \\ I_2'' \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

A partir da conexão entre as duas sub-redes, podemos escrever ainda que:

$$\begin{bmatrix} V_2' \\ -I_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1'' \\ I_1'' \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

Escrevendo a Matriz $ABCD$ da primeira sub-rede, temos:

$$\begin{bmatrix} V_1' \\ I_1' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2' \\ -I_2' \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

Escrevendo a Matriz $ABCD$ da segunda sub-rede, temos:

$$\begin{bmatrix} V_1'' \\ I_1'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A'' & B'' \\ C'' & D'' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2'' \\ -I_2'' \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

Substituindo a equação 2.55 em 2.57, temos:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2' \\ -I_2' \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Substituindo a equação 2.56 em 2.59, temos:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1'' \\ I_1'' \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

Substituindo a equação 2.58 em 2.60 obtemos então:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A'' & B'' \\ C'' & D'' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2'' \\ -I_2'' \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

Finalmente, utilizando a equação 2.55 mais uma vez na equação 2.61, chegamos ao resultado esperado:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A'' & B'' \\ C'' & D'' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

Que é equivalente a escrever a matriz $ABCD$ da rede completa, ou seja:

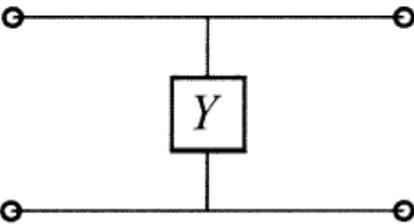
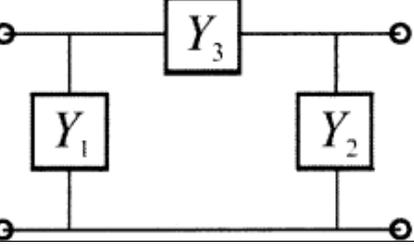
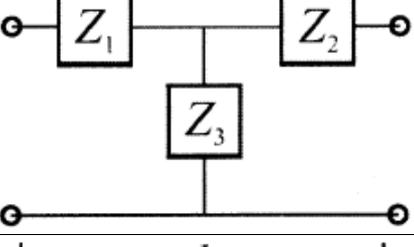
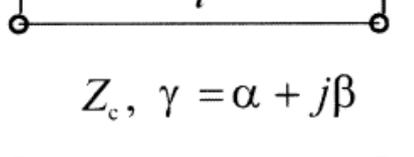
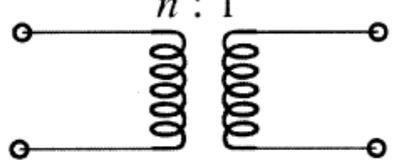
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

Onde temos finalmente que:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A'' & B'' \\ C'' & D'' \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

Este resultado continua sendo válido para n sub-redes conectadas em cascata e será amplamente utilizado no modelamento discreto dos dispositivos analisados neste trabalho. Na Tabela 2.1 é possível encontrar a matriz $ABCD$ de algumas redes de micro-ondas [3,4] utilizadas durante a análise do modelo discreto desta dissertação.

Tabela 2.1 – Matriz $ABCD$ de algumas rede de micro-ondas de duas portas

	Circuito	Matriz $ABCD$
a		$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
b		$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}$
c		$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Y_2}{Y_3} & \frac{1}{Y_3} \\ Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3} & 1 + \frac{Y_1}{Y_3} \end{bmatrix}$
d		$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_3} & Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} \\ \frac{1}{Z_3} & 1 + \frac{Z_2}{Z_3} \end{bmatrix}$
e	 $Z_c, \gamma = \alpha + j\beta$	$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_c \sinh \gamma l \\ \frac{\sinh \gamma l}{Z_c} & \cosh \gamma l \end{bmatrix}$
f		$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n & 0 \\ Y & \frac{1}{n} \end{bmatrix}$

É possível também converter a Matriz $ABCD$ em parâmetros S e vice-versa. A Tabela 2.2 resume as expressões [4] para o primeiro caso, onde se tem disponível a

Matriz $ABCD$ e deseja-se calcular os parâmetros S de uma rede de duas portas. A Tabela 2.3 mostra as expressões [4] que podem ser utilizadas quando se têm disponíveis os parâmetros S e deseja-se calcular a Matriz $ABCD$ de uma rede de duas portas. No processo de modelamento estas expressões serão amplamente utilizadas.

Tabela 2.2 – Parâmetros S em função da Matriz $ABCD$

Parâmetros S	Matriz $ABCD$
S_{11}	$\frac{A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 - D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}$
S_{12}	$\frac{2(AD - BC)}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}$
S_{21}	$\frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}$
S_{22}	$\frac{-A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 + D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}$

Tabela 2.3 – Matriz $ABCD$ em função dos Parâmetros S

Parâmetros S	Matriz $ABCD$
A	$\frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$
B	$Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$
C	$\frac{1}{Z_0} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$
D	$\frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$

2.6 Linha de Transmissão

Uma linha de transmissão (L.T.) é geralmente representada como dois fios paralelos, conforme é mostrado na Figura 2.8, que exibe ainda a definição de corrente e tensão em função da distância z e do tempo t . Elas são estruturas capazes de transportar ondas eletromagnéticas que operem dentro de uma faixa de frequência ou comprimento de onda. Uma linha de transmissão pode ser modelada utilizando-se elementos passivos, como resistores, capacitores e indutores, conforme é mostrado na Figura 2.9 [3].

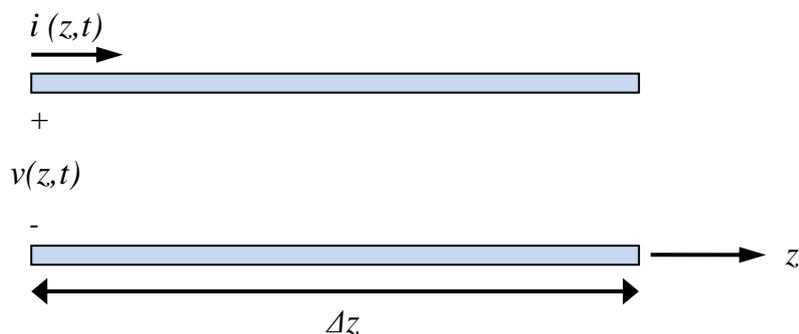


Figura 2.8 – Representação de uma linha de transmissão.

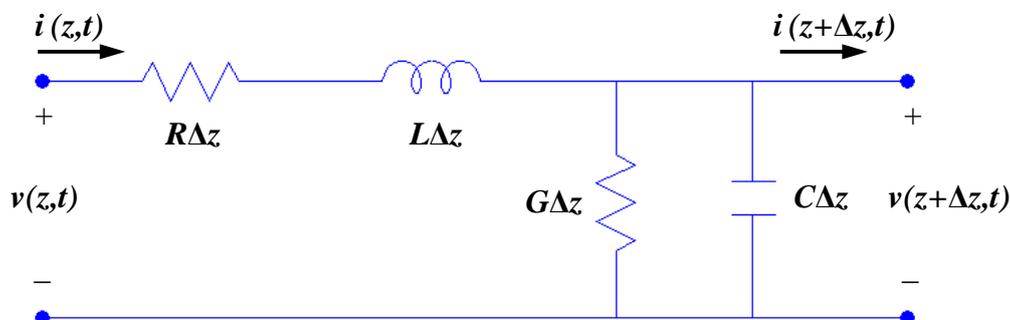


Figura 2.9 – Modelo equivalente de uma linha de transmissão.

Na figura acima, R , L , G e C são definidos como sendo:

- R = resistência série por unidade de comprimento (Ω/m);
- L = indutância série por unidade de comprimento (H/m);
- G = condutância paralela por unidade de comprimento (S/m);
- C = capacitância paralelo por unidade de comprimento (F/m)

A indutância série L representa a autoindutância dos dois condutores, enquanto que a capacitância C em paralelo é devido à proximidade dos dois condutores. A

resistência em série refere-se à condutividade finita dos condutores e por fim a condutância G representa as perdas dielétricas no material entre os dois condutores.

A principal diferença entre a teoria de linhas de transmissão e a teoria de circuitos é o comprimento elétrico de operação. A teoria de circuitos assume que as dimensões físicas da rede são muito menores que o comprimento de onda, enquanto que na teoria de linhas de transmissão a dimensão física da rede é da mesma ordem de grandeza do comprimento de onda.

Considere novamente a Figura 2.5, da seção 2.5.1. Analisando a porta 2, podemos escrever:

$$V_2 = -I_2 Z_{02} \quad (2.65)$$

Já a impedância de entrada pode ser definida como:

$$Z_{in1} = \frac{V_1}{I_1} \quad (2.66)$$

Substituindo a equação 2.48 na equação 2.66, temos:

$$Z_{in1} = \frac{AV_2 - BI_2}{CV_2 - DI_2} \quad (2.67)$$

Substituindo agora a equação 2.65 na equação 2.67 e simplificando, temos:

$$Z_{in1} = \frac{Z_{02}A + B}{Z_{02}C + D} \quad (2.68)$$

Consultando a Tabela 2.1, item e, temos os valores da matriz $ABCD$ para uma linha de transmissão. Substituindo na equação 2.68, temos:

$$Z_{in1} = \frac{Z_{02} \cosh \gamma l + Z_c \sinh \gamma l}{\frac{Z_{02} \sinh \gamma l}{Z_c} + \cosh \gamma l} \quad (2.69)$$

Dividindo a equação 2.69 por $\cosh \gamma l$, podemos escrever:

$$Z_{in1} = Z_c \frac{Z_{02} + Z_c \tanh \gamma l}{Z_c + Z_{02} \tanh \gamma l} \quad (2.70)$$

onde Z_c é a impedância característica, γ é constante de propagação complexa e l é o comprimento da linha de transmissão.

A constante de propagação complexa é dada por: $\gamma = \alpha + j\beta$, onde α é a constante de atenuação que determina o modo com as amplitudes das ondas incidentes de tensão e corrente são amortecidas ao longo da linha, enquanto que β corresponde à constante de fase, que determina a variação de fase que sofrem as ondas de corrente e tensão por unidade de comprimento da linha. A constante de propagação também é dada por [3]:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.71)$$

onde R , L , G e C são definidos como mostrado na Figura 2.9.

Para uma linha sem perdas, temos que $\gamma = j\beta$, e a equação 2.70 pode ser reescrita como:

$$Z_{in1} = Z_c \frac{Z_{02} + jZ_c \tan \beta l}{Z_c + jZ_{02} \tan \beta l} \quad (2.72)$$

2.7 Teoria Geral de Filtros

A função de transferência de um filtro é uma descrição matemática das características de resposta de uma rede de duas portas, mais precisamente uma expressão para S_{21} , que representa o parâmetro de transmissão da porta 1 para a porta 2 da rede, também conhecida como perda por inserção. A função de transferência de um filtro passivo e sem perdas é definida como [4]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \delta^2 F_n^2(j\Omega)} \quad (2.73)$$

onde δ é uma constante de *ripple*, ou seja, variação ou flutuação na resposta, $F_n(j\Omega)$ representa uma função característica e Ω é uma variável de frequência. Nesta abordagem, é conveniente representar Ω como uma variável de frequência (em radianos por segundo) de um filtro passa-baixa que possui uma frequência de corte $\Omega = \Omega_c$ para $\Omega_c = 1(\text{rad} / \text{s})$.

Para uma rede de micro-ondas linear e invariante no tempo, a função de transferência pode ser definida como uma função racional dada por:

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (2.74)$$

onde $N(p)$ e $D(p)$ são polinômios complexos da variável de frequência Ω , de tal forma que tem-se $p = \sigma + j\Omega$. Para uma rede passiva e sem perdas, tem-se que $\sigma = 0$, pode-se escrever que $p = j\Omega$. Para encontrar uma função de transferência realizável que forneça uma resposta característica aproximada da resposta requerida, pode-se utilizar a equação 2.73.

Para uma função de transferência na forma da equação 2.73, a perda por inserção do filtro pode ser obtida da equação 2.43, sendo dada por:

$$L_A(\Omega) = 10 \log \frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^2} \text{ dB} \quad (2.75)$$

A resposta em fase pode ser expressa por:

$$\phi_{21}(\Omega) = \text{Arg}[S_{21}(j\Omega)] \quad (2.76)$$

onde $\phi_{21}(\Omega)$ é dado em radianos e Ω em radianos por segundo.

Pode-se também calcular a perda de retorno na porta 1 do filtro utilizando a equação 2.44, resultando em:

$$L_R(\Omega) = 10 \log(|S_{11}(j\Omega)|^2) \text{ dB} \quad (2.77)$$

Substituindo a equação 2.46 na equação 2.76, é possível obter:

$$L_R(\Omega) = 10 \log(1 - |S_{21}(j\Omega)|^2) \text{ dB} \quad (2.78)$$

2.7.1 Pólos e Zeros no Plano Complexo

O plano (σ, Ω) , onde a função de transferência do filtro está definida, é chamado de plano complexo ou plano- p . O eixo horizontal deste plano é chamado de eixo real ou eixo- σ , e o eixo vertical é chamado de imaginário ou eixo- $j\Omega$. Os valores de p que tornam a função nula são chamados de zeros da função, enquanto que os valores de p que tornam a função infinita são chamados de pólos da função. Observando a equação 2.74, podemos fazer as seguintes considerações:

- Os zeros de $S_{21}(p)$ são as raízes do numerador $N(p)$;
- Os pólos de $S_{21}(p)$ são as raízes do denominador $D(p)$.

Estes pólos são as frequências naturais do filtro. No entanto, para o filtro ser estável, estes pólos precisam estar situados no semi-plano esquerdo do plano- p ou em cima do eixo dos imaginários. Se os pólos estiverem localizados em algum local diferente, a amplitude das oscilações irá crescer exponencialmente, condição proibida para manter a estabilidade do filtro.

2.7.2 Filtro Ideal

O filtro ideal é uma rede que oferece transmissão sem perdas para todas as frequências dentro da faixa passagem ou banda passante do filtro, atenuação infinita para todas as frequências dentro da faixa de rejeição, transição abrupta entre a banda passante e a faixa de rejeição e fase linear dentro da banda passante. Embora não seja realizável [4], ele possui grande importância na teoria de filtros. As respostas de amplitude e fase do filtro ideal funcionam como as respostas limites a serem alcançadas pelos vários tipos de aproximações existentes. A Figura 2.10 mostra a resposta de um filtro passa-baixa ideal.

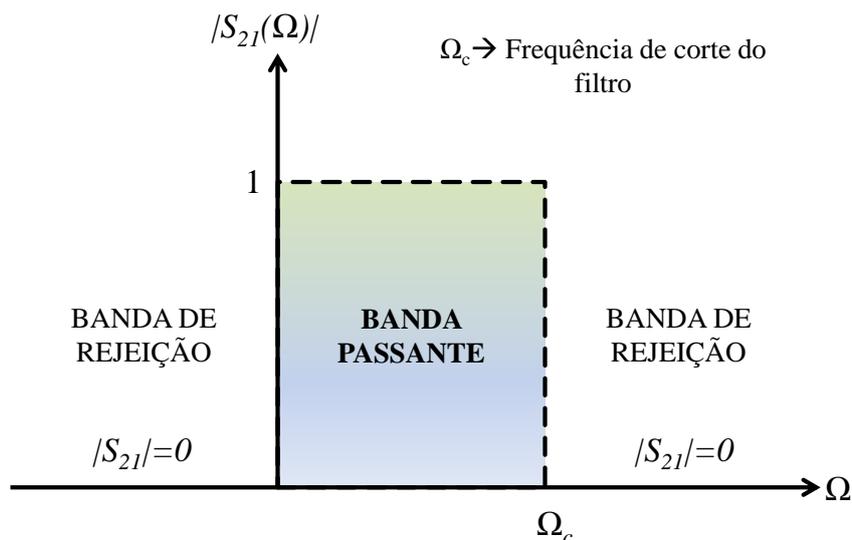


Figura 2.10 – Resposta em frequência de um filtro ideal

2.7.3 Aproximação de Filtros por Máxima Planura (Butterworth)

A aproximação de *Butterworth* tem como principal característica uma resposta em amplitude suave dentro da banda passante, sem *ripple* ou flutuações. Para delimitar as bandas de passagem e de rejeição é adotado o critério de meia potência, ou seja, a frequência onde potência do sinal de entrada cai pela metade. O limite da banda passante ou frequência de corte Ω_c do filtro ocorre quando a perda por inserção $L_A = 3$ dB. A desvantagem do filtro de Butterworth é a transição suave entre as bandas de passagem e de rejeição.

A função de transferência para um filtro com aproximação de Butterworth tem perda por inserção $L_A = 3,01$ dB na frequência de corte normalizada ($\Omega_c = 1$) é dada por [4]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}} \quad (2.79)$$

onde n é a ordem do filtro, que corresponde ao número de elementos reativos necessários na implementação de um protótipo de filtro passa-baixa. Pode-se calcular a perda por inserção L_A utilizando a equação 2.75. Na Figura 2.11 são plotadas várias curvas de perda por inserção de um filtro passa-baixa, com frequência de corte $\Omega_c = 1$, utilizando a aproximação de *Butterworth* com diferentes ordens (valores de n distintos). É indicado também o valor da perda por inserção para a frequência de corte.

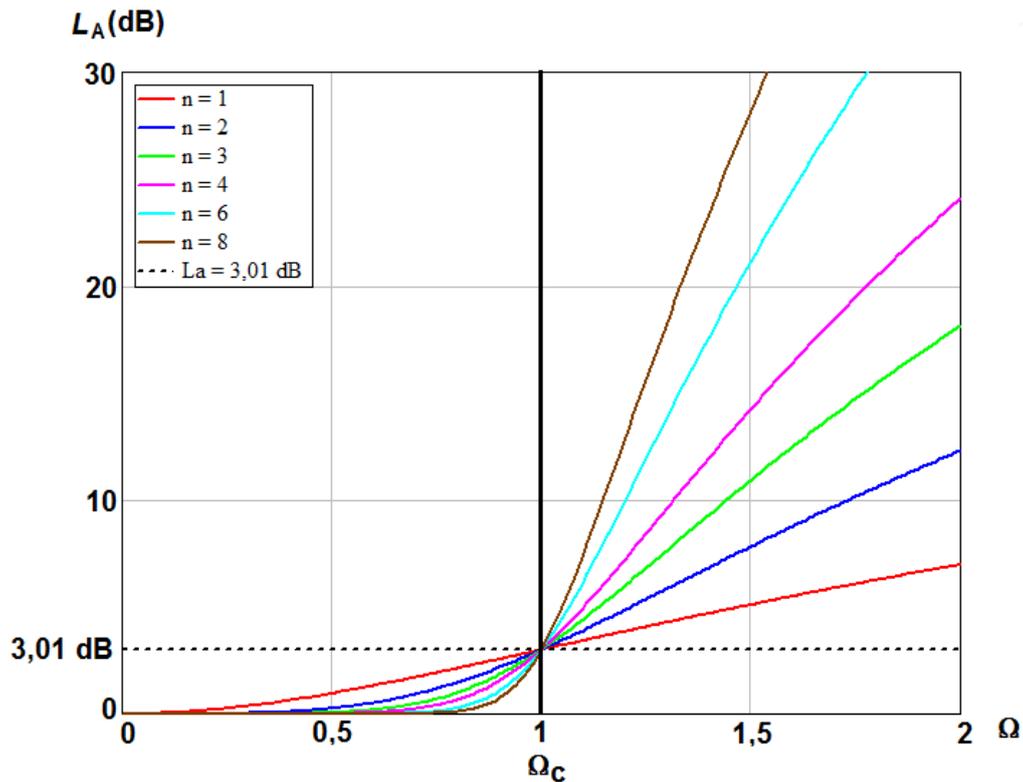


Figura 2.11 – Perda por inserção em função da frequência de um filtro passa-baixa ideal com aproximação de Butterworth.

2.7.4 Aproximação de Filtros de Chebyshev

A aproximação de *Chebyshev* apresenta um *ripple* ou flutuação limitada dentro da banda passante do filtro. No entanto, esta aproximação possui uma transição mais acentuada entre a banda passante e a banda de rejeição. A função de transferência tem resposta em amplitude dada por [4]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \delta^2 T_n^2(\Omega)} \quad (2.80)$$

onde δ é a constante de *ripple*, que está relacionada com o nível de *ripple* L_{Ar} (dB) pela seguinte expressão [4]:

$$\delta = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (2.81)$$

$T_n(\Omega)$ é a função de Chebyshev de primeiro tipo e ordem n , sendo definida como:

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \Omega), & \text{para } |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \Omega), & \text{para } |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (2.82)$$

Na Figura 2.12 são plotadas várias curvas de perda por inserção de um filtro passa-baixa com frequência de corte $\Omega_c = 1$, utilizando a aproximação de *Chebyshev* com diferentes ordens (valores de n distintos). É indicado também o valor limite do ripple (em dB). Observe como os valores da perda por inserção crescem mais rapidamente do que as curvas mostradas na Figura 2.11, que mostram as curvas de *Butterworth*.

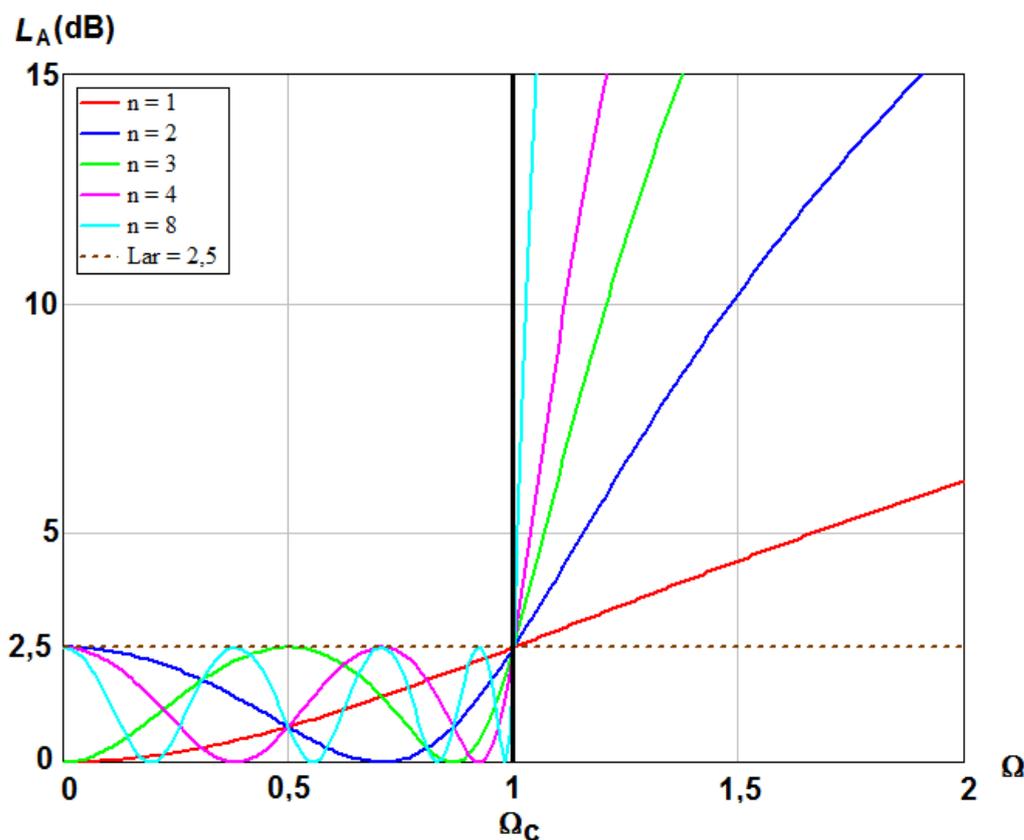


Figura 2.12 – Perda por inserção em função da frequência de um filtro passa-baixa ideal com aproximação de *Chebyshev*

2.8 Simulação Eletromagnética de Estruturas de Micro-ondas

Existem hoje no mercado vários softwares para projeto de circuitos de R.F./micro-ondas com um pacote de ferramentas gráficas chamadas de CAD (do inglês, *Computer-Aided Design*) que permitem além de “desenhar” a estrutura do dispositivo, realizam a simulação eletromagnética (EM) de onda completa, o que ajuda no modelo e validação do dispositivo a ser projetado [11,12].

A simulação EM de onda completa resolve as Equações de Maxwell com condições de contorno impostas pela estrutura de R.F./micro-ondas a ser modelada. Os simuladores comerciais disponíveis no mercado usam métodos numéricos para obtenção da solução. Essas técnicas numéricas incluem [13]:

- Método dos Momentos (MoM, do inglês *Method of Moments*);
- Método do Elemento Finito (FEM, do inglês *Finite-Element Method*);
- Método da Diferença Finita no Domínio do Tempo (FDTD, do inglês *Finite-Difference Time-Domain*);
- Método da Equação Integral (IE, do inglês *Integral Equation*).

Esses simuladores EM dividem a estrutura de R.F./micro-ondas em subseções ou células de 2 ou 3 dimensões (2D ou 3D) para então resolver as Equações de Maxwell sobre essas células. Células maiores implicam simulações mais rápidas ao custo de erros maiores. Os erros são minimizados usando-se células menores, em compensação o tempo de simulação aumenta consideravelmente. Grande parte dos erros de simulações EM são devidos ao tamanho das células.

Uma das principais características dos simuladores EM de onda completa é a grade ou malha de simulação, que pode ser definida pelo usuário e imposta à estrutura durante a análise EM. A exatidão dos resultados simulados depende diretamente da finura da malha, que influencia no ponto de convergência da técnica numérica empregada pelo simulador EM. Falando de um modo geral, quanto mais fina for a malha (célula de tamanho menor), mais exatos serão os resultados da simulação, mais demorados os tempos de simulação e maior a memória computacional exigida. Por essa razão, torna-se muito importante considerar o quão pequeno deve ser o tamanho de uma célula para que se obtenham soluções precisas de um simulador EM.

Outra dificuldade na utilização de simuladores de onda completa é a necessidade de ter disponível um supercomputador, que tenha alto poder de processamento e disponibilidade de memória. Alguns softwares, como o HFSS, da ANSYS, chegam a

gerar dezenas de giga bytes durante uma única simulação de um dispositivo, sendo então necessário ter também uma grande capacidade de armazenamento.

Na prática, o que se faz para aumentar a velocidade de simulação de uma estrutura sem perder precisão (quando o dispositivo possui uma boa simetria) é dividi-la em partes e simular essas partes individualmente. O resultado final da estrutura é baseado nos resultados individuais das partes reagrupadas. A simulação da estrutura inteira pode ser executada para confirmação das respostas da estrutura dividida.

Além do *HFSS*, da *ANSYS*, são simuladores de onda completa comerciais:

- *CST Microwave Studio*, da *Computer Simulation Technology*
- *Sonnet*, da *Sonnet Software Inc.*
- *AWR Microwave Office*, da *AWR Corporation*

Neste trabalho foram utilizados os simuladores *Sonnet 11.52* e o *Microwave Office 2009*.

3 DISPOSITIVOS DE MICRO-ONDAS

Para demonstrar o funcionamento da técnica de modelamento discreto utilizando algoritmos genéticos, vamos aplicar o processo de modelamento a dois dispositivos distintos, a saber: (a) antena do tipo *patch* e (b) filtro tipo-H. Cada dispositivo será analisado segundo algum método específico e em seguida será proposto um modelo discreto que forneça uma resposta próxima aos resultados fornecidos por um simulador de onda completa.

3.1 Antena de Microfita tipo *Patch*

As antenas de microfita [5] (ou antenas do tipo *patch*) começaram a ganhar destaque na década de 70, apesar de terem sido patenteadas em 1955. Elas consistem de uma fita condutora de espessura t muito pequena ($t \ll \lambda_0$, onde λ_0 é o comprimento de onda em espaço livre) posicionada em cima de um substrato dielétrico com altura h ($h \ll \lambda_0$, geralmente $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$), com um plano de terra também metálico na parte de baixo do substrato. Pela sua estrutura, o ganho máximo é na direção normal ao *patch*, conforme pode ser observado na Figura 3.1.

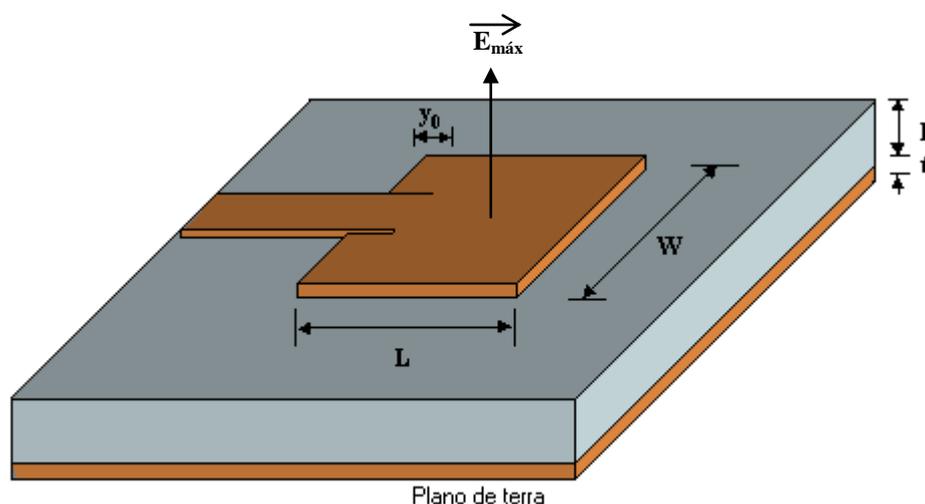


Figura 3.1 – Visão geral de uma antena de microfita

Podem ser empregados diversos tipos de dielétricos na confecção de uma antena do tipo *patch*, com constante dielétrica girando em torno de $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$. Para se obter um melhor desempenho (melhor eficiência de radiação e maior largura de banda), é desejável utilizar substratos com alturas maiores e com constante dielétrica mais

próxima do limite inferior da faixa acima, ao custo de se ter uma antena maior. Substratos de menor espessura e constantes dielétricas maiores são mais indicados quando se faz necessário integrar a antena à outros circuitos de RF, pois resultam em um tamanho menor de antena, apesar de perder em desempenho. No momento do projeto, deve-se fazer uma escolha que melhor atenda as especificações exigidas.

Diversas formas podem ser utilizadas para confecção do elemento radiante, como retângulos, quadrados, círculos, triângulos, fitas (dipolos), elipses, entre outras, conforme mostra a Figura 3.2. Neste trabalho vamos nos concentrar nos *patches* retangulares.

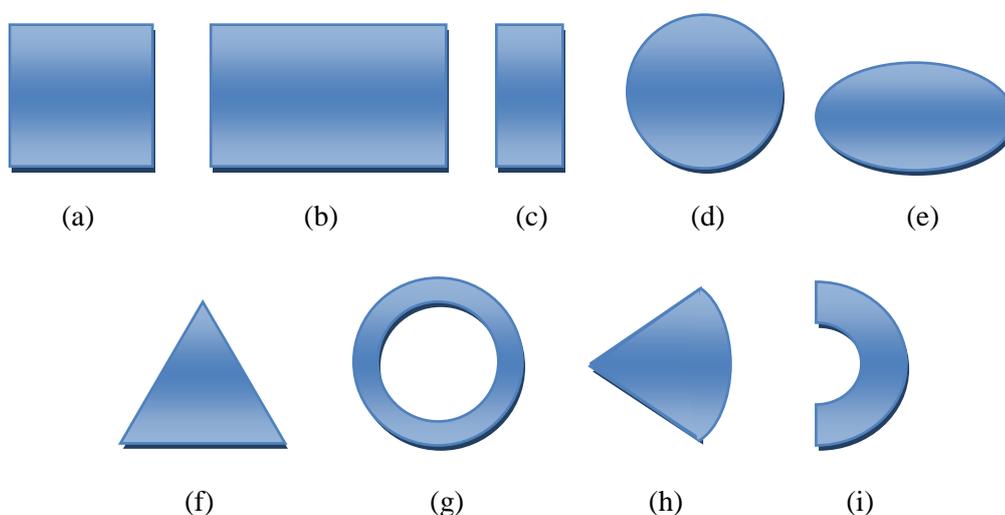


Figura 3.2 – Diversas formas possíveis para o elemento irradiante de uma antena de microfita: (a) quadrado, (b) retângulo, (c) dipolo, (d) círculo, (e) elipse, (f) triângulo, (g) anel circular, (h) setor circular, (i) setor de um anel circular.

As antenas de microfita podem ser alimentadas por diversas formas, como (a) linhas de microfita, (b) sonda coaxial, (c) acoplamento por abertura ou (d) por proximidade. Neste trabalho iremos nos restringir à alimentação via linhas de microfita (geralmente com largura bem menor do que a largura da *patch* da antena), conforme pode ser observado na Figura 3.1. Com este tipo de alimentação, é possível obter em geral uma largura de banda da ordem de 2 a 5% da frequência de ressonância.

3.1.1 Métodos de Análise

Existem vários métodos para análise de antenas de microfita, porém, os mais conhecidos são [5]: (a) linha de transmissão, (b) cavidade e (c) equação integral. Dentre estes, o método mais simples e com uma boa percepção física é o da linha de

transmissão. Neste trabalho, vamos utilizar o método da linha de transmissão para análise da antena de microfita.

3.1.2 Método da Linha de Transmissão

O “efeito de borda” já comentado no capítulo 2 faz com que a antena pareça maior eletricamente do que as suas dimensões físicas. Este efeito pode ser visto na Figura 3.3, onde as dimensões da antena foram estendidas em ΔL , que é função da permissividade elétrica efetiva e da razão $\frac{W}{h}$.

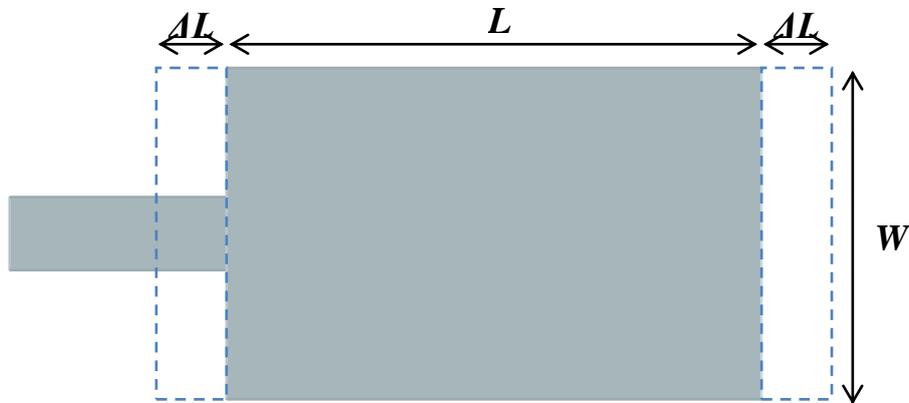


Figura 3.3 – Vista superior do comprimento físico real e o efetivo de uma antena de microfita

Uma expressão prática para ΔL muito utilizada [5] é dada a seguir:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \cdot \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (3.1)$$

Como o comprimento da antena foi estendido pelo fator ΔL em ambos os lados, o comprimento efetivo da antena é dado por:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (3.2)$$

Para o modo de propagação dominante TM_{010} , a frequência de ressonância é uma função do comprimento, usualmente dada por [5]:

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r} \cdot \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.3)$$

onde v_0 é a velocidade da luz no espaço livre.

A equação 3.3 não leva em consideração o “efeito de bordas”. Neste caso, para computarmos as distorções causadas devemos utilizar a permissividade elétrica efetiva e o comprimento efetivo. Então, teremos:

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L_{\text{eff}} \sqrt{\epsilon_{r\text{eff}}} \cdot \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \quad (3.4)$$

Para o cálculo da largura da antena de microfita, podemos utilizar uma expressão prática [6] e que fornece uma boa eficiência de radiação:

$$W = \frac{1}{2f_r \cdot \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.5)$$

Para promover um melhor casamento de impedância quando a antena é alimentada por uma microfita, o ponto de alimentação é deslocado por uma distância y_0 dada por [5]:

$$Rin(y = y_0) = Rin(y = 0) \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi y_0}{L} \right) \quad (3.6)$$

onde $Rin(y = 0)$ é a resistência de entrada na ressonância quando não há deslocamento do ponto de alimentação, e $Rin(y = y_0)$ é a resistência de entrada na ressonância com o ponto de alimentação deslocado para uma distância y_0 . A resistência de entrada na ressonância é dada por [5]:

$$Rin(y_0 = 0) = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})} \quad (3.7)$$

onde G_1 e G_{12} são dados por [5]:

$$G_1 = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin \left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta \right)}{\cos \theta} \right]^2 \cdot \sin^3 \theta d\theta \quad (3.8)$$

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin \left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta \right)}{\cos \theta} \right]^2 \cdot J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta \quad (3.9)$$

Onde $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$, sendo λ_0 o comprimento de onda no ar, e J_0 é a função de Bessel de 1ª espécie.

A Figura 3.4 mostra uma visão geral da antena tipo *patch* com a presença do deslocamento do ponto de alimentação y_0 .

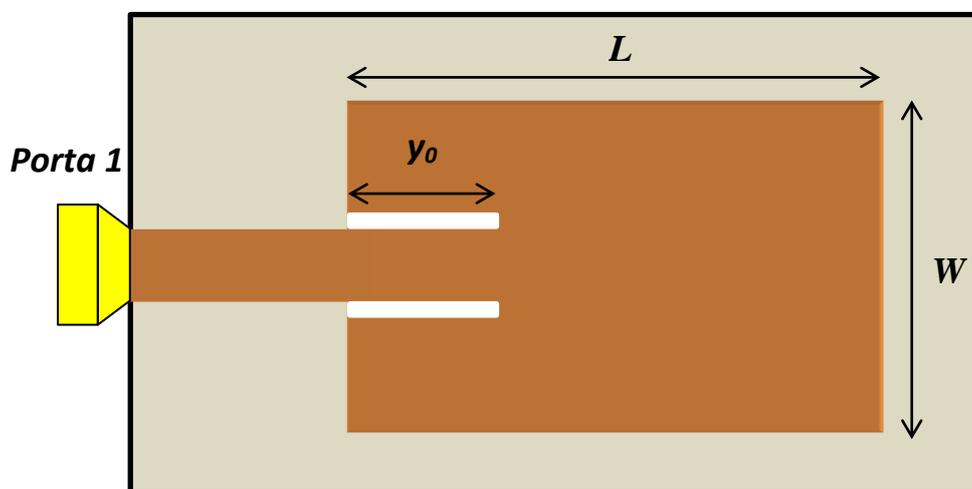


Figura 3.4 – Visão geral de uma antena de microfita do tipo *patch*

3.1.3 Modelo Discreto

O modelo discreto apresentado nesta seção visa obter uma resposta mais próxima possível dos parâmetros de espalhamento obtidos pelos simuladores de onda completa como o *Sonnet* dentro da banda de interesse para a antena *patch* mostrada na Figura 3.4. Para tanto, a fita de alimentação foi modelada por uma indutância em série L_1 e o *patch* retangular foi modelado pelo circuito RLC paralelo (R_1 , C_1 e L_2). A Figura 3.5 mostra o modelo discreto proposto.

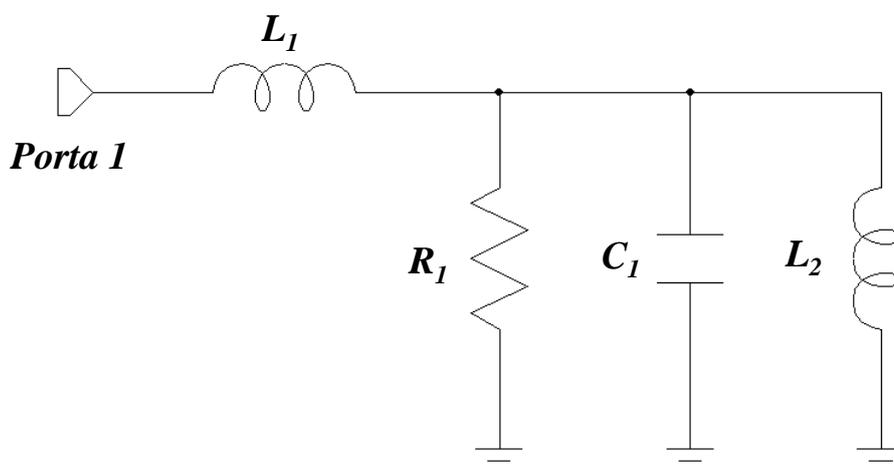


Figura 3.5 – Modelo discreto proposto para a antena *patch*.

Vamos agora obter uma expressão para S_{11} a partir do modelo proposto. Partindo da teoria de circuitos, temos que a impedância de carga do modelo é dada por:

$$Z_L = j\omega L_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_1} - \frac{j}{\omega L_2} + j\omega C_1} \quad (3.10)$$

Manipulando a equação 2.45, que relaciona o coeficiente de onda estacionária e os parâmetros S , chega-se a:

$$|S_{11}| = \frac{V_{SWR} - 1}{V_{SWR} + 1} \quad (3.11)$$

Temos ainda que o coeficiente de onda estacionária é dado por [4]:

$$V_{SWR} = \frac{Z_L}{Z_0} \quad (3.12)$$

Substituindo a equação 3.12 em 3.11, temos:

$$|S_{11}| = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.13)$$

Considerando que a porta 1 esteja casada, podemos considerar que:

$$Z_0 = 50\Omega \quad (3.14)$$

Substituindo as equações 3.10 e 3.14 em 3.13, temos:

$$|S_{11}| = \frac{j\omega L_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_1} - \frac{j}{\omega L_2} + j\omega C_1} - 50}{j\omega L_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_1} - \frac{j}{\omega L_2} + j\omega C_1} + 50} \quad (3.15)$$

Foi criado um script utilizando o programa matemático wxMaxima v. 0.8.4 (que é compatível com o *Maple*, porém, funcionando em Linux) para ajudar no desenvolvimento e simplificação da equação 3.15. O script pode ser encontrado no ANEXO 1 . Para facilitar a exibição da equação, vamos apresentar o parâmetro de espalhamento S_{11} como segue:

$$S_{11} = \frac{px(w) + jpy(w)}{q(w)} \quad (3.16)$$

onde:

$$px(w) = \text{Re}(S_{11}) \quad (3.17)$$

$$py(w) = \text{Im}(S_{11}) \quad (3.18)$$

$$q(w) = \text{Denom}(S_{11}) \quad (3.19)$$

onde $\text{Re}(S_{11})$ denota a parte real de S_{11} , $\text{Im}(S_{11})$ denota a parte imaginária de S_{11} e $\text{Denom}(S_{11})$ denota o denominador de S_{11} . Temos então as seguintes expressões para S_{11} do modelo proposto:

$$\begin{aligned} px(w) = & w^4 \left(\left((-2C_1 L_1 - 2500C_1^2) L_2^2 - 2C_1 L_1^2 L_2 \right) R_1^2 + L_1^2 L_2^2 \right) + \\ & w^2 \left(\left(L_2^2 + (2L_1 + 5000C_1) L_2 + L_1^2 \right) R_1^2 - 2500L_2^2 \right) + w^6 C_1^2 L_1^2 L_2^2 R_1^2 \\ & - 2500R_1^2 \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} py(w) = & w^3 \left(\left(-100C_1 L_2^2 - 200C_1 L_1 L_2 \right) R_1^2 + 100L_1 L_2^2 \right) + \\ & 100w^5 C_1^2 L_1 L_2^2 R_1^2 + w(100L_2 + 100L_1) R_1^2 \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} q(w) = & w^4 \left(\left((2500C_1^2 - 2C_1 L_1) L_2^2 - 2C_1 L_1^2 L_2 \right) R_1^2 + L_1^2 L_2^2 \right) + \\ & w^2 \left(\left(L_2^2 + (2L_1 - 5000C_1) L_2 + L_1^2 \right) R_1^2 + 100L_2^2 R_1 + 2500L_2^2 \right) + \\ & w^6 C_1^2 L_1^2 L_2^2 R_1^2 + 2500 \end{aligned} \quad (3.22)$$

Os valores de R_1 , L_1 , L_2 e C_1 são calculados pelo Algoritmo Genético (AG) a partir da curva gerada pelos simuladores de onda completa (ou a partir de uma curva desejada qualquer). Os Algoritmos Genéticos serão tratados em detalhes no Capítulo 4 deste trabalho. De posse dos valores do modelo discreto, o circuito foi simulado utilizando o *AWR Microwave Office* e a resposta comparada com as curvas obtidas do simulador de onda completa. Este processo foi feito para validar o modelo apresentado.

Os valores obtidos pelo simulador de onda completa e pelo modelo discreto foram comparados com os resultados experimentais. Estes resultados são apresentados no Capítulo 5.

A notação apresentada na equação 3.16 será novamente utilizada no cálculo dos parâmetros S para o filtro tipo-H.

3.2 Filtro tipo-H

Em frequências de micro-ondas, a realização física de filtros já não é tão simples como no caso de circuitos de parâmetros concentrados. Isso acontece porque o comprimento de onda passa a ser da ordem de grandeza das dimensões dos dispositivos que compõem os circuitos. O projeto de filtro para a faixa de MHz é bem distinto num filtro para a faixa de centenas de MHz (10^8 Hz) até dezenas GHz (10^{10} Hz).

Para a realização física de filtros passivos na faixa de micro-ondas podem ser utilizadas estruturas de microfita, CPS (do inglês, *Coplanar Strips*), CPW (*Coplanar Waveguide*), etc. Vamos mais uma vez adotar a microfita como estrutura base para o projeto de um filtro com topologia “H”. Este é um novo design, cujo projeto foi feito em colaboração com Bezerra, S. T. G. *et al* [19, 20]. A Figura 3.6 mostra uma visão geral do filtro tipo-H.

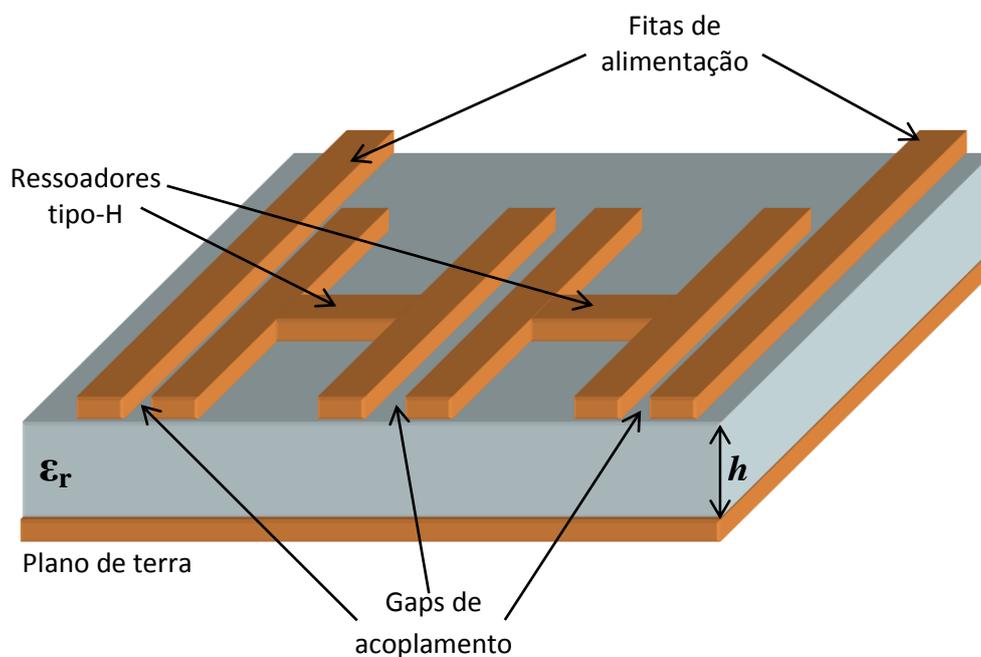


Figura 3.6 – Visão geral de um filtro tipo-H mostrando os gaps de acoplamento, fitas de alimentação e os elementos ressoadores.

A partir da escolha da frequência de projeto, é necessário determinar as dimensões físicas do ressoador tipo-H, mais especificamente a altura H , o comprimento L , e as larguras das fitas w_L e w_H . Estes parâmetros são mostrados na Figura 3.7. Como também pode ser observado na Figura 3.6 o filtro é formado por dois ressoadores em forma de “H” acoplados por um gap central. Desta forma, podemos considerar cada “H” como uma célula unitária, que será analisada na próxima seção.

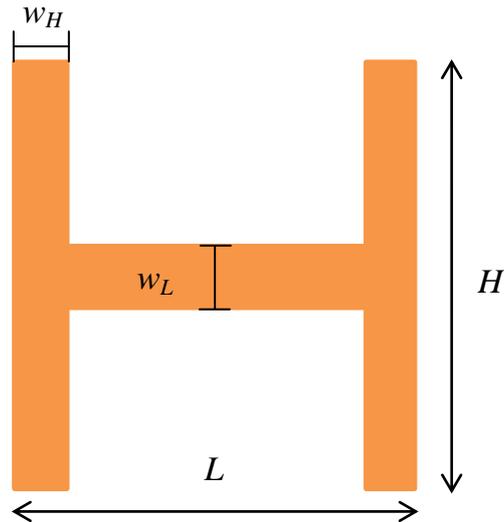


Figura 3.7 – Parâmetros de projeto de uma célula unitária do filtro tipo-H.

3.2.1 Método de Análise

Para efetuar uma primeira análise do filtro tipo-H, pode-se utilizar o método de linha de transmissão ou trabalhar com o modelo discreto diretamente. Vamos utilizar inicialmente o método da linha de transmissão aplicado à célula unitária do filtro, que pode ser vista na Figura 3.7. Para esta célula, podemos adotar que as linhas verticais são estubes (comprimentos de linhas de transmissão curto-circuitados ou circuitos-abertos) de susceptância $2jB$ separados por uma de linha de transmissão de comprimento L . A Figura 3.8 ilustra o modelo equivalente do ressonador tipo-H utilizando o método da linha de transmissão. Para simplificar, vamos considerar $w_H = w_L = w$ no projeto do filtro.

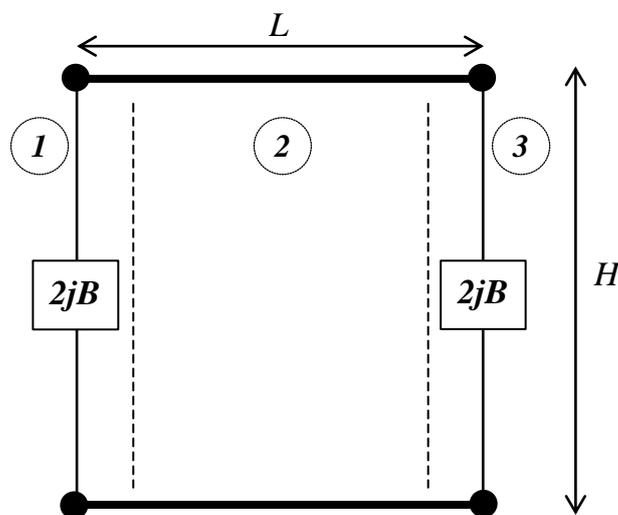


Figura 3.8 – Modelo do ressonador tipo-H utilizando o método da linha de transmissão.

As duas linhas tracejadas dividem o nosso modelo em três partes, cada uma delas numeradas de 1 a 3. Para cada parte, teremos uma matriz $ABCD$ associada. Conforme demonstrado na seção 5.3, é possível calcular a matriz $ABCD$ completa do modelo multiplicando as matrizes $ABCD$ de cada parte, na ordem em que aparecem.

Consultando a Tabela 2.1, item **b**, temos que a matriz $ABCD$ da primeira parte é dada por:

$$\begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2jB & 1 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

onde B representa a admitância dos estubes, dada por [3]:

$$B = Y_{0,sN} \tan \left[k_0 \left(\frac{H-w}{2} \right) \right] \quad (3.24)$$

onde $Y_{0,sN}$ é a admitância característica normalizada do estube, k_0 é a constante de onda característica na linha de microfita. Aqui vamos assumir $Y_{0,sN} = 1$ para os estubes e k_0 é dado por [3]:

$$k_0 = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} f_0 \quad (3.25)$$

A matriz $ABCD$ da segunda parte, que corresponde a um trecho de linha de transmissão de comprimento L é dada por:

$$\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(k_0L) & jZ_0 \sin(k_0L) \\ \frac{j \sin(k_0L)}{Z_0} & \cos(k_0L) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

onde Z_0 é a impedância característica da linha de microfita. Vamos trabalhar aqui com a impedância normalizada, ou seja, $Z_0 = 1$. Fazendo também $k_0L = \theta$ em 3.26, temos:

$$\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & j \sin(\theta) \\ j \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Para a terceira parte do modelo, teremos novamente a seguinte matriz $ABCD$:

$$\begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2jB & 1 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Portanto, a matriz $ABCD$ do modelo de um ressoador tipo-H será dada por:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Substituindo os valores das equações 3.23, 3.27 e 3.28 em 3.29, teremos:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2jB & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & j\sin(\theta) \\ j\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2jB & 1 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Desenvolvendo o produto matricial da equação 3.30, teremos:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) - 2B\sin(\theta) & j\sin(\theta) \\ 4jB\cos(\theta) + (1 - 4B^2)j\sin(\theta) & \cos(\theta) - 2B\sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Para haver propagação de ondas eletromagnéticas na rede, a seguinte condição deve ser atendida [3]:

$$AD - BC + e^{2\gamma L} - (A + D)e^{\gamma L} = 0 \quad (3.32)$$

Como temos $A = D$ em 3.31, podemos reescrever 3.32 da seguinte forma:

$$A^2 - BC + e^{2\gamma L} - (2A)e^{\gamma L} = 0 \quad (3.33)$$

Substituindo os valores de A , B e C , dados por 3.31 em 3.33, temos:

$$[\cos(\theta) - 2B\sin(\theta)]^2 - [(4B^2 - 1)(\sin(\theta))^2 - 4B\cos(\theta)\sin(\theta)] + e^{2\gamma L} - [2A]e^{\gamma L} = 0 \quad (3.34)$$

Desenvolvendo 3.34, temos:

$$\cos(\theta)^2 + \sin(\theta)^2 + e^{2\gamma L} - [2A]e^{\gamma L} = 0 \quad (3.35)$$

Utilizando a identidade trigonométrica $\cos(x)^2 + \sin(x)^2 = 1$, podemos escrever 3.35 como:

$$1 + e^{2\gamma L} - [2A]e^{\gamma L} = 0 \quad (3.36)$$

Arrumando 3.36, chegamos a:

$$A = \frac{1 + e^{2\gamma L}}{2e^{\gamma L}} \quad (3.37)$$

Substituindo o valor de A dado pela equação 3.31 em 3.37, temos:

$$\cos(\theta) - 2B \sin(\theta) = \frac{e^{-\gamma L} + e^{\gamma L}}{2} \quad (3.38)$$

O termo da direita da equação 3.38 corresponde à identidade trigonométrica $\cosh(x) = \frac{e^{-x} + e^x}{2}$. Substituindo, temos:

$$\cos(\theta) - 2B \sin(\theta) = \cosh(\gamma L) \quad (3.39)$$

Vamos agora substituir o valor da admitância do estube, dado por 3.24, na equação 3.39:

$$\cos(\theta) - 2 \tan \left[k_0 \left(\frac{H-w}{2} \right) \right] \sin(\theta) = \cosh(\gamma L) \quad (3.40)$$

Substituindo o valor de $\theta = k_0 L$ e k_0 (dado pela equação 3.25) na equação 3.40, temos:

$$\cos \left[\frac{2\pi \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} f_0 L \right] - 2 \tan \left[\frac{2\pi \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} f_0 \left(\frac{H-w}{2} \right) \right] \sin \left[\frac{2\pi \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} f_0 L \right] = \cosh(\gamma L) \quad (3.41)$$

Para facilitar a apresentação da equação 3.41, podemos fazer:

$$M = \frac{2\pi \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \quad (3.42)$$

que quando substituída em 3.41 resulta em:

$$\cos[Mf_0 L] - 2 \tan \left[Mf_0 \left(\frac{H-w}{2} \right) \right] \sin[Mf_0 L] = \cosh(\gamma L) \quad (3.43)$$

No segundo membro da equação 3.43 aparece a constante de propagação, que foi definida na seção 2.6 como sendo:

$$\lambda = \alpha + j\beta \quad (3.44)$$

Para haver propagação na rede, a constante de atenuação α deve ser nula, pois do contrário a amplitude da onda seria atenuada. Fazendo então $\alpha = 0$ em 3.44 e substituindo $\lambda = j\beta$ em 3.43, temos:

$$\cos[Mf_0 L] - 2 \tan \left[Mf_0 \left(\frac{H-w}{2} \right) \right] \sin[Mf_0 L] = \cosh(j\beta L) \quad (3.45)$$

Utilizando a identidade trigonométrica $\cosh(jx) = \cos(x)$ em 3.45, obtemos:

$$\cos[Mf_0L] - 2 \tan\left[Mf_0\left(\frac{H-w}{2}\right)\right] \sin[Mf_0L] = \cos(\beta L) \quad (3.46)$$

Para se chegar à versão final da equação de projeto do ressoador tipo-H, devemos analisar os modos de propagação suportados. A figura 3.7 mostra a densidade superficial de corrente para três modos distintos de propagação.

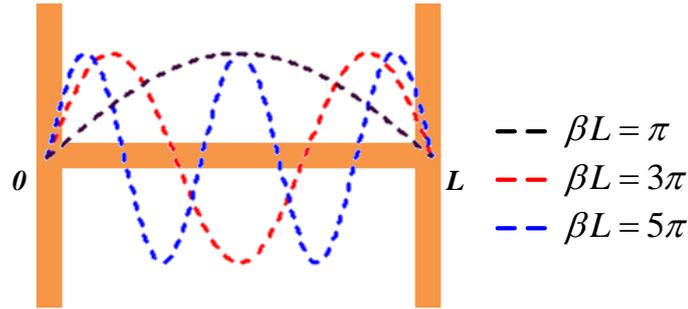


Figura 3.9 – Modos de propagação eletromagnética no ressoador.

Para trabalharmos no modo quase-TEM, permitindo adotar as aproximações discutidas na seção 2.1, o modo de propagação dominante deve ser adotado, que implica em fazer $\beta L = \pi$ na equação 3.46. Como $\cos(\pi) = -1$, temos:

$$\cos[Mf_0L] - 2 \tan\left[Mf_0\left(\frac{H-w}{2}\right)\right] \sin[Mf_0L] + 1 = 0 \quad (3.47)$$

A equação transcendental 3.47 pode então ser utilizada para dimensionar o ressoador tipo-H do filtro. Por ser uma função com 4 variáveis (H , L , w e f_0), vamos fixar a largura das fitas w , a largura L , variar o comprimento H e calcular a frequência de ressonância f_0 . Para facilitar a implementação de um programa para obter estes os valores, vamos definir uma função $F(H, L, w$ e $f_0)$ como segue:

$$F(H, L, w, f_0) = \cos[Mf_0L] - 2 \tan\left[Mf_0\left(\frac{H-w}{2}\right)\right] \sin[Mf_0L] + 1 \quad (3.48)$$

Por ser uma função com poucos termos e com derivada simples e contínua, o método de Newton-Raphson [17] pode ser utilizado para encontrar os zeros da função $F(H, L, w, f_0)$. O método precisa de um valor inicial, que deve ser escolhido com critério para que ocorra a convergência, e então se calcula o valor da próxima iteração utilizando a seguinte expressão [17]:

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (3.49)$$

O processo continua até que seja atingido um critério de convergência, que pode ser pelo número máximo de iterações ou pelo valor de referência de erro, que é o valor limite para a função para um dado valor de x_{n+1} . Logo, quanto menor a referência de erro, mais próximo x_{n+1} está de ser uma raiz da função $f(x)$.

Observando a Figura 3.6, concluímos que a análise feita nesta seção é insuficiente para dimensionar o filtro completamente, pois, apesar de podermos calcular as dimensões do ressoador tipo-H com a equação 3.31, ainda não temos como definir o tamanho dos gaps de acoplamento do filtro completo. Vamos então partir para o modelo discreto completo do filtro.

3.2.2 Modelo Discreto

O modelo discreto apresentado nesta seção visa determinar mais alguns parâmetros do filtro, como resposta em frequência, largura de banda e largura dos gaps de acoplamento. Na Figura 3.10 temos uma visão completa do filtro tipo-H.

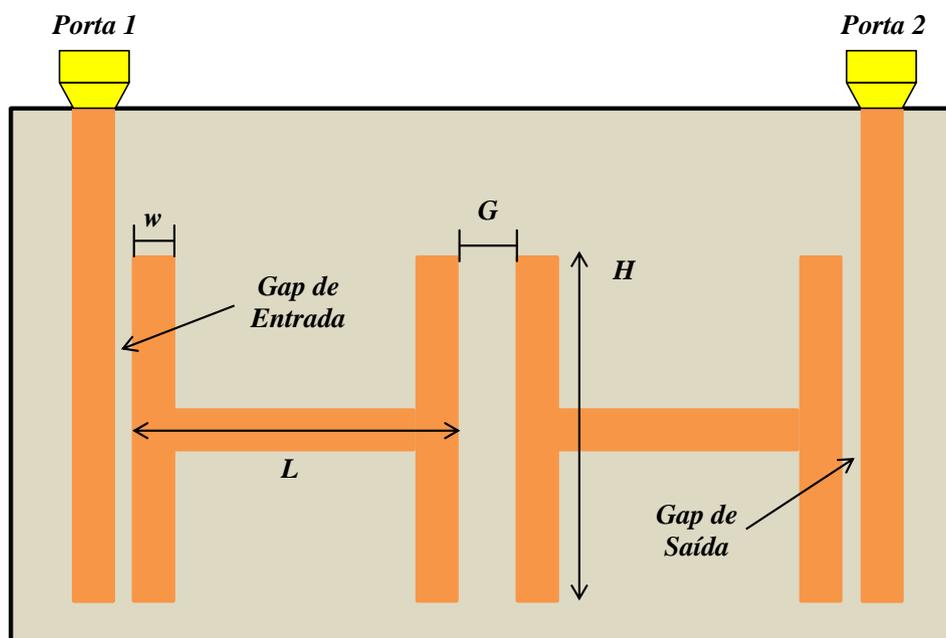


Figura 3.10 – Visão completa do filtro tipo-H

No filtro, as linhas de entrada podem ser modeladas por indutores em série (L_1 e L_4). Cada gap, sendo o de entrada, de saída ou gap de acoplamento entre os dois ressoadores pode ser modelado por capacitores (C_1 , C_4 e C_5 , respectivamente). Já os

ressoadores tipo-H podem ser modelados por um circuito tanque LC (C_2 , L_2 , C_3 e L_3). Como os ressoadores estão próximos, vamos considerar a existência de uma indutância mútua entre os ressoadores (K). Então, chegamos ao modelo discreto mostrado na Figura 3.11.

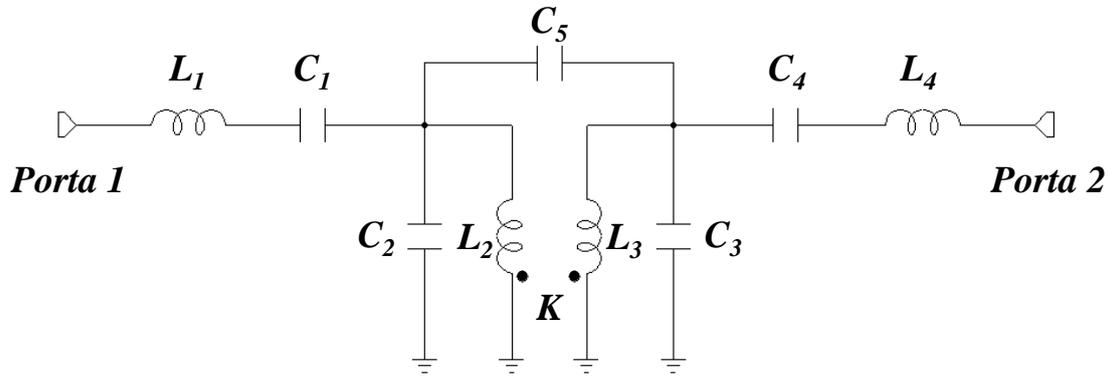


Figura 3.11 – Modelo discreto do filtro tipo-H completo

Para diminuir o número de variáveis do modelo mostrado na Figura 3.11, vamos usar a simetria do circuito a fazer as seguintes considerações:

$$L_1 = L_4 = L_o \quad (3.50)$$

$$C_1 = C_4 = C_o \quad (3.51)$$

$$C_2 = C_3 = C_i \quad (3.52)$$

$$L_2 = L_3 = L_i \quad (3.53)$$

$$C_5 = C \quad (3.54)$$

Vamos então aplicar as equações acima no modelo discreto do filtro tipo-H. A Figura 3.12 mostra o modelo após as simplificações. O número reduzido de variáveis irá facilitar também a implementação do Algoritmo Genético que irá buscar a melhor resposta para o modelo.

Para obter uma expressão para o parâmetro de transmissão S_{21} do modelo discreto do filtro, vamos utilizar novamente as propriedades das matrizes $ABCD$. A Figura 3.12 mostra em linhas tracejadas a divisão do modelo em 3 seções.

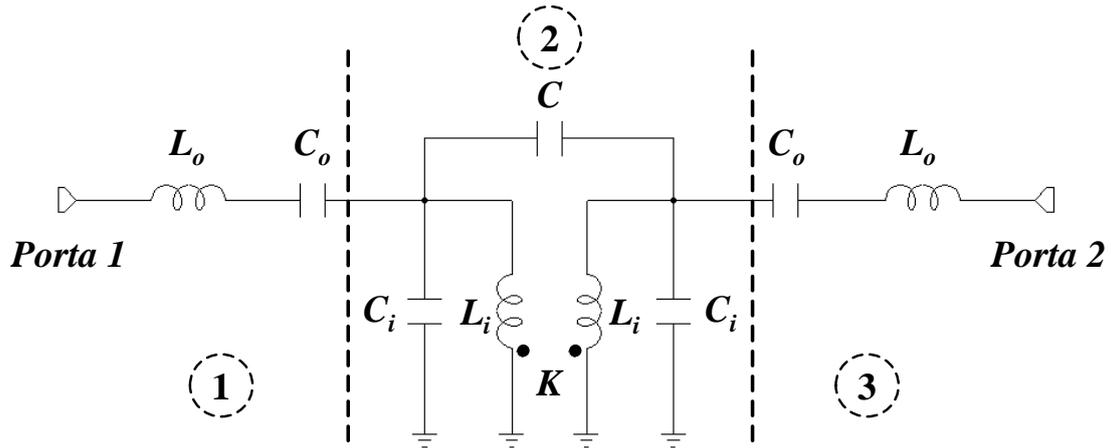


Figura 3.12 – Modelo discreto do filtro tipo-H após simplificações. As linhas tracejadas dividem o circuito em 3 seções para facilitar a obtenção da matriz $ABCD$ do modelo completo.

A matriz $ABCD$ do modelo completo será o produto das matrizes $ABCD$ individuais de cada seção. Para a seção 1, temos:

$$\begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & sL_o + \frac{1}{sC_o} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Como a seção 3 é igual à seção 1, sua matriz $ABCD$ também será:

$$\begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & sL_o + \frac{1}{sC_o} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

Para a seção 2, vamos calcular primeiro os parâmetros de admitância de curto-circuito ou parâmetros Y , que para um circuito de duas portas, são dados por [4]:

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad Y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (3.57)$$

Aplicando na seção 2, obtemos:

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{s(1-K^2)L_i} + s(C_i + C) & \frac{-1}{s\left(\frac{1}{K^2} - 1\right)KLi} - sC \\ \frac{-1}{s\left(\frac{1}{K^2} - 1\right)KLi} - sC & \frac{1}{s(1-K^2)L_i} + s(C_i + C) \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

Para obter a matriz $ABCD$ da seção 2, vamos utilizar a seguinte relação dada por [4]:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-Y_{22}}{Y_{21}} & \frac{-1}{Y_{21}} \\ \frac{-(Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21})}{Y_{21}} & \frac{-Y_{11}}{Y_{21}} \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

Substituindo a equação 3.58 em 3.59 e desenvolvendo novamente com o auxílio de um programa escrito em linguagem matemática wxMaxima v. 0.8.4 (ANEXO 4), chegamos a seguinte matriz $ABCD$ para a seção 2 do modelo discreto do filtro tipo-H:

$$A_2 = -\frac{\frac{1}{s(1-K^2)L_i} + s(C_i + C)}{-\frac{1}{s\left(\frac{1}{K^2}-1\right)KL_i} - sC} \quad (3.60)$$

$$B_2 = -\frac{1}{-\frac{1}{s\left(\frac{1}{K^2}-1\right)KL_i} - sC} \quad (3.61)$$

$$C_2 = \frac{\left(-\frac{1}{s\left(\frac{1}{K^2}-1\right)KL_i} - sC\right)^2 - \left(\frac{1}{s(1-K^2)L_i} + s(C_i + C)\right)^2}{-\frac{1}{s\left(\frac{1}{K^2}-1\right)KL_i} - sC} \quad (3.62)$$

$$D_2 = -\frac{\frac{1}{s(1-K^2)L_i} + s(C_i + C)}{-\frac{1}{s\left(\frac{1}{K^2}-1\right)KL_i} - sC} \quad (3.63)$$

A matriz $ABCD$ do modelo completo então será dada por:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

Para calcular S_{11} e o S_{21} a partir da matriz $ABCD$ do modelo utilizamos as equações da Tabela 2.2, que resume as expressões dos parâmetros S em função da matriz $ABCD$:

$$S_{11} = \frac{A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 - D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \quad (3.65)$$

$$S_{21} = \frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \quad (3.66)$$

A expressão para S_{21} calculada foi utilizada no Algoritmo Genético para buscar os valores dos componentes que irão oferecer a resposta mais próxima do resultado obtido com um simulador de onda completa. Maiores detalhes sobre a implementação deste algoritmo podem ser vistos no Capítulo 4. Os resultados serão mostrados no Capítulo 5.

4 ALGORITMOS DE OTIMIZAÇÃO

Formas de otimização são muito importantes na vida cotidiana. Muitos problemas científicos, sociais, econômicos e de engenharia têm parâmetros que podem ser ajustados de forma a produzir um resultado mais desejável. Ao longo dos anos foram desenvolvidas numerosas técnicas para resolver tais problemas.

Podemos definir a otimização como sendo “a tarefa de determinar as melhores soluções para certos problemas matematicamente formulados”. Esta tarefa é de grande importância para muitas profissões. Físicos, químicos e engenheiros podem estar interessados, por exemplo, em maximizar a produção ao projetar uma indústria química, levando em consideração certas restrições, como por exemplo, custo e poluição. Os economistas e investidores por muitas vezes, têm que considerar a ótima alocação de recursos em projetos industriais ou até mesmo sociais.

Em um problema de otimização tem-se uma função objetivo e um conjunto de restrições, ambos relacionados às variáveis de decisão. O problema, ou seja, o “Ótimo Global” será o menor (ou maior) valor possível para a função objetivo para o qual os valores atribuídos às variáveis não violem nenhuma das restrições. Em alguns casos, chega-se a valores cuja alteração discreta não conduza resultados melhores, mas que não são também o Ótimo Global e sim soluções chamadas de Ótimos Locais.

Podemos definir um ponto mínimo local ou simplesmente, *o mínimo local*, de uma função f , para uma determinada região A , da seguinte forma:

$$f(x^*_A) \leq f(x), \forall x \in A \quad (4.1)$$

onde $A \subset S \subseteq R^n$ e S denota o espaço de busca. Note que $S = R^n$ em problemas sem restrições e note também que A é um subconjunto de S . O espaço de busca S pode conter múltiplas regiões A_i tal que $A_i \cap A_j = \emptyset$ quando $i \neq j$. Do mesmo modo, $x^*_{A_i} \neq x^*_{A_j}$, de forma que o ponto mínimo de cada região A_i é o único. Qualquer $x^*_{A_i}$ pode ser considerado como o mínimo de A_i . Não há nenhuma restrição no valor que a função pode assumir para o mínimo, assim sendo $f(x^*_{A_i}) = f(x^*_{A_j})$ é permitido. O valor de $f(x^*_{A_i})$ será chamado de *mínimo local*.

Vários algoritmos de otimização requerem um ponto de partida $x_0 \in S$, onde S denota o espaço de busca. Um algoritmo de otimização local deve garantir que será capaz de encontrar o mínimo local $x^*_{A_i}$ para um conjunto A , se $x_0 \in A$.

Muitos algoritmos de otimização local têm sido propostos. Dentro dos algoritmos determinísticos de otimização local incluem o algoritmo Newton-Raphson [14] e suas variantes, o algoritmo Escalado de Gradiente Conjugado (SCG) [15], o quasi-Newton [14,16] e a sua família de algoritmos.

Podemos definir também um mínimo global x^* de uma função f , como sendo:

$$f(x^*) \leq f(x), \forall x \in S \quad (4.2)$$

Onde S é o espaço de busca. Para problemas sem restrições é comum usar $S = R^n$, onde n é a dimensão de x . O algoritmo de otimização global também começa pela escolha de um ponto inicial $x_0 \in S$.

Para ficar mais claro o conceito de mínimo local e mínimo global, vamos observar o gráfico da função $f(x) = x^4 - 12x^3 + 42x^2 - 55x$ mostrada na Figura 4.1. Nela é possível observar que há um mínimo local próximo de $x_1 = 1,1$, enquanto que o mínimo global é em torno de $x_2 = 5,8$.

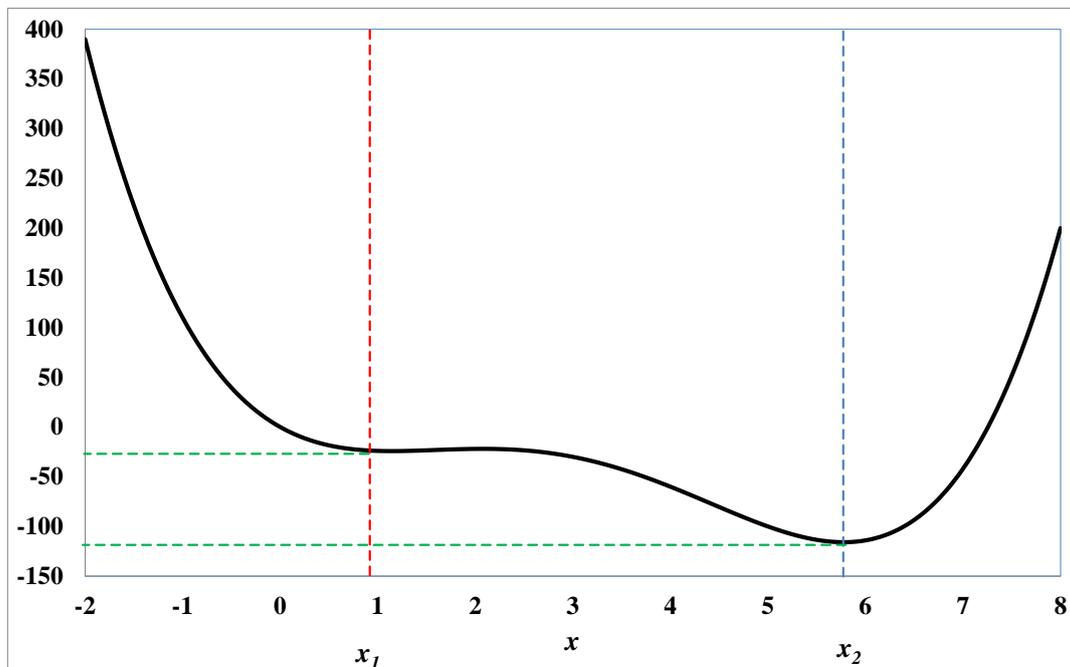


Figura 4.1 – Gráfico da função $f(x) = x^4 - 12x^3 + 42x^2 - 55x$ mostrando o mínimo local (x_1) e o mínimo global (x_2)

4.1 Técnicas de Procura

Uma das maiores preocupações num projeto de um algoritmo de otimização é a robustez, que podemos definir como sendo o balanço entre a eficiência (rapidez), eficácia (convergência para uma solução global) e a fácil adaptação a problemas em geral. Se um método é considerado robusto, sua solução é mais confiável e, provavelmente, o custo para adaptar o método às novas situações é bastante reduzido.

Apesar da individualidade de cada algoritmo, existem algumas semelhanças que motivam a formação grupos, baseado no método de procura, a saber: Determinísticos, Enumerativos e Estocásticos. Na Tabela 4.1 mostra como os algoritmos se subdividem.

Tabela 4.1 – *Classificação dos Algoritmos de Otimização*

Métodos Determinísticos	Sem cálculo de derivadas	Coordenadas Cíclicas [21], Rosenbrock [21]
	Com o cálculo de derivadas	Newton [17], Steepest Descent [21]
	Direções conjugadas	BFGS [21], DFP, Fletcher & Reeves [21]
	Métodos de penalidade	Exterior, Interior, Interior Extendida [21]
	Outros	Elipsóide [25]
Métodos Enumerativos	Programação Dinâmica [26]	
Métodos Estocásticos	Algoritmos Evolucionários	Estratégias Evolucionárias [27]
		Algoritmos Genéticos [10, 14]
	Outros	Tabu [28]
		<i>Simulated Annealing</i> [24]

O primeiro grupo, também chamado de *Métodos Baseados em Cálculo*, é constituído por algoritmos que geralmente fazem uso do cálculo de derivadas e necessitam de algum tipo de informação do gradiente, seja procurando o ponto em que ele se anula, ou usando a direção para qual aponta, ou ainda fazendo aproximação de derivadas.

A procura pelo ponto ótimo, através de derivadas, usa o ponto corrente como ponto de partida para a próxima iteração. Logo, a procura é local, porque ocorre na vizinhança do ponto corrente. Assim, quando esses algoritmos encontram soluções, há grande chance de ser um ótimo local, se a função objetivo for multimodal. Além desse problema, outro aparece quando a função a ser tratada não é contínua ou de derivação complicada. Para contornar esta última situação, obtêm-se os valores das derivadas por

aproximações numéricas. Verifica-se, portanto, possíveis fontes de erros. Por outro lado, estes métodos são rápidos e funcionam bem para problemas unimodais e contínuos, como a função $f(x) = \frac{100}{(x^2 - 3x + 5)}$ exibida na Figura 4.2.

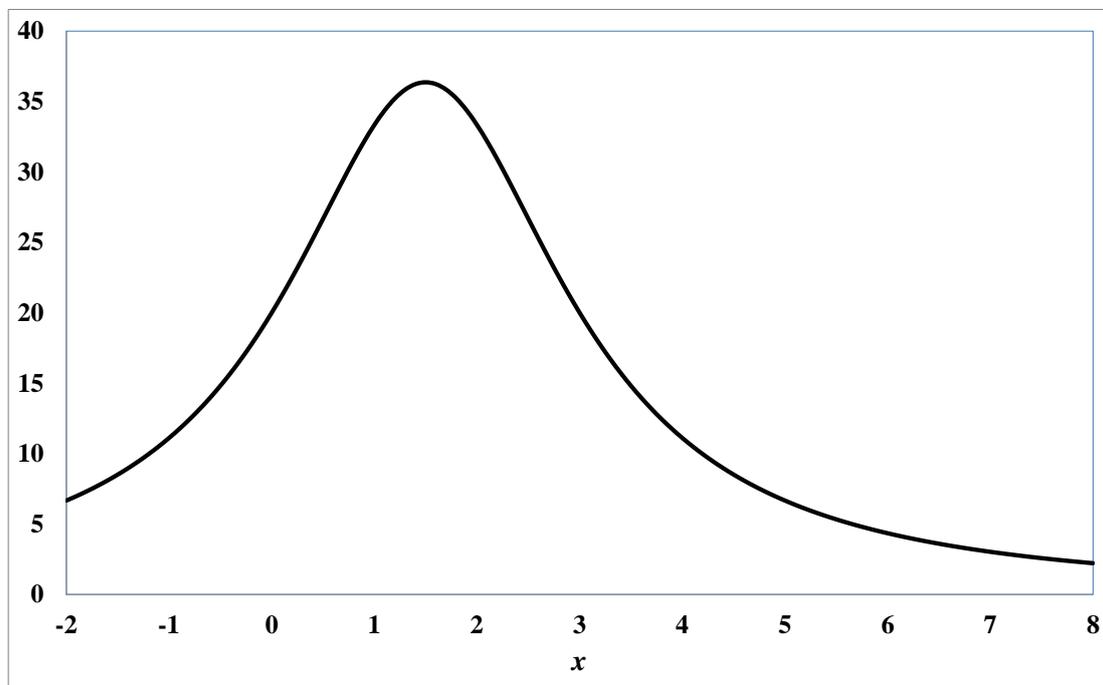


Figura 4.2 – Função unimodal e contínua

Quanto aos *Métodos Enumerativos*, a ideia de procura é simples. Dentro de um espaço finito de procura, ou um espaço contínuo discretizado, o algoritmo verifica todas as combinações possíveis de soluções. Embora a implementação não seja complicada, o algoritmo torna-se inviável para regiões muito grandes e, conseqüentemente, a eficiência fica prejudicada.

Já os *Métodos Estocásticos* têm ganhado popularidade nos últimos anos devido a sua robustez caracterizada principalmente pela eficácia. Eles buscam a solução a partir de regras de probabilidade. Dessa forma, a busca não é feita somente na vizinhança e, com isso, a chance de se encontrar um ótimo global aumenta. Neste grupo não há necessidade de calcular derivadas, pois os algoritmos usam apenas as informações contidas na função de otimização. Dois algoritmos estocásticos muito usados atualmente são o *Simulated Annealing* e TABU. Neles, a procura do ótimo é feita a partir da melhoria do melhor ponto. Enquanto esses métodos trabalham com apenas um ponto e, conseqüentemente, encontram apenas uma solução, os **Algoritmos Genéticos** ou **AGs** (do inglês, *Genetic Algorithms*) trabalham com uma população de pontos

simultaneamente, selecionando entre eles os melhores, podendo assim formar subpopulações que se distribuem não só em torno da solução global, como também em outros máximos ou mínimos locais.

Comparando os três conjuntos de algoritmos de otimização, observa-se que se o tempo computacional não for uma condição crítica, os métodos enumerativos são a melhor opção, pois eles asseguram encontrar uma solução global. No entanto, se a solução do problema puder ser qualquer solução factível, e ainda rapidez de convergência e precisão da resposta forem itens importantes, então o método adequado deve pertencer ao grupo determinístico. Agora, se o problema for complexo (com muitas variáveis, descontínuo ou de difícil derivação) e necessita da solução global em um tempo computacional razoável, as técnicas estocásticas são as mais indicadas.

Como parte do processo de modelamento dos dispositivos de micro-ondas, foram utilizados os Algoritmos Genéticos para encontrar os melhores valores dos componentes discretos dos circuitos.

4.2 Introdução aos Algoritmos Genéticos

4.2.1 Breve Histórico

Antes da teoria de evolução apresentada por Charles Darwin [22] e até meados do século 19, os naturalistas acreditavam que cada espécie na natureza havia sido criada separadamente por um ser supremo ou através de geração espontânea. O trabalho do naturalista Carolus Linnaeus levou a comunidade científica a acreditar na existência de certa relação entre as espécies. Por outro lado, Thomas Robert Malthus propôs que fatores ambientais, tais como doenças e carência de alimentos, limitavam e influenciavam o crescimento de uma população.

Após anos de observações e experimentos, Charles Darwin apresentou em 1858 sua teoria de evolução [22] através de seleção natural, ao mesmo tempo em que outro naturalista, Alfred Russel Wallace, reforçando as ideias evolucionistas. No ano seguinte, Darwin publicou o seu livro intitulado “*On the Origin of Species by Means of Natural Selection*” [22] com a sua teoria completa, sustentada por muitas evidências científicas.

Por volta de 1900, a moderna teoria da evolução combina a genética e as idéias de Darwin e Wallace sobre a seleção natural, criando o princípio básico de Genética

Populacional: a variabilidade entre indivíduos em uma população de organismos que se reproduzem sexualmente é produzida pela mutação e pela recombinação genética.

Já no século XX, entre as décadas de 30 e 40, este princípio foi desenvolvido por biólogos e matemáticos de grandes centros de pesquisa. Nos anos 50 e 60, muitos biólogos começaram a desenvolver simulações computacionais de sistemas genéticos. Entretanto, foi John Holland quem começou a desenvolver sistematicamente as primeiras pesquisas no tema, e em 1975 publicou o seu livro “*Adaptation in Natural and Artificial Systems*” [10], hoje considerado a principal referência na área de Algoritmos Genéticos. Desde então, estes algoritmos vêm sendo melhorados e aplicados nos mais diversos problemas de otimização com sucesso. Na Tabela 4.2 é mostrado um resumo biográfico de alguns cientistas citados neste breve histórico.

Tabela 4.2 – *Resumo biográfico de alguns estudiosos importantes no desenvolvimento dos Algoritmos Genéticos*

Nome	Breve descrição
[1809 – 1882] Charles Darwin	Naturalista e geólogo britânico, ficou conhecido por defender a evolução das espécies e propor uma teoria para explicar como ela se dá por meio da seleção natural e sexual.
[1707 – 1778] Carolus Linnaeus	Botânico, zoólogo e médico sueco, criador da nomenclatura binomial e da classificação científica.
[1766 – 1834] Thomas Robert Malthus	Economista britânico, considerado o pai da demografia por sua teoria para o controle do aumento populacional, conhecida como malthusianismo.
[1929 –] John Holland	Físico, matemático e Ph.D em Ciência da Computação, ele foi o pioneiro em sistemas complexos e ciência não-linear.

4.2.2 Mecanismos de Seleção Natural

Na natureza, existe um processo de seleção dos seres vivos. Numa determinada população, quando há escassez de recursos, sejam eles comida, espaço ou outro recurso essencial, os indivíduos mais preparados para a **competição** dominam os mais fracos e sobrevivem. Isso acontece porque, dentre todas as características imprescindíveis à sobrevivência, esses seres possuem algumas mais acentuadamente presentes que os outros. Por herança, essas características provavelmente passarão para seus descendentes, e assim, eles terão grande chance de se saírem também vencedores. Por outro lado, fortes indivíduos podem surgir da exploração de outra característica ainda não desenvolvida na população. Se a natureza tentasse descobrir essas novas

características através da seleção dos mais aptos e do cruzamento dentro de um mesmo grupo, certamente não teria sucesso, visto que depois de muitas gerações, todos os membros compartilhariam praticamente do mesmo código genético. Para contornar o problema, a natureza pode inserir material genético diferente através do processo conhecido como **mutação**, que pode resultar em indivíduos mais adaptados, e, portanto, com mais chances de sobrevivência em relação com os atuais, aumentando suas chances de sucesso em um futuro processo de **seleção**.

Se esse processo funciona tão bem em sistemas naturais, porque não funcionaria em sistemas artificiais? Partindo deste pressuposto, Holland [10] procurou implementar algo semelhante para sistemas artificiais. Nessa comparação, descreve-se o problema (ambiente de sobrevivência) sob a forma de uma função matemática, em que as "estruturas" (indivíduos) mais fortes obterão valores mais altos de função. Assim cada indivíduo corresponde a uma possível solução. Então, trabalhando com um grupo de indivíduos simultaneamente, verifica-se a potencialidade de cada um em relação ao grupo, tentando selecionar os mais aptos para o **cruzamento**. Depois de se efetuar o cruzamento, cada gene de cada indivíduo estará sujeito a uma eventual ação da mutação. Logo, os AGs baseiam-se nos processos naturais de seleção, cruzamento e mutação. Esses processos são conhecidos como operadores genéticos.

Para manter a analogia, são usados nos sistemas artificiais, os termos pertinentes à genética natural. Dessa forma, um indivíduo ou estrutura corresponde a uma concatenação de variáveis ou cadeias de caracteres (cromossomos), onde cada caractere (gene) encontra-se numa dada posição (*locus*) e com seu valor determinado (alelo). Um sinônimo de indivíduo em genética natural é o genótipo e a sua estrutura decodificada é o fenótipo. Em outras palavras, o fenótipo em sistemas artificiais, significa um conjunto de parâmetros, ou um ponto solução no espaço de procura. A partir do fenótipo, o potencial de sobrevivência pode ser obtido através da avaliação da função desempenho. Termos como reprodução, cruzamento, mutação e população, estão diretamente ligados a indivíduos. Em genética, outro conceito importante é o da epistasia, que significa a dominância de um gene sobre outro gene de par diferente. Em sistemas artificiais, o termo epistasia é utilizado para definir algum tipo de não linearidade do problema tratado. A Tabela 4.3 resume a analogia descrita entre os termos de um sistema natural com a de um sistema artificial.

Tabela 4.3 – Analogia entre sistemas naturais e artificiais

Genética Natural	Genética Artificial
Gene	Caractere
Alelo	Valor do caractere
Cromossomo	Cadeia de caracteres
Locus	Posição do gene na cadeia de caracteres
Genótipo	Estrutura, indivíduo
Fenótipo	Conjuntos de parâmetros, ponto solução, estrutura decodificada
Epistasia	Não linearidade

4.2.3 Algoritmo Genético Simples (SGA)

O Algoritmo descrito por Goldberg [14] é conhecido como Algoritmo Genético Simples ou SGA (do inglês, *Simple Genetic Algorithm*), onde trabalha-se com uma população fixa, cujas cadeias de caracteres estão binariamente codificadas. Após estudar o problema a ser otimizado, deve-se definir qual a quantidade de indivíduos que terá a população, a formação dos cromossomos do indivíduo e as probabilidades de aplicação dos operadores genéticos.

Após essa etapa de definições, o desempenho de cada indivíduo é avaliado pela função desempenho. A partir do valor do desempenho associado a cada indivíduo, o processo de seleção entra em ação e determina quem poderá reproduzir. Sobre os selecionados, atuam os operadores genéticos cruzamento e mutação. Os novos indivíduos substituem os anteriores, terminando, assim, uma geração. O algoritmo prossegue ciclicamente a partir dessa nova população e só termina quando algum critério de convergência é alcançado. O algoritmo a seguir [34] mostra o mecanismo completo de um SGA.

```

Algoritmo Genético Simples {
  Definindo {
    função desempenho
    formação do indivíduo e tamanho da população
    probabilidade dos operadores
  }
  Inicializar população aleatória
  Enquanto não alcançar critério de convergência faça {
    avaliar os indivíduos da população
    executar seleção
    executar cruzamento e mutação
  }
}

```

Para facilitar o entendimento do algoritmo acima, a Figura 4.3 apresenta um fluxograma de um SGA.

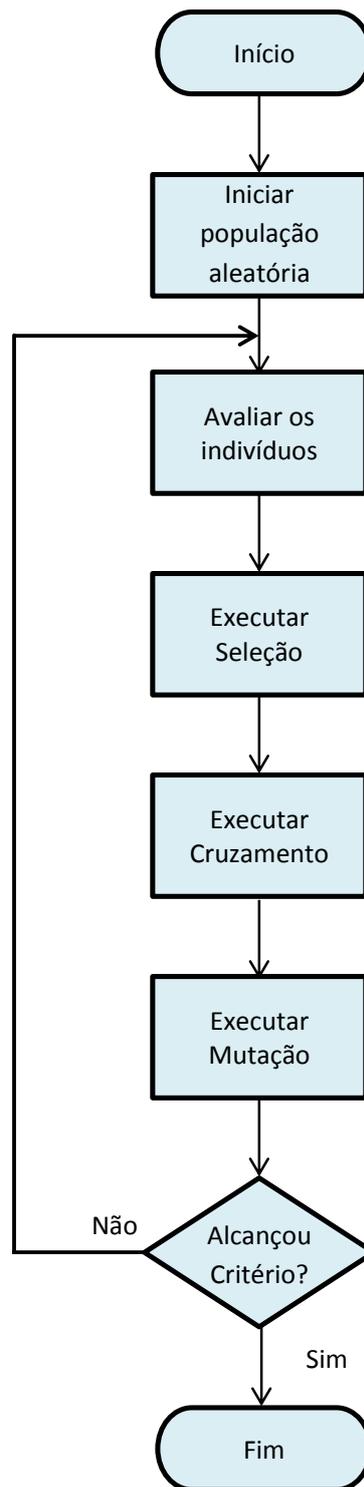


Figura 4.3 – Fluxograma básico de um SGA

4.2.4 Teoria Geral dos SGAs

Nesta seção será descrita com mais detalhes cada item de um Algoritmo Genético Simples (SGA).

- **Função Desempenho ou Aptidão:** a função a ser otimizada recebe o nome de função objetivo. No entanto, como os AGs são definidos somente em termos de maximização, e muitas vezes o objetivo é minimizar, pode-se tomar a função desempenho como o inverso da função objetivo. Dessa forma, quanto menor a função objetivo, maior o valor de retorno da função desempenho.

- **Formação do indivíduo e população:** para que seja possível efetuar operações como cruzamento e mutação em Algoritmos Genéticos, o indivíduo deve estar codificado numa estrutura do tipo cromossômica, onde cada cromossomo representa uma variável. Quando temos uma função com apenas uma variável, indivíduo e cromossomo possuem o mesmo significado. Em sistemas artificiais, cada cromossomo é codificado como uma cadeia de caracteres de comprimento ℓ . O código mais usado é o binário (em que o gene possui apenas os alelos 1 ou 0), pois há facilidade na implementação do algoritmo, e a busca por semelhanças entre indivíduos torna-se eficiente. Escolhido o código, resta definir o comprimento do indivíduo e o tamanho da população. O comprimento depende do tipo de função que se quer otimizar e também da precisão que se quer oferecer.

- **Probabilidade dos operadores cruzamento e mutação:** mantendo a analogia com sistemas naturais, para haver cruzamento deve ser feita a seleção de dois indivíduos. Escolhido o par, o cruzamento se efetivará com uma probabilidade p_c . Em relação à mutação, acontece algo semelhante. Há uma probabilidade p_m de ocorrência sobre cada um dos genes de cada indivíduo. Quando a codificação é binária, uma mutação muda o valor do alelo, ou seja, se o valor for 1, após uma mutação o valor do alelo será 0 e vice-versa.

- **População inicial:** A primeira população é aleatória, podendo-se formá-la atirando uma moeda e associando cara = 1 ou coroa = 0 para cada *locus* (posição do gene na cadeia de caracteres) de cada indivíduo. É interessante ter no algoritmo uma função que permita ao usuário fornecer valores para a população inicial. Em muitos casos isto pode acelerar o processo de convergência do algoritmo.

- **Seleção:** O SGA trabalha com um número fixo de indivíduos na população ao longo das gerações. Então, a cada nova geração, deve-se selecionar quais

indivíduos terão cópias e quais desaparecerão. Este processo de duplicar indivíduos é denominado de reprodução. Após o mecanismo seleção/reprodução, todos os indivíduos estão sujeitos à ação dos operadores cruzamento e mutação. No SGA de Goldberg, o esquema de seleção é denominado Roleta (semelhante ao jogo presente em cassinos). Nesse método, cada indivíduo i tem uma probabilidade de seleção p_{sel} de acordo com a sua aptidão f_i . Esse processo se inicia com a soma de todas as aptidões f_i dos indivíduos da atual população e, em seguida, calcula-se a porcentagem $\frac{f_i}{\sum f_i}$ para cada indivíduo i .

- **Critério de Convergência:** Nos algoritmos genéticos, o critério de término mais simples é o critério por número máximo de gerações, que é definido no início do algoritmo. Um segundo critério de convergência ocorre pelo o valor da função objetivo. Quando o seu valor atinge um limite específico, o programa pode encerrar o processo e apresentar os valores obtidos.

O SGA começa com uma população inicial aleatória. Através da seleção, ele tenta extrair quais indivíduos poderão contribuir mais significativamente. Este processo é executado tomando-se como base a média de aptidão de todos os componentes da população. Durante a seleção, os indivíduos com desempenho acima da média poderão ter mais cópias enquanto que aqueles com fraco desempenho podem desaparecer completamente. Entre os indivíduos selecionados da população corrente, sorteiam-se os pares para o cruzamento. O cruzamento proporcionará troca de material genético entre os pais, o que pode possibilitar a pesquisa de novos pontos no espaço de otimização. Após o cruzamento, cada gene de cada membro tem probabilidade p_m de sofrer mutação. As principais funções da mutação sobre a população são a inserção de novas características e a restauração de “material genético” perdido nos processos de seleção e cruzamento.

Para facilitar o entendimento de um SGA, vamos resolver um exemplo prático. O problema é **maximizar** a função $f(x)$ dada pela equação 4.1, onde $0 \leq x \leq 12$.

$$f(x) = -\left(\frac{x}{2}\right)^2 + 3x + 4 \quad (4.3)$$

Podemos calcular a partir da equação 4.1 o valor de x_v (x do vértice da parábola), dado por:

$$x_v = -\frac{b}{2a} \quad (4.4)$$

onde $a = -\frac{1}{4}$ e $b = 3$. Substituindo estes valores em 4.2, temos que $x_v = 6$ e $f(6) = 13$.

A Figura 4.4 mostra um esboço da função $f(x)$ no intervalo de onde $0 \leq x \leq 12$.

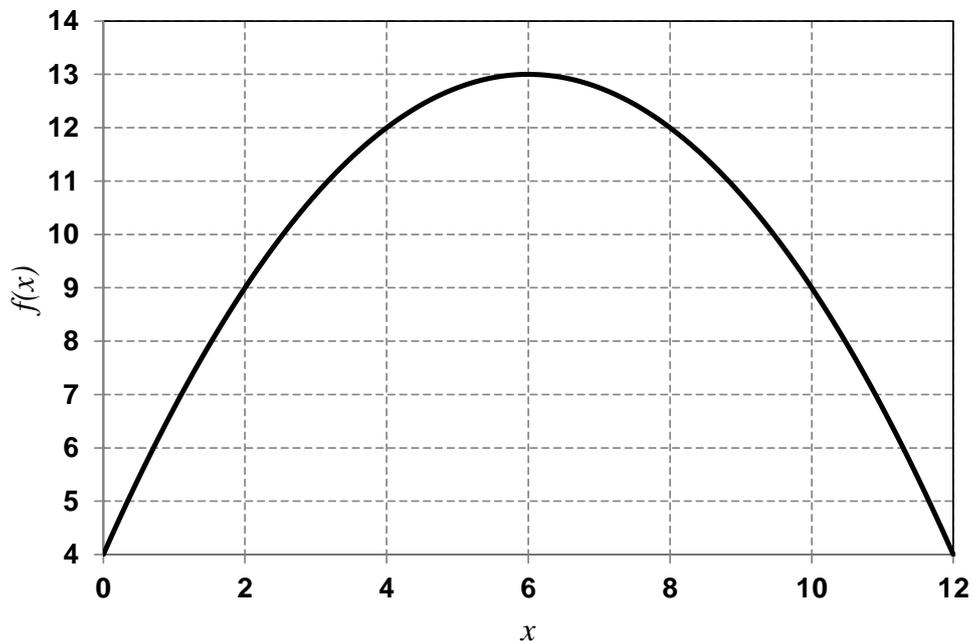


Figura 4.4 – Gráfico da função $f(x)$

Neste problema, a função $f(x)$ recebe o nome de *função desempenho*, devendo então ser maximizada.

Para a **formação da população**, o indivíduo deve estar codificado numa estrutura do tipo cromossômica, onde cada cromossomo representa uma variável. Neste exemplo, $f(x)$ tem apenas uma variável, e, portanto, indivíduo e cromossomo possuem o mesmo significado. O código mais usado é o binário (em que o gene possui apenas os alelos “1” ou “0”), pois facilita a implementação do algoritmo e a busca por semelhanças entre indivíduos. Por ser utilizado também o código *Gray*, onde dois números consecutivos diferem apenas de um único dígito. Em uma seção posterior será tratado com mais detalhe este tipo de codificação. Vamos considerar para este exemplo uma cadeia de comprimento $\ell = 4$ e a população formada por 5 indivíduos.

Continuando o exemplo, devemos definir a **probabilidade dos operadores Cruzamento e Mutação**. Considerando a probabilidade de cruzamento $p_c = 1$, 100% dos indivíduos selecionados cruzarão. Com a probabilidade de mutação $p_m = 0,01$, esse indivíduo de comprimento 4 terá 4% de chances de sofrer mutação. O critério de convergência adotado será número máximo de gerações $n = 8$.

A geração da **População Inicial** em um SGA é aleatória. Na prática, são utilizadas funções pseudo-randômicas para geração da população inicial. Assim, a primeira população poderia ser formada pelos membros:

01101, 11000, 10010, 00101, 01110

O SGA trabalha com um número fixo de indivíduos na população ao longo das gerações. Então, a cada nova geração, deve-se selecionar quais indivíduos terão cópias e quais desaparecerão. Após o mecanismo seleção/reprodução, todos os indivíduos estão sujeitos à ação dos operadores cruzamento e mutação. Como visto, em um SGA, o esquema de seleção é denominado Roleta. Esse processo se inicia com a soma de todas as aptidões f_i dos indivíduos da atual população e, em seguida, calcula-se a porcentagem $\frac{f_i}{\sum f_i}$ para cada indivíduo i . A Tabela 4.4 mostra – os resultados para a população inicial. A figura 4.5 ilustra o mecanismo de seleção de um SGA: a Roleta.

Tabela 4.4 – Estatística utilizada pelo método de seleção da Roleta de um SGA para a 1ª geração.

Número	Indivíduo	x	f_i	$\frac{f_i}{\sum f_i}$ (%)	$\frac{f_i}{f_{med}}$	$\text{int}\left(\frac{f_i}{f_{med}}\right)$
1	1100	12	4,00	8,24	0,41	0
2	1000	8	12,00	24,74	1,24	1
3	1001	9	10,75	22,17	1,11	1
4	0111	7	12,75	26,29	1,31	1
5	1010	10	9,00	18,56	0,93	1
Soma	–		48,50	100,00		
Média	–		16,17	20,00		
Máximo	–		12,75	26,29		

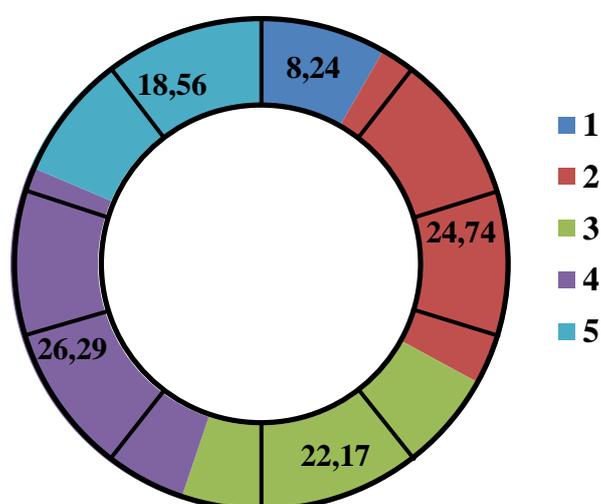


Figura 4.5 – Visualização da Roleta com as probabilidades de cada indivíduo

Vamos supor que a roleta foi girada 5 vezes, e que os resultados obtidos foram:

1º Giro: indivíduo 2;

2º Giro: indivíduo 3;

3º Giro: indivíduo 4;

4º Giro: indivíduo 5;

5º Giro: indivíduo 4.

Assim, no final teríamos duas cópias do indivíduo **4** e uma cópia dos indivíduos **2**, **3** e **5**. O indivíduo **1** desapareceria. Uma boa indicação de quais indivíduos seriam copiados na seleção e quais seriam descartados é dada pela última coluna da Tabela 4.4, que mostra o arredondamento da razão f_i / f_{med} . Desta forma, teríamos os seguintes indivíduos na população:

0111, 1000, 1001, 0111, 1010

Consideramos a probabilidade de ocorrência de cruzamento $p_c = 1$, ou seja, sempre irá ocorrer o cruzamento. Ele possibilita a troca de material genético entre os indivíduos participantes, permitindo a recombinação de possíveis soluções. No SGA ele é efetivado “cortando-se”, num mesmo ponto, a cadeia de caracteres de cada um do par de indivíduos participantes e trocando-se as partes posteriores ao corte. A escolha do par (“casal”) e do ponto de corte é feito de forma aleatória.

Vamos considerar que depois de ocorrido o sorteio, foram escolhidos os indivíduos **1** e **2** para ser o primeiro casal, e os indivíduos **3** e **5** para o segundo casal. O indivíduo **4** foi copiado para nova população. Considere ainda que o ponto de corte seja o último bit. A Tabela 4.5 mostra a nova população.

Tabela 4.5 – Processo de cruzamento da população

Casal	Corte entre os locus	Indivíduo	Novos Indivíduos
1	3 e 4	0 1 1 1	0 1 1 0
		1 0 0 0	1 0 0 1
2	3 e 4	1 0 0 1	1 0 0 0
		1 0 1 0	1 0 1 1
		0 1 1 1	0 1 1 1

Depois do cruzamento, todos os novos membros da população são submetidos à mutação. As principais funções da mutação são a inserção de novas características na população e a restauração de material genético perdido nos processos de seleção, cruzamento ou mutações anteriores. Como a probabilidade da mutação no nosso exemplo foi de 5%, vamos considerar que ela não ocorreu.

Vamos agora reavaliar os novos indivíduos e verificar se algum critério de convergência foi atingido. O critério de convergência mais simples é o critério por número máximo de gerações, que para este exemplo consideramos igual a 8. A Tabela 4.6 ilustra o início da segunda geração.

Tabela 4.6 – Estatística utilizada pelo método de seleção da Roleta de um SGA para a 2ª geração.

Número	Indivíduo	x	f_i	$\frac{f_i}{\sum f_i}(\%)$	$\frac{f_i}{f_{med}}$	$\text{int}\left(\frac{f_i}{f_{med}}\right)$
1	0110	6	13	23,53	1,08	0
2	1001	9	10,75	19,46	0,90	1
3	1000	8	12	21,72	1,00	1
4	1011	11	6,75	12,22	0,56	1
5	0111	7	12,75	23,08	1,06	1
Soma	–		55,25	100,00		
Média	–		12,00	21,72		
Máximo	–		13,00	23,53		

Pode-se perceber que o desempenho médio dos novos indivíduos (12) é superior ao desempenho médio da geração anterior (9,7). O processo segue até que o número máximo de gerações seja obtido.

Com este estudo breve estudo sobre SGA, várias diferenças podem ser notadas em relação aos métodos de procura convencionais, como [14]:

1. *Manipulação de código*: os AGs exploram a semelhança entre boas soluções através da sua codificação, enquanto que outros métodos controlam as variáveis diretamente.

2. *A procura pelo ótimo é feita a partir de uma população de pontos e não de um único ponto*: com mais pontos para basear a pesquisa, a probabilidade de cair numa solução local se reduz.

3. *A procura é “cega” e feita por amostragem*: a única informação necessária é a função de otimização, não precisando do uso de derivadas de qualquer ordem. A busca é guiada por soluções parciais, com a pesquisa sendo feita por amostragem e não por todo o espectro possível.

4. *AGs usam operadores estocásticos e não regras determinísticas*: os operadores genéticos agem com certa probabilidade (podem ocorrer ou não), e não com regras bem definidas. Isso difere os AGs dos mecanismos de busca aleatória.

4.2.5 Introdução de Restrições

Em geral, a maioria dos problemas de otimização possuem algum tipo de restrição que deve ser respeitada durante a execução do AG. Uma restrição muito comum é a limitação das variáveis a um determinado intervalo. Como essa restrição é imprescindível à delimitação da região de procura para os AGs, denomina-se de irrestritos os problemas que contêm apenas este tipo de restrição. No entanto, há problemas em que outras condições devem ser satisfeitas para que a solução tenha validade. Nesses casos, um procedimento deve ser executado para avaliar cada um dos integrantes da população, e se algum não for viável, deve-se então procurar outro para substituí-lo, e assim por diante. Percebe-se então que este procedimento pode aumentar custo computacional, podendo ocorrer situações onde achar um ponto viável é tão difícil quanto encontrar a melhor solução. Outra maneira para tratar esta questão seria tentar acoplar as funções de restrição à função objetivo, transformando assim um problema restrito em irrestrito com o uso, por exemplo, do método da Penalidade [21]. Neste método, a função penalidade, que contém todas as restrições violadas, é associada à função objetivo, gerando uma função pseudo-objetivo da forma:

$$\phi(X, r) = f(X) + r \cdot P(X) \quad (4.5)$$

onde $\phi(X, r)$ denota a função pseudo-objetivo, $f(x)$ é a função objetivo, $P(X)$ é a função penalidade e r é um parâmetro de penalidade.

4.2.6 Transformando um problema de minimização em maximização

Os Algoritmos Genéticos trabalham naturalmente em termos de maximização. Por isso, quando necessitamos encontrar o mínimo da função objetivo (dependendo do tipo de problema que se está trabalhando), é necessário aplicar uma transformação à função objetivo. Uma possível solução seria inverter a função objetivo, como mostrado na equação 4.6:

$$f(X) = \frac{1}{\phi(X, r) + \delta} \quad (4.6)$$

onde δ é uma constante positiva de pequena magnitude (geralmente entre 10^{-3} e 10^{-8} [29]) que impede que ocorra overflow quando a função pseudo-objetivo for nula.

4.2.7 Sistemas de Representação

Para avaliar o desempenho dos indivíduos em um algoritmo genético, estes são submetidos a funções matemáticas. Para tanto, eles devem estar codificados em uma estrutura cromossômica, formada por uma cadeia de caracteres, onde cada cromossomo representa uma variável. Problemas com múltiplas variáveis deve avaliar o conjunto de cromossomos, ou seja, seu genótipo. Por exemplo, para um problema multimodal, cuja solução seja um vetor $X = [X_1, X_2, X_3, X_4]$, cada X_i é um cromossomo e seu agrupamento X é um indivíduo.

Existem três tipos de codificação utilizados com mais frequência: a codificação Binária, a codificação Gray e a codificação Real.

A **codificação binária** foi a primeira a ser explorado por causa de sua analogia direta com a genética natural. Este código utiliza números binários, ou seja, apenas conjuntos de 0 e 1 para representar as variáveis. Um indivíduo com codificação binária é representado da seguinte forma:

$$X = [0100101 \quad 0110 \quad 10111 \quad \dots \quad X_n] \quad (4.7)$$

onde cada variável é representada por um conjunto de bits (genes). O número de bits pode ser diferente para cada variável, estando relacionado à precisão requerida. Por exemplo, se os limites de uma variável estão entre -2 e 2 e a precisão é de quatro casas decimais, têm-se 40.000 divisões. Portanto a variável deverá ter 16 bits ($2^{15} = 32.768$ e $2^{16} = 65.536$) para ser corretamente representada. Se o indivíduo tem 10 variáveis e todas têm a mesma precisão, seria representado por um vetor de 160 bits.

Existem algumas dificuldades em trabalhar com a codificação binária. Uma delas é o fato que, para se ter uma precisão alta, deve-se representar o indivíduo por um vetor bastante extenso. Outro problema é a presença de *Hamming cliffs*, que são grandes diferenças nas cadeias de bits que codificam dois números inteiros próximos [9]. Esta dificuldade fica evidente quando, por exemplo, se realiza uma perturbação nos bits mais significativos da variável. Esta perturbação pode causar um grande deslocamento da variável no universo de busca, o que nem sempre é desejável.

Para se evitar este último problema pode-se utilizar o **Código Gray**. Na codificação Gray, como na codificação binária, utilizam-se apenas cadeias de 0 e 1 para representar as variáveis. A diferença está na facilidade de operação. Isto ocorre devido à propriedade de semelhança existente na cadeia codificada que representa números

inteiros adjacentes. Para melhor visualizar esta diferença, a tabela 4.7 traz um comparativo entre a codificação binária e a gray com comprimento de 3 bits.

Tabela 4.7 – Comparativo entre a codificação binária e a gray.

Decimal	0	1	2	3	4	5	6	7
Binário	000	001	010	011	100	101	110	111
Gray	000	001	011	010	110	111	101	100

Com a utilização do código Gray, uma pequena taxa de perturbação ajuda na convergência final dos AGs, enquanto que no binário poderia ampliar a região de exploração. Com isso pode-se verificar que o código Gray favorece a precisão da solução, mas pode levar a um ótimo local. Já o código binário se torna mais “livre” para explorar novas regiões e localizar o ótimo global, mas o refinamento da solução torna-se mais difícil.

Já a **codificação real** trabalha diretamente com números reais. Isto é muito prático quando se trabalha com variáveis reais por natureza e se usa uma linguagem de programação que lida diretamente com números reais. Entretanto, tal codificação torna os métodos de troca de informações genéticas mais complexas. Como exemplo de indivíduo com codificação real pode-se ter:

$$X = [14,78 \quad 29,987 \quad 121,782 \quad \dots \quad X_n] \quad (4.8)$$

Na implementação dos Algoritmos Genéticos deste trabalho foi utilizada a codificação real.

4.3 Parâmetros de um Algoritmo Genético

Foi visto em seções anteriores que os Algoritmos Genéticos Simples (SGA) possuem apenas dois operadores (cruzamento e mutação) e um único método de seleção conhecido como Roleta. O SGA foi muito importante na introdução dos AGs como ferramentas de otimização. No entanto, novas técnicas e alternativas foram sendo introduzidas com ao longo dos anos.

Nesta seção iremos tratar de forma mais geral dos parâmetros de um AG, antes de abordar a aplicação destes algoritmos no modelamento de dispositivos de micro-ondas.

4.3.1 Seleção

O processo de seleção/reprodução é responsável pela escolha dos indivíduos que serão submetidos às operações genéticas como cruzamento e mutação, e os indivíduos resultantes dessas operações compõem a nova geração. Não é uma boa característica favorecer sempre a seleção do melhor, muito menos uma escolha aleatória. Por um lado há possibilidade de ocorrer convergência prematura e, por outro, a pesquisa é aleatória, deixando de explorar todas as informações contidas na população. A seguir, é feita a descrição de alguns métodos de seleção. É possível encontrar maiores detalhes em [14].

Roleta: como explicado anteriormente, cada indivíduo tem a oportunidade de ser selecionado de acordo com o seu desempenho relativo ao da população. Esse método conduz à convergência prematura em poucas gerações, já que o crescimento pode ser exponencial.

Torneio: retorna o melhor indivíduo entre dois obtidos no método da Roleta. Este método busca dificultar as possibilidades de um indivíduo com baixo desempenho ser escolhido. O método também favorece a convergência prematura, já que é baseado na Roleta.

Deterministic Sampling (DS): o procedimento de seleção possui dois estágios. O primeiro é a criação de uma população temporária, a qual é preenchida com o número inteiro do cálculo da expectativa de cópias de cada membro i da população (f_i/f_{med}). Devido às partes fracionárias provenientes desta expectativa, haverá vagas ociosas na população. No segundo estágio, essas vagas serão preenchidas de acordo com os indivíduos que possuem a maior parte fracionária do valor de desempenho.

Stochastic Remainder Sampling (SRS): similarmente ao método anterior, deve-se formar uma população temporária com a parte inteira da expectativa de cópias. As vagas restantes são preenchidas, verificando-se a ocorrência de um evento com a probabilidade da parte fracionária. Por exemplo, um indivíduo que tem a expectativa de 2,3 cópias para a próxima geração, terá 2 cópias garantidas, mais 30% de chances de mais uma vaga. No entanto, deve-se estabelecer algum critério de escolha dos indivíduos candidatos às vagas ociosas. Por exemplo, os indivíduos podem ser escolhidos aleatoriamente.

Stochastic Universal Sampling (SUS): Escolha aleatória entre membros da população. Assim, cada indivíduo tem a chance de $1/n_{op}$ de ser escolhido, sendo n_{op} o número total de membros da população.

Dos métodos de seleção apresentados, o *SUS* é o mais imparcial, enquanto o Torneio é um dos mais tendenciosos.

O número de pares selecionados a cada geração define os diferentes tipos de AGs. Selecionando o mesmo número de indivíduos que a população inicial, tem-se o tipo *SGA*. Selecionando o número mínimo de indivíduos, ou seja, dois (um par), tem-se o *RGA* (do inglês, *Replacement GA*). Qualquer percentual entre o número mínimo ou máximo de indivíduos é denominado *SSGA* (do inglês, *Steady State GA*). Este tipo de diferenciação é importante para a determinação do número de gerações, já que o número de pares de indivíduos define a quantidade de avaliações da equação de mérito a cada geração.

Vamos utilizar como padrão o *SSGA* na implementação dos Algoritmos Genéticos.

4.3.2 Cruzamento

O cruzamento é o operador responsável pela recombinação de características dos pais durante a reprodução, permitindo que as próximas gerações herdem essas características.

Existem diversos métodos para realizar o cruzamento, que dependem ainda da codificação utilizada.

Quando é empregada a codificação binária, os tipos mais comuns de cruzamento são:

- **Um ponto de cruzamento:** o ponto onde é realizada a quebra do indivíduo é escolhido de forma aleatória ou seguindo algum critério específico, dentro cadeia de caracteres que o representa. Baseado neste ponto realiza-se a troca de material cromossômico entre os dois indivíduos. A figura X mostra um exemplo de cruzamento utilizando esta técnica para indivíduos formados por 8 bits e escolha do ponto de cruzamento no centro da cadeia.

Indivíduo 1	1	0	1	1	0	1	1	0
Indivíduo 2	0	1	0	0	1	0	0	1
Filho 1	1	0	1	1	1	0	0	1
Filho 2	0	1	0	0	0	1	1	0

Figura 4.6 – Exemplo de cruzamento com um ponto fixo.

- **Dois pontos de cruzamento:** é realizado similarmente ao cruzamento de um ponto, porém a troca de segmentos é realizada com um número maior de intercalações.

Tratando-se de codificação real, os tipos mais usados de cruzamento são:

- **Aritmético:** consiste em gerar um novo par de cromossomos C_1 e C_2 a partir dos pais cromossomos pais X_1 e X_2 baseado nas equações:

$$\begin{aligned} C_1 &= \beta X_1 + (1 - \beta) X_2 \\ C_2 &= (1 - \beta) X_1 + \beta X_2 \end{aligned} \quad (4.9)$$

onde β varia de 0 a 1.

- **Média:** consiste em gerar um novo cromossomo usando a média simples dos pais. Dados dois cromossomos pais X_1 e X_2 , o novo cromossomo é gerado a partir da equação:

$$C = \frac{X_1 + X_2}{2} \quad (4.10)$$

- **Heurístico:** é necessário ter conhecimento do valor da função fitness dos pais. A função fitness é calculada a partir da função objetivo, utilizando algum método de escalonamento, como o linear. Este método consiste em gerar um cromossomo filho partir de uma interpolação linear entre os pais usando a informação da aptidão. O cruzamento heurístico favorece o pai com maior fitness. Dados dois cromossomos pais X_1 e X_2 , onde o cromossomo X_1 possui o valor de fitness superior ao X_2 . O novo cromossomo é gerado a partir da seguinte equação:

$$C = X_1 + r(X_1 - X_2) \quad (4.11)$$

onde $f(X_1) > f(X_2)$ e r varia entre 0 a 1.

- **BLX:** consiste em gerar um novo cromossomo a partir da equação

$$C = X_1 + \beta(X_2 - X_1) \quad (4.12)$$

onde C é o cromossomo gerado, X_1 e X_2 são os cromossomos pais e $\beta \in (-\alpha, 1 + \alpha)$, sendo α é um pequeno valor que estende os limites para a definição de C .

4.3.3 Mutação

O operador genético da muta o consiste na inser o de material genético novo na popula o. Este processo pode ou não ocorrer da mesma forma que o cruzamento, de acordo com uma dada probabilidade de muta o p_m .

A muta o, para a codifica o binária,   feita escolhendo um ou mais bits no cromossomo e inverte-se seu valor. Na Figura 4.7, foram escolhidos os bits 4 e 5 para sofrerem o processo de muta o, gerando o Ind_1m.



Figura 4.7 – Processo de Muta o.

4.3.4 Escalonamento

Entre os métodos de sele o mais utilizados está o da roleta. Este método de sele o pode em alguns casos conduzir os AGs para a convergência prematura, ou seja, pode-se ficar preso a um máximo (ou mínimo) local. Isto acontece porque, quando da cria o dos indivíduos, geralmente eles possuem um valor de aptidão baixo. Quando entre estes indivíduos aparece um com aptidão muito alta, pode acontecer que muitas cópias dele sejam criadas. Sendo assim, ele ocupar  uma área muito grande na roleta e, conseqentemente poderá ser selecionado muitas vezes. Se este indivíduo corresponder a um mínimo ou máximo local, a probabilidade de se ficar preso nesta região será alta.

Para evitar este problema uma saída seria fazer o escalonamento da popula o, que consiste em limitar o número de cópias de um mesmo indivíduo na próxima gera o. O escalonamento   descrito em detalhes em Goldberg [14].

4.3.5 Varia o dinâmica de probabilidades

A varia o dinâmica [29] de probabilidades tem o mesmo objetivo do escalonamento, ou seja, evitar a convergência prematura. O que esta ferramenta faz   utilizar a medida de diversidade genética da popula o para medir o grau de semelhança entre os indivíduos. Se o grau de semelhança for alto, alteram-se as probabilidades de

cruzamento e mutação (p_{cross} e p_{mut}). Especificamente, reduz-se p_{cross} e aumenta-se p_{mut} , aumentando-se assim a inserção de material genético novo na população. Se a situação for contrária, ou seja, se os indivíduos estiverem muito dispersos, aumenta-se p_{cross} e reduz-se p_{mut} .

Na implementação dos AGs deste trabalho foi utilizado probabilidades constantes, definidas antes do início do programa.

4.3.6 Formação de nichos

Na natureza, define-se nicho como uma pequena parte do ambiente onde as populações vivem relativamente isoladas. Por isso, acabam adquirindo características próprias, formando subespécies. Este isolamento pode melhorar o processo de evolução.

Nos AGs é possível utilizar o mesmo conceito. Pode-se trabalhar com subpopulações, ocasionando assim o aparecimento e o desenvolvimento de características próprias (e novas). Isto é interessante, pois se explora melhor diferentes áreas do universo de busca, aumentando assim o conhecimento a respeito do problema.

Existem técnicas bem conhecidas para a implementação desta ferramenta. As mais utilizadas são a função de partilha [14] e o SSS (do inglês, *Simple Subpopulation Schemes*) [35].

A função de partilha mede o “grau de vizinhança”, ou seja, quantifica a proximidade de um indivíduo em relação aos outros no universo de busca. Neste caso, o operador de seleção analisaria o indivíduo por sua aptidão aparente, relativa somente à aptidão de seus vizinhos, ou seja, de uma subpopulação local.

Já o SSS consiste em criar subpopulações desde o início do processo, de modo que cada indivíduo da população receba uma “etiqueta” que indica a qual subpopulação pertence. Da mesma forma que ocorre com a função partilha de Goldberg [14], os indivíduos são selecionados de acordo com sua aptidão aparente.

4.3.7 Redução do Espaço de Busca

À medida que o número de gerações vai aumentando e que a população vai melhorando, “caminha-se” na direção do objetivo. Para se encurtar este “caminho”, é possível utilizar a redução do espaço de busca [14, 30].

Esta redução é feita do seguinte modo: primeiramente seleciona-se o melhor indivíduo da população corrente. A partir deste indivíduo obtém-se uma nova população fazendo pequenas perturbações aleatórias em suas variáveis, gerando assim novos indivíduos. Com isto, passa-se a explorar somente a região onde está inserido o melhor indivíduo.

Deve-se tomar o cuidado de só começar a fazer as reduções do espaço de busca no final do processo de gerações, quando a população já se organizou em torno do objetivo. Se isto não for respeitado, o risco da convergência prematura será grande.

Vamos trabalhar com a redução do espaço de busca na implementação dos algoritmos deste trabalho restringindo o valor máximo que as variáveis podem assumir, que para nosso caso são os valores dos componentes no modelo discreto dos dois dispositivos (antena *patch* e filtro tipo-H).

4.3.8 Elitismo

Os AGs podem em qualquer momento, devido às suas características probabilísticas, localizar o melhor indivíduo ou simplesmente um indivíduo muito bom. O problema é que este indivíduo pode ser perdido ou destruído pelos operadores genéticos durante o processo evolutivo. A ferramenta de elitismo visa corrigir este problema. Existem dois tipos de elitismo: o elitismo simples [14] e o elitismo global [30].

O elitismo simples guarda sempre o melhor indivíduo que surge, ou seja, aparecendo um indivíduo bom, ele é salvo. Depois de uma geração, se não surgiu um indivíduo melhor que ele, o que se faz é inseri-lo novamente na população.

No elitismo global verifica-se a aptidão dos filhos gerados após a ação dos operadores genéticos. No momento de fazer a substituição leva-se em conta o valor da aptidão de cada um, de forma que serão incluídos na população somente aqueles filhos que melhorarem a aptidão média do conjunto. Obviamente os indivíduos excluídos serão os menos aptos da população.

Foi adotado o elitismo simples como padrão na implementação dos Algoritmos Genéticos deste trabalho.

Na próxima seção vamos detalhar a aplicação dos algoritmos genéticos no modelamento de dispositivos.

4.4 Usando Algoritmos Genéticos no modelamento de Dispositivos

Nas seções anteriores deste Capítulo foi visto a teoria, de uma forma geral, sobre os Algoritmos Genéticos, apresentando também algumas técnicas para se melhorar a convergência das buscas.

Nas seções 3.1.3 e 3.2.2 foram apresentados os modelos discretos para a antena tipo *patch* e para um filtro tipo-H, respectivamente. Para encontrar os valores dos componentes discretos, baseado na resposta fornecida pelo simulador de onda completa *Sonnet*, foram implementados dois programas em linguagem C++ (um para cada dispositivo) empregando algoritmos genéticos.

Como sistema operacional para iniciar a criação dos programas foi escolhido Ubuntu 10.04 LTS – *Lucid Lynx*, lançado em abril de 2010, que é baseado no kernel do Linux, pelos seguintes motivos:

- **Custo baixo de software:** o Ubuntu é distribuído livremente, baseado em um conceito de software livre. Todas as bibliotecas e atualizações utilizadas foram baixadas de forma gratuita da internet.
- **Estabilidade:** sistemas baseados em Linux são mais estáveis que os sistemas operacionais baseados em Windows.
- **Custo baixo de hardware:** a configuração mínima de hardware requerida para rodar distribuições Linux como o Ubuntu é bem mais modesta do que qualquer máquina montada para rodar os simuladores eletromagnéticos de onda completa como *Microwave Office*, *Sonnet* e *CST*.

No entanto, para facilitar a operacionalidade entre o uso de simuladores de onda completa que rodam em Windows e a escrita dos programas em Linux, o Ubuntu foi instalado em uma Máquina Virtual, rodando através do *Oracle VM Virtual Box* versão 4.08 r71778, que pode ser baixado livremente da internet. A Figura 4.8 mostra uma visão geral da máquina virtual do Ubuntu rodando no Windows através do *Virtual Box*.

A desvantagem do uso desta abordagem é o compartilhamento de recursos de máquina do sistema hospedeiro com a máquina virtual. No entanto, a facilidade na manipulação de dados entre os dois sistemas operacionais compensou esta dificuldade.

A Tabela 4.8 resume as bibliotecas adicionais que foram utilizadas na codificação e compilação dos programas em C++, bem como as suas versões.

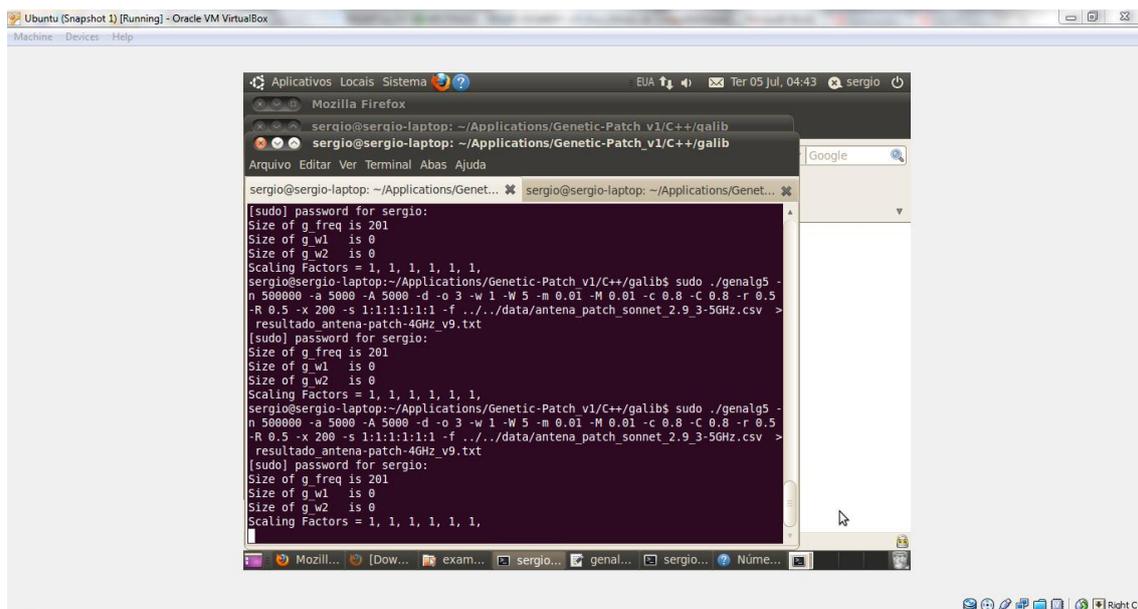


Figura 4.8 – Máquina Virtual do Ubuntu rodando no Windows através do Oracle VM Virtual Box.

Maiores detalhes sobre o funcionamento de uma máquina virtual pode ser encontrado em [37].

Tabela 4.8 – Bibliotecas adicionais utilizadas.

Nome	Versão	Breve descrição
armadillo	0.6.11	Permite a manipulação de funções matemáticas avançadas
libcsv	3.0	Facilita a manipulação de arquivos CSV (Valores Separados por Vírgula)
tclap	1.1.0	Facilita a manipulação da linha de comando
galib	2.47	Fornecer funções bases para manipulação de algoritmos genéticos.

4.4.1 Definição das Variáveis

Vamos agora definir as variáveis que serão utilizadas na implementação do algoritmo genético. Desejamos encontrar os valores dos componentes discretos que irão fornecer a resposta mais próxima possível da resposta fornecida pelo simulador de onda completa.

A Figura 4.9 mostra novamente o modelo utilizado para a antena *patch*. Para este dispositivo, o vetor de entrada usado na execução do AG será:

$$X_A = [R_1, L_1, C_1, L_2] \quad (4.13)$$

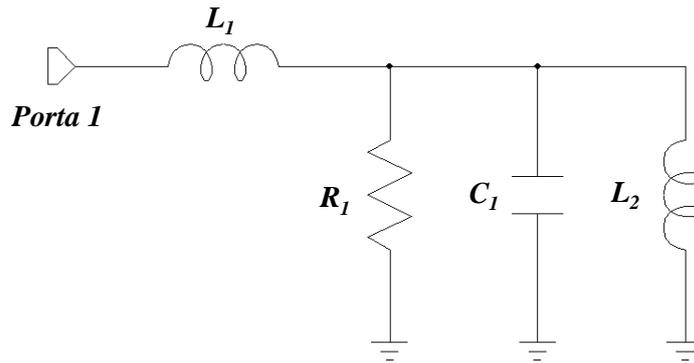


Figura 4.9 – Modelo discreto proposto para a antena patch.

A Figura 4.10 mostra o modelo utilizado para o filtro tipo-H. Para este dispositivo, o vetor de entrada usado na execução do AG será:

$$X_F = [C_o, L_o, C_i, L_i, K, C] \quad (4.14)$$

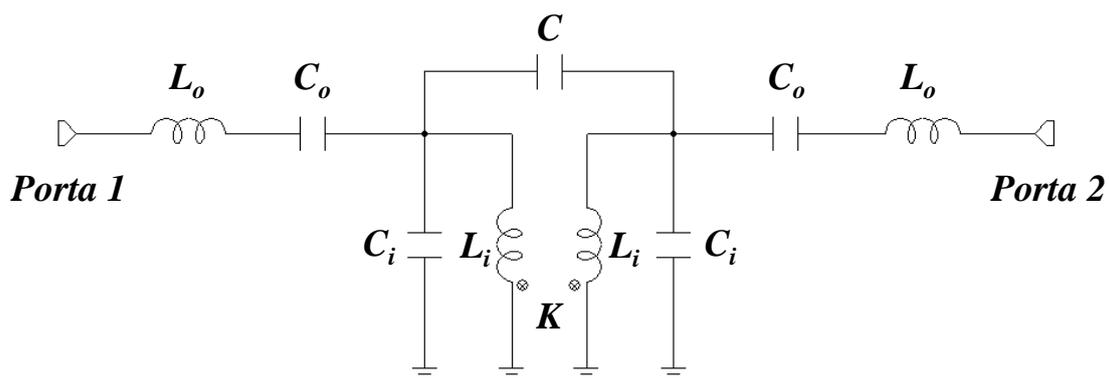


Figura 4.10 – Modelo discreto proposto para o filtro tipo-H.

4.4.2 Definição da Função objetivo e parâmetros do GA

Como foi visto, os AG's são usados em problemas de otimização quando desejamos minimizar (ou maximizar, dependendo da situação) uma determinada função matemática que representa nosso problema.

A simulação eletromagnética dos dispositivos fornece uma sequência de valores complexos, para os parâmetros S em função da frequência. Aqui vamos chamar as curvas obtidas através das simulações de onda completa de **curvas alvos**. Denotamos a sequência de valores da simulação por $\{g_i\}_{i=1}^N$ e $\{h_j\}_{j=1}^M$, onde g_i é o valor da resposta

(valor de S_{1l}) relativo à frequência f_i para a antena *patch*, h_i é o valor da resposta (valor de S_{2l}) para o filtro tipo-H relativo à frequência f_j , e N e M são os comprimentos das suas respectivas sequências. Podemos expressar essas duas sequências também como vetores da seguinte forma:

$$\{g_i\}_{i=1}^N = [g_1, g_2, g_3, \dots, g_N] \quad (4.15)$$

$$\{h_j\}_{j=1}^M = [h_1, h_2, h_3, \dots, h_M] \quad (4.16)$$

As funções de transferência dos modelos dos circuitos propostos são funções envolvendo a própria frequência e os elementos discretos dos modelos de cada circuito, podendo também ser representadas da seguinte forma:

$$R(f, X_A) = R(f, R_1, L_1, C_1, L_2) \quad (4.17)$$

$$W(f, X_F) = W(f, Co, Lo, Ci, Li, K, C) \quad (4.18)$$

onde $R(f, X_A)$ é a resposta do S_{1l} para a antena *patch* e $W(f, X_F)$ é resposta do S_{2l} para o filtro tipo-H. Estas equações foram encontradas nas seções 3.1.3 e 3.2.2. Estas funções são inseridas no programa do AG na forma apresentada na equação 3.16, ou seja:

$$S_{k1} = \frac{px(w) + jpy(w)}{q(w)} \quad (4.19)$$

onde $px(w) = \text{Re}(S_{k1})$, $py(w) = \text{Im}(S_{k1})$, $q(w) = \text{Denom}(S_{k1})$ sendo $k = 1$ para a antena *patch* e $k = 2$ para o filtro tipo-H.

Apesar das funções das equações 4.17 e 4.18 serem contínuas, a resposta do modelo é discretizada, sendo seus valores avaliados para cada valor discreto de frequência f_i para $i = 1, 2, 3, \dots, N$ e f_j para $j = 1, 2, 3, \dots, M$. Desta forma, teremos dois vetores do tipo:

$$\{r_i\}_{i=1}^N = [r_1, r_2, r_3, \dots, r_M] \quad (4.20)$$

$$\{w_j\}_{j=1}^M = [w_1, w_2, w_3, \dots, w_M] \quad (4.21)$$

Podemos agora então definir a função objetivo para cada dispositivo, que será otimizada pelo AG. Como nosso problema é aproximar a resposta do modelo de circuito

da resposta fornecida pelo simulador de onda completa, vamos definir a função aptidão para cada dispositivo da seguinte forma [20]:

$$\Phi_A(X_A) = \sum_{i=1}^N (g_i(X_A) - r_i(X_A))^2 \quad (4.22)$$

$$\Phi_F(X_F) = \sum_{j=1}^M (h_j(X_F) - w_j(X_F))^2 \quad (4.23)$$

onde $\Phi_A(X_A)$ e $\Phi_F(X_F)$ são as funções que desejamos minimizar para a antena *patch* e para o filtro tipo-H, respectivamente. Entretanto, análises mostraram [20] que funções do tipo das equações 4.22 e 4.23 podem não atender adequadamente toda a faixa de frequências em que as funções de transferência $R(f, X_A)$ e $W(f, X_F)$ estão sendo avaliadas, principalmente nas regiões próximas de zeros da função. Por isso, a função objetivo para cada dispositivo é dada por:

$$\Phi_A(X_A) = p_1 \cdot \Phi_{1A}(X_A) + p_2 \cdot \Phi_{2A}(X_A) \quad (4.24)$$

$$\Phi_F(X_F) = p_3 \cdot \Phi_{1F}(X_F) + p_4 \cdot \Phi_{2F}(X_F) \quad (4.25)$$

onde p_1, p_2, p_3 e p_4 são pesos que podem ser atribuídos às funções, com $\Phi_{2A}(X_A)$ e $\Phi_{2F}(X_F)$ dados por [20]:

$$\Phi_{2A}(X_A) = 10 \cdot [F(\{g_i\}) - F(\{r_i(X_A)\})] \quad (4.26)$$

$$\Phi_{2F}(X_F) = 10 \cdot [F(\{h_j\}) - F(\{w_j(X_F)\})] \quad (4.27)$$

onde

$$F(R(f, X_A)) = \begin{cases} 1 & \text{se } R(f, X_A) \text{ está perto dos zeros} \\ -1 & \text{se } R(f, X_A) \text{ está perto dos pólos} \\ 0 & \text{no resto da faixa} \end{cases} \quad (4.28)$$

A função $F(W(f, X_F))$ pode ser definida da mesma forma que a equação 4.28.

O valor dos pesos é passada como argumento através da linha de comando. Sua alteração é feita para dar mais ênfase em determinada parte da curva alvo:

- Para melhorar a resposta na faixa de passagem, aumenta-se p_1 / p_3 .
- Para melhorar a detecção de pólos e nulos, aumenta-se p_2 / p_4 .

No programa implementado, é possível escolher este tipo de função objetivo passando como argumento na linha de comando “-o 3”. Neste caso, utiliza-se os argumentos “-w” e “-W” para definir os pesos de Φ_1 e Φ_2 .

Na implementação prática, dois AGs são executados paralelamente, trabalhando em populações diferentes. É possível definir com quantas interações a população do segundo GA será inserida no primeiro GA com a opção “-A” na linha de comando.

O cruzamento foi definido como uma divisão no ponto médio do cromossomo. Portanto, para a antena *patch*, o cromossomo X_A sofreu o corte no segundo gene. Para o filtro tipo-H, o cromossomo X_F sofreu o corte no terceiro gene.

É possível definir a taxa de cruzamento para cada população dos dois GAs paralelos com o argumento “-c” e “-C” (cruzamento da população do primeiro GA e segundo GA, respectivamente).

De forma semelhante, é possível definir a taxa de mutação para cada população dos dois GAs paralelos com o argumento “-m” e “-M” (mutação da população do primeiro GA e segundo GA, respectivamente).

É possível também usar o argumento “-i” para fornecer um conjunto de variáveis inicial. Desta forma, a primeira população deixa de ser gerada aleatoriamente e o algoritmo parte desses valores. Este recurso pode ser utilizado quando existe uma ideia de valores para os componentes e traz como benefício a redução do tempo de convergência. Com o argumento “-f” é possível passar o caminho completo do arquivo que contém a curva alvo desejada, no formato “x , y”. O ANEXO 5 detalha a linha de comando com todas as suas opções.

Ao final um arquivo é gerado contendo todos os parâmetros utilizados, um relatório de status com os valores dos genes encontrados, juntamente com o *score* (ou pontuação) da função objetivo para cada cromossomo. Os dez melhores indivíduos também são destacados. No ANEXO 6 temos uma listagem do algoritmo genético usado para encontrar os valores dos componentes discretos do modelo da antena *patch*. O algoritmo utilizado para o filtro tipo-H é análogo a este.

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo são apresentados primeiramente os projetos da antena tipo *patch* e do Filtro tipo-H e os resultados obtidos pelo *Sonnet*. Em seguida, são mostrados os resultados obtidos com o modelo discreto da antena tipo *patch* e do Filtro tipo-H. Posteriormente, os resultados das medições experimentais dos dois dispositivos fabricados são mostrados. Para facilitar o entendimento do processo de modelamento, o fluxograma da Figura 5.1 resume as etapas que foram seguidas.

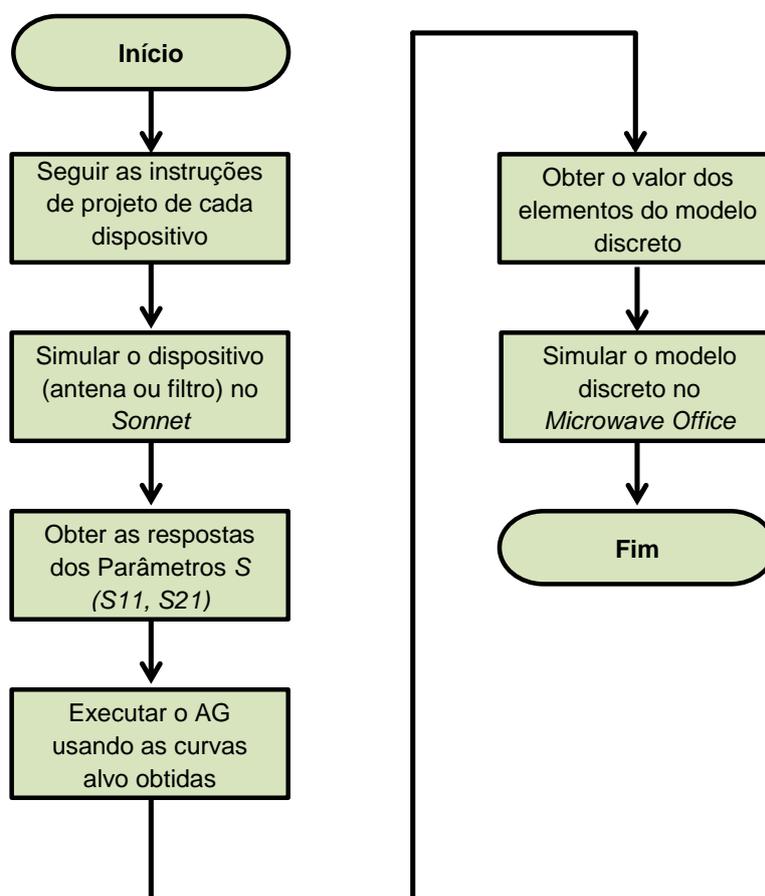


Figura 5.1 – Fluxograma geral do processo de modelamento

Todos os resultados são comparados, para comprovar a validade do método de modelamento sugerido.

Ainda neste capítulo, são apresentadas as conclusões gerais do trabalho e a possibilidade de atividades futuras.

5.1 Antena *Patch*

5.1.1 Projeto de uma Antena *Patch*

Segundo o PDFF – Plano de Atribuição, Destinação e Distribuição de Faixas de Frequências no Brasil [31], a faixa de 3,8 GHz a 4,2 GHz está destinada a “Todos os Serviços de Telecomunicações”. Como é uma banda sem restrições, foi escolhida a frequência central de 4 GHz para o projeto da antena.

O substrato utilizado no projeto da antena retangular do tipo *patch* possui permissividade relativa $\epsilon_r = 4,5$, altura do substrato $h = 1,6$ mm e tangente de perdas de 0,02.

Para auxiliar o desenvolvimento do projeto, foi escrito um programa na linguagem matemática *Mathcad* v.14, da empresa *PTC (Parametric Technology Corporation)*. A listagem do programa pode ser vista no ANEXO 2.

O projeto de uma antena de microfita consiste nos seguintes passos:

- a) Cálculo da largura W da antena de microfita utilizando a equação 3.5. Para a frequência de 4 GHz, $W = 22,6$ mm.
- b) Cálculo a permissividade efetiva para a microfita, utilizando a equação 2.24, pois a $\frac{W}{h} > 1$, obtendo $\epsilon_{eff} = 4,04$.
- c) Cálculo do comprimento ΔL utilizando a equação 3.1.
- d) Cálculo do comprimento L da antena utilizando as equações 3.4 e 3.2, obtendo $L = 17,3$ mm.
- e) Cálculo da resistência de entrada $R_{in}(y_0=0)$ utilizando as equações 3.7, 3.8 e 3.9, resultando em $R_{in} = 323,45 \Omega$.
- f) Cálculo do deslocamento do ponto de alimentação y_0 utilizando a equação 3.6, resultando $y_0 = 6,4$ mm. Durante as simulações, o valor de $y_0 = 7$ mm apresentou um melhor resultado.

5.1.2 Resultado da Antena *Patch* usando um simulador de onda completa

Foi escolhido o simulador de onda completa *Sonnet* v11.54 para realizar as simulações eletromagnéticas da antena *patch*.

O *Sonnet* é composto por vários programas que realizam determinadas tarefas, como o desenho do dispositivo (*xgeom*), simulação eletromagnética (*em*) utilizando uma versão modificada do Método dos Momentos baseado nas equações Maxwell, visualização dos resultados (*emgraph*), visualizador da densidade de corrente (*emvu*), entre outros. É possível ainda definir se a estrutura do dispositivo é uma microfita, *CPS* ou *CPW*, o tipo de metal, tipo e altura do substrato, etc. Uma visão geral do *Sonnet* é mostrada na Figura 5.2. Na Figura 5.3 é mostrada com mais detalhe a definição das dimensões utilizadas no projeto da antena *patch*. A antena foi simulada de 3 a 5 GHz, com um passo de 0,01 GHz. A resposta em frequência do S_{11} pode ser vista na Figura 5.4. A Figura 5.5 mostra a densidade de corrente para a frequência de ressonância (4,02 GHz).

Na Figura 5.6 é mostrado o diagrama de radiação total para $\phi = 0$, também para frequência de ressonância. Estes resultados serão discutidos e comparados com a resposta do modelo discreto apresentados na próxima seção.

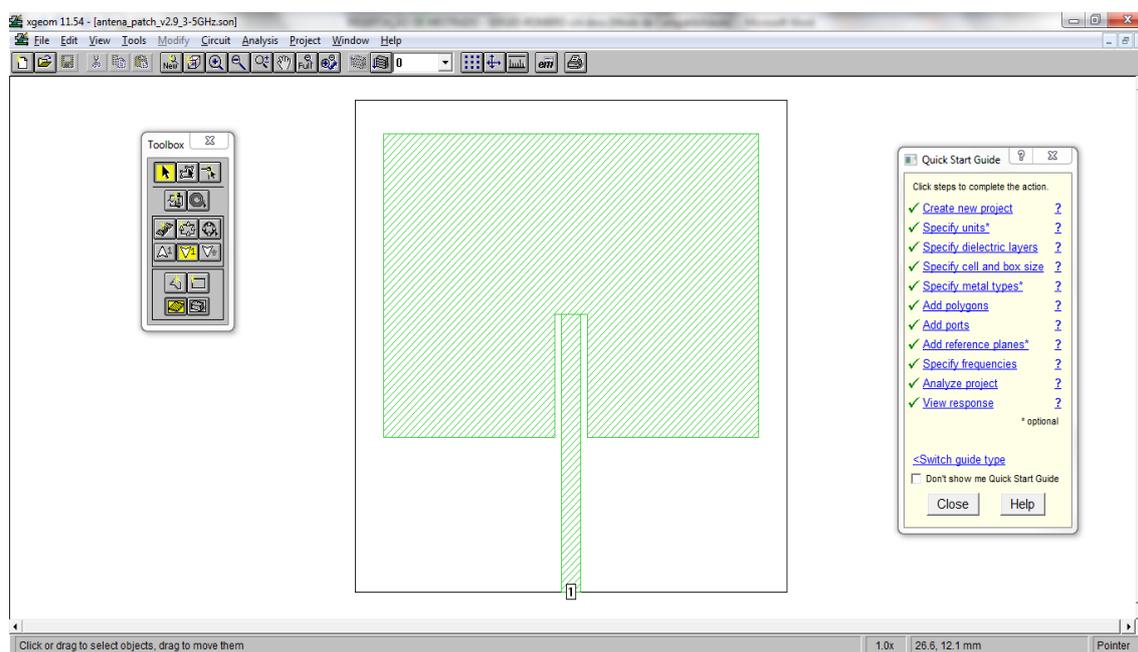


Figura 5.2 – Visão geral do Sonnet com o projeto da Antena Patch aberto.

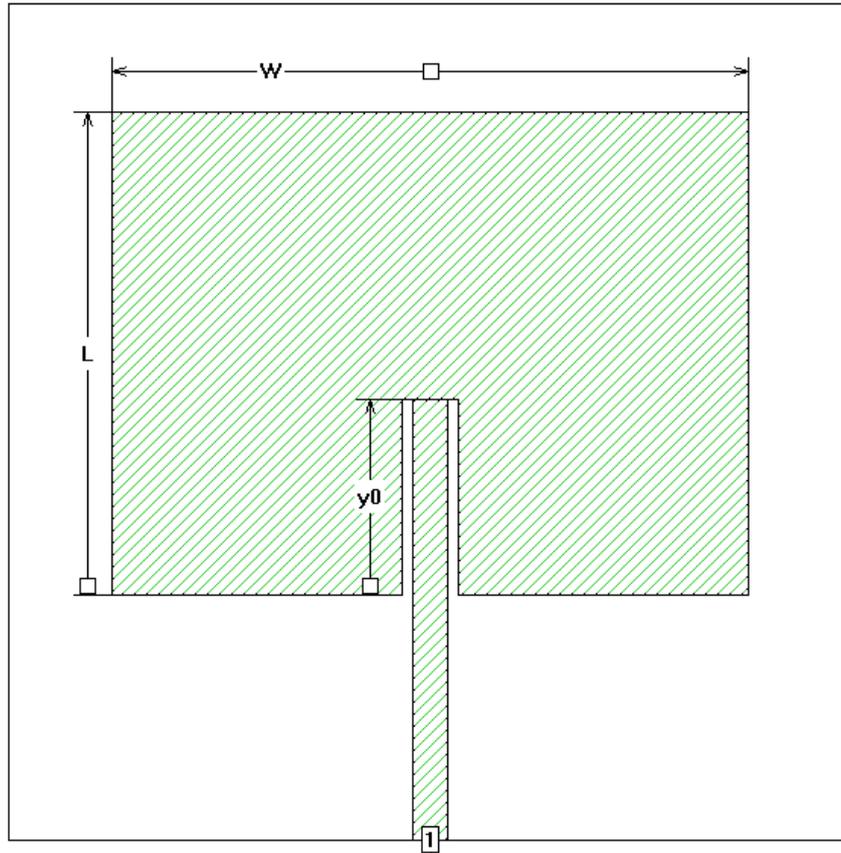


Figura 5.3 – Detalhe da Antena patch com as indicação das dimensões.

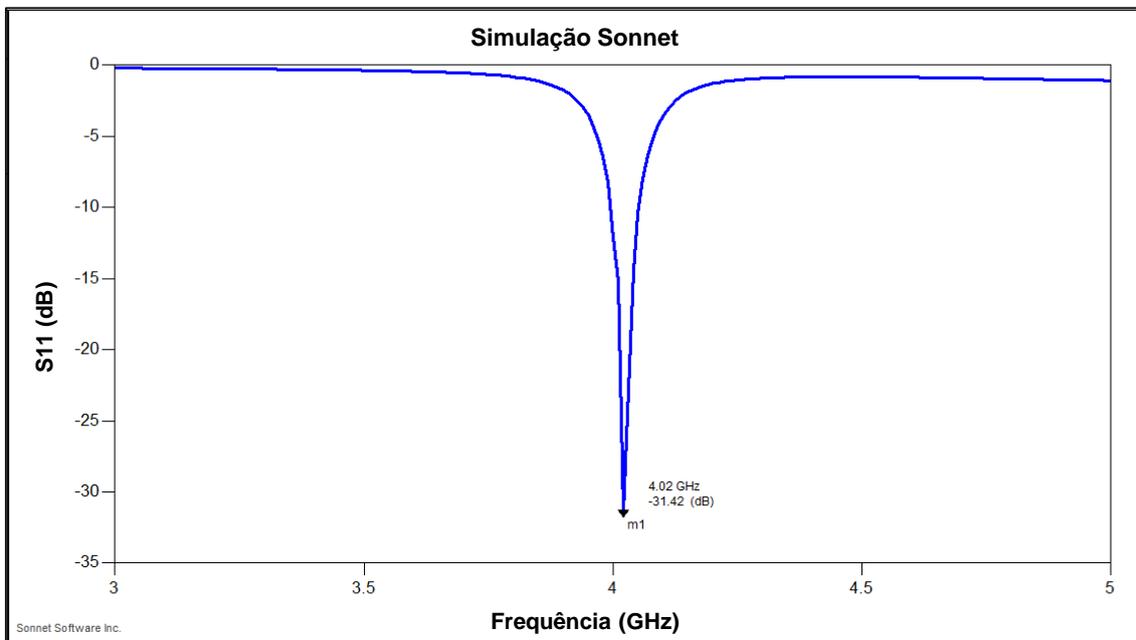


Figura 5.4 – Resposta do parâmetro S_{11} simulado com o Sonnet.

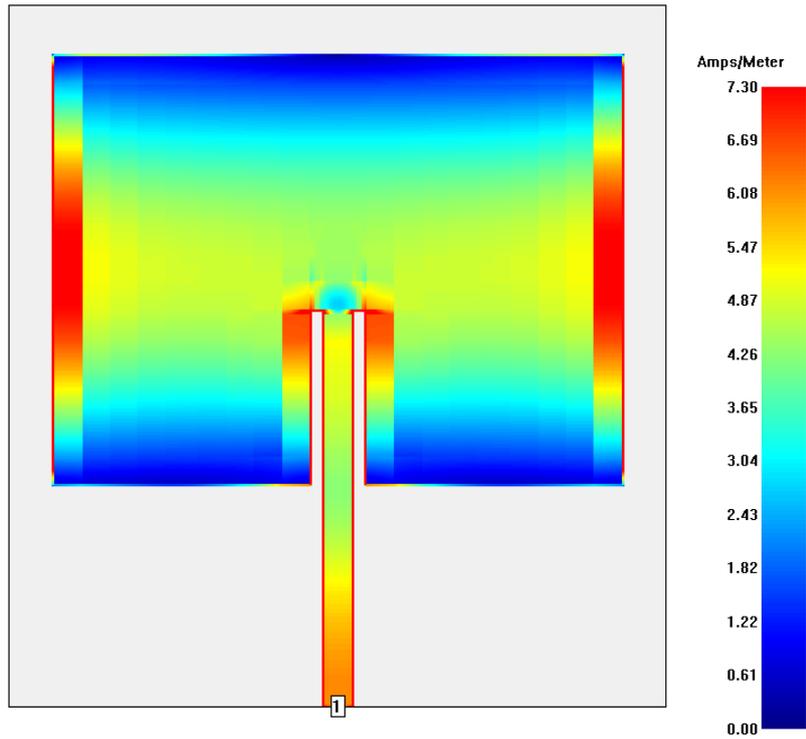


Figura 5.5 – Distribuição da Densidade de Corrente para a antena patch na frequência de ressonância ($f = 4,02 \text{ GHz}$)

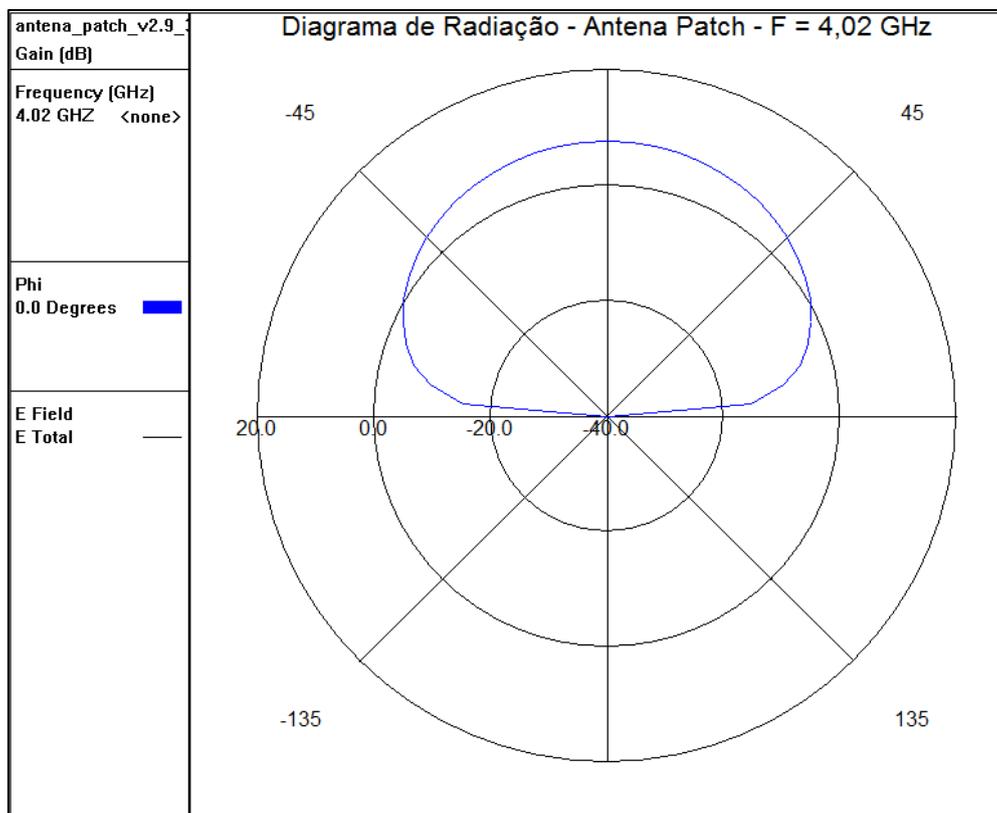


Figura 5.6 – Diagrama de Radiação da Antena Patch para a frequência de ressonância $f = 4,02 \text{ GHz}$ e para $\varphi = 0$.

5.1.3 Resultado do Modelo Discreto da Antena *Patch*

Como parâmetro de entrada para o algoritmo genético da antena *patch* foi utilizado um arquivo contendo os valores de S_{11} em função da frequência, exportado pelo *Sonnet* a partir da resposta mostrada na Figura 5.4. Para esta curva, os valores fornecidos pelo AG para R_1 , L_1 , C_1 e L_2 são mostrados na Figura 5.7. Estes valores também são mostrados na Tabela 5.1. A resposta em frequência para este circuito é mostrado na Figura 5.8 e foi gerada pelo *AWR Microwave Office*.

A Tabela 5.2 resume os parâmetros utilizados no Algoritmo Genético da antena *Patch*.

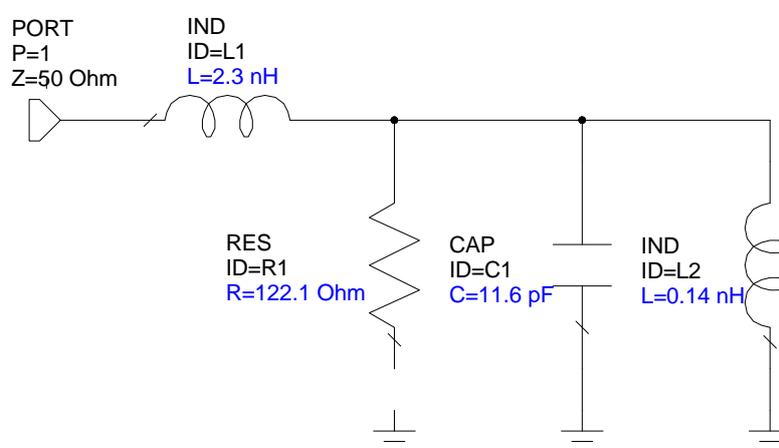


Figura 5.7 – Valores dos componentes para o modelo discreto proposto.

Tabela 5.1 – Valores dos componentes para o circuito do modelo discreto da Antena *patch*

R_1	L_1	C_1	L_2
122,1 Ohms	2,3 nH	11,6 pF	0,14 nH

Tabela 5.2 – Parâmetros do Algoritmo Genético para a antena *patch*.

Parâmetro	Argumento	Valor
Taxa de cruzamento GA1	c	0,1
Taxa de cruzamento GA1	C	0,1
Taxa de mutação GA1	m	1
Taxa de mutação GA2	M	1
Taxa de substituição GA1	r	0,5
Taxa de substituição GA2	R	0,5
População GA1	p	100
População GA2	P	100
Função objetivo utilizada	o	3
Pesos da função Φ_1	w	1
Pesos da função Φ_2	W	5
Número de gerações	n	500.000
Valor máximo para cada gene	x	250
Quantidade de pontos da curva alvo	-	201
Escalonamento	s	1:1:1:1

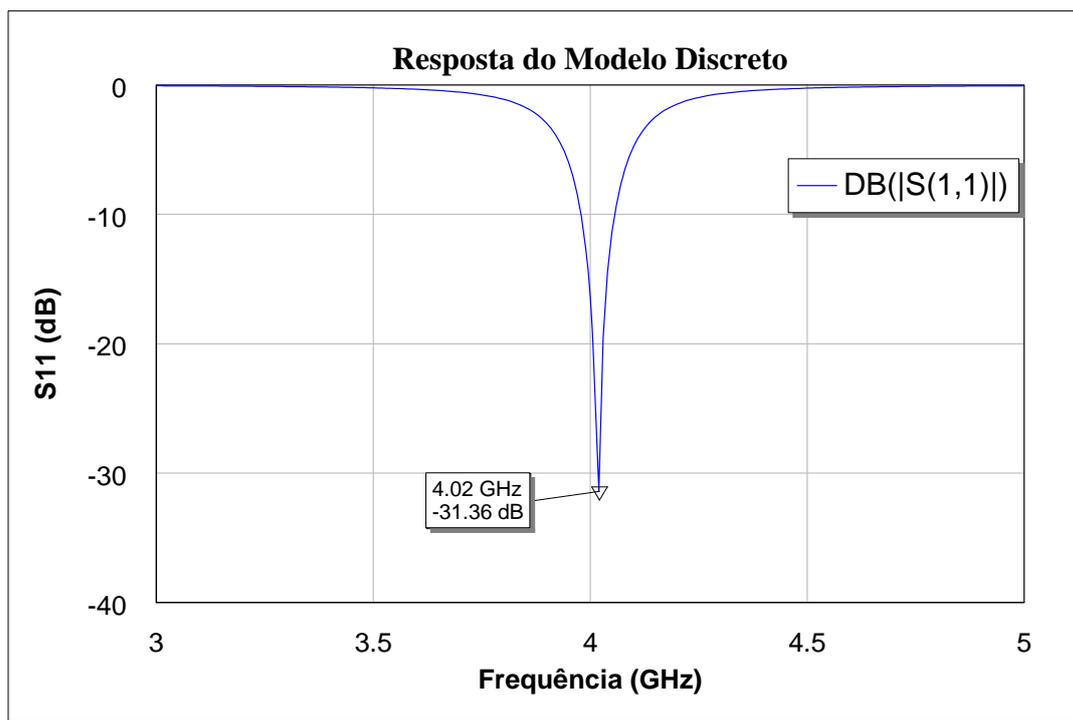


Figura 5.8 – Resposta do parâmetro S_{11} com a frequência.

Para facilitar a comparação entre os resultados, a curva obtida pelo simulador de onda completa *Sonnet* e a curva obtida pelo modelo discreto para a antena *patch* encontram-se plotadas no mesmo gráfico, como mostrado na Figura 5.9. O gráfico mostra que há grande concordância do módulo do parâmetro de espalhamento S_{11} das duas curvas dentro da banda de interesse, que está localizada entre 3 e 5 GHz.

Na próxima seção vamos detalhar o processo de fabricação e medição de uma antena *patch*.

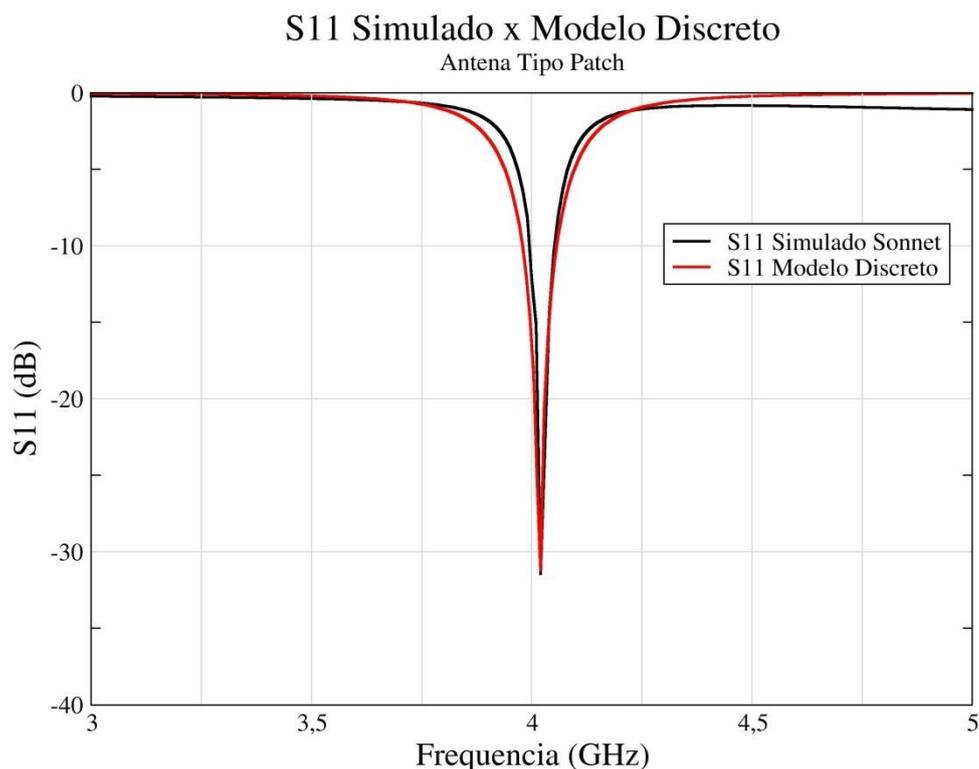


Figura 5.9 – Comparação entre o resultado obtido com o simulador de onda completa e o modelo discreto para a antena patch.

5.1.4 Fabricação de uma Antena Patch

A antena *patch* foi confeccionada pela máquina de protótipo de placa de circuito impresso (PCB *Prototype Machine*) modelo EP2006H do fabricante *Everprecision*. Essa máquina é um dos equipamentos integrantes do Laboratório de Micro-ondas do Departamento de Eletrônica e Sistemas da UFPE. Uma visão em detalhe desta máquina durante o processo de fabricação da Antena *Patch* pode ser vista na Figura 5.10.

Após chegar a versão final do dispositivo, seu desenho deve ser exportado para um arquivo de formato DXF (*Drawing Exchange Format*) que, por sua vez, é lido pelo software PCAM v. 5.2.6, que se comunica com a máquina via uma conexão serial RS-232. A Figura 5.11 mostra o software PCAM após a importação do arquivo DXF gerado pelo *Sonnet*. A Figura 5.12 mostra o computador utilizado para controlar a máquina EP2006H.

Após a leitura do arquivo, a placa sofre um processo de fresagem com ferramentas que variam de 0,5 a 1,5 mm de diâmetro, resultando no circuito impresso. Essa máquina possibilita a confecção de placas de circuito impresso cuja menor largura de trilha ou distância entre trilhas seja de até 0,15 mm. Para valores menores, torna-se

difícil a reprodução exata das dimensões do arquivo DXF. Além disso, por serem muito delicadas, as fresas se desgastam rápido e a qualidade do trabalho final tende a cair se o mesmo conjunto de fresas for usado constantemente. Durante o processo fabricação, grande parte dos resíduos é retirada por um aspirador de pó acoplado à máquina.

O substrato dielétrico empregado na confecção da antena tipo *patch* foi o FR4, que apresenta uma constante dielétrica de 4,5, espessura de 1,6 mm e metalização de cobre de espessura 0,035 mm em ambas as faces (placa dupla face).

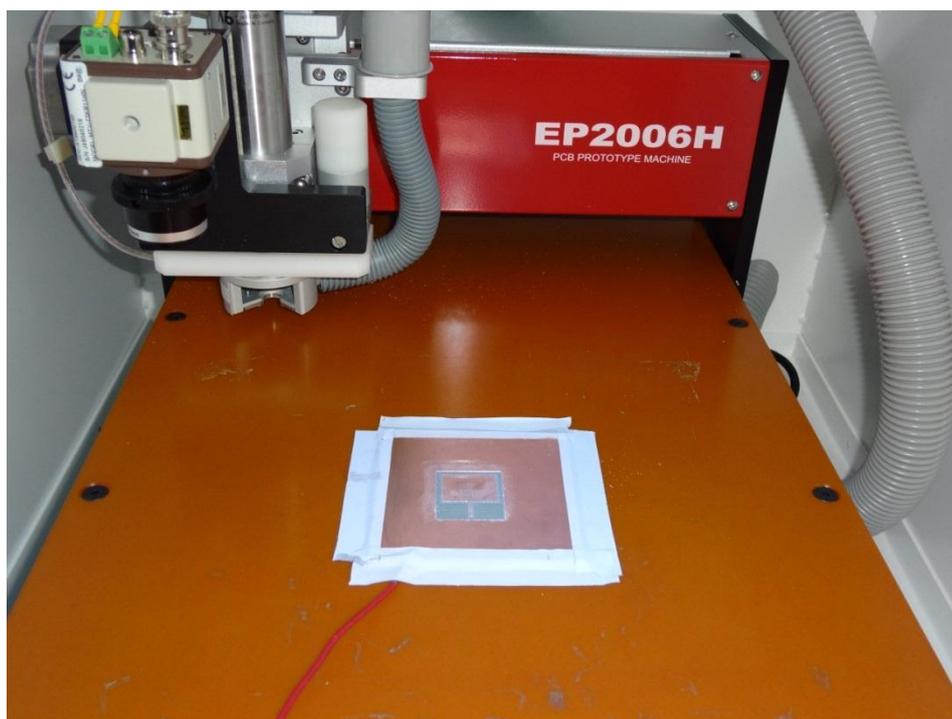


Figura 5.10 – Máquina de protótipo de placa de circuito impresso durante o processo de confecção da antena Patch.

Após o processo de fabricação executado pela máquina, a placa foi lixada para a retirada dos resíduos de cobre. Então, o conector do tipo SMA de 50 Ω de impedância característica foi soldado na trilha da linha de alimentação da seguinte forma: o pino central do conector é soldado na trilha central da linha e o corpo do conector é soldado no plano de terra da microfita. Toda essa etapa de soldagem de componentes é realizada com o auxílio de microscópio, lupa e estação de solda com controle de temperatura.

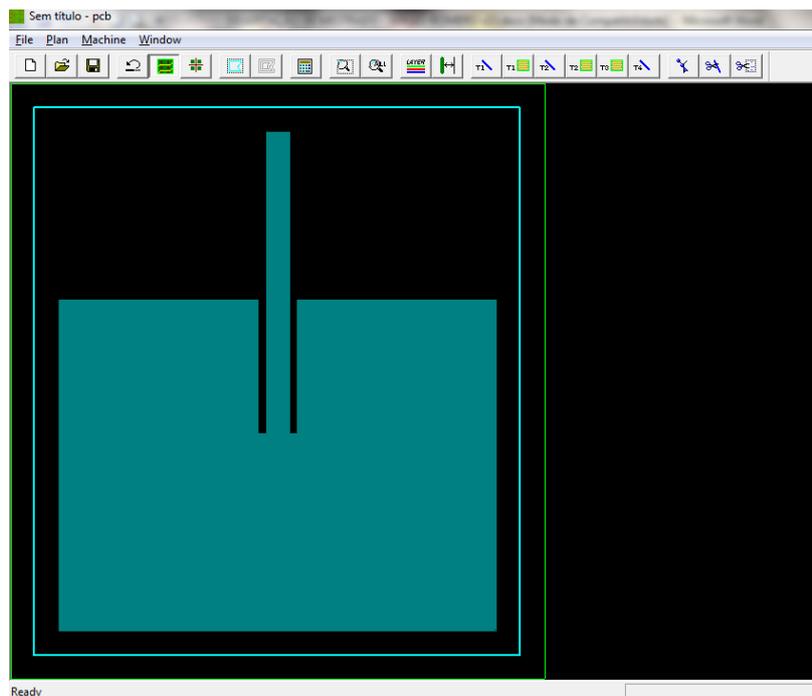


Figura 5.11 – Detalhe da software PCAM após a importação do arquivo DXF gerado pelo Sonnet.



Figura 5.12 – Computador utilizado para controlar a máquina de protótipo de placa de circuito impresso.

Na Figura 5.13 é mostrada uma vista superior da antena *patch* fabricada no laboratório de micro-ondas.

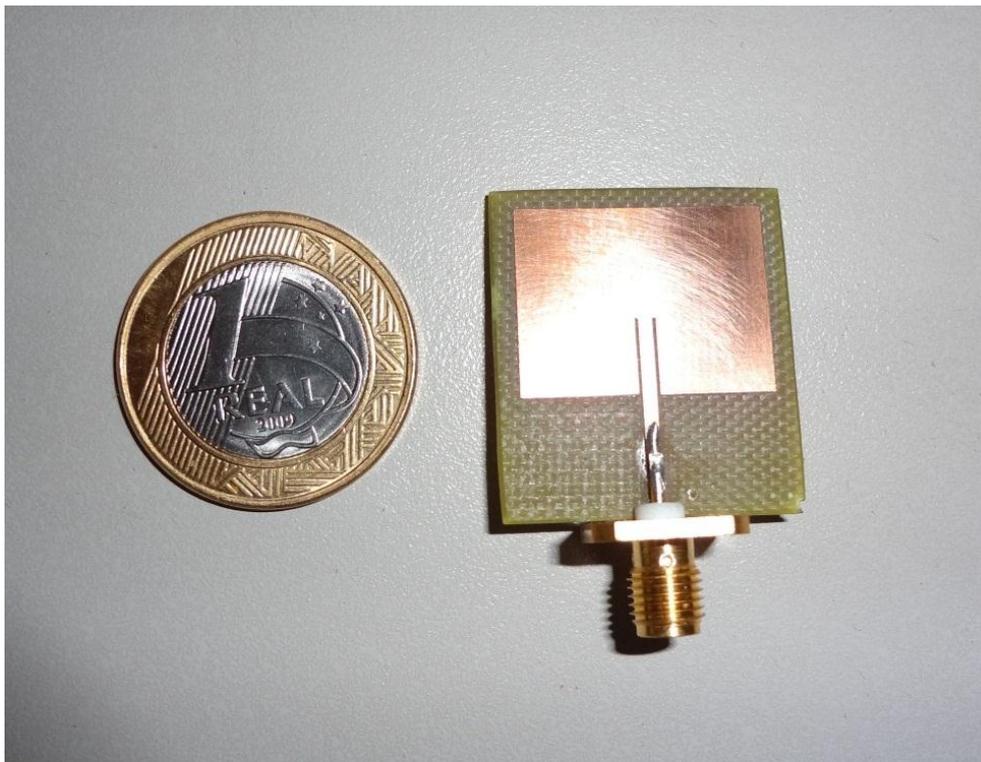


Figura 5.13 – Vista superior da antena patch fabricada no Laboratório de Micro-ondas ao lado de uma moeda de R\$1,0.

5.1.5 Resultados Experimentais para a Antena Patch

As medições foram realizadas utilizando um *Network Analyzer* (Analisador de redes Vetorial) fabricado pela *Agilent Technologies*, modelo E5071B, disponível no Laboratório de Micro-ondas, conforme mostra a Figura 5.14. Com esse equipamento é possível medir o módulo e a fase dos parâmetros de espalhamento diretamente dentro da faixa de 300 kHz a 8,5 GHz.

O analisador gera um sinal na entrada da antena *patch* de 0 dBm (ou 1 mW) de potência, sendo o equipamento devidamente calibrado antes do processo de medição.

No momento do experimento, foi conectada a porta 1 do analisador de redes à porta da antena *patch*. Em seguida, foi escolhida como frequência central 4 GHz, com um span de 2 GHz, o que automaticamente configura a frequência inicial para 3 GHz e a frequência final para 5 GHz. A Figura 5.15 mostra uma captura da tela do Analisador de Redes no momento da medida, com um *marker* configurado para o mínimo.

Comparando numericamente os resultados obtidos para a frequência de ressonância da antena, vemos que o erro em relação ao projeto não foi superior a 0,5% para nenhum dos casos (simulação, modelo discreto e experimental).

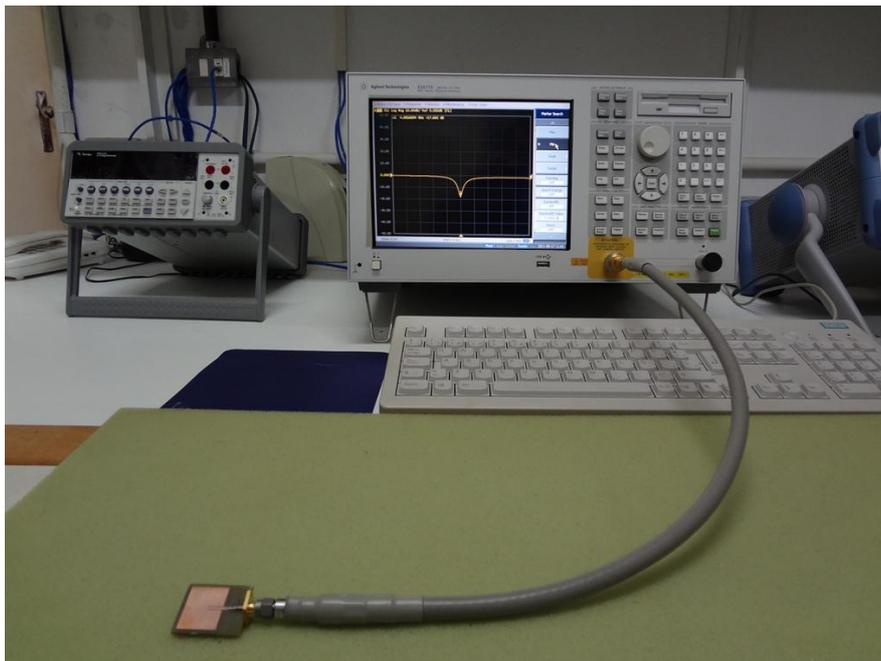


Figura 5.14 – Medição experimental da antena fabricada no Laboratório de Micro-ondas utilizando um Analisador de Redes Vetorial.

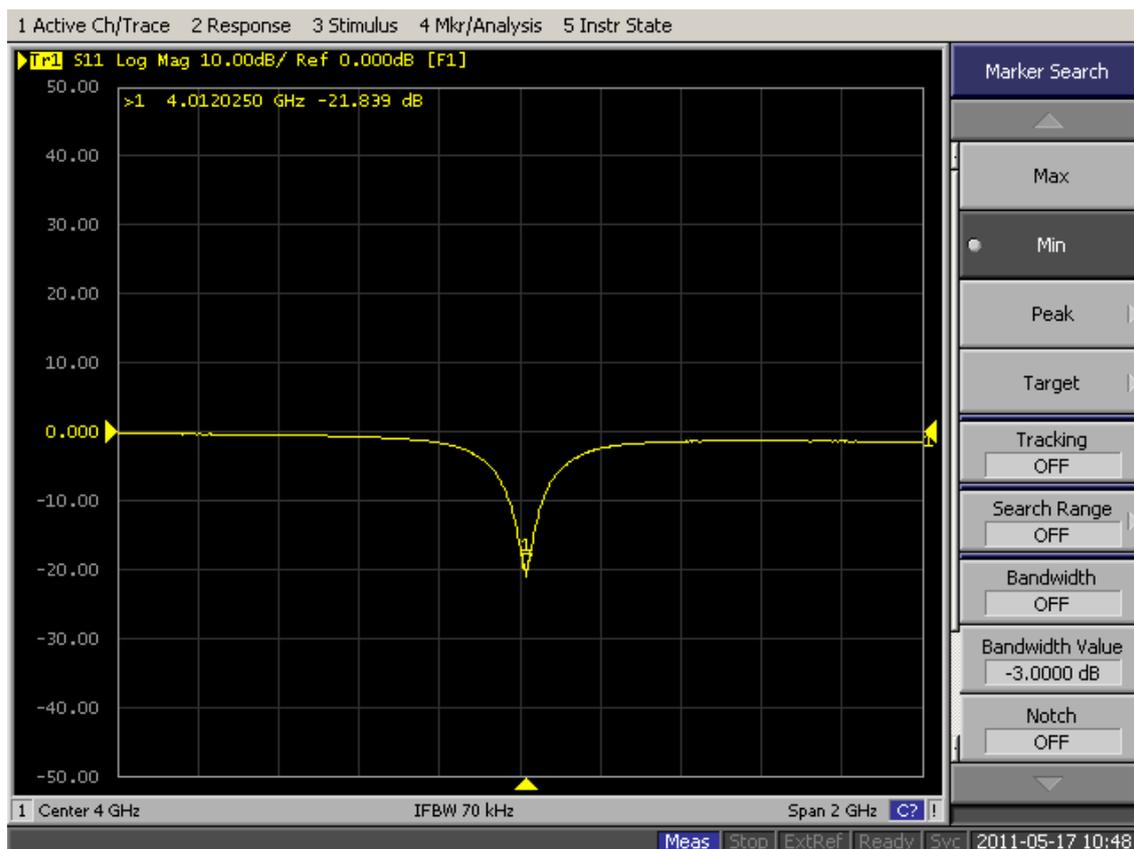


Figura 5.15 – Captura da tela do Analisador de Rede durante a medição da antena patch.

A Figura 5.16 mostra o resultado experimental para a antena *patch* fabricada. O gráfico apresenta o módulo do parâmetro de espalhamento S_{11} , com ressonância em

4,012 GHz, e valor mínimo de -21,8 dB. Na Figura 5.17 são plotados todos os resultados: simulados com o *Sonnet*, obtido do modelo discreto e o experimental.

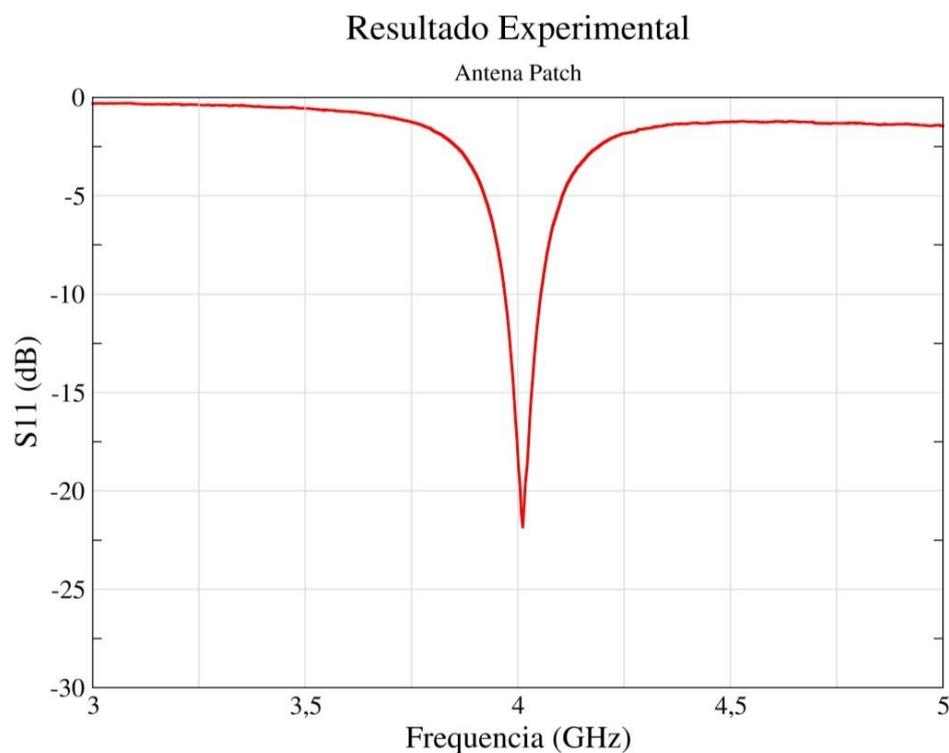


Figura 5.16 – Resultado experimental medido com analisador de redes.

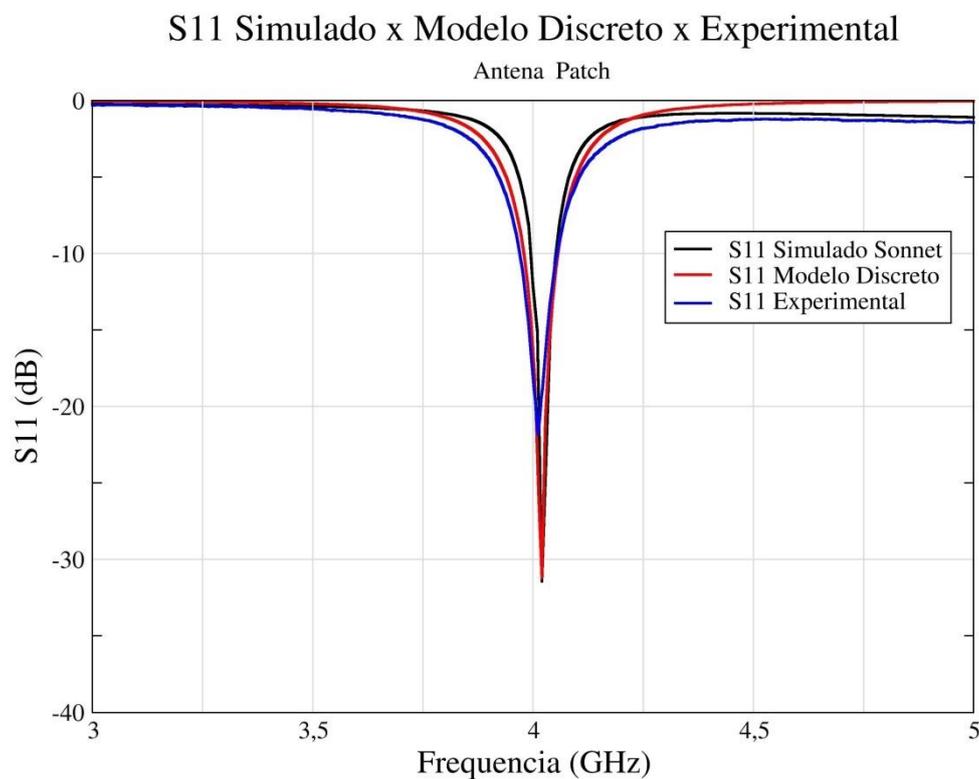


Figura 5.17 – Comparação entre os resultados obtido pelo Sonnet, obtidos do modelo discreto e resultado experimental.

5.2 Filtro tipo-H

5.2.1 Projeto do Filtro tipo-H

A faixa de frequências de 2,4 GHz a 2,5 GHz é internacionalmente conhecida como *ISM* (do inglês, *Industrial, Scientific and Medical*), isto é, liberada para aplicações Industriais, Científicas e Médicas. Temos vários serviços hoje oferecidos nesta faixa, como por exemplo, [33, 38]: Bluetooth (IEEE 802.15), Wi-Fi (IEEE 802.11b, g) e Zigbee (IEEE 802.15.4). Vejamos com mais detalhe a distribuição de frequências para uso de Wi-Fi para alguns países, disponível na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Atribuição de Faixa de frequência para Wi-Fi para alguns países.

Padrão	País	Frequência	Potência
802.11b & g	América do Norte	2,4 – 2,4835	1000 mW
802.11b & g	Europa	2,4 – 2,4835	100 mW
802.11b & g	Japão	2,4 – 2,497	10 mW
802.11b & g	Espanha	2,4 – 2,4875	100 mW
802.11b & g	França	2,4 – 2,4835	100 mW

Para atender esta faixa, foi escolhida a frequência de 2,3 GHz como a frequência de projeto do filtro tipo-H, com uma largura de banda em torno de 200 MHz.

O substrato utilizado no projeto do filtro tipo-H é o AD1000 [36], que possui permissividade relativa $\epsilon_r = 10,2$, altura do substrato $h = 1,27$ mm e tangente de perdas de 0,0023.

Inicialmente foi utilizada a equação 3.48 para determinar os valores de H e L do filtro tipo-H, para a frequência central de 2,43 GHz e largura de fita $w = 1,1$ mm (calculado para fornecer 50Ω). Para encontrar os valores da frequência de ressonância foi escrito um programa em *Maple v.13*, da empresa *Waterloo Maple Inc.* Uma listagem do programa está disponível no ANEXO 3.

Encontramos os valores $H = 11.4$ mm e $L = 10$ mm. As distâncias dos Gaps de entrada e saída foram fixos em $0,2$ mm, enquanto que o gap central foi definido como 1 mm. O comprimento das fitas de alimentação foi calculado para fornecer o melhor casamento de impedância. Seu comprimento ficou em 18 mm.

Na próxima seção serão apresentados os resultados fornecidos pelo simulador de onda completa *Sonnet*.

5.2.2 Resultado do filtro tipo-H usando simulador de onda completa

A geometria do filtro definida na seção anterior foi utilizada desenhar e simular o dispositivo completo com o *Sonnet*, conforme mostra a Figura 5.18.

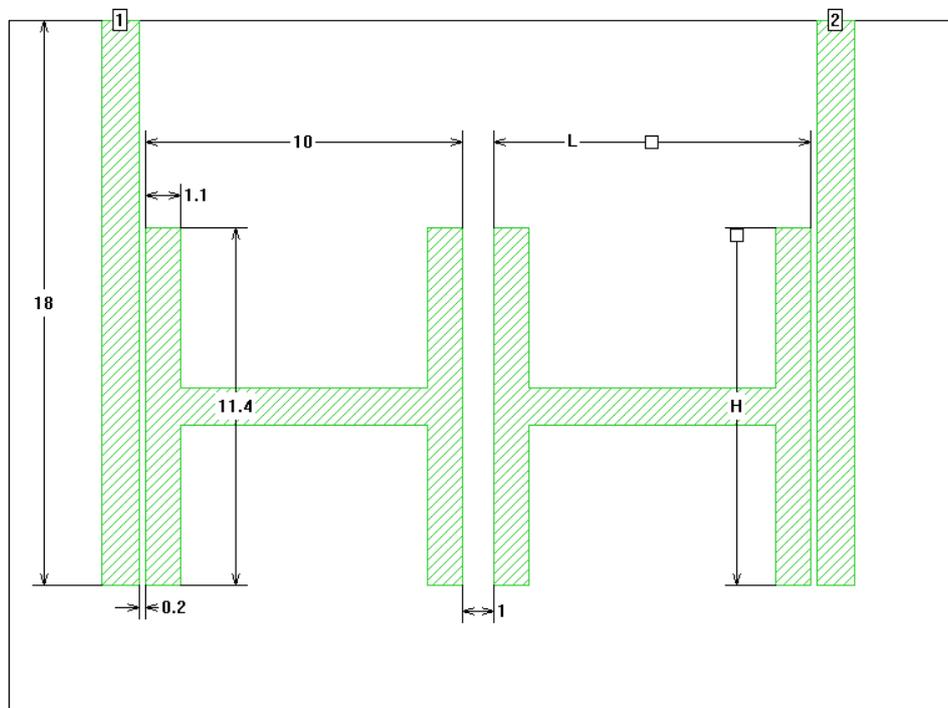


Figura 5.18 – Visão geral do filtro com suas dimensões e parâmetros.

A frequência central do filtro ficou em 2,43 GHz, conforme mostra a Figura 5.19, atendendo a especificação do projeto.

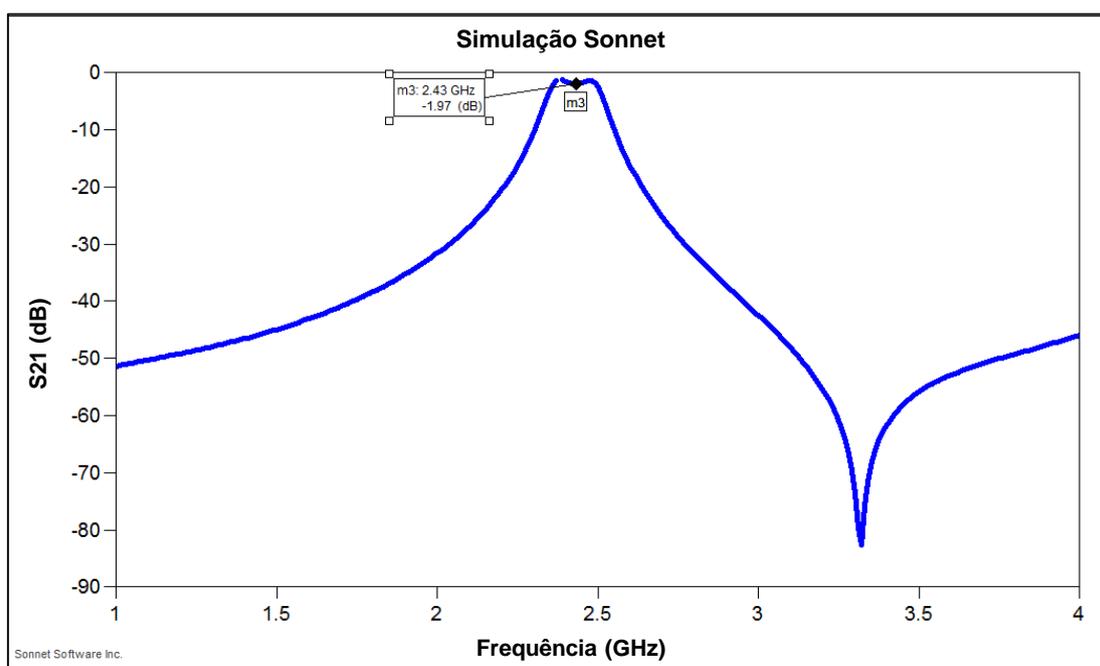


Figura 5.19 – Resposta em frequência do parâmetro S_{21} .

A Figura 5.20 mostra com mais detalhe a faixa de passagem do filtro. Na simulação, a perda por inserção foi de aproximadamente 2dB. Com a ajuda dos marcadores, é possível calcular, aproximadamente, a largura de banda, considerando o critério de 3 dB, que resulta em aproximadamente 20 MHz. A Figura 5.21 mostra a resposta do S_{11} para o mesmo filtro. A Figura 5.22 mostra a distribuição de corrente do filtro para a frequência de ressonância $f = 2,43$ GHz.

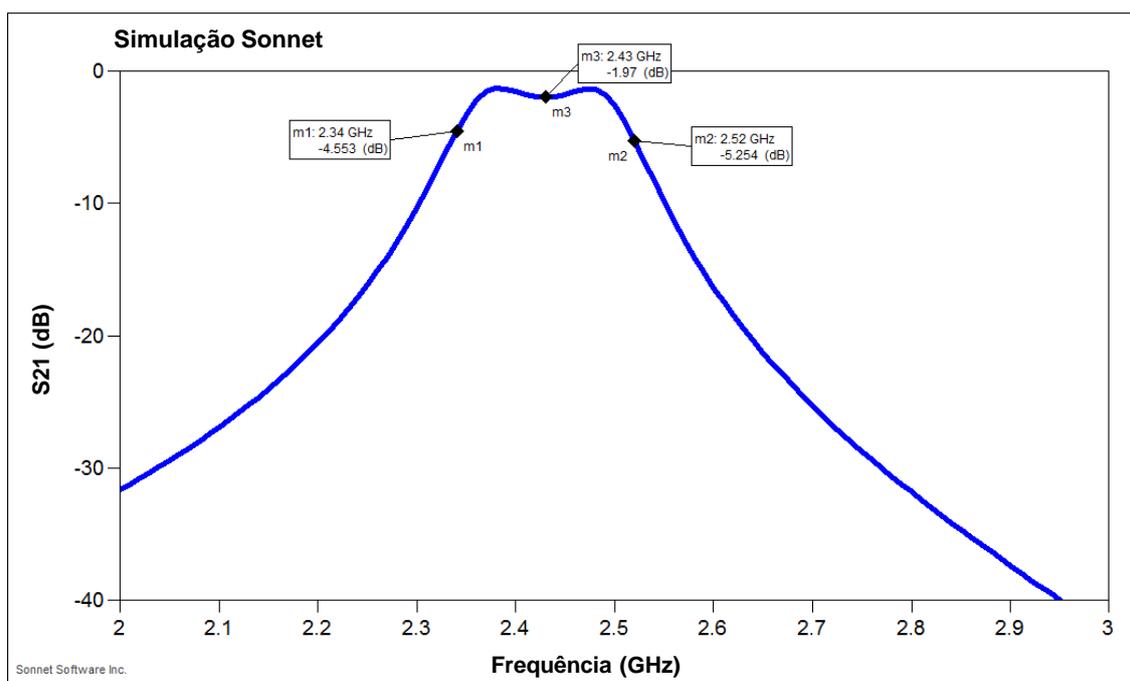


Figura 5.20 – Detalhe do parâmetro S_{21} simulado.

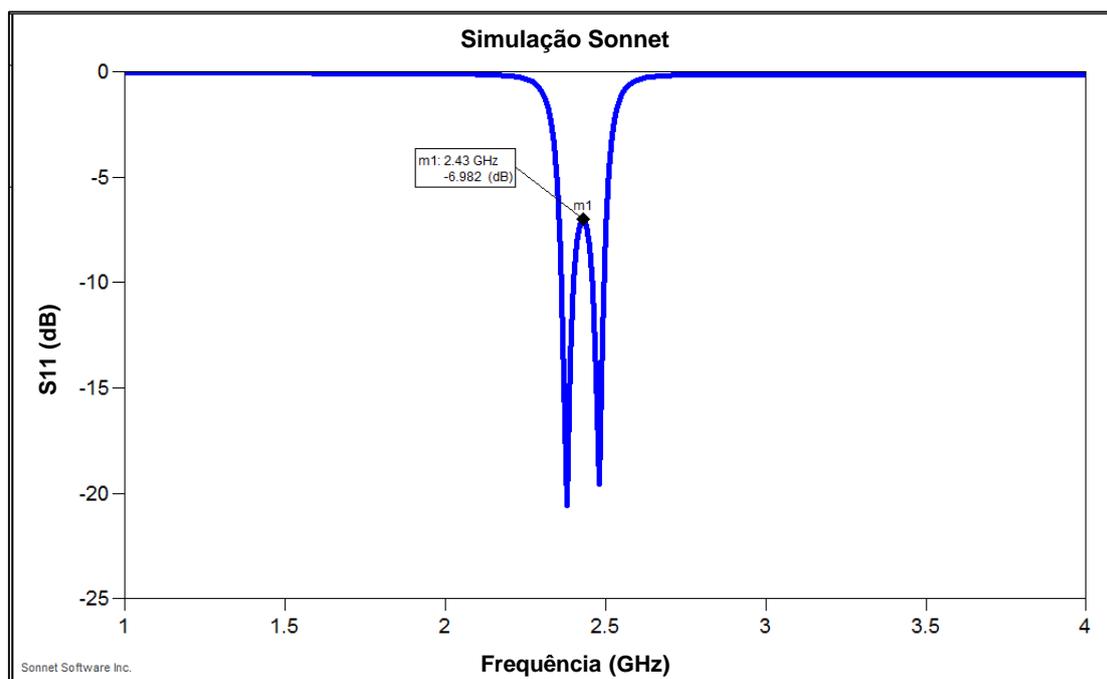


Figura 5.21 – Resposta em frequência do parâmetro S_{11} do filtro tipo-H.

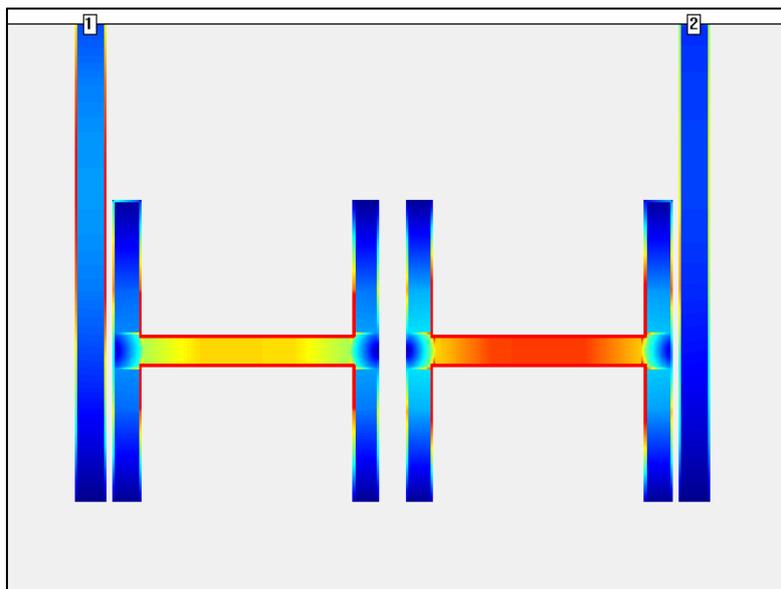


Figura 5.22 – Distribuição de corrente do filtro tipo-H para a frequência de ressonância $f = 2,43$ GHz.

5.2.3 Resultado do Modelo Discreto do Filtro tipo-H

Vamos apresentar agora os resultados obtidos pelo modelo discreto, simulado com o *AWR Microwave Office*, com os valores dos componentes obtidos pelo Algoritmo Genético do filtro tipo-H.

A Figura 5.23 mostra o modelo discreto com o valor de cada componente. Estes valores também se encontram na Tabela 5.4. A Figura 5.24 mostra a resposta do módulo de S_{21} em função da frequência. Já a Figura 5.25 mostra a resposta do módulo de S_{11} em função da frequência. Para facilitar a comparação das respostas simuladas com o *Sonnet* e obtida com o modelo discreto, a Figura 5.26 mostra as duas curvas no mesmo gráfico.

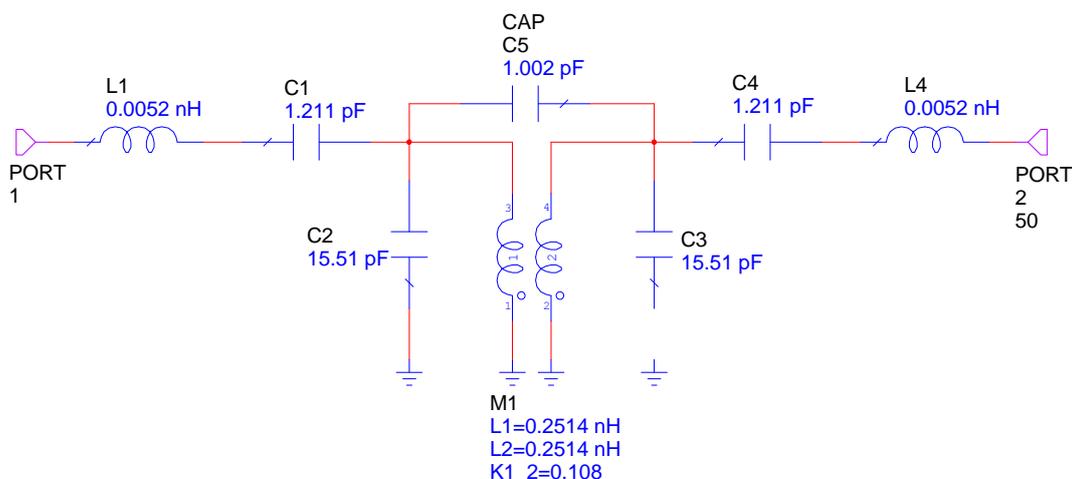


Figura 5.23 – Modelo discreto do filtro tipo-H mostrando os valores dos componentes encontrados utilizando Algoritmos Genéticos.

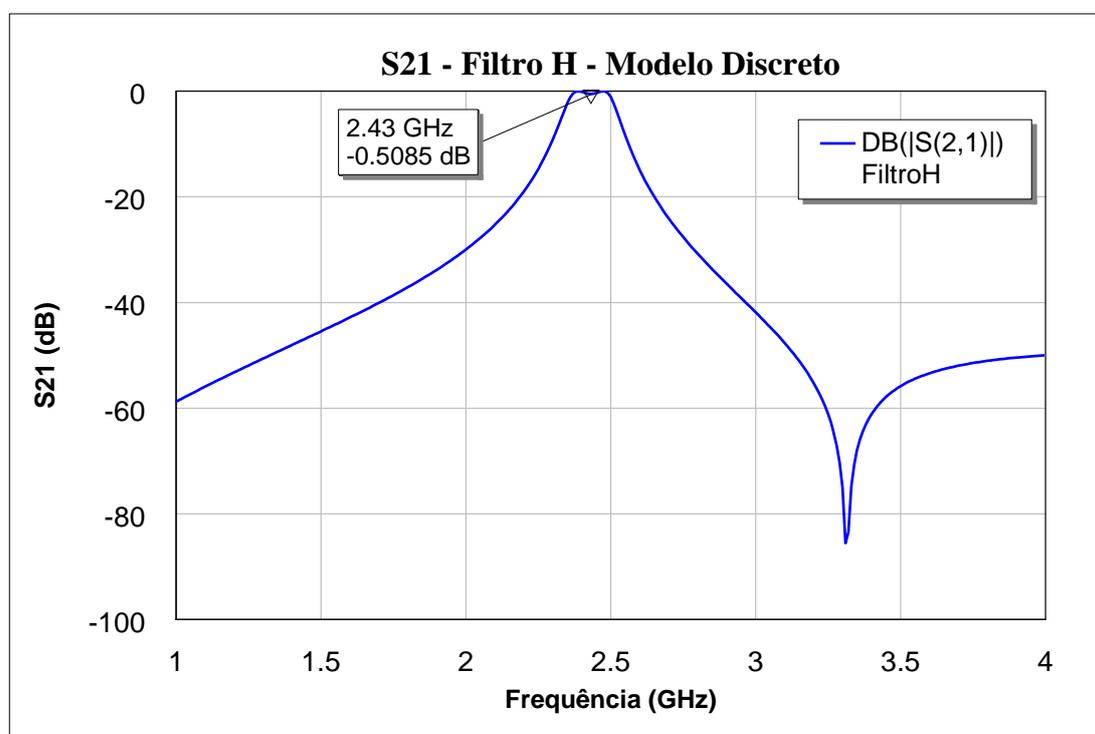
Tabela 5.4 – Valores dos componentes para o modelo discreto do filtro tipo-H.

$C_1 = C_4 = C_o$	$L_1 = L_4 = L_o$	$C_2 = C_3 = C_i$	C_5	$L_2 = L_3 = L_i$	K
1,211 pF	5,2 pH	15,51 pF	1,002 pF	0,2514 nH	0,108

Os parâmetros do algoritmo genético para este modelo podem ser encontrados na Tabela 5.5.

Tabela 5.5 – Parâmetros do Algoritmo Genético para o filtro tipo-H

Parâmetro	Argumento	Valor
Taxa de cruzamento GA1	c	0,1
Taxa de cruzamento GA1	C	0,1
Taxa de mutação GA1	m	1
Taxa de mutação GA2	M	1
Taxa de substituição GA1	r	0,5
Taxa de substituição GA2	R	0,5
População GA1	p	100
População GA2	P	100
Função objetivo utilizada	o	3
Pesos da função Φ_1	w	1
Pesos da função Φ_2	W	5
Número de gerações	n	500.000
Valor máximo para cada gene	x	550
Quantidade de pontos da curva alvo	-	201
Escalonamento	s	0.01:0.001:0.1:0.001:0.1:0.01

**Figura 5.24** – Resposta do S_{21} obtida com o modelo discreto do filtro.

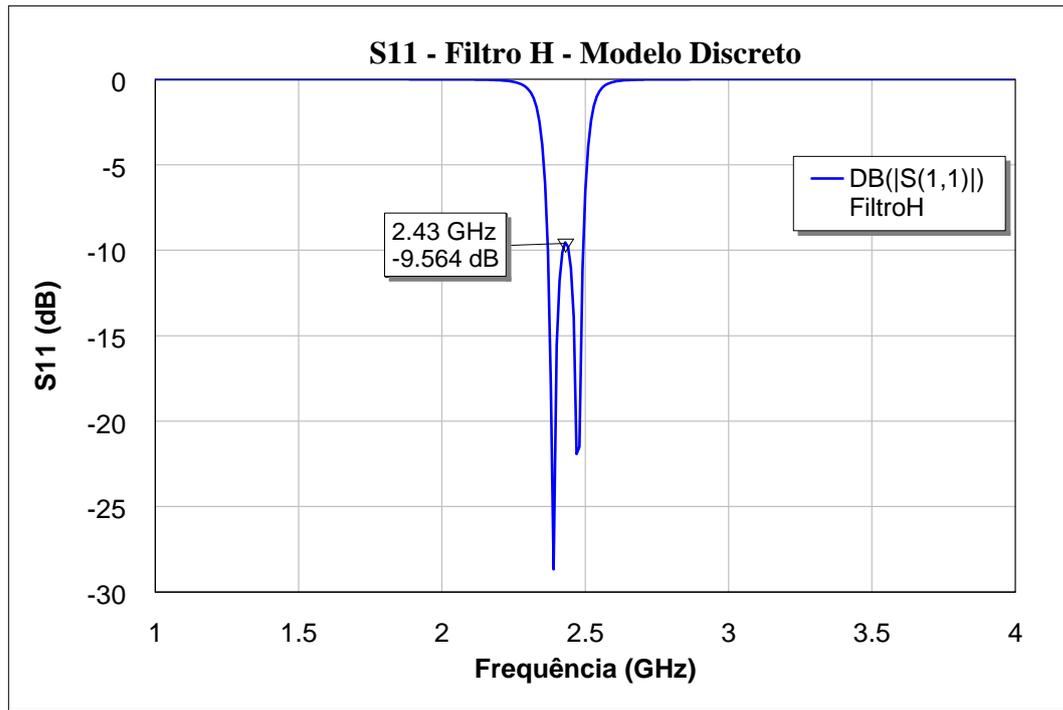


Figura 5.25 – Resposta do S_{11} obtida com o modelo discreto.

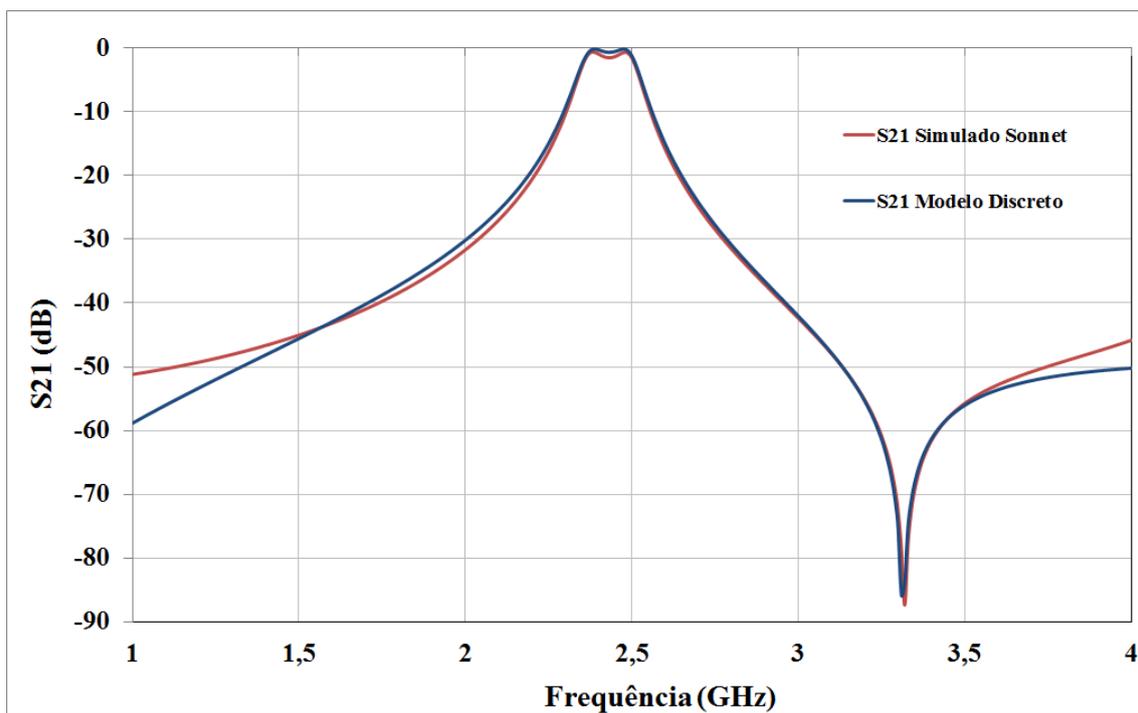


Figura 5.26 – Comparação entre as curvas obtidas com o simulador de onda completa e o modelo discreto, com os valores calculados pelo Algoritmo Genético.

5.2.4 Fabricação de um Filtro tipo-H

O processo de fabricação do Filtro tipo-H foi semelhante ao descrito na seção 5.1.4 para a fabricação da antena *patch*. Foi exportado o desenho do dispositivo no formato DXF a partir do *Sonnet*, e importado pelo software PCAM, que controla a máquina de protótipo de placa de circuito impresso EP2006H.

O substrato dielétrico empregado na confecção do filtro tipo-H foi o AD1000 [36], que apresenta uma constante dielétrica de 10,2, espessura de 1,27 mm e metalização de cobre de espessura 0,035 mm em ambas as faces (dupla face) e tangente de perdas de 0,0023.

Após o processo de fabricação executado pela máquina, a placa foi lixada e limpa para a retirada dos resíduos de cobre. Então, o conector do tipo SMA de 50 Ω de impedância característica foi soldado na trilha da linha de alimentação da porta 1 da seguinte forma: o pino central do conector é soldado na trilha central da linha e o corpo do conector é soldado no plano de terra da microfita. O mesmo procedimento foi feito para a porta 2 do filtro. Toda a etapa de soldagem de componentes é realizada com o auxílio de microscópio, lupa e estação de solda com controle de temperatura. A Figura 5.27 mostra uma vista superior do filtro fabricado, ao lado de uma moeda de R\$1,00.

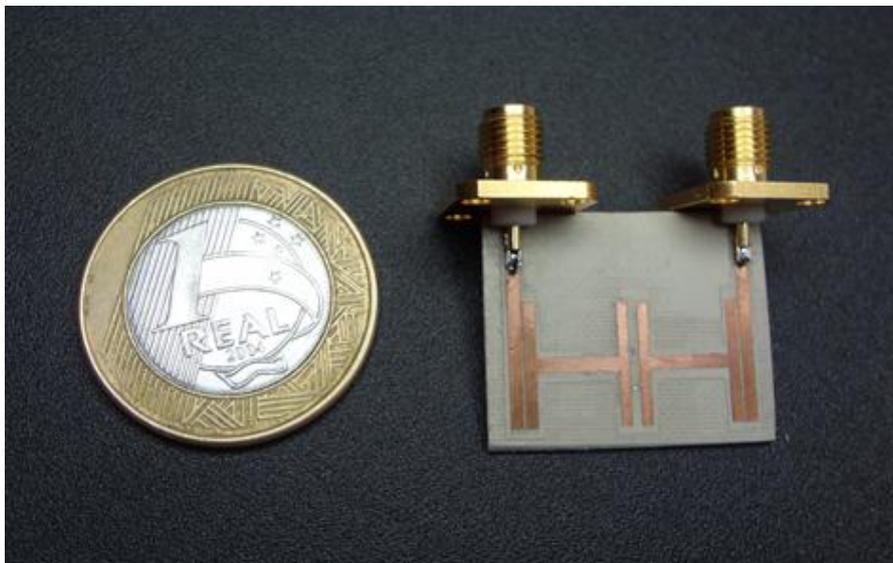


Figura 5.27 – Vista superior do filtro tipo-H fabricado no Laboratório de Micro-ondas ao lado de uma moeda de R\$1,00.

5.2.5 Resultados Experimentais para o Filtro tipo-H

As medições foram realizadas utilizando um *Network Analyzer* (Analisador de Redes Vetorial) fabricado pela *Agilent Technologies*, modelo E5071B, disponível no Laboratório de Micro-ondas, conforme mostra a Figura 5.28. Com esse equipamento é possível medir o módulo e a fase dos parâmetros de espalhamento diretamente dentro da faixa de 300 kHz a 8,5 GHz.

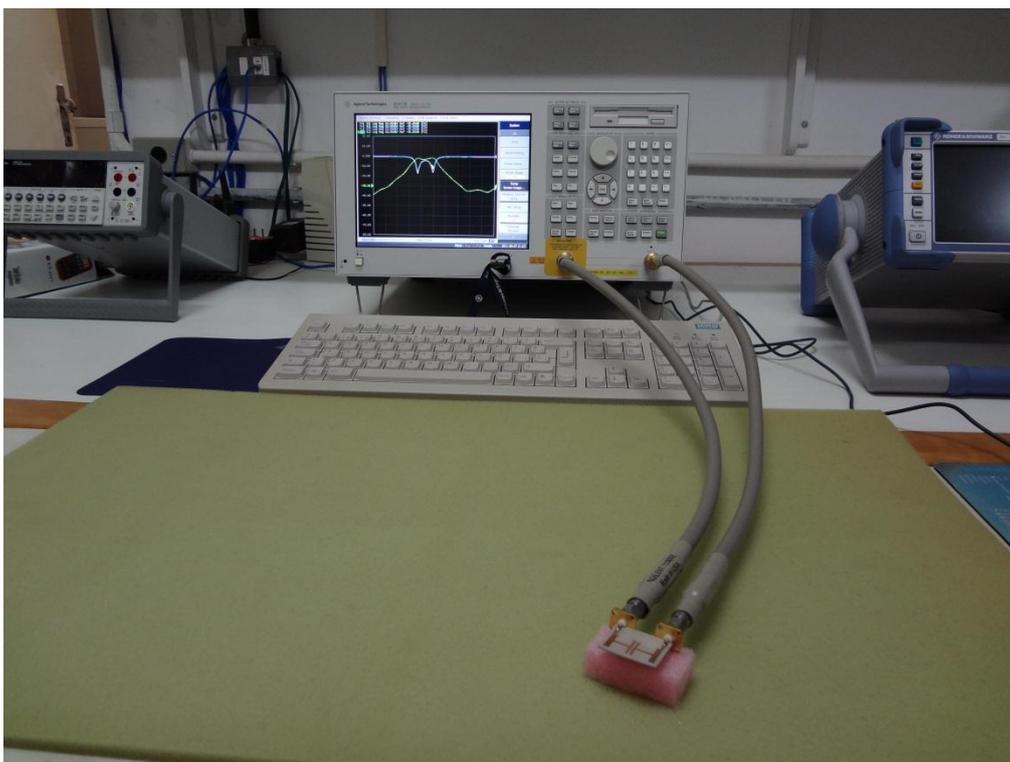


Figura 5.28 – Medição experimental do filtro tipo-H fabricando no Laboratório de Micro-ondas.

O analisador gera um sinal na entrada da antena *patch* de 0 dBm de potência, sendo o equipamento devidamente calibrado antes do processo de medição.

No momento do experimento, foi conectada a porta 1 do analisador de redes à porta 1 do filtro tipo-H e a porta 2 do analisador de redes à porta 2 do filtro. Em seguida, foi escolhida como frequência inicial 1,2 GHz e como frequência final 4 GHz. A Figura 5.29 mostra uma captura da tela do Analisador de Redes no momento da medida. Os seguintes parâmetros foram obtidos para o filtro: perda por inserção de 2,7 dB, largura de banda de 190 MHz e fator $Q = 12,72$. A Figura 5.30 mostra a resposta experimental do S_{21} , enquanto que a Figura 5.31 mostra a resposta experimental para o S_{11} . A frequência central obtida experimentalmente ficou em torno de 2,42 GHz.

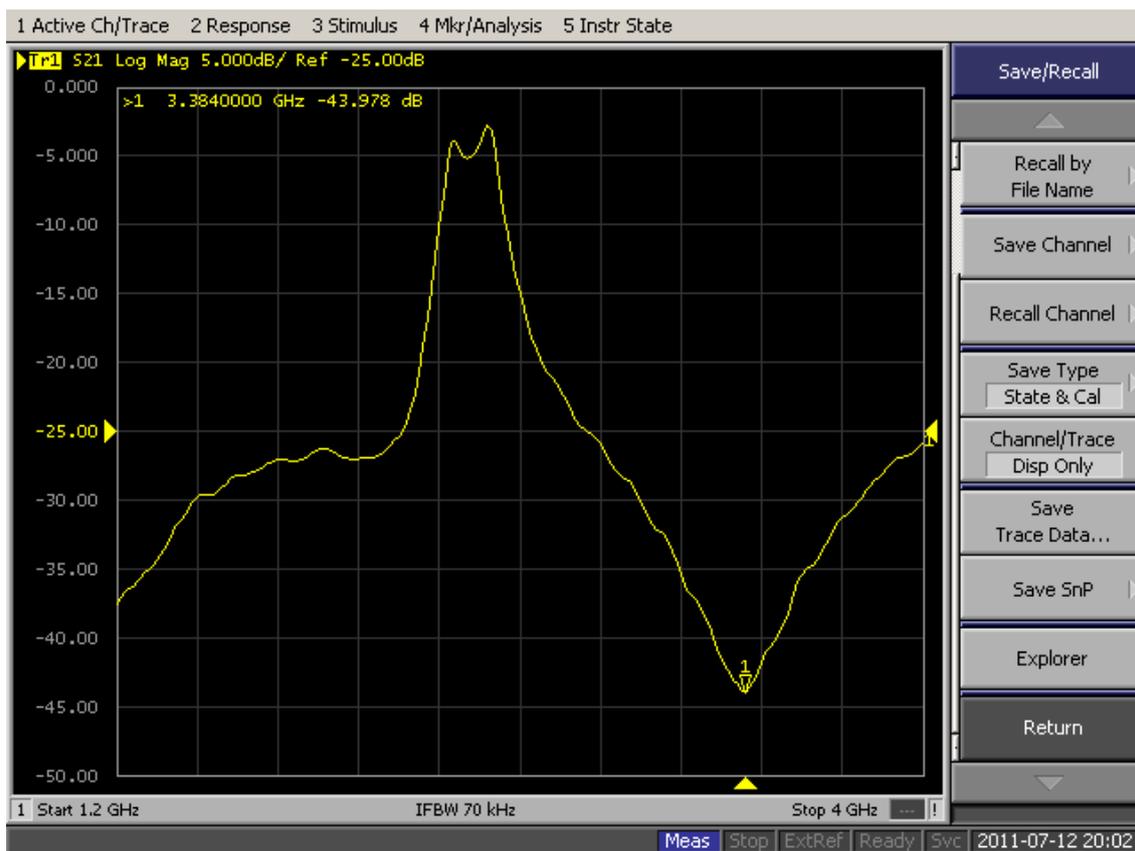


Figura 5.29 – Captura da tela do Analisador de Redes durante o processo de medida do filtro tipo-H.

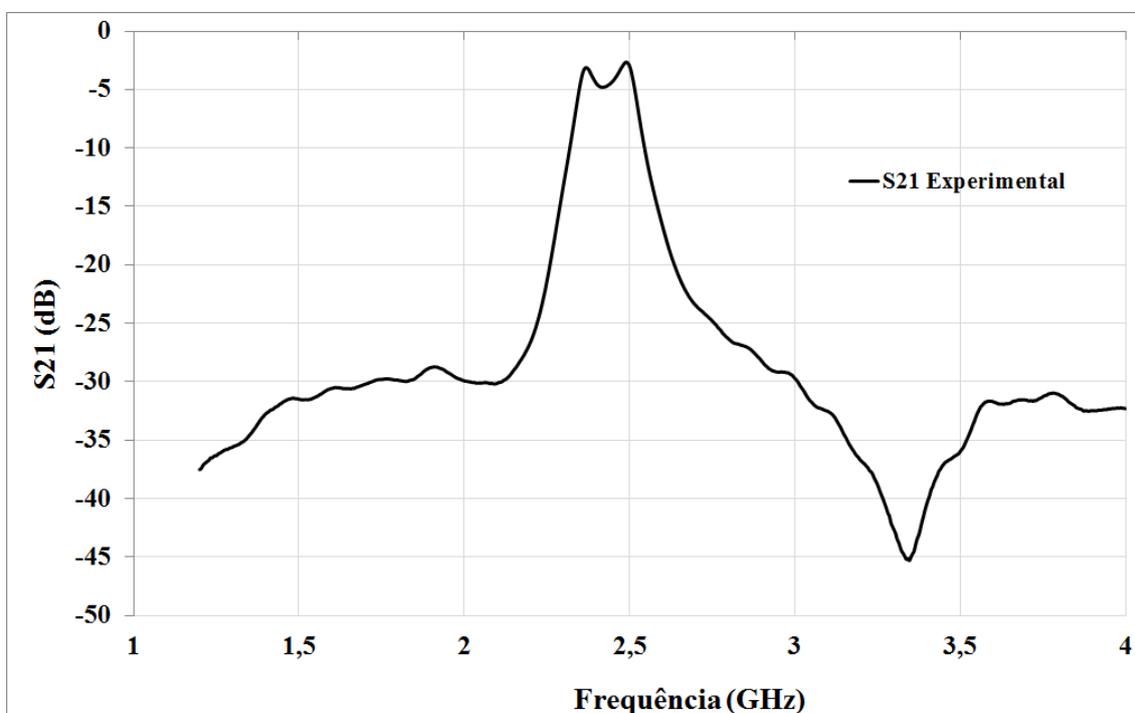


Figura 5.30 – Resposta experimental do parâmetro S_{21} para o filtro tipo-H.

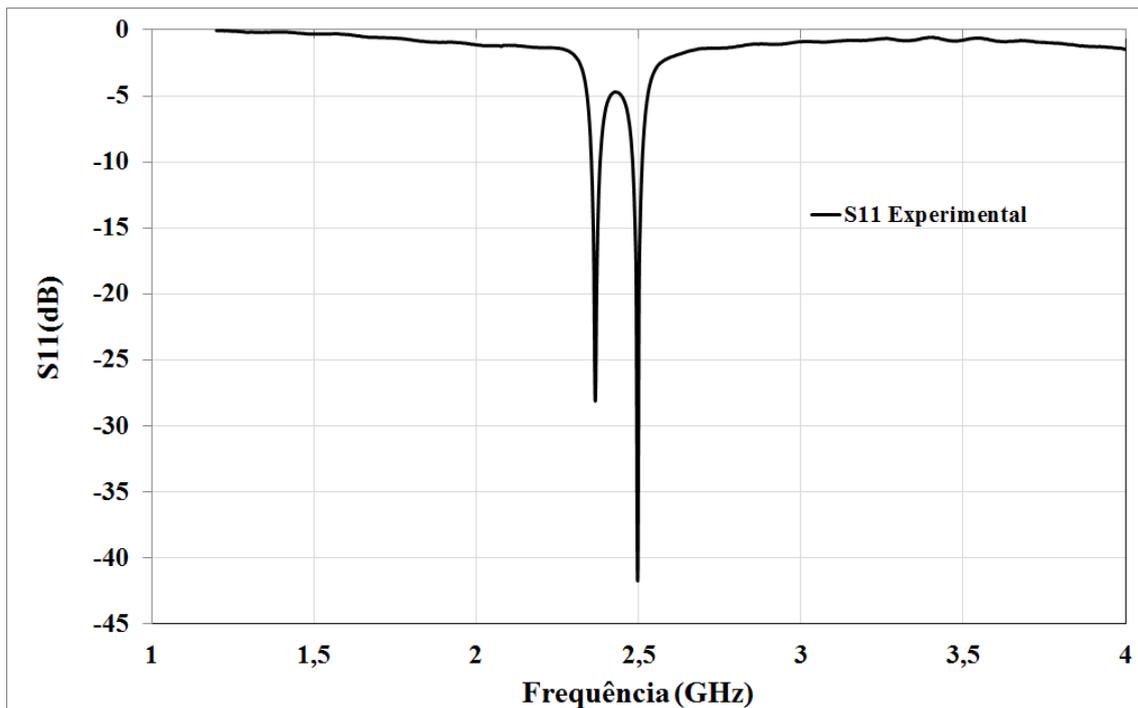


Figura 5.31 – Resposta experimental do parâmetro S_{11} para o filtro tipo-H.

Para facilitar a comparação, a Figura 5.32 mostra todos os resultados do parâmetro S_{21} plotados no mesmo gráfico: resposta simulada pelo *Sonnet*, resposta do modelo discreto e o resultado experimental. Já a Figura 5.33 mostra todos os resultados para o parâmetro S_{11} .

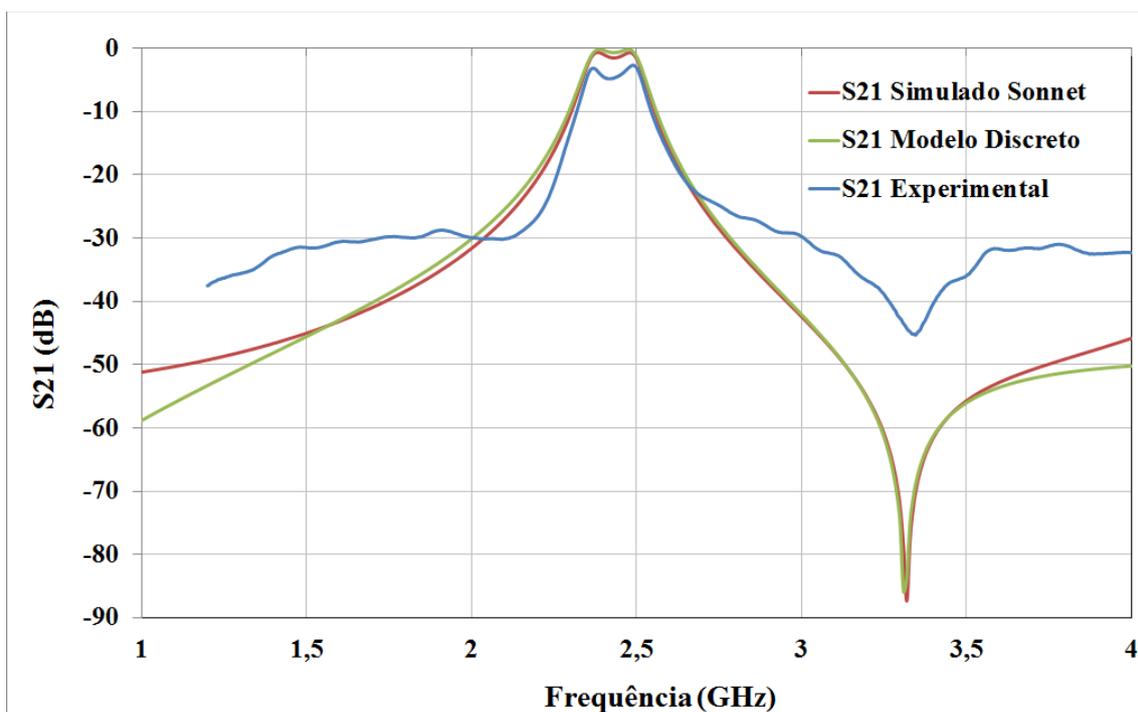


Figura 5.32 – Comparação entre todos os resultados do parâmetro S_{21} para o filtro tipo-H.

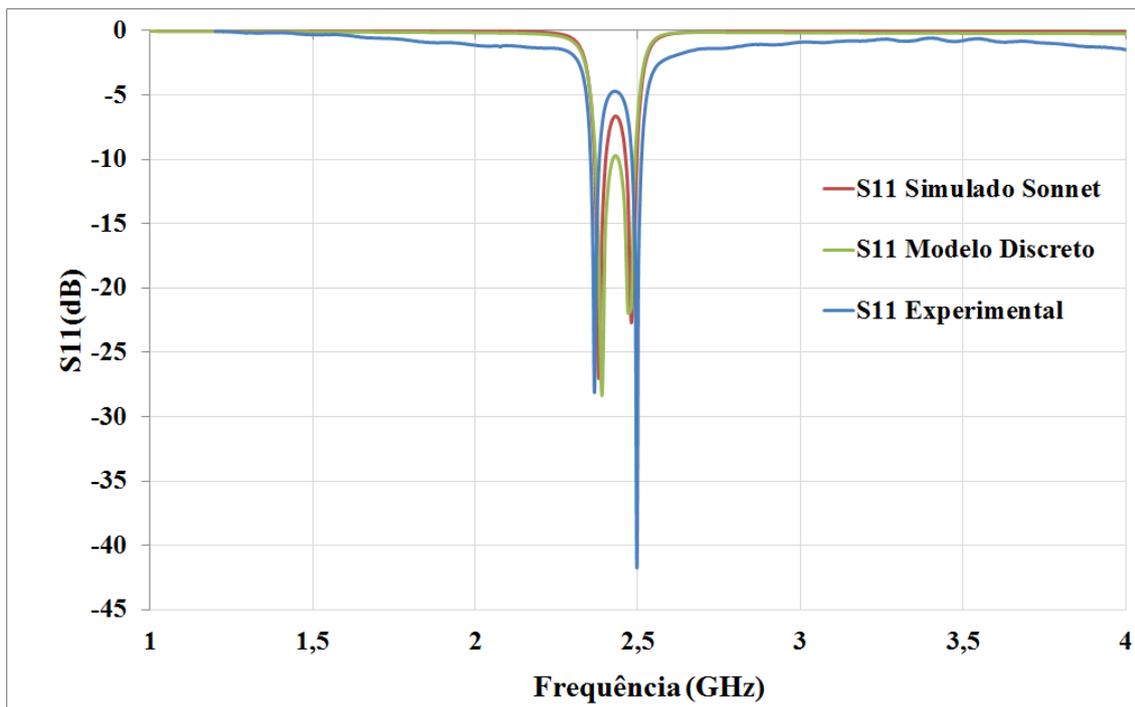


Figura 5.33 – Comparação entre todos os resultados do parâmetro S_{11} para o filtro tipo-H.

Vamos agora comparar numericamente os resultados obtidos para o filtro tipo-H, do valor da frequência central na faixa de passagem e a largura de banda (LB):

- Projeto: $f_c = 2,43$ GHz, LB = 200 MHz;
- Simulado *Sonnet*: $f_c = 2,43$ GHz, LB = 200 MHz;
- Modelo Discreto: $f_c = 2,43$ GHz, LB = 178 MHz;
- Experimental: $f_c = 2,42$ GHz, LB = 190 MHz.

A frequência central do modelo discreto igualou a frequência de projeto e a simulada. Para a largura de banda, o modelo discreto apresentou um erro percentual de 11%. Já o resultado experimental da frequência central apresentou um erro menor que 0,5%. Para a largura de banda, o erro foi de 5%.

Os valores da perda por inserção do filtro foram:

- Projeto: 2 dB
- Simulado *Sonnet*: 1,96 dB
- Modelo Discreto: 0,5 dB
- Experimental: 2,68 dB

Para a perda de inserção, o erro entre o valor experimental e o valor de projeto foi maior, ficando em torno de 34%. Isto se pode ser explicado pelo procedimento de soldagem dos conectores no filtro e pelas perdas no substrato.

Podemos observar uma boa concordância entre as curvas tanto para o S_{21} quanto para o S_{11} , o que valida a metodologia apresentada.

5.3 Conclusões

Neste trabalho foi apresentada uma forma sistêmica de projetar dois dispositivos de micro-ondas distintos: uma antena tipo *patch* e um filtro tipo-H, ambos em microfita. Estes dois dispositivos possuem diversas aplicações, podendo ser utilizados isolados ou como parte de sistemas mais complexos. Além disso, os dois dispositivos são planares, o que possibilita uma produção comercial em larga escala e facilita a sua integração com outros circuitos em uma mesma placa de substrato dielétrico, para criar, por exemplo, filtros ativos.

Foram apresentados os resultados simulados com o *Sonnet* e os obtidos com os modelos discretos de cada dispositivo dentro da banda de interesse. Eles mostraram que há grande concordância entre os projetos dos dois dispositivos e os modelos discretos propostos, comprovando que estes podem ser utilizados como uma boa ferramenta no momento do projeto do dispositivo de micro-ondas. A grande vantagem da simulação do circuito do modelo em relação aos simuladores de onda completa em geral é o tempo total necessário para simulação: enquanto um circuito discreto leva alguns segundos para ser simulado no *Microwave Office*, um dispositivo de microfita pode levar várias horas, dependendo da configuração do dispositivo, tamanho da célula, faixa de frequência, etc. Daí a importância de utilizar modelos discretos no modelamento de dispositivos de micro-ondas em geral.

Os dois dispositivos foram fabricados e medidos no Laboratório de Micro-ondas e os resultados também se mostraram muito próximos aos obtidos com a simulação e com modelo discreto. Para a antena *patch* o erro não foi maior que 0,5%. Para o filtro tipo-H a maior diferença ocorreu entre a largura de banda do modelo discreto e do valor simulado, que foi em torno de 11%, e entre o valor da perda por inserção do modelo discreto e experimental, que foi de 34%.

O uso de AGs para encontrar os valores dos componentes do circuito dos modelos discretos foi eficiente, mostrando ser uma ferramenta flexível para o processo de modelamento. De uma forma geral, os valores obtidos de perda de retorno para a antena *patch*, e de largura de banda e perda por inserção obtidos pelo filtro tipo-H estão próximos a valores comerciais que empregam microfita na sua fabricação e de outros artigos científicos encontrados na literatura.

Pode-se considerar então o processo de modelamento apresentado válido, e sua aplicação pode ser estendida a outros dispositivos de micro-ondas.

5.4 Trabalhos Futuros

Para trabalhos futuros sugere-se:

- Aumentar o número de dispositivos modelados, facilitando a criação de diversos dispositivos no Laboratório de Micro-ondas.
- Refinar os modelos criados, para melhorar a precisão das respostas.
- Fazer uma correlação entre as dimensões físicas do dispositivo e os valores dos componentes discreto do modelo, com o intuito de prever as respostas do dispositivo de micro-ondas.
- Criar uma interface gráfica integrada, que permita selecionar dinamicamente o dispositivo desejado, inserindo o modelo discreto e fornecendo a curva baseada nos algoritmos genéticos.

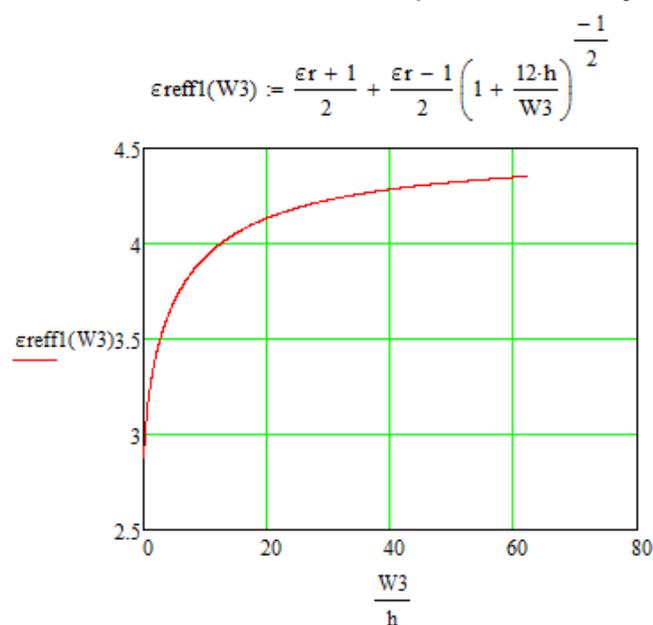
ANEXO 1 – LISTAGEM DO PROGRAMA EM WXMAXIMA “CÁLCULO S_{11} – MODELO DISCRETO ANTENA *PATCH*”

```
[ (%i16) ZL: %i*w*L1 + 1/(1/R1+1/(%i*w*L2)+%i*w*C1);  
[ (%i17) Z0: 50;  
[ (%i18) S11: (ZL-Z0)/(ZL+Z0);  
[ (%i19) S11_r: realpart(S11);  
[ (%i20) S11_i: imagpart(S11);  
[ (%i21) ratsimp(S11_r, w);  
[ (%i22) ratsimp(S11_i, w);  
[ (%i23) q:denom(%o14);  
[ (%i24) px:num(%o13);  
[ (%i25) py:num(%o14);
```

ANEXO 2 – LISTAGEM DO PROGRAMA EM MATHCAD: “PROJETO DE ANTENAS DE MICROFITA DO TIPO PATCH”

$\epsilon_r := 4.5$	Permissividade Relativa da Fibra de Vidro
$h := 1.6 \cdot 10^{-3}$	Altura do Dielétrico(m)
$W3 := 0.1 \cdot 10^{-3}, 0.15 \cdot 10^{-3} \dots 100 \cdot 10^{-3}$	Variável para o gráfico da permissividade efetiva.
$v_0 := 3 \cdot 10^8$	Velocidade da Luz
$f_r := 4 \cdot 10^9$	Frequencia de Ressonancia
$\lambda_0 := \frac{v_0}{f_r} \quad \lambda_0 = 0.075$	Comprimento de onda no ar
$k_0 := \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_0}$	Constante de fase
$R_0 := 50$	Impedância de Ressonância
$VSWR := 1.2$	Coefficiente de onda estacionária
$\sigma := 5.76 \cdot 10^7$	Condutividade do Metal (cobre)
$\mu_0 := 1.2566 \cdot 10^{-6}$	Permeabilidade do ar
$\epsilon_0 := 8.85419 \cdot 10^{-12}$	Permissividade do ar
$\tan(\delta) := 0.023$	Tangente de Perdas do material

Gráfico da Constante Dielétrica Efetiva, para $W/h > 1$, em função de W/h



$$W1 := \frac{v0}{2 \cdot fr} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon r + 1}}$$

Cálculo da Largura da Antena (m)

$$W1 = 0.02261$$

$$\epsilon_{\text{reff}} := \frac{\epsilon r + 1}{2} + \frac{\epsilon r - 1}{2} \left(1 + \frac{12 \cdot h}{W1} \right)^{-2}$$

Constante Dielétrica Efetiva, para $W/h > 1$

$$\epsilon_{\text{reff}} = 4.03695$$

$$\Delta L := h \cdot 0.412 \cdot \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \cdot \left(\frac{W1}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \cdot \left(\frac{W1}{h} + 0.8 \right)}$$

Cálculo do Fator de Correção do comprimento da Antena (m)

$$\Delta L = 7.29383 \times 10^{-4}$$

Comprimento da Antena considerando o efeito de bordas (m).

Comprimento da Antena desconsiderando o efeito de bordas (comprimento efetivo), em metros.

$$L := \frac{v0}{2 \cdot fr \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} - 2 \cdot \Delta L$$

$$L_{\text{eff}} := \frac{v0}{2 \cdot fr \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}$$

$$L = 0.01731$$

$$L_{\text{eff}} = 0.01866$$

$$I1 := \int_0^{\pi} \left(\frac{\sin\left(\frac{k0 \cdot W1}{2} \cdot \cos(\theta)\right)}{\cos(\theta)} \right)^2 \cdot \sin(\theta)^3 d\theta$$

Cálculo da Corrente

$$I1 = 1.1283$$

Cálculo da Condutância de Irradiação

$$G1 := \frac{I1}{120 \cdot \pi^2}$$

$$G1 = 9.52671 \times 10^{-4}$$

Cálculo da Condutância Mútua entre as fendas

$$G_{12} := \frac{1}{120 \cdot \pi^2} \int_0^{\pi} \left(\frac{\sin\left(\frac{k_0 \cdot W_1}{2} \cdot \cos(\theta)\right)}{\cos(\theta)} \right)^2 \cdot J_0(k_0 \cdot L \cdot \sin(\theta)) \cdot \sin(\theta)^3 d\theta$$

$$G_{12} = 5.93142 \times 10^{-4}$$

Cálculo da Impedância de Entrada, considerando os efeitos da indutância mútua.

$$R_{in} := \frac{1}{2 \cdot (G_1 + G_{12})}$$

$$R_{in} = 323.45442$$

Impedancia característica para $W/h > 1$

$$Z_0 := \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \cdot \left[\left(\frac{W_1}{h} \right) + 1.393 + 0.667 \cdot \ln\left(\frac{W_1}{h} + 1.4444 \right) \right]}$$

$$Z_0 = 10.80958$$

Determinação do comprimento de fita casadora de impedância (y_0)

$$R_{in} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{L} \cdot y_0\right)^2 = R_0$$

$$y_{01} := \arccos\left[\frac{1}{R_{in}} \cdot (R_{in} \cdot R_0)^{\frac{1}{2}} \right] \cdot \frac{L}{\pi}$$

$$y_{01} = 6.38966 \times 10^{-3}$$

$$y_{02} := \left[\pi - \arccos\left[\frac{1}{R_{in}} \cdot (R_{in} \cdot R_0)^{\frac{1}{2}} \right] \right] \cdot \frac{L}{\pi}$$

$$y_{02} = 0.01082$$

ANEXO 3 – LISTAGEM DO PROGRAMA EM MAPLE: “PROJETO DE RESSADORES TIPO-H”

PPGEE – UFPE Projeto de Filtros tipo-H Método da Linha de Transmissão

```

> h := 1.27·10-3 :      #Altura do substrato em m
> c := 3·108 :        #Velocidade da luz
> H := 11.4·10-3 :    #Dimensões da altura dos estubes em mm
> L := 8·10-3 :      #Dimensões da largura dos estubes em mm
> w := 1.1·10-3 :    #Largura das fitas
> Permeje := 7.01 :   #Permissividade Efetiva
> M :=  $\frac{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\text{Permeje}}}{c}$  :
> F := (f0) → cos(M·f0·L) - 2·tan $\left(M \cdot f0 \cdot \frac{H - w}{2}\right)$  · sin(M·f0·L) + 1 :      #Definição da função F(f0)
> with(Student[Calculus1]) :      #Carrega a biblioteca de cálculo do Maple
> x := NewtonsMethod(F(f0), 0.1e10, iterations = 100, output = value) :
      #Executa o Método de Newton, considerando 1GHz como ponto inicial, com 100 interações)
> simplify(F(x)) :      #Imagem de F(f0) calculada no valor encontrado.

```

ANEXO 4 – LISTAGEM DO PROGRAMA EM WXMAXIMA: “CÁLCULO S21 – MODELO DISCRETO DE UM FILTRO TIPO-H”

```
(%i1) ABCD:matrix(
    [-Y22/Y21,-1/Y21],
    [-(Y11*Y22-Y12*Y21)/Y21,-Y11/Y21]
);
(%i2) Y:matrix(
    [s*(C1+C)+1/(s*L2*(1-K*K)),-(s*C+1/(s*K*L2*(1/(K*K)-1)))],
    [-(s*C+1/(s*K*L2*(1/(K*K)-1))),s*(C+C2)+1/(s*L3*(1-K*K))]
);
(%i3) ABCD2: at(ABCD,[Y11=Y[1,1],Y12=Y[1,2],Y21=Y[2,1],Y22=Y[2,2]]);
(%i4) ABCD1: matrix(
    [1, R1+s*L1+1/(s*C1)],
    [0, 1]
)$
(%i5) ABCD3: matrix(
    [1, R4+s*L4+1/(s*C4)],
    [0, 1]
)$
(%i6) ABCD_T: ABCD1.ABCD2.ABCD3$
(%i7) s21: 2/(ABCD_T[1,1]+ABCD_T[1,2]/Z0+ABCD_T[2,1]*Z0+ABCD_T[2,2])$
(%i8) H1: at(s21, [Z0=50, C1=Co, C4=Co, L1=Lo, L4=Lo, C2=Ci, C3=Ci, L2=Li, L3=Li, R1=0, R5=0, s=%i*w])$
(%i9) H1: rat(%s)$
(%i10) H2: rectform(H1)$
(%i11) x: realpart(H2)$
(%i12) num(x)$
(%i13) px: rat(%w);
(%i14) denom(x)$
(%i15) qx: rat(%w)$
(%i16) y: imagpart(H2)$
(%i17) num(y)$
(%i18) py: rat(%w);
(%i19) denom(y)$
(%i20) qy: rat(%w);
```

ANEXO 5 – LISTAGEM DA LINHA DE COMANDO COMPLETA DO PROGRAMA GENALG5

Linha de comando completa:

```
./genalg5 [-i <string>] [-s <string>] [-o <int>] [-d] [-t <int>] [-P <int>] [-p <int>]
[-W <float>] [-w <float>] [-C <float>] [-c <float>] [-R <float>] [-r <float>]
[-M <float>] [-m <float>] [-x <int>] [-A <int>] [-a <int>] [-n <int>]
[-f <string>] [--] [--version] [-h]
```

Onde:

-i <string>, --initial <string>

Valor inicial para ser usado para o genoma. Os valores devem ser passados separados por “:”.

-s <string>, --scaling <string>

Fator de escala para ser utilizada para cada parâmetro. Os valores devem ser passados separados por “:”.

-o <int>, --objective <int>

Índice da função objetivo a ser utilizada. Pode ser 1, 2 ou 3.

-d, --dump_ensemble

Descarrega o começo e fim da população principal. Não possui argumentos adicionais.

-t <int>, --threshold <int>

Valor mínimo da magnitude para ser utilizado para a função objetivo. Padrão é -50.

-P <int>, --population_size2 <int>

Tamanho da população para o segundo AG.

-p <int>, --population_size1 <int>

Tamanho da população para o primeiro AG.

-W <float>, --weight2 <float>

Peso par a segunda função objetivo, caso esteja tenha passado como argumento -o 3.

-w <float>, --weight1 <float>

Peso par a primeira função objetivo, caso esteja tenha passado como argumento -o 3.

-C <float>, --crossover_rate2 <float>

Taxa de cruzamento para o segundo GA.

-c <float>, --crossover_rate1 <float>

Taxa de cruzamento para o primeiro GA.

-R <float>, --replacement_fraction2 <float>

Taxa da população do segundo GA que será substituída.

-r <float>, --replacement_fraction1 <float>

Taxa da população do primeiro GA que será substituída.

-M <float>, --mutation_rate2 <float>

Taxa de mutação para o segundo GA

-m <float>, --mutation_rate1 <float>

Taxa de mutação para o primeiro GA

-x <int>, --maximum_value <int>

Máximo valor permitido para cada parâmetro. Valor padrão é 600.

-A <int>, --misc_after <int>

Número de gerações que deve ser atingido para “misturar” a população do segundo GA no primeiro GA.

-a <int>, --report_after <int>

Número de gerações entre cada relatório

-n <int>, --nbrgen <int>

Número de gerações total

-f <string>, --file <string>

Caminho do arquivo contendo a curva alvo no formato x , y.

--, --ignore_rest

Ignora o resto dos argumentos após esta sinalização.

--version

Mostra a versão do programa

-h, --help

Mostra essas informações na tela.

ANEXO 6 – LISTAGEM DO ALGORITMO GENÉTICO USADO PARA ENCONTRAR OS VALORES DOS COMPONENTES DISCRETOS DO MODELO DA ANTENA PATCH.

```

//Sérgio Romero
//Dissertação: Modelamento de Dispositivos de Micro-ondas
//      utilizando Algoritmos Genéticos
//Dispositivo: Antena Patch

//Carrega todas as bibliotecas utilizadas.
#include <bibliotecas>

//Definição de Variáveis e Constantes
DEF_NBR_GEN = 1000; //Número máximo de gerações
POP_SIZE1 = 100; //Tamanho da população GA1
POP_SIZE2 = 100; //Tamanho da população GA2
CROSSOVER_RATE1 = 0.1; //Probabilidade de cruzamento da população GA1
CROSSOVER_RATE2 = 0.1; //Probabilidade de cruzamento da população GA2
MUTATION_RATE1 = 0.4; //Probabilidade de mutação da população GA1
MUTATION_RATE2 = 1; //Probabilidade de mutação da população GA2
REPLACEMENT_FRACTION1 = 0.25; //Taxa de substituição da população GA1
REPLACEMENT_FRACTION2 = 0.25; //Taxa de substituição da população GA2
MAX_VALUE = 500; //Valor máximo para cada variável
MIN_VALUE = 0; //Valor mínimo para cada variável
WEIGHT1 = 1; //Peso da função 1
WEIGHT2 = 1; //Peso da função 2
MISC_AFTER = 1000; //Número de gerações para inserir a população do
GA2 no GA1.
REPORT_AFTER = 1000; // Número de gerações entre cada relatório de
status
OBJ_ARG = 1; //Número da função objetivo
N_VAR = 4; // Número de variáveis do modelo discreto;
vector initialVal; //Vetor para valores iniciais do genoma

int
main()
{
    Read_CmdLine(args); // Leitura da linha de comando
    Print_CmdLine(args); // Impressão dos parâmetros de configuração
    Define_Objective(Objective); //Define a função objetivo
    Genome(N_VAR, MAX_VALUE, Objective, initialVal); //Cria um
genoma com o número de variáveis do modelo,

        // caso não tenha sido passado o valor inicial
    Random(POP_SIZE1, N_VAR, MAX_VALUE, MIN_VALUE); //Cria a população
inicial aleatória
    GASteadyStateGA GA1(Genome); //Cria a instância do GA1 (SSGA)
    Config_Param_GA1; // Configura os parâmetros do GA1: mutação,
cruzamento, população, etc.

    GASteadyStateGA GA2(Genome); //Cria a instância do GA2 (SSGA)
    Config_Param_GA2; // Configura os parâmetros do GA2: mutação,
cruzamento, população, etc.
    init_GA //Inicializa a classe Antena_Patch e define o
scalonamento dos componentes.
    GA1.initialize(); //Inicializa o GA1

```

```

GA2.initialize(); //Inicializa o GA2

Enquanto ga1.done <> gatrue{
    GA1.step(); //Roda uma interação no GA1
    GA2.step(); //Roda uma interação no GA2
    //Se o número de gerações do GA1 for igual ao parâmetro
PRINT_AFTER
    Se GA1.generation() = PRINT_AFTER então {
        Print GA1.Individual(N_VAR) //Imprime os indivíduos
        Genome.score //Imprime o Score do Genoma
    }
    //Se o número de gerações for igual ao parâmetro
MISC_AFTER
    Se GA2.generation() = MISC_AFTER então {
        Replace GA1.individual from GA2.individual
//Mistura a população do GA2 no GA1
        GA2.initialize //inicializa o GA2
    }
}
//Salva em arquivo os melhores indivíduos.
SaveFile(GA1.BestIndividuals)
}

int
init_GA(std::string& filename, std::string& scalingStr)
{
    scaling[0] = 1;           // R1
    scaling[1] = 1e-9;       // L1
    scaling[2] = 1e-12;      // C1
    scaling[3] = 1e-9;       // L2

    //Cria uma instância da classe Antena_Patch
    g_antena_patch = new Antena_Patch(scaling, w);

    return 0;
}

Objective1()
{
    //Leitura dos genomas
    R1 = GA1.Genome.gene(0);
    L1 = GA1.Genome.gene(1);
    C1 = GA1.Genome.gene(2);
    L2 = GA1.Genome.gene(3);

    //Calcula o módulo de S11 em dB
    g_antena_patch->S11_magdB(R1, L1, C1, L2, K, C, r);

    //Calcula o Método dos Mínimos Quadrados
    //Calculando a diferença entre a curva alvo e o valor calculado
    pelo modelo discreto
    mmq = 0;
    Para(i=0; i=N; i++) {
        diff[i] = (g[i] - r[i])
        mmq = mmq + (diff[i])^2
    }
    //Calcula o Score alcanço com este genoma
    Objective1.CalcScore
    return Objective1.score;
}

```

```
Objective2 ()
{
    //Leitura dos
    R1 = GA1.Genome.gene(0);
    L1 = GA1.Genome.gene(1);
    C1 = GA1.Genome.gene(2);
    L2 = GA1.Genome.gene(3);

    //Calcula o módulo de S11 em dB
    g_antenapatch->S11_magdB(R1, L1, C1, L2, r);

    //Retorna 1 se a função está perto de um zero
    //Retorna -1 se a função está perto de um pólo
    //Retorna 0 no resto da faixa
    Objective2.CalcScore
    return Objective2.score;
}

Objective3 ()
{
    return WEIGHT1*(Objective1.score) + WEIGHT2*(Objective2.score);
}

class Antena_Patch
{
    MAX_DEG = 6; //Grau do maior polinômio: px, py ou q
    //Escalonamento dos componentes na forma s1:s2:s3:s4 lido da
linha de comando
    Scaling_Param (s1,s2,s3,s4)
    //Calcula o módulo de S11 em dB
    S11_magdB( R1, L1, C1, L2, coeffs);
    //Definição de S11 na forma: S11 = (px + i*py)/q
    calc_coeff( R1, L1, C1, L2, coeffs);
}
```

REFERÊNCIAS

- [1] GUPTA K.C., RAMESH G., BAHL I.J. e BHARTIA P., “*Microstrip lines and Slotline*”. 2 Ed. Boston: Artech House, 1996.
- [2] BAHL I. J. ; GARG R., “*Simple and accurate formulas for microstrip with finite strip thickness,*” *Proc. IEEE*, 65, 1977, pp 1611-1612.
- [3] POZAR, D. M. *Microwave Engineering*. 2nd ed. USA : Wiley, 1998.
- [4] HONG, J. S.; LANCASTER, M. J. “*Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*”. 1st ed. Reading : Wiley, 2001.
- [5] BALANIS, CONSTANTINE A., “*Antenna theory: analysis and design*”, 2nd Ed USA, Ed. John Wiley & Sons, 1997.
- [6] I. J. BAHL and P BHARTIA, “*Microstrip Antennas*”, Artech House, Dedham, MA, 1980.
- [7] HILBERG, W. “*From Approximations to Exact Relations for Characteristic Impedances*”. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. MTT-17, n. 5, pp. 259-265, May 1969.
- [9] CRAMPAGNE, R.; KHOO, G. “*Synthesis of Certain Transmission Lines Employed in Microwave Integrated Circuits*”. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. MTT-25, n. 5, pp. 440-442, May 1977.
- [10] HOLLAND, J. H., “*Adaptation in Natural and Artificial Systems*”, Univ. of Michigan Press, Ann Arbor, Michigan, 1975.
- [11] HONG, J.-S.; LANCASTER, M. J. “*Investigation of microstrip pseudo-interdigital band-pass filters using a full-wave electromagnetic simulator.*”
- [12] WEILE, DANIEL S. and MICHELSEN, ERIC, “*Genetic Algorithm Optimization Applied to Electromagnetics: A Review*”, *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol.45, No.3, pp. 343-353, March 1997.
- [13] SWANSON, Daniel G., HOEFER, WOLFGANG J. R, “*Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Field Simulation*”, Artech House, 2003.
- [14] GOLDBERG D.E., “*Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*”. Reading MA: Addison Wesley, 1989.
- [15] D. M. GREIG. “*Optimisation*”, chapter 3-4. Longman Inc., New York, USA, 1980.

-
- [16] J. E. DENNIS, JR and R. B. SCHNABEL. “*Numerical Methods for Unconstrained Optimization and Nonlinear Equations*”, chapter 6, pp. 111-152. Prentice-Hall, 1983.
- [17] ARENALES, SELMA; DAREZZO, ARTUR, “*Cálculo Numérico - Aprendizagem com Apoio de Software*”, ed. Thomson, 2008.
- [18] E. POLAK. *Optimization: Algorithms and Consistent Approximations*. Springer-Verlag, New York, USA, 1997.
- [19] HERMANO A. CABRAL ; BEZERRA, SAULO DE TARSO GONÇALVES ; MELO, MARCOS TAVARES DE . “*A Diplexer for UMTS Applications*”. In: IMOC 2009, 2009, Belém. proceedings of the IMOC2009. Belém, 2009. v. 1. pp. 215-217.
- [20] HERMANO A. CABRAL ; MELO, Marcos Tavares de . “*Using Genetic Algorithms for Device Modeling*”. In: 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, 2010, Chicago. Omnipress, 2010. v. 1.
- [21] BAZARAA, M. S., SHERALI, HANIF D., SHETTY, C. M., “*Nonlinear Programming - Theory and Algorithms*”, ed. IE-Wiley, 1993.
- [22] DARWIN, CHARLES; “*On the Origin of Species*”, 6th Edition, Ed. John Murray, London, 1999.
- [23] WERNER, P. L., MITTRA, R., and WERNER, D. H., “*Extraction of Equivalent Circuits for Microstrip Components and Discontinuities Using the Genetic Algorithm*”, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.8, No.10, pp. 333-335, October 1998
- [24] KIRPATRICK S. & GELATT Jr. C. D., “*Optimization by Simulated Annealing, Science*”, vol. 220, pp. 671-680, 1983.
- [25] BLAND R. G., GOLDFARB D., TODD M. J. “*The Ellipsoid Method-A Survey*”, Operations Research, vol. 29, pp. 1039-1091, 1981.
- [26] BERTSEKAS, D. P, “*Dynamic Programming- Deterministic and Stochastic Models*”, ed. Prentice Hall, Inc, 1987
- [27] KURSAWE, F., “*Evolution Strategies for Vector Optimization*”, Taipei, National Chiao Tung University, pp. 187-193, 1992.
- [28] HU N. “*TABU Search Method with Random Moves for Globally Optimal Design*”, Int. J. Num. Meth. Engineering, vol. 25, pp. 1055-1070, 1992.
- [29] SRINIVAS, M., PATNAIK, L. M, “*Genetic Algorithms-A Survey*”, IEEE Computer, pp. 17-26, june, 1994.

-
- [30] VASCONCELOS, J. A, RAMÍREZ, J. A, Takahashi, R. H. C. and Saldanha, R. R. “*Improvements in Genetic Algorithms, IEEE Transactions on Magnetics*”, vol. 37, no. 5, september 2001
- [31] AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES. *Plano de Atribuição, Destinação e Distribuição de Faixas de Frequências no Brasil – PDF*. Disponível em: <http://sistemas.anatel.gov.br/pdf/>. Acesso em: 10 de outubro de 2010.
- [32] MELO, M. T. *High Temperature Superconducting Devices*. Birmingham, 1997. Thesis (Thesis submitted for the degree of DOCTOR OF PHILOSOPHY) – Faculty of Engineering, University of Birmingham.
- [33] FEDERAL COMMUNICATIONS COMMITTEE. *FCC’s Online Frequency Allocation Table*. Disponível em: <http://www.fcc.gov/oet/spectrum/table/fcctable.pdf>. Acesso em: 11 de setembro de 2010.
- [34] G. L. Soares, “*Algoritmos Genéticos: Estudo, Novas Técnicas e Aplicações*”, Belo Horizonte, 1997. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – CPDEE – Universidade Federal de Minas Gerais.
- [35] SPEARS, W. M. “*Simple Subpopulation Schemes*”, Proceedings of Evolutionary Programming Conference, World Scientific, International Edition, 1994.
- [36] ARLON MICROWAVE MATERIALS. *AD1000 – PTFE / Woven Fiberglass / Ceramic Filled Laminate For Microwave Printed Circuit Boards*. Disponível em: <http://www.arlon-med.com/ad1000.pdf>. Acesso em: 10 de janeiro de 2011.
- [37] ORACLE CORPORATION, “*Oracle VM Virtual Box – User Manual*”. Disponível em <http://download.virtualbox.org/virtualbox/UserManual.pdf>. Acesso em 10 de outubro de 2010.
- [38] MORAES, ALEXANDRE DE, “*Redes sem Fio: Conceitos, Configuração e Segurança*”, Ed. Erika, 1ª Edição, 2010.