Universidade de São Paulo - USP
Escola de Engenharia de São Carlos - EESC
Departamento de Engenharia Elétrica

PROJETO E OTIMIZAÇÃO DE CIRCUITOS DE MICROONDAS POR MEIO DE ALGORITMO GENÉTICO

Serviço de Pós-Graduação EESC/USP
EXEMPLAR REVISADO
Data de entrada no Serviço 08/08/05
Ass.: Cesar

Autor: Helvécio Moreira de Almeida Neto

Dissertação de mestrado apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica

DEDALUS - Acervo - EESC
31100052242

Orientador: Prof. Dr. Amílcar Careli César

São Carlos, SP
Maio de 2005

EESC-USP
Biblioteca
CAMPUS DE S. CARLOS

Class. TESE
Cutt. Q252
Tombo T 211/05
Sysno 1456861

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP

A447p

Almeida Neto, Helvécio Moreira de
Projeto e otimização de circuitos de microondas por meio de algoritmo genético / Helvécio Moreira de Almeida Neto. -- São Carlos, 2005.

Dissertação (Mestrado) -- Escola de Engenharia de São Carlos-Universidade de São Paulo, 2005.
Área: Engenharia de Elétrica.
Orientador: Prof. Dr. Amílcar Careli César.

1. Algoritmos genéticos. 2. Circuitos passivos de microondas. 3. Matriz de espalhamento. 4. Matriz de espalhamento - conexão. 5. Microfitas. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **HELVECIO MOREIRA DE ALMEIDA NETO**

Dissertação defendida e julgada em 16-06-2005 perante a Comissão Julgadora:

APROVADO

Prof. Associado **AMÍLCAR CARELI CÉSAR (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

APROVADO

Prof. Dr. **CARLOS DIAS MACIEL**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

Denise Consoni

Aprovado

Profa. Dra. **DENISE CONSONNI**
(Escola Politécnica/USP)

Prof. Associado **HOMERO SCHIABEL**
Vice-Coordenador em Exercício do Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

Profa. Titular **MARIA DO CARMO CALIJURI**
Presidente da Comissão de Pós-Graduação

Agradecimentos

A Deus, pela oportunidade de viver.

Aos meus pais, Helvécio Moreira de Almeida Júnior e AnaMaria Scalon Almeida, pela compreensão, paciência e incentivo nos momentos mais difíceis.

À minha irmã, Anne Scalon Almeida e familiares pelo apoio durante esse período conturbado.

Ao Professor Doutor Amílcar Careli César, pela excelente orientação, confiança e paciência demonstrada durante toda a realização desse trabalho.

Aos professores José Carlos Sartori, Ben-Hur Viana Borges, Murilo Araújo Romero e Luis Gonçalves Neto pelos conhecimentos transmitidos durante inúmeras discussões.

Ao Professor Doutor Marcos Cardoso de Lima pela paciência, confiança e horas de consultoria e incentivo durante muitas madrugadas.

Aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da EESC-USP, pela amizade e colaboração.

Aos amigos de laboratório Belini, Betiol, Carlos, Fábio, Fernanda, João Marcelo, Licinus, Liliane, Pizolato, Regiane, Rivail, Spadoti e Valtemir, pelos conhecimentos transmitidos, amizade e bom humor.

Aos grandes companheiros de Uberaba Leandro, Gustavo e Wesley pela amizade sólida demonstrada ao longo dos anos.

A todos que contribuíram direta e indiretamente para o sucesso deste trabalho

Meus sinceros agradecimentos.

"Para conseguir completar uma caminhada de mil milhas, você deve começar pelo primeiro passo".

(Ditado chinês)

Sumário

Lista de Figuras iii
Lista de Tabelas vii
Resumo ix
Abstract x
1 Introdução 1
1.1 Escopo 4
2 Algoritmos genéticos 5
2.1 Conceitos 8
2.1.1 Genes, cromossomos e parâmetros de codificação 8
2.1.2 Métodos de seleção 9
2.1.3 Operadores 12
2.2 Função de aptidão 14
2.3 Estratégia elitista 15
2.4 Inserção de imigrantes 15
2.5 Parâmetros genéticos 16
2.6 Vantagens e desvantagens dos algoritmos genéticos 16
2.7 Aplicações 17
3 Utilização de algoritmos genéticos no projeto de circuitos de microondas 18
3.1 Desenvolvimento do algoritmo 18
3.2 Matriz de espalhamento (S) 21
3.3 Representação da matriz de transferência (matriz T) 22
3.4 Projeto de filtros com elementos discretos 23
3.5 Projeto de filtros com microfitas 26
3.6 Projeto de descontinuidades em guias de onda retangulares 28
3.6.1 Poste indutivo 28
3.6.2 Poste Capacitivo 30
3.6.3 Fitas longitudinais 32
3.7 Projeto de filtro passa-faixa utilizando acopladores direcionais 34
3.7.1 Filtro passa-faixa (FPF) 34
3.7.2 Determinação dos parâmetros de espalhamento (S) do acoplador direcional e seção ressonante 35
3.7.3 Algoritmo Genético 38
4 Projeto de redes conectadas arbitrariamente utilizando algoritmos genéticos 39
4.1 Análise usando matriz de espalhamento-conexão [39] 39
4.2 Método de conexão multiportas [39] 41
4.3 Desenvolvimento do algoritmo proposto 43
4.3.1 Algoritmo Genético 48
5 Resultados Numéricos 50
5.1 Características do algoritmo genético projetado 50
5.2 Filtros com elementos discretos 51
5.2.1 Projeto de filtros com layout fixo 51
5.2.2 Projeto de filtros sem layout fixo 64
5.2.3 Síntese de filtros utilizando função de transferência Z(s) 78
5.3 Filtros com microfitas 83
5.3.1 Projeto de filtro passa-faixa com microfitas e elementos discretos 83
5.3.2 Filtro passa-baixas com microfitas 85

5.4 Projetos de descontinuidades em guia de onda retangular 89
5.4.1 Poste indutivo 89
5.4.2 Poste Capacitivo 92
5.4.3 Fitas Longitudinais 95
5.5 Projeto de filtros passa-faixa utilizando acopladores direcionais 96
5.5.1 Projeto de filtros passa-faixa com trecho de linha acoplada terminada em circuito aberto 96
5.5.2 Projeto de filtros passa-faixa com trecho de linha acoplada terminada em circuito aberto e curto-circuito 101
5.5.3 Projeto de filtros passa-faixa com associação de trecho de linha acoplada terminada em circuito aberto e trecho de linha 103
5.6 Utilização de algoritmos genéticos no projeto de redes conectadas arbitrariamente 106
5.6.1 Trechos de microfitas 106
5.6.2 Toco em aberto 110
6 Conclusões 113
7 Referências 115
I.Apêndice-Formulação utilizada para a implementação de microfitas 120
I.1. Aproximação estática da impedância característica e permissividade efetiva incluindo efeitos devido à blindagem 120
I.2. Efeito da espessura finita da fita 122
I.3. Dispersão 123
I.4. Perdas por atenuação 125
II.Apêndice-Formulação utilizada para a implementação de microfitas acopladas 127
II.1. Parâmetros estáticos incluindo efeitos devido à blindagem 127
II.2. Correção devido à espessura finita da fita 131
II.3. Dispersão 132
II.4. Perdas por atenuação 136
III.Apêndice-Obtenção dos parâmetros S da linha de transmissão e dos parâmetros S do acoplador direcional 137
III.1. Matriz S de trecho de linha de transmissão 137
III.2. Parâmetros S do acoplador direcional 142
III.3. Rede de 4 portas: Acoplador Direcional 145

Lista de Figuras

Figura 2.1.Diagrama de execução de um algoritmo genético. 6
Figura 2.2.Esquemas dos métodos de otimização local e global [28]. 7
Figura.2.3.Cromossomos podem ser totalmente codificados em números binários, ponto flutuante ou uma mistura entre binário e ponto flutuante. Geralmente, um parâmetro equivale a um gene. 8
Figura 2.4. Exemplo do método da roleta. 10
Figura 2.5. Seleção por torneio na qual *N* indivíduos são escolhidos de forma aleatória na população. O indivíduo na subpopulação selecionada com maior aptidão é o escolhido. 12
Figura 2.6. Esquema do cruzamento de ponto simples. O operador distribui as características de um par de pais e cria um par de descendentes. 13
Figura 2.7. O operador mutação modifica aleatoriamente elementos dentro do cromossomo. 14
Figura 3.1. Exemplo do sistema de blocos utilizados no algoritmo proposto. 19
Figura 3.2. Fluxograma do algoritmo proposto. 20
Figura 3.3. Os cinco primeiros estágios do fluxograma apresentado. (a) cromossomos, (b) conjunto de parâmetros, (c) padrões de circuitos, (d) respostas e (e) aptidões. 21
Figura 3.4. Associação em cascata de matrizes T. 22
Figura 3.5. Elementos de circuito que formam os blocos utilizados. 24
Figura 3.6. Matrizes S e T usadas no projeto de circuitos com elementos discretos [39]. 25
Figura 3.7. Exemplo de indivíduo criado pelo algoritmo genético. 26
Figura 3.8. Matrizes S e T usadas no projeto com microfitas [39]. 27
Figura 3.9.Exemplo de indivíduo criado pelo algoritmo genético. 27
Figura 3.10. Poste indutivo em um guia de onda retangular e seu circuito equivalente 28
Figura 3.11. Indivíduo criado pelo algoritmo genético. 30
Figura 3.12.Poste capacitivo em um guia de onda retangular e seu circuito equivalente. 30
Figura 3.13. Indivíduo criado pelo algoritmo genético. 31
Figura 3.14. Uma fita longitudinal em um guia de onda retangular e seu circuito equivalente. 32
Figura 3.15. Indivíduo criado pelo algoritmo genético. 34
Figura 3.16. Filtro passa-faixa em microfita formado por associação em cascata de elementos ressonantes. Cada elemento ressonante é formado por duas linhas acopladas de comprimento $\lambda_g/4$ (L_1 a L_3). Duas portas de cada acoplador direcional são terminadas em circuito aberto ou curto-circuito. 35
Figura 3.17. Esboço dos trechos de linhas acopladas terminadas em (a) circuito aberto ou (b) em curto-circuito. 36
Figura 3.18. Representação de um indivíduo formado por vários cromossomos. Cada gene que forma o cromossomo representa um valor correspondente à impedância do modo de excitação (Z_{0e}, Z_{0o}) e/ou ao comprimento do elemento ressonante para o acoplador ideal (L_n). 38
Figura 3.19. Representação de um indivíduo formado por vários cromossomos. Cada gene que forma o cromossomo representa um valor correspondente às dimensões do elemento ressonante. 38

Figura 4.1.Uma sub-rede mostrando a porta *j* de um componente conectado a porta *k* de outro componente. 40
Figura 4.2.Uma rede arbitrária conectada com p portas externas. 42
Figura 4.3. Exemplos de junção T e junção cruzada. 44
Figura 4.4. Esquema de blocos utilizado para se projetar um circuito equivalente (note que a entrada e saída são fixas). 45
Figura 4.5. Fluxograma do algoritmo genético proposto. 49
Figura 5.1. Circuito formado por um indutor, L, em série e um capacitor, C, em paralelo. 51
Figura 5.2. (a) Comparação entre as respostas em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e determinada pelo *Serenade* para o L em série e C em paralelo; (b) Erro relativo dos parâmetros S. 53
Figura 5.3. Filtro passa-faixa. 54
Figura 5.4.(a) Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e simulada via *Serenade* para o filtro passa-faixa; (b) Erro relativo dos parâmetros S. 55
Figura 5.5. Filtro usando um bloco T. 56
Figura 5.6. Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e pelo Serenade para o bloco T. 57
Figura 5.7.Circuito usando um bloco T e um LC série colocado em série. 58
Figura 5.8. Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e pelo Serenade para o bloco T e LC série. 59
Figura 5.9.Circuito de um bloco pi 59
Figura 5.10. (a) Comparação entre a parte real do parâmetro S_{21} gerado pelo circuito projetado pelo AG e pelo Serenade para o bloco pi; (b) Comparação entre a parte imaginária do parâmetro S_{21} gerado pelo circuito projetado pelo AG e pelo *Serenade* para o bloco pi. 61
Figura 5.11. (a) Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e pelo Serenade para o bloco pi; (b) Erro relativo dos parâmetros S. 61
Figura 5.12.Circuito de um bloco T, LC em série e bloco pi. 62
Figura 5.13 Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e pelo Serenade para o bloco T, LC série e pi. 63
Figura 5.14.(a) Circuito simulado no *Serenade*. (b) Circuito equivalente determinado pelo algoritmo genético. 65
Figura 5.15.Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo *Serenade* e pelo circuito projetado pelo AG para o filtro passa alta. 66
Figura 5.16 Impedância de entrada do circuito simulado no *Serenade* e impedância de entrada do circuito equivalente encontrado pelo algoritmo genético. 68
Figura 5.17.(a) Circuito simulado no *Serenade*. (b) Circuito equivalente determinado pelo algoritmo genético. 69
Figura 5.18. Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e pelo Serenade para o bloco passa-baixas. 70
Figura 5.19. Impedância de entrada do circuito simulado no *Serenade* e a impedância de entrada do circuito equivalente projetado pelo algoritmo genético. 72
Figura 5.20. Circuito simulado no *Serenade*. 73
Figura 5.21 Circuito equivalente determinado pelo algoritmo genético. 74
Figura 5.22. Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e pelo *Serenade* para o filtro passa faixa. 75

Figura 5.23 Impedância de entrada do circuito simulado no *Serenade* e a impedância de entrada do circuito equivalente projetado pelo algoritmo genético..... 75
Figura 5.24.Circuito simulado no *Serenade*..... 76
Figura 5.25 Circuito equivalente determinado pelo algoritmo genético..... 76
Figura 5.26. Comparação entre a resposta em freqüência correspondente ao circuito projetado pelo AG e ao *Serenade* para o filtro rejeita-faixa..... 77
Figura 5.27.(a) Circuito extraído, pelo processo de síntese, da função de transferência Z(s) mostrada na função de transferência 5.8. (b) Circuito equivalente extraído pelo AG, pelo processo de síntese, da função de transferência Z(s) mostrada na função de transferência 5.8..... 78
Figura 5.28. Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e pelo circuito simulado no Serenade para o filtro passa-baixas. 79
Figura 5.29. Circuito extraído pela síntese da função de transferência (5.9)..... 80
Figura 5.30 Circuito equivalente extraído pelo algoritmo genético da síntese da função de transferência (5.9)..... 81
Figura 5.31. Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e pelo circuito simulado no *Serenade* para o filtro passa-faixa. 82
Figura 5.32.Evolução do AG em busca da curva de resposta desejada. As curvas com símbolos representam as curvas de resposta final..... 82
Figura 5.33. Circuito usando indutores e trechos de microfita..... 83
Figura 5.34. Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e pelo circuito simulado no Serenade para o filtro passa-faixa. 85
Figura 5.35.(a) Circuito simulado no *Serenade*. (b) Circuito equivalente determinado pelo algoritmo genético..... 86
Figura 5.36.Comparação da resposta em freqüência encontrada pelo AG e pelo *Serenade* para microfitas..... 87
Figura 5.37.Evolução do AG em busca da curva de resposta desejada. As curvas com símbolos representam as curvas de resposta final..... 88
Figura 5.38 Impedância de entrada do circuito simulado no *Serenade* e a impedância de entrada do circuito equivalente projetado pelo algoritmo genético 88
Figura 5.39. Módulo de S_{11} em função das dimensões do poste e afastamento do guia parametrizado pela freqüência..... 89
Figura 5.40. Módulo de S_{21} em função das dimensões do poste e afastamento do guia parametrizado pela freqüência..... 90
Figura 5.41.(a) Reatância capacitiva X_b. (b) Reatância indutiva X_a..... 90
Figura 5.42.Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para o poste indutivo..... 92
Figura 5.43. Módulo de S_{11} em função do afastamento e diâmetro do poste parametrizado pela freqüência..... 92
Figura 5.44. Módulo de S_{21} em função do afastamento e diâmetro do poste parametrizado pela freqüência..... 93
Figura 5.45.(a) Susceptância B_a e (b)Susceptância B_b..... 93
Figura 5.46 Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para o poste capacitivo..... 94
Figura 5.47.Comparação das curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para as fitas longitudinais..... 96
Figura 5.48.Esboço de trecho de linha acoplada terminada em circuito aberto..... 97

Figura 5.49. Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para o acoplador..... 98
Figura 5.50 Impedância de entrada do circuito simulado no *Serenade* e a impedância de entrada do circuito equivalente projetado pelo algoritmo genético..... 99
Figura 5.51.Evolução do AG em busca da curva de resposta. As curvas com símbolos representam as curvas de resposta final..... 99
Figura 5.52. Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para o acoplador implementado com microfitas. 100
Figura 5.53.Esboço de trecho de linha acoplada terminada em circuito aberto e trecho de linha acoplada terminada em curto circuito..... 101
Figura 5.54. Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para o acoplador ideal. 103
Figura 5.55.Esboço de trecho de linha acoplada terminada em circuito aberto e trecho de linha. 103
Figura 5.56. Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para o acoplador intercalado por trechos de linha. 104
Figura 5.57.Seqüência de blocos escolhidos pelo AG. 106
Figura 5.58. Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para os trechos de microfita. 107
Figura 5.59.Seqüência de blocos escolhidos pelo AG. 108
Figura 5.60 Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para os trechos de microfita..... 108
Figura 5.61.Seqüência de blocos escolhidos pelo AG. 109
Figura 5.62 Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para o filtro passa-faixa obtido com os trechos de microfita. 109
Figura 5.63.Seqüência de blocos encontrados pelo AG. 110
Figura 5.64. Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para os toco em aberto com $l = 10mm$ 111
Figura 5.65. Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para o toco em aberto com $l = 20mm$ 111
Figura I.1.Modelo de uma linha de microfita. 120
Figura II.1.Modelo de uma linha de microfita acoplada. 127
Figura III.1.Trechos de linha de transmissão usados para calculo da matriz S. 137
Figura III.2.Esquema do acoplador direcional apontando a numeração das portas utilizadas. 143
Figura III.3.Circuito equivalente da conexão em paralelo. 146

Lista de Tabelas

Tabela 5.1.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito L em série e C em paralelo. 52
Tabela 5.2. Comparação entre os valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores derivados pelo AG para o LC em paralelo. 52
Tabela 5.3.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito passa-faixa usando três blocos. 53
Tabela 5.4.Comparação entre os valores dos componentes escolhidos para serem simulados no *Serenade* e os valores encontrados pelo AG para o filtro passa-faixa. 54
Tabela 5.5.Comparação entre os valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores determinados pelo AG para o bloco T. 56
Tabela 5.6.Comparação entre os valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores derivados pelo AG para os blocos T e LC série. 58
Tabela 5.7.Comparação entre os valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores derivados pelo AG para o bloco pi. 60
Tabela 5.8.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito passa-faixa usando três blocos. 62
Tabela 5.9.Comparação entre os valores dos componentes simulados no *Serenade* e dos valores derivados pelo AG para o bloco T, LC em série colocado em série e bloco pi. 63
Tabela 5.10.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito passa-alta. 64
Tabela 5.11 Valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores derivados pelo AG para o filtro passa alta. 65
Tabela 5.12.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito passa-baixas. 69
Tabela 5.13.Valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores derivados pelo AG para o filtro passa-baixas. 70
Tabela 5.14.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito passa-faixa. 73
Tabela 5.15. Valores dos componentes simulados no *Serenade* e valores obtidos pelo AG para o filtro passa-faixa. 74
Tabela 5.16.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito rejeita-faixa. 76
Tabela 5.17.Valores dos componentes simulados no *Serenade* e valores obtidos pelo AG para o filtro rejeita-faixa. 77
Tabela 5.18.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito passa-baixas usando três blocos. 78
Tabela 5.19.Valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores derivados pelo AG para o filtro sintetizado. 79
Tabela 5.20.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito passa-faixa usando cinco blocos. 80
Tabela 5.21.Valores dos componentes simulados no *Serenade* e valores obtidos pelo AG para o filtro rejeita-faixa. 81
Tabela 5.22.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito passa-faixa usando cinco blocos. 84

Tabela 5.23.Comparação dos valores dos componentes simulados no *Serenade* e dos valores derivados pelo AG para os trechos de microfitas. 84
Tabela 5.24.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do filtro implementado com microfita. 86
Tabela 5.25.Valores dos componentes simulados no *Serenade* e dos valores derivados pelo AG para os trechos de microfitas. 86
Tabela 5.26.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do poste indutivo. 91
Tabela 5.27.Valores das dimensões encontradas pelo AG. 91
Tabela 5.28.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do poste capacitivo. 94
Tabela 5.29.Valores das dimensões encontradas pelo AG. 94
Tabela 5.30.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do poste capacitivo. 95
Tabela 5.31.Valores das dimensões encontradas pelo AG. 95
Tabela 5.32.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do filtro passa-faixa. 97
Tabela 5.33.Valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores determinados pelo AG para o acoplador. 98
Tabela 5.34.Valores das dimensões simulados no *Serenade* e dos valores encontrados pelo AG para o acoplador. 100
Tabela 5.35.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do filtro passa-faixa. 102
Tabela 5.36.Valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores determinados pelo AG para o filtro passa-faixa projetado. 102
Tabela 5.37.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do filtro passa-faixa. 104
Tabela 5.38.Comparação entre os valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores determinados pelo AG para o filtro passa-faixa projetado. 105
Tabela 5.39.Características das microfitas utilizadas no projeto. 106
Tabela 5.40.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito da Figura 5.30. 107
Tabela 5.41.Características das microfitas utilizadas no projeto. 107
Tabela 5.42.Características das microfitas utilizadas no projeto. 110

Resumo

A área de projeto, modelagem e simulação de circuitos e dispositivos para microondas e ondas milimétricas é muito promissora para o uso de algoritmos de otimização, dada a atual complexidade advinda do número de parâmetros considerados e exigência de desempenho. Estes algoritmos são particularmente úteis quando se trata de circuitos e dispositivos que têm sido projetados com base em experiência de projetistas ou procedimentos de tentativa e erro.

Várias abordagens têm sido propostas para auxiliar o projeto e otimização de circuitos e dispositivos. Dentre elas, o algoritmo genético (AG) tem se destacado por ser computacionalmente simples e eficaz na busca de soluções ótimas de problemas de otimização multitarefa.

Os conceitos básicos e algumas ferramentas que úteis para a melhoria da convergência deste método de otimização são apresentados neste trabalho. Algoritmos baseados em AG são propostos para projetar circuitos de microondas a partir de curvas de resposta em freqüência desejadas. Os algoritmos devem determinar as configurações de circuitos equivalentes que realizem as características desejadas.

Para ilustrar a versatilidade do programa, são apresentados exemplos de diversos filtros de microondas projetados com componentes discretos e microfitas, descontinuidades em guias de onda retangulares e filtros passa-faixa utilizando acopladores direcionais. Técnicas para a determinação de parâmetros de espalhamento de redes formadas por seções de microfita arbitrariamente conectadas são desenvolvidas. O objetivo do algoritmo é determinar uma configuração de associação de seções de microfitas que reproduza a curva de resposta em freqüência desejada.

Vários resultados numéricos são apresentados e comparados com simulações realizadas em software comercial e atestam a versatilidade e aplicabilidade dos algoritmos propostos.

Abstract

Optimization algorithms have proved to be a valuable tool for the design, modeling and simulation of circuits and devices for microwave and millimeter wave applications. These algorithms are particularly useful when the design of circuits and devices are based either on the designer experience or on trial-and-error procedures.

Several approaches currently available in the literature are dedicated to the design of circuits and devices. Nevertheless, a special attention has been paid to the genetic algorithm (GA) approach by virtue of its simple computational procedures and efficiency to find the optimum solution of multitask problems.

This work presents the basic GA concepts and proposes algorithms to design and optimize microwave circuits, including several filters based on microstrip technique, lumped elements, discontinuities in rectangular waveguides, and bandpass filters using directional couplers. Additionally, it is proposed a technique to evaluate the S-parameters of a circuit formed by arbitrarily-connected microstrip sections. The GA is employed in this case to find a configuration capable of exhibiting a pre-established frequency response.

Several numerical results are presented and compared with simulations carried out with commercial software package. The results show the versatility and applicability of the proposed GA procedures in the design, modeling and simulations of microwave circuits.

1 Introdução

O projeto de circuitos de microondas assistidos por esquemas de otimização tem despertado muito interesse nos últimos tempos. A otimização é um mecanismo de análise de decisões complexas, envolvendo seleção de valores para variáveis, com o objetivo de quantificar desempenho e medir a qualidade das decisões. A intenção é encontrar a melhor solução, satisfazendo as restrições de viabilidade impostas aos parâmetros do problema.

De acordo com as características dos problemas, pode-se dividir as ferramentas de otimização em dois grandes grupos: programação não-linear [1]-[2] e programação linear [2]-[3]. Um modelo de otimização constitui um problema de programação não-linear se exibir qualquer tipo de não-linearidade, seja na função objetivo ou em qualquer uma de suas restrições. Um problema de programação linear caracteriza-se pelo fato de que as variáveis são contínuas e apresentam comportamento linear, tanto em relação às restrições quanto à função objetivo.

A programação não-linear pode ser subdividida em três subgrupos: métodos determinísticos, estocásticos e enumerativos. Os métodos determinísticos são baseados no uso de cálculo de derivadas ou em aproximação destas. Necessitam, portanto, de alguma informação do gradiente, seja procurando o ponto onde ele se anula ou usando a direção para a qual aponta. Os métodos estocásticos utilizam um conjunto de ações que buscam o ótimo, de maneira "aleatoriamente orientada", sem necessitar de qualquer informação da derivada ou sobre o comportamento do problema. Já os métodos enumerativos fazem uma varredura completa (busca exaustiva) de todas as possíveis soluções. Isto implica num tempo excessivo de cálculo em muitos problemas.

A programação não-linear vem sendo muito usada na resolução de problemas de otimização. Entre as principais áreas de aplicação podemos destacar: a engenharia, economia, química, biologia e robótica. Em engenharia elétrica, e particularmente em eletromagnetismo, os problemas são geralmente complexos, não-lineares, de difícil representação e derivação, e necessitam de métodos numéricos para se obter a solução [4]-[5]. Por isto, ferramentas de otimização de programação não-linear estocástica são as mais aptas para a resolução destes problemas.

Em microondas e ondas milimétricas, o projeto e a simulação de circuitos assistidos por algoritmos de otimização têm despertado muito interesse nos últimos tempos em face da complexidade e desempenho dos novos sistemas que estão surgindo [6]. Várias abordagens têm sido propostas, destacando-se as que utilizam redes neurais artificiais [7]- [8] e algoritmos evolutivos [9]-[10].

Dentre os algoritmos baseados em princípios evolutivos, o algoritmo genético (AG) tem se destacado, por ser computacionalmente simples e eficaz na busca de soluções ótimas. Ele é capaz de proporcionar confiabilidade e busca orientada em espaços complexos de soluções. Os princípios básicos dos AGs foram propostos por John Holland em 1975 [11], com base em fenômenos naturais, como herança genética e seleção. O AG opera a partir de um conjunto (população) de soluções potenciais que evolui para uma solução ótima ou sub-ótima global, sendo aferida por uma função aptidão.

A partir de uma população de indivíduos, cada um com um valor associado chamado aptidão, os AGs desenvolvem, por meio de operações genéticas como cruzamento e mutação, uma nova geração de indivíduos usando os princípios Darwinianos de reprodução e sobrevivência dos mais aptos. Nos AGs, cada indivíduo na população representa uma possível solução de um problema. O AG procura aquela que seja muito boa ou a melhor, visando à otimização da função de aptidão. Os AGs são muito utilizados em problemas nos quais, dado um conjunto de elementos ou indivíduos, se deseja encontrar aquele ou aqueles que melhor atendam a certas condições previamente especificadas.

A área de projeto e modelagem de circuitos e dispositivos para microondas e ondas milimétricas é muito promissora para o uso de AGs, principalmente quando se trata de circuitos e dispositivos que têm sido implementados com base em experiência de projetistas ou processo de tentativas, dado o número de parâmetros a serem considerados. Recentemente, Nishino e Itoh [9],[12] fizeram uso de AG para otimizar topologias de circuitos com base em um conjunto de parâmetros. Dispositivos passivos como filtros e divisores de potência foram sintetizados a partir de especificações da função de transferência. Chen e Lihui [13] utilizaram AG para extrair parâmetros de RF e indutores *on chip*, determinando então o circuito equivalente correspondente. Os autores demonstraram que o uso de AG pode superar limitações encontradas em métodos tradicionais de extração de parâmetros. Caorsi *et al.* [10] utilizaram AG para sintetizar um divisor de potência em 10 GHz em guia metálico de seção retangular. A

solução do problema é otimizar a posição do diafragma, espessura e altura. Além disso, a característica de paralelismo intrínseco do AG é explorada em processo de otimização por meio de processamento paralelo.

Trabalhos recentes ,sobre eletrônica evolutiva, demonstraram que os algoritmos genéticos podem criar a topologia e ao mesmo tempo encontrar os valores numéricos dos componentes para circuitos analógicos [14]-[15].

A partir de 1992 pode-se verificar um aumento do número de trabalhos publicados na área de otimização e projeto de circuitos de microondas utilizando algoritmos genéticos. Uma rápida revisão bibliográfica mostrada a seguir da um panorama sobre os principais assuntos tratados desde 1992 até 2003.

Michielsen *et al* [16] aplicaram os AGs para a otimização de estruturas multicamadas atuando como superfícies seletoras de freqüência. John e Jansen [17] mostraram o projeto de filtros de microondas compactos usando AG junto com a técnica de análise Método dos Momentos (MoM). Choo *et al.* [18] otimizaram vários tipos de formas de antenas feitas com microfitas utilizando algoritmos genéticos. Villegas e Picon [19] criaram novas formas para estruturas de microfitas ressonantes utilizando algoritmos genéticos. Werner *et al.* [20] utilizaram para comparação com os parâmetros S gerados pelos algoritmos genéticos o programa de simulação eletromagnética EEsof e verificaram que o circuito equivalente gerado pelo algoritmo genético concordava com a curva dos parâmetros S do EEsof EDA [21].

Johnson e Rahmat-Samii apresentaram em [22] um tutorial e uma revisão sobre algoritmos genéticos para otimização em eletromagnetismo. Koza *et al.* sintetizaram circuitos lineares e não-lineares, combinando programação genética com SPICE [23].

Chahrovarty e Mittra [24] propuseram um procedimento para projetar filtros de microondas que incorporam combinações de diferentes dielétricos usando um AG binário. Lecouve *et al* [25] utilizaram AGs no projeto de otimização na construção de filtros de microondas utilizando guias de onda retangulares.

Este texto está organizado da seguinte forma. No Capítulo 2 são descritos os algoritmos genéticos que serão usados como heurística para a solução dos problemas propostos; no Capítulo 3 é descrito como o programa foi idealizado e são mostrados alguns dos circuitos de microondas analisados; no Capítulo 4 é descrita a idéia de redes conectadas arbitrariamente usando os conceitos de matriz de conexão e é descrito como o programa foi idealizado para o cálculo de circuitos passivos; no Capítulo 5 são descritos os resultados obtidos com AGs na análise dos circuitos de microondas. Esses

resultados são comparados com os resultados obtidos em simulações feitas em software comercial; no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões e as propostas de trabalho futuro; e nos apêndices são mostrados alguns tópicos estudados que foram importantes para o desenvolvimento da dissertação.

1.1 Escopo

Ferramentas de otimização e a análise de circuitos de microondas são estudadas nesta pesquisa. Este trabalho foi desenvolvido com base no estudo dos AGs e a aplicação destes no projeto de diferentes circuitos de microondas, como filtros projetados com elementos discretos, filtros projetados com microfitas, descontinuidades em guias de onda retangulares metálicos, filtros passa-faixa feitos com acopladores direcionais e projetos de circuitos utilizando os conceitos de redes conectadas arbitrariamente.

2 Algoritmos genéticos

Algoritmos genéticos (AGs) são métodos de busca e otimização inspirados nos princípios e conceitos da seleção e evolução naturais. Eles atuam em um determinado problema selecionando os indivíduos que melhor se adaptam à solução desejada. Foram desenvolvidos por John Holland e sua equipe na Universidade de Michigan, em 1975 [11], com o objetivo de fornecer uma rigorosa interpretação dos processos adaptativos dos sistemas naturais e, assim, projetar, nas mais diversas áreas, sistemas que fossem capazes de aprender os importantes e complexos mecanismos da natureza.

A otimização feita por algoritmos genéticos é uma analogia à seleção natural proposta por Charles Darwin [26]. Assim, o método incorpora várias expressões adotadas no vocabulário da genética. Nos AGs, a função objetivo, f, é denominada função de aptidão (*fitness*). Um conjunto de possíveis soluções é chamado de população. Cada solução candidata, denominada cromossomo, possui como bloco básico, os genes.

A probabilidade com que um determinado número de descendentes seja escolhido para compor a próxima geração é chamada de aptidão. Cada iteração é chamada de geração. A combinação de genes de dois ou mais indivíduos é chamada de recombinação ou cruzamento, e a recombinação aleatória de genes de um indivíduo é chamada de mutação. Esse ciclo se repete até que seja satisfeito o critério de parada, conforme pode ser visto na Figura 2.1.

De forma geral, a otimização por algoritmos genéticos segue as seguintes etapas:

(a) Codificar os parâmetros do problema como genes;

(b) Criar um conjunto de genes para formar um cromossomo;

(c) Criar uma população inicial por meio de um conjunto específico de cromossomos. Geralmente, esses cromossomos são gerados de forma aleatória;

(d) Avaliar e fornecer valores de aptidão para os indivíduos da população;

(e) Realizar o cruzamento e, por meio dos valores de aptidão, decidir quais indivíduos com as melhores aptidões gerarão descendentes;

(f) Realizar a recombinação e a mutação para produzir indivíduos para a próxima geração.

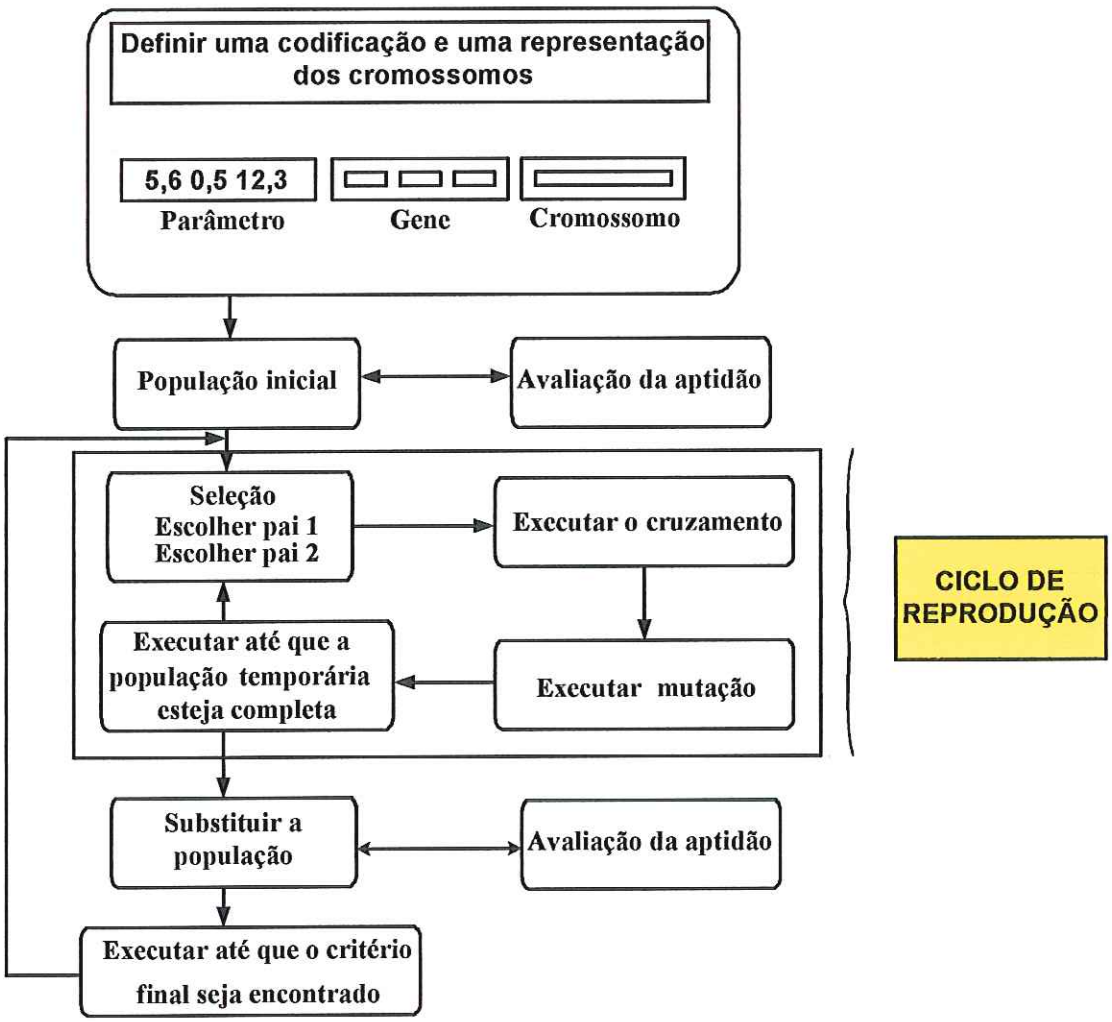


Figura 2.1.Diagrama de execução de um algoritmo genético.

No algoritmo genético básico apresentado aqui, a nova geração é do mesmo tamanho da geração anterior e é completamente substituída por ela. Esse algoritmo é conhecido como algoritmo genético canônico [27]. Em outras versões, o algoritmo pode sofrer alterações no tamanho de sua população, ou seja, a nova geração pode ser diferente da anterior ou pode ocorrer uma mistura entre as novas gerações e as gerações anteriores.

Os algoritmos genéticos são muito diferentes dos métodos tradicionais de otimização. Eles são classificados como otimizadores globais enquanto que as técnicas mais tradicionais, como gradientes conjugados e o método quase-Newton, são classificadas como técnicas de otimização local. A Figura 2.2 ilustra a relação existente entre os métodos mais tradicionais de otimização [28].

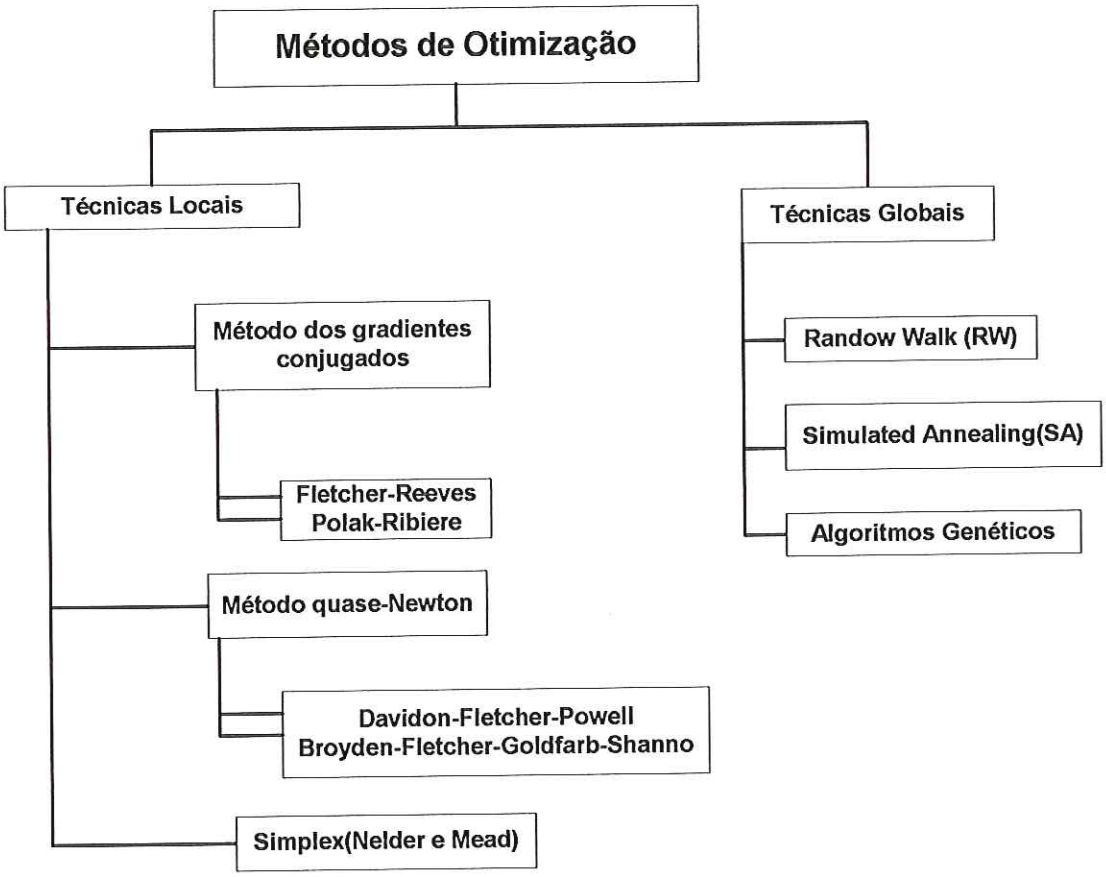


Figura 2.2.Esquemas dos métodos de otimização local e global [28].

As técnicas locais produzem resultados dependentes da definição de um ponto inicial da função, enquanto técnicas globais são independentes das condições iniciais. Além disso, técnicas locais tendem a ser associadas ao domínio da solução. Essa forte associação habilita os métodos locais a terem uma rápida convergência para um máximo local. Entretanto, dependem da existência de certas características da função, como a de ser diferenciável ou contínua em todo o seu intervalo de existência [29].

As técnicas de otimização global, por outro lado, são independentes de uma localização restrita do domínio da solução. Essa ausência de restrições mostra que os métodos globais são mais robustos quando aplicados a problemas que possuem um grande espaço de busca. Técnicas globais são melhores quando se deseja analisar funções que possuem descontinuidades, parâmetros forçados, e/ou um grande número de dimensões com muitos máximos ou mínimos locais. Uma das desvantagens das técnicas de otimização global é possuir baixa taxa de convergência.

2.1 Conceitos

Nessa seção serão apresentados os conceitos de genes, cromossomos, parâmetros de codificação, bem como algumas estratégias de seleção e os operadores dos algoritmos genéticos.

2.1.1 Genes, cromossomos e parâmetros de codificação

Algoritmos genéticos operam sobre uma codificação de parâmetros e não sobre os próprios parâmetros da função. A codificação é um mapeamento dos parâmetros do espaço da solução para o espaço do cromossomo que transforma um conjunto de parâmetros, geralmente consistindo de números reais, em uma *string* de comprimento finito. Os parâmetros codificados representados pelos genes no cromossomo fazem o algoritmo genético proceder de forma independente dos parâmetros do problema e, portanto, independente do espaço de solução. Freqüentemente, a codificação binária é utilizada, mas existem outras codificações, que são ilustradas na Figura 2.3.

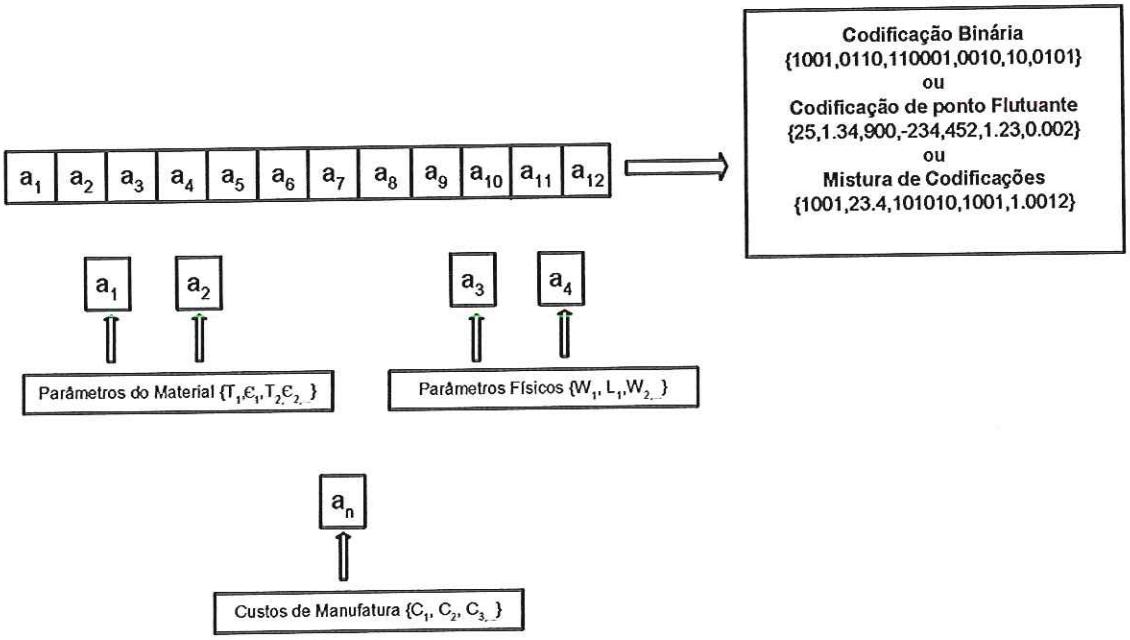


Figura.2.3.Cromossomos podem ser totalmente codificados em números binários, ponto flutuante ou uma mistura entre binário e ponto flutuante. Geralmente, um parâmetro equivale a um gene.

Na codificação binária, os parâmetros são representados por uma *string* de comprimento finito. A combinação de todos os parâmetros codificados é uma *string* de "uns" e "zeros". Os parâmetros codificados são conhecidos como genes.

Na codificação de ponto flutuante o mais natural é usar vários números reais para se formar o cromossomo, o que torna o AG mais próximo do código do problema, pois seus operadores se tornam mais específicos ao problema e, assim, o AG é mais eficiente.

O algoritmo genético atua no cromossomo provocando uma evolução em direção à solução ótima. Os valores de aptidão (*fitness*) estimam a qualidade dos cromossomos e, por associação direta, a qualidade de um indivíduo da população. A avaliação da aptidão envolve a decodificação do cromossomo para produzir os parâmetros que estão associados aos indivíduos, seguidos pela avaliação da função aptidão para os parâmetros decodificados.

2.1.2 Métodos de seleção

A seleção exibe a influência da função de aptidão no processo de otimização por algoritmo genético. É por meio da seleção que o AG escolhe as soluções candidatas que irão ser usadas na criação de novas soluções. Diferentes métodos de seleção foram desenvolvidos e utilizados para a otimização e, geralmente, são classificados em determinísticos e estocásticos.

Os métodos de seleção mais citados na literatura serão aqui abordados. Detalhes dos métodos abordados nesse texto e de outros métodos podem ser consultados em [30].

Os métodos de seleção são divididos em: a) seleção proporcional à aptidão via método da roleta; b) seleção estocástica remanescente sem substituição; c) seleção por ordenação; e d) seleção por torneio. Estes tipos são descritos a seguir.

a) *Seleção proporcional à aptidão via método da roleta*: Esse é o esquema original de seleção proposto por Holland [11] e é ainda hoje muito utilizado nas implementações.

A probabilidade p_i do i-ésimo indivíduo da população vir a ser selecionado para reprodução é proporcional ao seu valor da função de aptidão, $f_i = f(x_i)$. Uma implementação seria determinar p_i por:

$$p_i = \frac{f_i}{\sum_{j=1}^{N} f_j}, \tag{2.1}$$

na qual f_i é considerada positiva e N é o tamanho da população.

Uma vez definida a forma de quantificação da probabilidade de sobrevivência de cada indivíduo da população, emprega-se um dos métodos utilizados para a seleção dos indivíduos propriamente dita.

Um dos métodos amplamente empregados para tal finalidade é o método da roleta, no qual cada indivíduo da população é representado proporcionalmente ao seu índice de aptidão. Assim, os indivíduos com alta aptidão recebem uma porção maior da roleta, enquanto que os de baixa aptidão ocuparão uma porção relativamente menor. Deste modo, faz-se o lançamento N vezes da roleta, dependendo do tamanho da população, e escolhe-se para a população temporária aqueles indivíduos por ela sorteados, conforme mostrado pela Figura 2.4.

Indivíduo S_i		Aptidão $f(S_i)$	Aptidão Relativa
S_1	100110	2,23	0,14
S_2	100110	7,27	0,47
S_3	100110	1,05	0,07
S_4	100110	3,35	0,21
S_5	100110	1,69	0,11

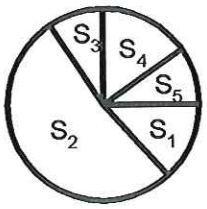


Figura 2.4. Exemplo do método da roleta.

O método da roleta tem a desvantagem de exibir uma alta variância, podendo levar a um grande número de cópias de um bom cromossomo, o que faz diminuir a diversidade da população. Esta falha pode ocasionar uma convergência prematura do algoritmo para uma solução que não seja a solução final. Por outro lado, quando a evolução está avançada, na qual as aptidões não diferem muito entre si, observa-se uma estagnação do algoritmo, isto é, uma baixa pressão de seleção entre aptidões parecidas.

b) *Seleção estocástica remanescente sem substituição*: Este método parece realizar melhor o processo de reprodução e é realizado de acordo com o seguinte

procedimento. Calcula-se diretamente o número esperado de cópias para cada cromossomo por meio de:

$$E_i = Np_i, \tag{2.2}$$

na qual N é o tamanho da população e a parte inteira de E_i, designada por $\text{int}(E_i)$, será o número esperado de cópias:

$$I_i = \text{int}(E_i). \tag{2.3}$$

Deste modo, o cromossomo i será copiado I_i vezes na população temporária.

A seguir, calcula-se o resíduo de acordo com:

$$R_i = E_i - I_i, \tag{2.4}$$

que representa a probabilidade do cromossomo ser copiado novamente. Por exemplo, um cromossomo para o qual $E_i = 2{,}75$ será copiado duas vezes, podendo ser copiado novamente com uma probabilidade de 75%.

c) *Seleção por ordenação*: É um método de seleção proposto para evitar uma convergência prematura do algoritmo genético. Os indivíduos de uma população são ordenados segundo sua avaliação e o número esperado de vezes que um indivíduo será selecionado para reprodução depende da sua posição em relação aos demais indivíduos e não da sua avaliação. Após essa ordenação, o procedimento de amostragem usado pode ser o do método da roleta.

d) *Seleção por torneio*: É uma estratégia que em muitas aplicações é considerada a mais eficiente. Este método de seleção é descrito na Fig.2.5. Nele, uma subpopulação de N indivíduos é escolhida de forma aleatória a partir da população original. Os indivíduos dessa subpopulação competem entre si e ganha o torneio aquele que tiver maior aptidão. Após a escolha do melhor indivíduo, todos os membros da subpopulação são colocados de volta dentro da população geral e o processo é repetido.

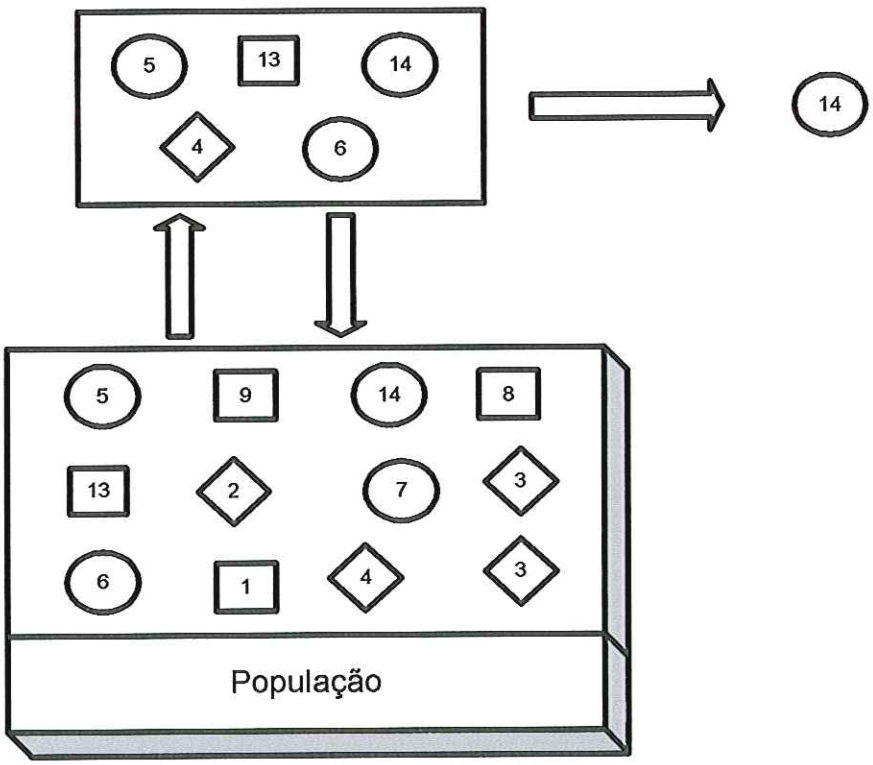


Figura 2.5. Seleção por torneio na qual *N* indivíduos são escolhidos de forma aleatória na população. O indivíduo na subpopulação selecionada com maior aptidão é o escolhido.

Para a implementação desse tipo de seleção, um gerador de números aleatórios é usado para gerar um número entre *1* e *N*, que é o número de indivíduos da população. Esse número indica um indivíduo para participar do torneio. De forma alternativa, a seleção por roleta pode ser usada para escolher os indivíduos que irão participar do torneio. Essa alternativa é chamada de classificação de Wetzel [30].

2.1.3 Operadores

Uma vez escolhido um par de indivíduos como pais, um par de descendentes é gerado por recombinação e mudança dos cromossomos dos pais utilizando os operadores cruzamento, $p_{cruzamento}$, e mutação, $p_{mutação}$.

A) Cruzamento

O operador cruzamento atua nos pais escolhidos pela seleção e gera dois descendentes. Foram desenvolvidas variações de cruzamento e, entre elas, podemos citar o cruzamento de ponto simples, cruzamento multiponto e cruzamento uniforme [31].

O mais simples deles é o cruzamento de ponto simples, mostrado na Fig.2.6. Nesse, uma posição aleatória no cromossomo dos pais é escolhida e a porção anterior do cromossomo do ponto escolhido vai do pai 1 para o descendente 1 e do pai 2 para o descendente 2. A parte posterior do cromossomo do pai 1, seguindo o ponto de escolha aleatória, é colocada na posição remanescente do descendente 2, e a porção posterior do cromossomo do pai 2 é colocada na posição remanescente do pai 1.

O cruzamento multiponto é uma generalização da idéia do cruzamento de ponto simples, no qual muitos pontos podem ser utilizados. O cruzamento uniforme não utiliza pontos de cruzamento, mas determina, por meio de um parâmetro global, qual a probabilidade de cada variável ser trocada entre os pais.

O efeito do cruzamento é rearranjar os genes com o objetivo de produzir melhores combinações de genes e, desse modo, resultar em indivíduos mais aptos. O processo de recombinação representado pelo cruzamento é o mais importante dos operadores dos algoritmos genéticos e é utilizada uma taxa que varia entre 0,6 e 0,8 [32].

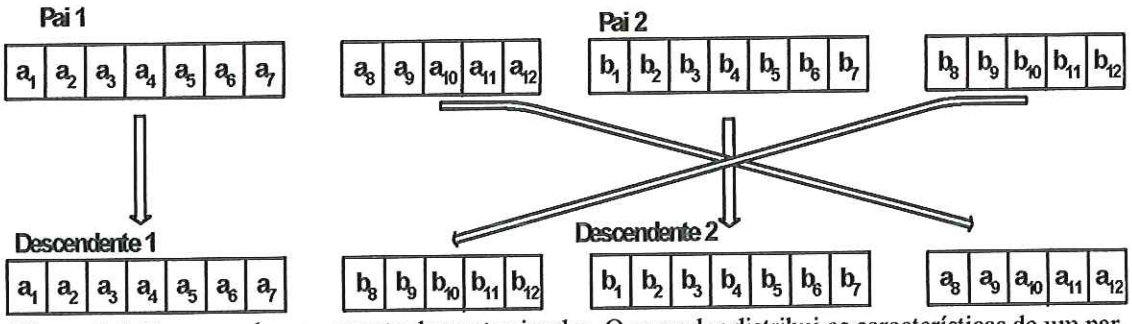


Figura 2.6. Esquema do cruzamento de ponto simples. O operador distribui as características de um par de pais e cria um par de descendentes.

B) Mutação

O operador mutação objetiva explorar regiões do espaço de solução que não estão representadas na composição genética da população atual. Desta forma, a mutação assegura que a probabilidade de se chegar a qualquer ponto do espaço de busca nunca será zero. Também, contorna os problemas dos mínimos locais, pois este mecanismo altera levemente a direção da busca. Na mutação, um elemento que compõe uma *string* de caracteres do cromossomo é escolhido aleatoriamente para ser trocado.

Geralmente é sugerido que a mutação ocorra com uma baixa probabilidade, variando no intervalo 0,01 a 0,1. A mutação, de certa forma, desfaz o progresso da população em direção a uma convergência e interfere com a ação benéfica do operador cruzamento e da seleção. O operador mutação está ilustrado na Fig.2.7. Nessa figura, o elemento a_8 é escolhido aleatoriamente em um cromossomo e trocado para o valor A_8.

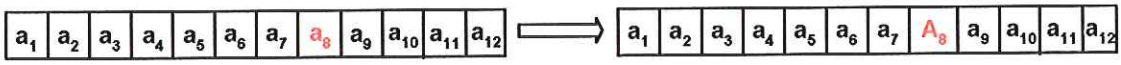


Figura 2.7. O operador mutação modifica aleatoriamente elementos dentro do cromossomo.

2.2 Função de aptidão

A função de aptidão, ou função objetivo, é usada para designar um valor de aptidão para cada um dos indivíduos da população do AG. A função de aptidão é a conexão entre o problema físico que se quer otimizar e o algoritmo genético. Alguns autores fazem distinção entre o resultado da função objetivo e o valor da função de aptidão, mas essa distinção é arbitrária e não será feita neste texto. Portanto, será adotada nesse texto a nomenclatura de função de aptidão.

As únicas restrições impostas na forma e conteúdo da função de aptidão pelo AG são que os valores de aptidão retornados pela função de aptidão devem ser, de alguma maneira, proporcionais à qualidade de uma dada tentativa de solução e o valor de aptidão da função ser um valor positivo.

O algoritmo genético canônico, com seleção e operadores de cruzamento e mutação, está pronto para maximizar uma função. Para se encontrar o mínimo, uma

pequena modificação na forma da função é necessária. Um método é definir a função de aptidão para minimizar $f(x[n])$:

$$Fitness = Max - f(x[n]), \tag{2.5}$$

na qual Max é um número positivo maior que o maior valor esperado de $f(x[n])$. Outras formas de minimização no AG podem ser feitas. Por exemplo, com uma versão da seleção por torneio que escolhe o menor valor de aptidão como vencedor do torneio ao invés do maior valor de aptidão que pode minimizar uma função.

2.3 Estratégia elitista

Uma das mais importantes extensões do AG canônico é a estratégia elitista introduzida por De Jong [33]. No AG canônico é possível que na próxima geração apareça um indivíduo com uma aptidão menor que o melhor indivíduo encontrado na geração anterior. Essa perda do melhor indivíduo ocorre devido à natureza probabilística da mutação, seleção e cruzamento do AG. Um teste simples pode ser feito para verificar se o melhor indivíduo na nova geração é, no mínimo, tão bom quanto o da geração anterior. Se um decréscimo da aptidão do melhor indivíduo é observado, o melhor indivíduo da geração anterior pode ser inserido dentro da nova geração. Salvar e inserir o melhor indivíduo da última geração é conhecido como estratégia elitista ou, simplesmente, elitismo. O elitismo pode ser usado para garantir que exista um acréscimo de melhores indivíduos com melhores aptidões em função do tempo. Às vezes, o elitismo pode não ajudar, particularmente em relação a funções que convergem prematuramente. Nesse caso, o elitismo deve ser evitado.

2.4 Inserção de imigrantes

A tendência dos AGs de convergir rapidamente reduz sua habilidade em identificar regiões no espaço de busca que poderiam se tornar mais atraentes durante as mudanças do ambiente. O mecanismo de inserção de imigrantes [34] [35], aumenta a

diversidade da população adicionando novos indivíduos à geração existente para responder às mudanças ocorridas no ambiente.

2.5 Parâmetros genéticos

É importante também analisar de que maneira alguns parâmetros influem no comportamento dos AGs, para que se possa estabelecê-los conforme as necessidades do problema e dos recursos disponíveis. Os parâmetros genéticos são descritos a seguir.

(a) *Tamanho da População*: O tamanho da população afeta o desempenho global e a eficiência dos AGs. Com uma população pequena o desempenho pode cair, pois deste modo a população fornece uma pequena cobertura do espaço de busca do problema. Uma grande população geralmente fornece uma cobertura representativa do domínio do problema, além de prevenir convergências prematuras para soluções locais ao invés de globais. No entanto, para se trabalhar com grandes populações são necessários maiores recursos computacionais, ou que o algoritmo trabalhe por um período de tempo muito maior;

(b) *Taxa de Cruzamento*: Quanto maior for esta taxa, mais rapidamente novos indivíduos serão introduzidos na população. Entretanto, se esta for muito alta, indivíduos com boa aptidão poderão ser retirados com mais velocidade, o que pode acarretar perda de estruturas de alta aptidão. Com um valor baixo o algoritmo pode se tornar muito lento;

(c) *Taxa de Mutação*: Uma baixa taxa de mutação previne que uma dada posição fique estagnada em um valor, além de possibilitar que se chegue a qualquer ponto do espaço de busca. Com uma taxa muito alta a busca se torna essencialmente aleatória;

(d) *Intervalo de Geração* [36]: Controla a porcentagem da população que será substituída durante a próxima geração. Com um valor alto a maior parte da população será substituída, mas com valores muito altos pode ocorrer perda de estruturas de alta aptidão. Com um valor baixo o algoritmo pode tornar-se muito lento.

2.6 Vantagens e desvantagens dos algoritmos genéticos

As vantagens e desvantagens dos AGs são relacionadas a seguir.

As vantagens:

(a) São robustos e aplicáveis a uma grande variedade de problemas;

(b) Não requerem conhecimentos ou informações dos gradientes da função definida pela função objetivo;

(c) Descontinuidades ou complexidades presentes na função acarretam pouco ou nenhum efeito no desempenho da busca;

(d) São mais resistentes a se prenderem a ótimos locais;

(e) Apresentam um bom desempenho para uma grande escala de problemas;

(f) São de fácil implementação e proporcionam maior flexibilidade no tratamento do problema a ser resolvido.

As desvantagens:

(a) Apresentam dificuldade para achar o ótimo global exato;

(b) Requerem um grande número de avaliações de funções de aptidão;

(c) Exibem grande possibilidade de gerar de configurações que podem complicar a resolução do problema tratado.

2.7 Aplicações

As aplicações dos AGs estão relacionadas a uma análise multidimensional, na qual se busca alcançar uma solução global. Geralmente, o material genético é utilizado para codificar os valores de vários parâmetros que definem o espaço de resultados admissíveis, procurando encontrar o valor desses parâmetros (valor dos cromossomos) que soluciona um certo problema de otimização.

Desde os conceitos básicos propostos por Holland [11], os AGs vêm sendo utilizados em várias áreas de pesquisa e em situações do mundo real com bons resultados. Alguns exemplos são o uso em telecomunicações [37], em economia [37] e em medicina [38].

3 Utilização de algoritmos genéticos no projeto de circuitos de microondas

Neste capítulo serão descritos os circuitos propostos para a análise com algoritmos genéticos.

3.1 Desenvolvimento do algoritmo

Nesta seção será apresentado o desenvolvimento do algoritmo utilizado no projeto dos circuitos de microondas. No procedimento proposto, um circuito é representado por um conjunto de blocos que, quando ordenados, representa diferentes padrões de circuito. O objetivo desse sistema é o de se obter, a partir do uso de algoritmos genéticos, um padrão de circuito que realize uma curva de resposta em freqüência. A curva de resposta em freqüência que se tem como meta será aqui chamada de curva-padrão.

No algoritmo genético proposto, cada elemento é representado por um gene, cada bloco é considerado um cromossomo e cada conjunto de blocos constitui um indivíduo. Cada indivíduo apresenta um tipo de padrão de circuito com sua respectiva curva de resposta em freqüência. O indivíduo pode ser formado por n cromossomos com no máximo seis genes cada e, assim, o sistema pode representar um total de $6xn$ componentes. O indivíduo ilustrado na Figura 3.1 possui n cromossomos. O primeiro cromossomo é formado pelos genes C_1 e C_2 representando dois componentes do sistema. O segundo cromossomo também possui dois genes, C_3 e C_4, e também representa dois componentes. Os cromossomos seguintes possuem seis genes representando seis componentes. Essa criação de novos cromossomos com no máximo seis posições disponíveis é feita até se alcançar o cromossomo n, compondo um indivíduo que será um padrão de circuito com uma curva associada. A curva de resposta que o indivíduo criado fornecer será então comparada com uma curva-padrão e assim será decidido se aquele indivíduo possui ou não qualidades para ser escolhido como o melhor indivíduo da população gerada.

Tipo de Bloco	Bloco 1		Bloco 2		Bloco 3						Bloco 4						.....	Bloco N
Tipo de Componente	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	C_7	C_8	C_9	C_{10}	C_{11}	C_{12}	C_{13}	C_{14}	C_{15}	C_{16}	.....	C_M
Número do Bloco	1	1	2	2	3	3	3	3	3	3	4	4	4	4	4	4	.....	B_N
Número do Componente	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	.....	K_M

N ⟶ Blocos
M ⟶ Componentes

Figura 3.1. Exemplo do sistema de blocos utilizados no algoritmo proposto.

O algoritmo pode ser dividido em duas partes, sendo que a primeira determina as respostas em freqüência de diferentes padrões de circuito gerados e, se alguma resposta fornecida estiver de acordo com a curva esperada, o algoritmo é encerrado. A seqüência de etapas que constitui a primeira parte é mostrada a seguir.

Primeira parte:

1) Os cromossomos são inicialmente gerados de forma aleatória;

2) A primeira geração é iniciada;

3) Os *N* indivíduos gerados são avaliados;

4) A curva de resposta em freqüência para cada indivíduo é determinada;

5) Se a resposta estiver de acordo com a curva-padrão, o algoritmo é encerrado.

Caso os parâmetros do circuito encontrado não gerem uma curva que atenda às especificações da curva-padrão, a segunda parte do algoritmo é iniciada. Assim, os operadores do algoritmo genético cruzamento e mutação são usados para que se possa evoluir em direção a um padrão de circuito que corresponda à curva desejada.

A seqüência de etapas que constitui a segunda parte é mostrada a seguir, completando a primeira parte.

Segunda parte:

6) Se do passo 5) não resultar o melhor indivíduo necessário, então são selecionados pais para o cruzamento e a mutação serem executados;

7) O cruzamento é executado nos indivíduos selecionados;

8) A mutação é executada;

9) Novamente os indivíduos são avaliados e a curva de resposta em freqüência é determinada.

Esses nove passos são executados, como mostra a Figura 3.2, até que se obtenha um padrão de circuito que possua uma curva de resposta em freqüência que seja semelhante à curva-padrão.

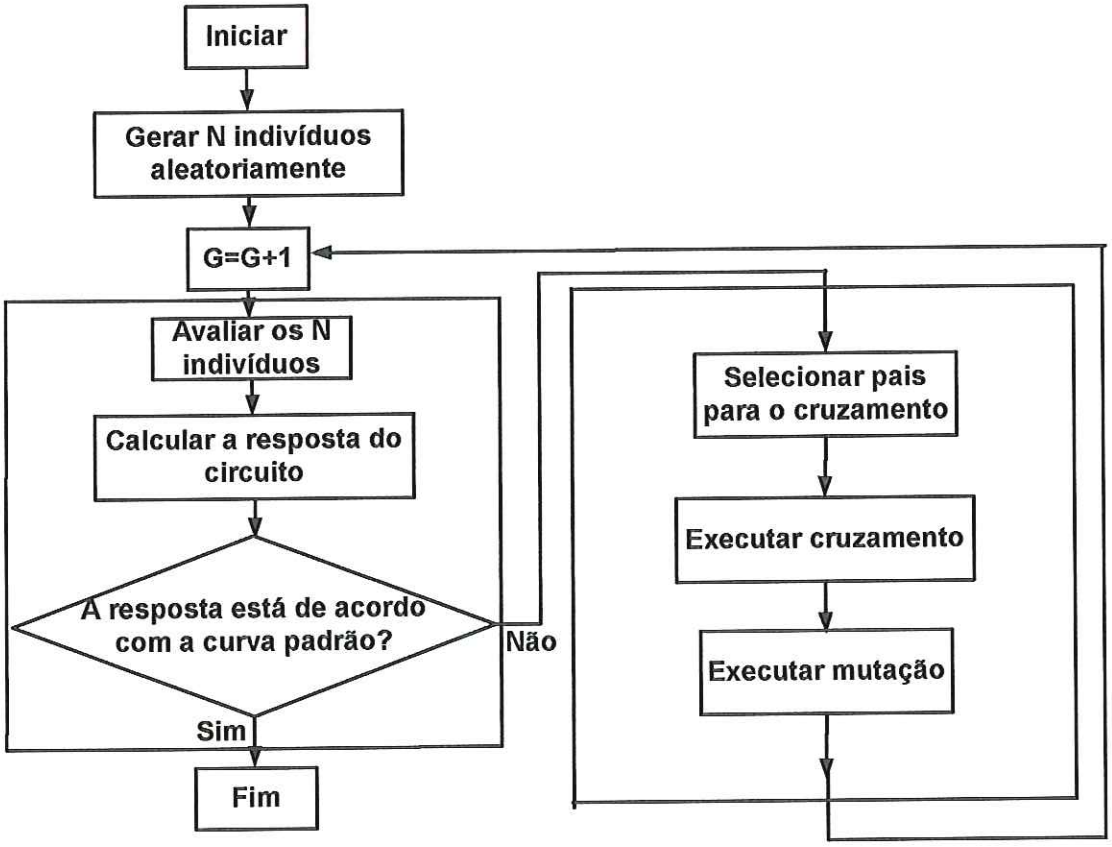


Figura 3.2. Fluxograma do algoritmo proposto.

A Figura 3.3 ilustra o procedimento de operação dos cinco primeiro estágios da primeira parte do algoritmo.

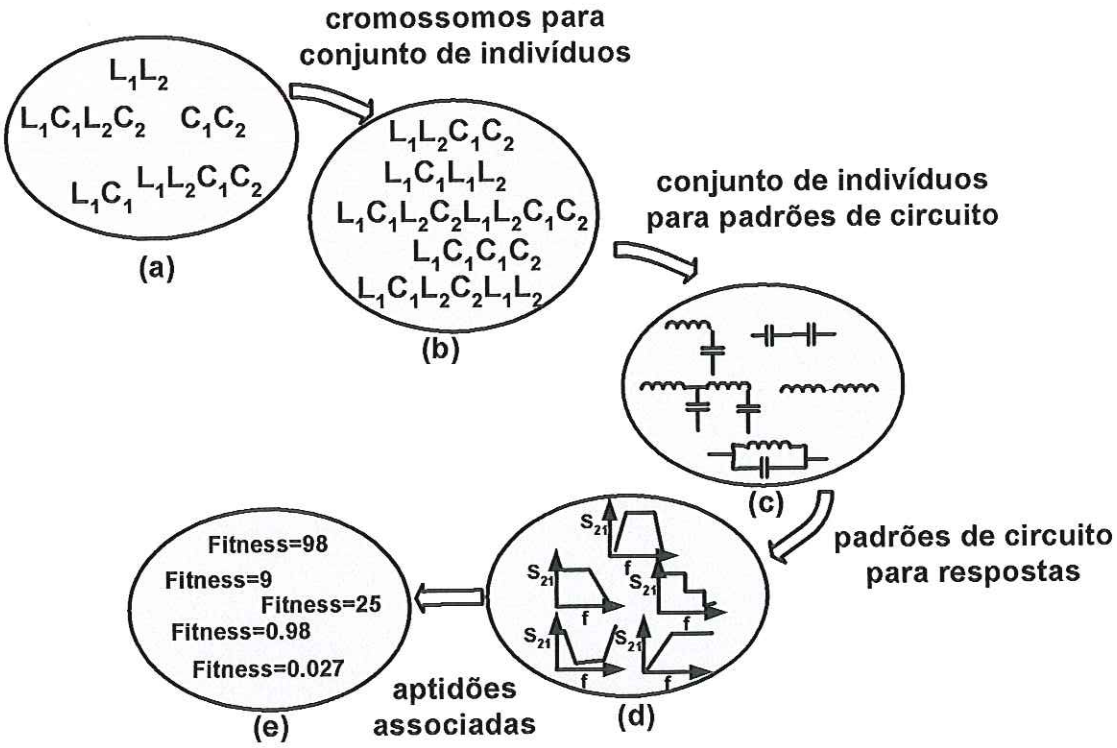


Figura 3.3. Os cinco primeiros estágios do fluxograma apresentado. (a) cromossomos, (b) conjunto de parâmetros, (c) padrões de circuitos, (d) respostas e (e) aptidões.

Para o cálculo das repostas dos circuitos gerados o algoritmo opera com matrizes de espalhamento (S) e matrizes de transferência (T), que serão descritas na próxima seção.

3.2 Matriz de espalhamento (S)

A formulação por matriz de espalhamento é usada para representar as propriedades de circuito de uma rede de microondas. Uma matriz de espalhamento representa a relação entre as variáveis a_n (onda normalizada incidente na porta n) e variáveis b_n (onda normalizada emergente na porta n) definidas da seguinte maneira:

$$a_n = v_n^+ / \sqrt{Z_{0n}} \tag{3.1}$$

$$b_n = v_n^- / \sqrt{Z_{0n}} \tag{3.2}$$

nas quais v_n^+ e v_n^- representam as tensões correspondentes às ondas incidente e emergente de um quadripolo conectado à porta n da rede, e Z_{0n} é a impedância de referência. As relações entre b_n e a_n para uma rede de duas portas são dadas por:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \tag{3.3}$$

e

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 . \tag{3.4}$$

Para uma rede de n portas tem-se:

$$b = Sa , \tag{3.5}$$

na qual S é uma matriz $n \times n$ (2×2 para uma rede de duas portas).

O fluxo de potência média para dentro da porta n pode ser determinado usando (3.1) e (3.2). Para esse propósito, v_n e i_n podem ser escritos como:

$$v_n = v_n^+ + v_n^- = \sqrt{Z_{0n}}(a_n + b_n) \tag{3.6}$$

e

$$i_n = \frac{1}{Z_{0n}}(v_n^+ - v_n^-) = \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}}(a_n - b_n) . \tag{3.7}$$

O fluxo de potência dentro da porta n é dado por:

$$W_n = \frac{1}{2}\mathrm{Re}(v_n i_n^*) = \frac{1}{2}(a_n a_n^* - b_n b_n^*) . \tag{3.8}$$

3.3 Representação da matriz de transferência (matriz T)

Para circuitos de microondas conectados em cascata é mais adequado representar cada junção ou circuito por uma matriz de transmissão. Desta forma, a matriz transmissão que descreve a conexão em cascata pode ser obtida multiplicando-se as matrizes de transmissão de cada estrutura, como mostra a Figura 3.4.

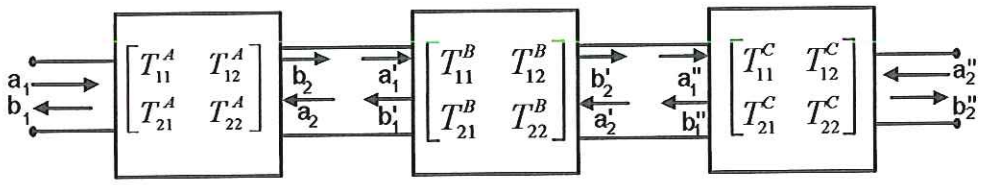


Figura 3.4. Associação em cascata de matrizes T.

A matriz de transferência é definida de tal maneira que as ondas de entrada a_1 e b_1 na Figura 3.4 são as variáveis dependentes e as ondas normalizadas a_2 e b_2 são as variáveis independentes. A relação entre elas é dada por:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}. \tag{3.9}$$

As relações entre os parâmetros S e T são:

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{S_{21}} & -\dfrac{S_{22}}{S_{21}} \\ \dfrac{S_{11}}{S_{21}} & S_{12} - \dfrac{S_{11}S_{22}}{S_{21}} \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

e

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{T_{21}}{T_{11}} & T_{22} - \dfrac{T_{21}T_{12}}{T_{11}} \\ \dfrac{1}{T_{11}} & -\dfrac{T_{21}}{T_{11}} \end{bmatrix}. \tag{3.11}$$

Portanto, a matriz de transmissão de uma conexão em cascata de 2 redes pode ser escrita em termos das matrizes de transmissão individuais,

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}^A & T_{12}^A \\ T_{21}^A & T_{22}^A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{11}^B & T_{12}^B \\ T_{21}^B & T_{22}^B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2' \\ b_2' \end{bmatrix}. \tag{3.12}$$

3.4 Projeto de filtros com elementos discretos

Nessa seção será descrita a implementação do algoritmo genético que será usado no projeto de filtros com elementos discretos. A lógica seguida é a mesma descrita na Seção 3.1. Nesse caso, foram definidos os seguintes blocos: LC em paralelo colocado em série com a linha; LC em paralelo colocado em paralelo com a linha; rede Π, rede T, L série, C série,L paralelo, C paralelo, LC em série colocado em série com a linha, LC em série colocado em paralelo com a linha. A Figura 3.5 mostra detalhes da formação dos blocos utilizados no projeto.

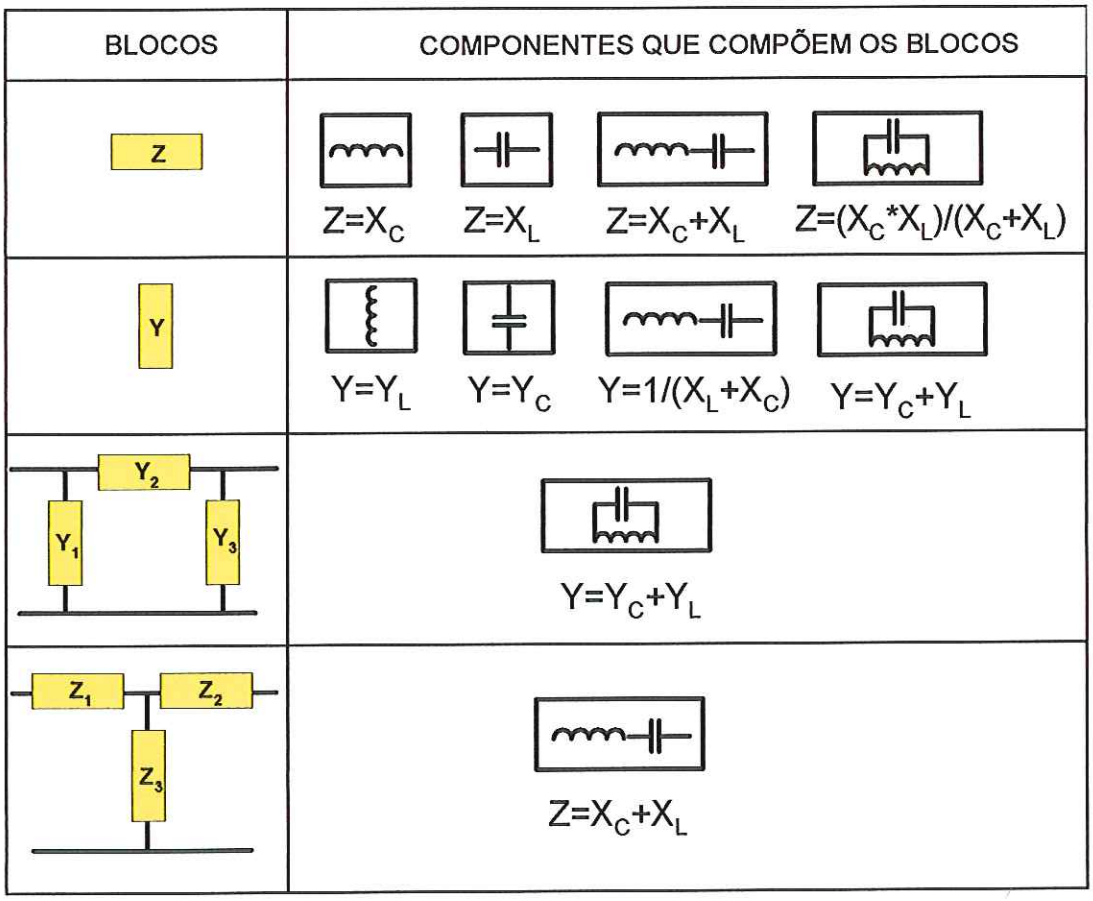


Figura 3.5. Elementos de circuito que formam os blocos utilizados.

na qual

$$X_C = \frac{1}{j2\pi fC},\ X_L = j2\pi fL,\ Y_C = j2\pi fC \text{ e } Y_L = \frac{1}{j2\pi fL}.$$

O algoritmo genético proposto considera cada bloco como um cromossomo e atua nesses blocos de forma a aplicar os operadores cruzamento e mutação caso sejam necessários.Os circuitos e as matrizes S e T correspondentes são mostrados na Figura 3.6 [39].

Na Figura 3.7 é apresentado um exemplo de indivíduo criado pelo algoritmo genético utilizando as matrizes apresentadas na Figura 3.6. O indivíduo criado possui um padrão de circuito e uma curva associada que será comparada com a curva-padrão fornecida e, assim, será decidido quão apto está esse indivíduo em relação à resposta desejada. Quando o indivíduo reunir qualidades suficientes para ser escolhido, a configuração de circuito encontrada pelo AG será a que irá representar a curva-padrão.

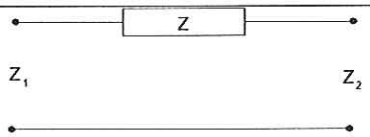
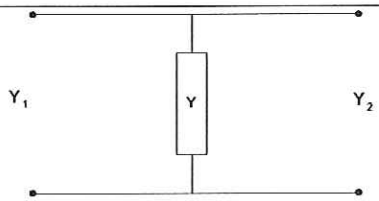
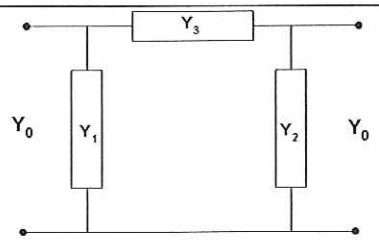
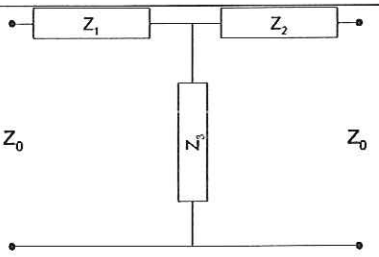
Bloco	Matriz S	Matriz T
	$\frac{1}{D_s}\begin{bmatrix} Z+Z_2-Z_1 & 2\sqrt{Z_1Z_2} \\ 2\sqrt{Z_1Z_2} & Z+Z_2-Z_1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{D_T}\begin{bmatrix} Z_1+Z_2-Z & Z_2-Z_1+Z \\ Z_2-Z_1-Z & Z_1+Z_2+Z \end{bmatrix}$
(a) Impedância em série	$D_s = Z+Z_1+Z_2$ e $D_t = 2\sqrt{Z_1Z_2}$	
	Matriz S	Matriz T
	$\frac{1}{D_s}\begin{bmatrix} Y_1-Y_2-Y & 2\sqrt{Y_1Y_2} \\ 2\sqrt{Y_1Y_2} & Y_2-Y_1-Y \end{bmatrix}$	$\frac{1}{D_T}\begin{bmatrix} Y_1+Y_2-Y & Y_1-Y_2-Y \\ Y_1-Y_2+Y & Y_1+Y_2+Y \end{bmatrix}$
(b) Admitância em paralelo	$D_s = Y+Y_1+Y_2$ e $D_t = 2\sqrt{Y_1Y_2}$	
	Matriz S	Matriz T
	$\frac{1}{D_s}\begin{bmatrix} Y_0^2-PY_0-D & 2Y_0Y_3 \\ 2Y_0Y_3 & Y_0^2+PY_0-D \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2Y_0Y_3}\begin{bmatrix} -Y_0^2+QY_0-D & Y_0^2-PY_0-D \\ -Y_0^2-PY_0+D & Y_0^2+QY_0+D \end{bmatrix}$
(c) Rede $\prod$	$D_s = Y_0^2+QY_0+D$, $D = Y_1Y_2+Y_2Y_3+Y_3Y_1$, $Q = Y_1+Y_2+2Y_3$ e $P = Y_1-Y_2$	
	Matriz S	Matriz T
	$\frac{1}{D_s}\begin{bmatrix} -Z_0^2+PZ_0+D & 2Z_0Z_3 \\ 2Z_0Z_3 & -Z_0^2-PZ_0+D \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2Z_0Z_3}\begin{bmatrix} -Z_0^2+QZ_0-D & -Z_0^2+PZ_0+D \\ Z_0^2+PZ_0-D & Z_0^2+QZ_0+D \end{bmatrix}$
(d) Rede T	$D_s = Z_0^2+QZ_0+D$, $D = Z_1Z_2+Z_2Z_3+Z_3Z_1$, $Q = Z_1+Z_2+2Z_3$ $P = Z_1-Z_2$	

Figura 3.6. Matrizes S e T usadas no projeto de circuitos com elementos discretos [39].

Tipo de Bloco	Z série		Z paralelo		BLOCO pi						BLOCO T						Z série		Z paralelo	
Tipo de Componente	L	C	L	C	L_1	C_1	L_2	C_2	L_3	C_3	L_1	C_1	L_2	C_2	L_3	C_3	L	C	L	C
Número do Bloco	1	1	2	2	3	3	3	3	3	3	4	4	4	4	4	4	5	5	6	6
Número do Componente	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19

Figura 3.7. Exemplo de indivíduo criado pelo algoritmo genético.

3.5 Projeto de filtros com microfitas

No projeto de filtros utilizando microfitas o algoritmo genético precisa agora operar com a geometria das microfitas para encontrar as melhores dimensões de comprimento e largura, l e w, para reproduzir a resposta em freqüência desejada. Cada bloco é considerado um cromossomo e os operadores genéticos de cruzamento e mutação irão atuar nesses cromossomos de forma a produzir o melhor indivíduo. As relações entre l e w com Z e $Bl(\theta)$ são mostradas no apêndice I.

O indivíduo é formado por três blocos sendo: trecho de microfita, seção de microfita com toco em aberto e seção de microfita com toco em curto. Esses blocos e suas respectivas matrizes S e T são mostrados na Figura 3.8 [39].

Um exemplo de indivíduo formado pelo algoritmo genético pode ser visto na Figura 3.9, na qual é mostrada a ordem dos blocos encontrados. Esse indivíduo formado possui dimensões l e w que irão se ajustar para que as microfitas forneçam um padrão de circuito que corresponda à curva-padrão desejada.

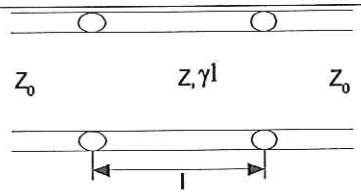
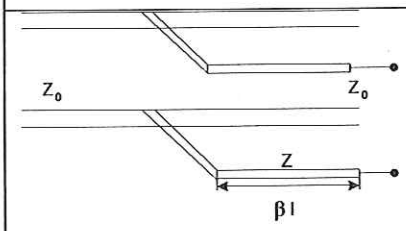
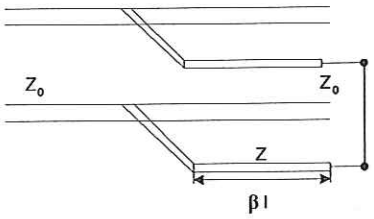
Bloco	Matriz S	Matriz T
	$\frac{1}{D_s}\begin{bmatrix}(Z^2-Z_0^2)Sh & 2ZZ_0\\ 2ZZ_0 & (Z^2-Z_0^2)Sh\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}Ch-\left(\frac{Z^2+Z_0^2}{2ZZ_0}\right)Sh & \left(\frac{Z^2-Z_0^2}{2ZZ_0}\right)Sh\\ -\left(\frac{Z^2-Z_0^2}{2ZZ_0}\right)Sh & Ch+\left(\frac{Z^2+Z_0^2}{2ZZ_0}\right)Sh\end{bmatrix}$
(a) Seção de linha de transmissão	$Sh=\sinh(\gamma l)$, $Ch=\cosh(\gamma l)$, $D_s=2ZZ_0Ch+(Z^2+Z_0^2)Sh$	
	Matriz S	Matriz T
	$\frac{1}{D_s}\begin{bmatrix}1 & D_s+1\\ D_s+1 & 1\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}1-j\frac{Z_0}{2Z}T & -j\frac{Z_0}{2Z}T\\ j\frac{Z_0}{2Z}T & 1+j\frac{Z_0}{2Z}T\end{bmatrix}$
(b) Toco em aberto	$T=\tan(\beta l)$ e $D_s=-1+2jZ\,l/(Z_0T)$	
	Matriz S	Matriz T
	$\frac{1}{D_s}\begin{bmatrix}-1 & D_s-1\\ D_s-1 & -1\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}1+j\frac{Z_0}{2ZT} & j\frac{Z_0}{2ZT}\\ -j\frac{Z_0}{2ZT} & 1-j\frac{Z_0}{2ZT}\end{bmatrix}$
(c) Toco em curto	$T=\tan(\beta l)$ e $D_s=1+2jZT\,/\,Z_0$	

Figura 3.8. Matrizes S e T usadas no projeto com microfitas [39].

Tipo de Bloco	Trecho de Microfita		Seção de Microfita com Toco em Aberto		Seção de Microfita com Toco em Curto	
Tipo de Dimensão (mm)	l	w	l	w	l	w
Número do Bloco	1	1	2	2	3	3
Número do Componente	0	1	2	3	4	5

Figura 3.9.Exemplo de indivíduo criado pelo algoritmo genético.

3.6 Projeto de descontinuidades em guias de onda retangulares

A caracterização de três tipos de descontinuidades de guias de onda retangulares é mostrada nessa seção. As configurações e os circuitos equivalentes de um poste indutivo, poste capacitivo e fita longitudinal são mostradas nas Figuras 3.10, 3.12, e 3.14. As reatâncias das descontinuidades foram normalizadas em relação à impedância do guia, $2\eta_0 b\lambda_g /(a\lambda_0)$, na qual $\eta_0 = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0}$ é a impedância intrínseca do vácuo. As susceptâncias das descontinuidades também foram normalizadas de forma similar. Nesse caso o algoritmo genético é utilizado para determinar a posição das descontinuidades dentro do guia metálico retangular.

3.6.1 Poste indutivo

Um poste indutivo é realizado por meio de um bastão metálico colocado no guia, paralelo às paredes laterais e, portanto, paralelo ao campo elétrico do modo TE_{10}. A configuração para essa descontinuidade e o seu circuito equivalente são mostrados na Figura 3.10.

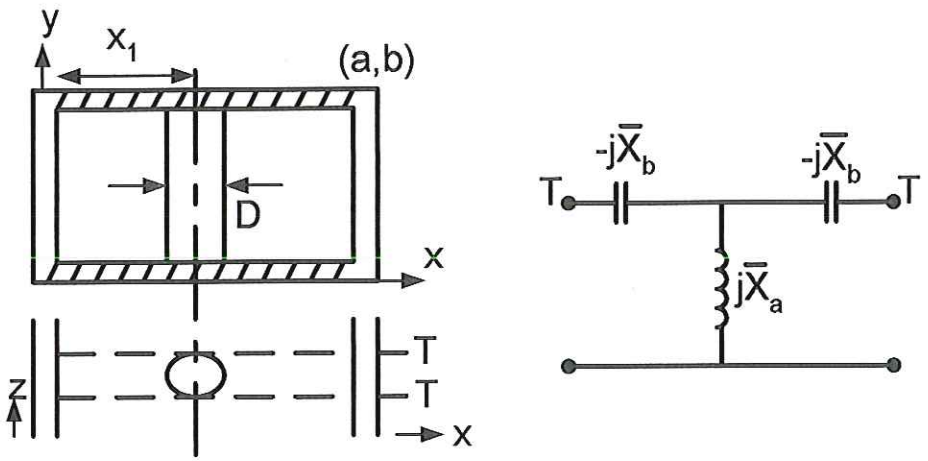


Figura 3.10. Poste indutivo em um guia de onda retangular e seu circuito equivalente

As reatâncias são dadas por [39]:

$$\overline{X}_b = \frac{a}{\lambda_g}\left(\frac{\pi D}{a}\right)^2\left(1-\frac{D^2}{16x_1^2}\right)^{-1}\sin^2(\theta), \tag{3.13}$$

$$\overline{X}_a = \overline{X}_0 + \frac{\overline{X}_b}{2} - \left(\frac{a\pi^2 D^2}{8\lambda_g}\right)\cos ec^2(\theta)\left\{\frac{1}{\lambda_0^2} + \left(\frac{S\cot(\theta) - S'}{a}\right)^2\left(1 + \frac{D^2}{16x_1^2}\right)^{-1}\right\}, \tag{3.14}$$

nas quais

$$\overline{X}_0 = \frac{aS}{2\lambda_g}\cos ec^2(\theta), \tag{3.15}$$

$$S = \ln\left(\frac{4a}{\pi D} sen(\theta)\right) - 2\sin^2(\theta) + 2\sum_{m=2}^{\infty}\frac{sen^2(m\theta)}{m}\left\{\left[1 - \left(\frac{2a}{m\lambda_0}\right)^2\right]^{-0.5} - 1\right\}, \tag{3.16}$$

$$S' = \frac{1}{2}\cot(\theta) - \sin(2\theta) + \sum_{m=2}^{\infty} sen(2m\theta)\left\{\left[1 - \left(\frac{2a}{m\lambda_0}\right)^2\right]^{-0.5} - 1\right\}, \tag{3.17}$$

$$\frac{a}{\lambda_g} = \left[\left(\frac{2a}{\lambda_0}\right)^2 - 1\right], \tag{3.18}$$

$$\theta = \frac{\pi x_1}{a}. \tag{3.19}$$

As dimensões x_1 e D, afastamento e diâmetro do poste, respectivamente, são mostrados na Figura 3.9. Para bastões finos, $D << \lambda_0$, o circuito equivalente pode ser representado apenas pela reatância X_a. O circuito equivalente da Figura 3.9 é utilizado quando o comprimento de onda está no intervalo $a < \lambda_0 < 2a$.

Na Figura 3.11 é mostrado o formato do indivíduo criado pelo algoritmo genético. O indivíduo possui apenas um bloco e cabe ao algoritmo genético encontrar as dimensões x_1 e D necessárias para a localização do poste indutivo dentro do guia. Nesse caso, os operadores cruzamento e mutação irão atuar para obter a melhor localização da descontinuidade dentro do guia para, assim, atender às características de uma determinada curva-padrão.

Tipo de Bloco	Poste Indutivo	
Tipo de Dimensão (mm)	x_1	D
Número do Bloco	1	1
Número do Componente	0	1

Figura 3.11. Indivíduo criado pelo algoritmo genético.

3.6.2 Poste Capacitivo

Um poste capacitivo em um guia de onda retangular pode ser obtido colocando um bastão metálico com seus eixos perpendiculares ao campo elétrico, como mostrado na Figura 3.12. Adota-se que o bastão é fino ($D << b$).

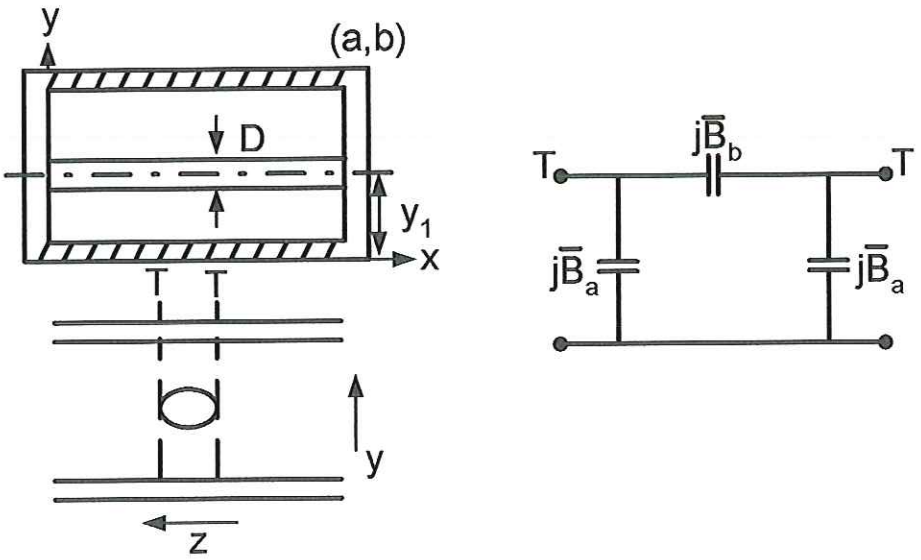


Figura 3.12.Poste capacitivo em um guia de onda retangular e seu circuito equivalente.

As expressões para os elementos do circuito equivalente foram derivadas utilizando o método variacional e são dadas por [39]:

$$\overline{B}_a = \frac{QP^2}{A_2}, \tag{3.20}$$

$$\overline{B}_b = \frac{A_1}{QP^2} - \frac{QP^2}{2A_2}, \tag{3.21}$$

nas quais

$$Q = \frac{2b}{\lambda_g}, P = \frac{\pi D}{2b}, \tag{3.22}$$

$$A_1 = 1 + \frac{1}{2}P^2Q^2\left(\ln\left(\frac{\cos ec(\theta)}{2P}\right) + \frac{3}{4}\right) + P^2Q^2\sum_{m=1}^{\infty}\cos^2(m\theta)\left(\frac{1}{\sqrt{m^2 - Q^2}} - \frac{1}{m}\right), \tag{3.23}$$

$$A_2 = 1 + \frac{1}{2}P^2Q^2\left(\frac{11}{4} - \ln\left(\frac{\cos ec(\theta)}{2P}\right)\right) + \frac{1}{4}P^2\left(\cos ec^2(\theta) - \frac{1}{3}\right) - 2P^2\sum_{m=1}^{\infty}\cos^2(m\theta)\left(m - \frac{Q^2}{2m} - \sqrt{m^2 - Q^2}\right), \tag{3.24}$$

$$\theta = \frac{\pi y_1}{b}. \tag{3.25}$$

As Equações (3.20) e (3.21) são mais precisas dentro do intervalo $2b < \lambda_g, D/b < 0{,}1$ e $0{,}2 < y_1/b < 0{,}8$.

A Figura 3.13 mostra que o indivíduo possui apenas um bloco que contém as posições y_1 e D, afastamento e diâmetro do poste, respectivamente. O papel do algoritmo genético é o de encontrar as melhores posições de y_1 e D para que a curva-padrão seja reproduzida.

Tipo de Bloco	Poste Capacitivo	
Tipo de Dimensão (mm)	y_1	D
Número do Bloco	1	1
Número do Componente	0	1

Figura 3.13. Indivíduo criado pelo algoritmo genético.

3.6.3 Fitas longitudinais

Uma fita estreita e perfeitamente condutiva em um guia de onda, como mostrado na Figura 3.14, é empregada em filtros e em elementos de sintonia. As expressões para vários elementos do circuito equivalente são dadas a seguir. Essas expressões foram obtidas usando o método variacional [39].

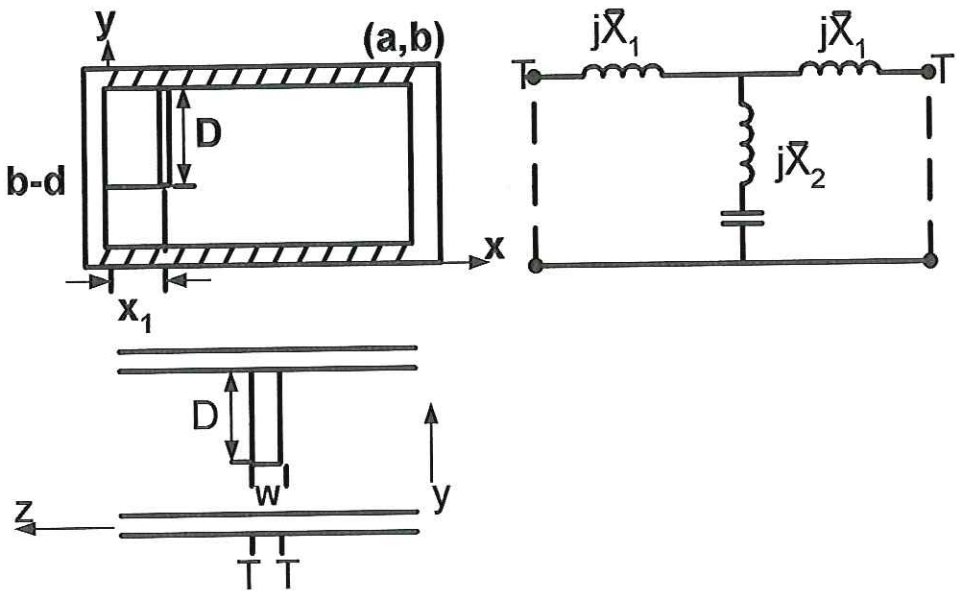


Figura 3.14. Uma fita longitudinal em um guia de onda retangular e seu circuito equivalente.

As reatâncias normalizadas $\overline{X}_1$ e $\overline{X}_2$ são dadas por [39]:

$$\overline{X}_1 = -\overline{X}_2 \pm \frac{Q}{P-1}, \tag{3.26}$$

$$\overline{X}_2 = \pm\left\{P\left[1+\left(\frac{Q}{P-1}\right)^2\right]\right\}^{0.5}, \tag{3.27}$$

nas quais

$$P = \frac{\overline{G}}{\overline{G}^2+\overline{B}^2}, \tag{3.28}$$

$$Q = \frac{-\overline{B}^2}{\overline{G}^2+\overline{B}^2}, \tag{3.29}$$

$$\overline{Y} = \overline{G} + j\overline{B}, \tag{3.30}$$

$$\overline{Y} = \frac{1-\rho}{1+\rho}, \tag{3.31}$$

$$\overline{Y} = \frac{2+L(H+A)}{2+L(H-A)}, \tag{3.32}$$

$$A = \frac{1}{\gamma_{10}}\left[1 - e^{-\gamma_{10}W}\right], \tag{3.33}$$

$$H = \frac{2W + \frac{2}{\gamma_{10}}\left[e^{-\gamma_{10}W} - 1\right]}{1 - e^{-\gamma_{10}W}}, \tag{3.34}$$

e ρ é o coeficiente de reflexão. Valores de L são diferentes para os casos que a fita toca o guia e casos que a fita não toca. As expressões correspondentes são dadas a seguir.

1) Fita que não toca o guia ($d < b$):

Nesse caso, a constante L é dada por:

$$L = \frac{\left(\frac{2}{\gamma_{10}}\right)^2 (1 - \cos(k_0 d))^2 \left(1 - e^{-\gamma_{10}W}\right) \sin^2(\theta)}{\sum_{n=2}^{m} C_n + \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} B_{nm}}, \tag{3.35}$$

na qual

$$C_n = \frac{2(1 - \cos(k_0 d))^2}{\gamma_{n0}^2}\left\{W + \frac{1}{\gamma_{n0}}\left[e^{-\gamma_{n0}W} - 1\right]\right\}\sin^2(n\theta) \quad , \tag{3.36}$$

$$B_{nm} = \frac{4\sin^2(n\theta)}{\gamma_{nm}^2}\left\{W + \frac{1}{\gamma_{nm}}\left[e^{-\gamma_{nm}W} - 1\right]\right\}\left[\frac{k_0^2\left\{\cos\left[\frac{m\pi}{b}(b-d)\right] - \cos(m\pi + k_0 d)\right\}^2}{k_0^2 - \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2}\right] \quad , \tag{3.37}$$

$$\gamma_{nm} = \left(\frac{m^2\pi^2}{b^2} + \frac{n^2\pi^2}{a^2} - k_0^2\right)^{0.5} \quad , \tag{3.38}$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}, \theta = \frac{\pi x_1}{a} \quad . \tag{3.39}$$

2) Fitas que tocam o guia ($d = b$):

Nesse caso, a constante L torna-se:

$$L = \frac{\frac{2}{\gamma_{10}^2}\left[1 - e^{-\gamma_{10}W}\right]\sin^2(\theta)}{\sum_{n=2}^{\infty} D_n} \quad , \tag{3.40}$$

na qual

$$D_n = \frac{2}{\gamma_{n0}^2}\left\{W + \frac{e^{-\gamma_{n0}W} - 1}{\gamma_{n0}}\right\}\sin^2(n\theta) \quad . \tag{3.41}$$

Na Figura 3.15 é mostrado o indivíduo composto pelas três dimensões x_1, D e W, que são o afastamento em relação ao plano horizontal do guia, afastamento em relação ao plano vertical do guia e diâmetro da fita, respectivamente. O objetivo do algoritmo genético é encontrar os valores dessas dimensões para reproduzir a curva-padrão.

Tipo de Bloco	Fita Longitudinal		
Tipo de Dimensão (mm)	x_1	D	W
Número do Bloco	1	1	1
Número do Componente	0	1	2

Figura 3.15. Indivíduo criado pelo algoritmo genético.

3.7 Projeto de filtro passa-faixa utilizando acopladores direcionais

Nesta seção serão descritos os projetos de filtros passa-faixa ideal e implementado com microfita, a determinação dos parâmetros de espalhamento do acoplador direcional e elemento ressonante, bem como o algoritmo genético.

3.7.1 Filtro passa-faixa (FPF)

A implementação de filtro passa-faixa é realizada por meio de associação em cascata de circuitos ressonantes LC em série ou paralelo. Entretanto, a implementação utilizando componentes discretos nem sempre é adequadamente realizável em freqüências elevadas. Sendo assim, as seções de circuitos ressonantes podem ser realizadas por meio de linhas de transmissão acopladas. O ressoador de quarto de onda implementado com microfita é comumente utilizado nesta aplicação.

O arranjo de ressoadores pode ser obtido de duas maneiras: conectando-se a extremidade final de um acoplador à inicial de outro (*end coupling*) [40] ou acoplando-se as frações entre as extremidades sucessivas (*edge coupling*), conforme apresentado na Figura 3.16 [40]. O primeiro tipo é afetado por problemas causados por tolerância

dimensional e sensitividade. Por estas razões, o segundo arranjo é mais utilizado e será o objeto de investigação nessa seção.

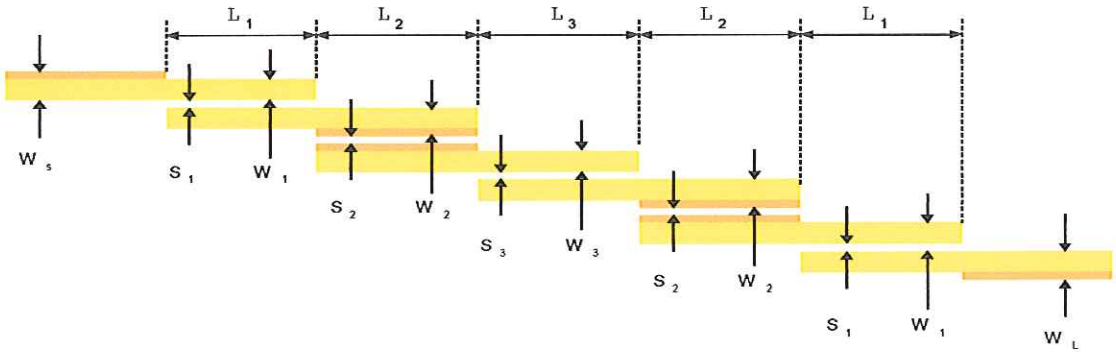


Figura 3.16. Filtro passa-faixa em microfita formado por associação em cascata de elementos ressonantes. Cada elemento ressonante é formado por duas linhas acopladas de comprimento $\lambda_g/4$ (L_1 a L_3). Duas portas de cada acoplador direcional são terminadas em circuito aberto ou curto-circuito.

A máxima transferência de potência é obtida quando o comprimento da região acoplada é $\lambda_g/4$ ou múltiplo desse valor. Para se obter a ressonância, cada elemento resonador precisa ter um comprimento $\lambda_g/2$ ou múltiplo desse valor. Aqui, λ_g é o comprimento de onda guiada referente à freqüência central. Em resumo, o projeto de um acoplador em microfita engloba quatro etapas:

1) Determinação de um tipo de rede ressonante que irá realizar as especificações do filtro protótipo, como largura de faixa, perda de inserção e isolação;

2) Determinação das impedâncias características dos modos de excitação par e ímpar, Z_{oe} e Z_{oo}, em função dos parâmetros do filtro;

3) Determinação da dimensões da microfita, W (comprimento) e S (separação), a partir das impedâncias Z_{oe} e Z_{oo};

4) Cálculo do comprimento total do ressoador, $2L$, ($\lambda_g/2$), e do comprimento da região de acoplamento do acoplador, L ($\lambda_g/4$).

3.7.2 Determinação dos parâmetros de espalhamento (S) do acoplador direcional e seção ressonante

Consideremos os trechos das linhas acopladas, conforme apresentado na Figura. 3.17. As portas 1 e 4 são terminadas com cargas casadas de valor Z_0, enquanto as portas 2 e 3 são terminadas em circuito aberto ou em curto-circuito. As linhas têm impedância

característica Z_0 e são eletromagneticamente acopladas ao longo de uma seção de comprimento L.

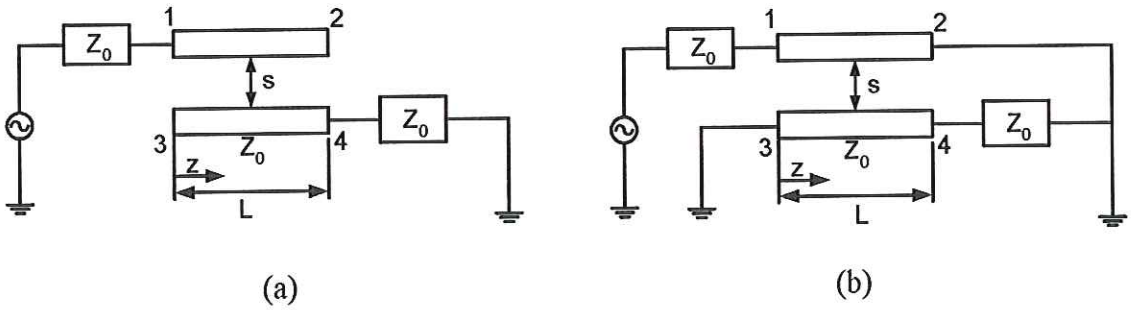


Figura 3.17. Esboço dos trechos de linhas acopladas terminadas em (a) circuito aberto ou (b) em curto-circuito.

Por meio das relações entre tensões e correntes nas portas, os respectivos parâmetros, S_{ii} e S_{ik}, são determinados por (ver Apêndice III)

$$S_{ii} = \frac{j(Z_{0l}^2 - Z_0^2)sen(\theta)}{2Z_0 Z_{0l}\cos(\theta) + j(Z_{0l}^2 + Z_0^2)}, \tag{3.42}$$

$$S_{ik} = \frac{2Z_0 Z_{0l}}{2Z_0 Z_{0l}\cos(\theta) + j(Z_{0l}^2 + Z_0^2)sen(\theta)}, \tag{3.43}$$

nas quais S_{ik} é o parâmetro S da porta k para a porta i, θ é o comprimento elétrico da linha e Z_{0l} e Z_0 são as impedâncias características da linha e da carga, respectivamente.

As Equações (3.42) e (3.43) são utilizadas para determinar todos os parâmetros S da rede de 4 portas do acoplador direcional. Como duas portas de cada acoplador direcional são terminadas em circuito aberto ou curto-circuito, a matriz S, de dimensões 4x4, pode ser reduzida a uma de dimensão 2x2, relacionando apenas as portas de interesse (entrada e saída). Estas portas são aquelas que interconectam as seções em cascata. Assim, supondo que as portas terminadas em circuito aberto ou curto-circuito são terminadas por impedâncias cujos coeficientes de reflexão são Γ_i, i $(=2,3)$ indicando a porta considerada, então a matriz S é dada por

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} + S_{12}\Gamma_2 k_1 + S_{13}\Gamma_3 k_2 & S_{14} + S_{12}\Gamma_2 k_3 + S_{13}\Gamma_3 k_4 \\ S_{41} + S_{42}\Gamma_2 k_1 + S_{43}\Gamma_3 k_2 & S_{44} + S_{42}\Gamma_2 k_3 + S_{43}\Gamma_3 k_4 \end{bmatrix}, \tag{3.44}$$

na qual

$$k_1 = \frac{S_{21}(1 - S_{33}\Gamma_3) + S_{31}S_{23}\Gamma_3}{-S_{32}\Gamma_2 S_{23}\Gamma_3 + (1 - S_{22}\Gamma_2)(1 - S_{33}\Gamma_3)}, \tag{3.45}$$

$$k_2 = \frac{S_{31}(1 - S_{22}\Gamma_2) + S_{21}S_{32}\Gamma_2}{-S_{32}\Gamma_2 S_{23}\Gamma_3 + (1 - S_{22}\Gamma_2)(1 - S_{33}\Gamma_3)}, \tag{3.46}$$

$$k_3 = \frac{S_{24}(1 - S_{33}\Gamma_3) + S_{34}S_{23}\Gamma_3}{-S_{32}\Gamma_2 S_{23}\Gamma_3 + (1 - S_{22}\Gamma_2)(1 - S_{33}\Gamma_3)}, \tag{3.47}$$

$$k_4 = \frac{S_{34}(1 - S_{22}\Gamma_2) + S_{24}S_{32}\Gamma_2}{-S_{32}\Gamma_2 S_{23}\Gamma_3 + (1 - S_{22}\Gamma_2)(1 - S_{33}\Gamma_3)}, \tag{3.48}$$

e S_{ij} são os parâmetros de espalhamento do acoplador direcional.

Portanto, as sete etapas que o algoritmo deve realizar para determinar os parâmetros S do acoplador ideal são:

a. Calcular os parâmetros S de uma linha de transmissão;

b. Calcular os parâmetros S de um acoplador direcional com quatro portas;

c. Reduzir a matriz S 4x4 do acoplador para a matriz S 2x2 do elemento ressonante de interesse;

d. Aplicar a condição de curto-circuito ou circuito aberto nas portas desejadas;

e. Transformar a matriz S para a matriz transmissão (T) correspondente;

f. Calcular os elementos da matriz T equivalente à associação em cascata de seções por meio da multiplicação das matrizes T individuais;

g. Transformar a matriz T em matriz S equivalente.

Após a realização de todas as etapas, a resposta do FPF é determinada e pode ser comparada com os valores especificados.

Na implementação do filtro com microfita, as dimensões W e S e a constante dielétrica efetiva são calculadas a partir das especificações do dielétrico, como a espessura, h, e permissividade dielétrica. As curvas de resposta devem exibir a mesma característica do filtro ideal. Nessa etapa, o cálculo de Z_{oe} e Z_{oo} é baseado nas formulações encontradas por Kirschning e Jansen [41] (ver Apêndice II). Essas formulações levam em consideração o efeito da dispersão sobre as características das microfitas.

O projeto do FPF em microfita é feito a partir das dimensões W, S e h, que determinarão os valores das impedâncias Z_{oe} e Z_{oo} e das constantes dielétricas efetivas ε_{ffe} e ε_{ffo}. De posse desses dados, os valores dos comprimentos elétricos θ_e e θ_o, das

constantes de propagação β_e e β_o, e das velocidades de fase υ_{pe} e υ_{po} são calculados. Em seguida, os parâmetros S para a configuração desejada são calculados. Por meio de associações em cascata dos elementos ressonantes é possível alterar a característica de resposta em freqüência.

3.7.3 Algoritmo Genético

No algoritmo proposto, os parâmetros de cada elemento ressonante são representados por cromossomos. Cada gene que forma o cromossomo representa as impedâncias do modo e/ou as dimensões do elemento ressonante. O conjunto dos cromossomos que compõem o indivíduo representa uma política, isto é, os parâmetros das microfitas, conforme ilustram as Figuras 3.18 e 3.19.

El 1			*El*2			...			*El n*		
Z_{0e}	Z_{0o}	L_1	Z_{0e}	Z_{0o}	L_2				Z_{0e}	Z_{0o}	L_n

Figura 3.18. Representação de um indivíduo formado por vários cromossomos. Cada gene que forma o cromossomo representa um valor correspondente à impedância do modo de excitação (Z_{0e}, Z_{0o}) e/ou ao comprimento do elemento ressonante para o acoplador ideal (L_n).

El 1			*El*2			...			*El n*		
W_1	S_1	L_1	W_2	S_2	L_2				W_n	S_n	L_n

Figura 3.19. Representação de um indivíduo formado por vários cromossomos. Cada gene que forma o cromossomo representa um valor correspondente às dimensões do elemento ressonante.

No primeiro caso, o AG é utilizado para obter os valores das impedâncias dos modos de excitação par e ímpar, Z_{oe} e Z_{oo}, e os comprimentos dos elementos ressonantes, para um acoplador ideal. No segundo caso, o FPF é implementado por microfita e o AG determina os valores de W_i, S_i e L_i, que devem obedecer às relações $0{,}1 \leq W_i / h \leq 10$ e $0{,}1 \leq S_i / h \leq 10$ [41].

4 Projeto de redes conectadas arbitrariamente utilizando algoritmos genéticos

Neste capítulo serão analisadas técnicas para a avaliação de parâmetros de circuitos de redes conectadas arbitrariamente com algoritmos genéticos.

4.1 Análise usando matriz de espalhamento-conexão [39]

Esse método é usado quando as redes contêm várias portas interconectadas arbitrariamente e geradores independentes.

Considere uma rede com m portas que possui portas não conectadas (fonte e carga). Para o i_{th} componente tendo n_i portas, as variáveis de saída e de entrada (a_i e b_i, respectivamente) são relacionadas por (as variáveis em negrito representam vetores ou matrizes):

$$\mathbf{b_i} = \mathbf{S_i a_i}. \tag{4.1}$$

Um gerador independente é descrito pela relação:

$$\mathbf{b_g} = \mathbf{S_g a_g} + \mathbf{c_g}, \tag{4.2}$$

na qual c_g é a onda normalizada emitida pelo gerador. Nota-se que, para geradores que estão isolados ou casados $\mathbf{S_g}$ em (4.2) é zero.

A relação que governa todos os componentes pode ser expressa pela forma

$$\mathbf{b} = \mathbf{Sa} + \mathbf{c}, \tag{4.3}$$

na qual

$$a = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ . \\ . \\ . \\ a_n \end{bmatrix}, b = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ . \\ . \\ . \\ b_n \end{bmatrix}, c = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ . \\ . \\ . \\ c_n \end{bmatrix}, \tag{4.4}$$

e

$$S = \begin{bmatrix} S_1 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \dots & . & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & S_i & \dots & 0 \\ \vdots & \dots & . & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & S_m \end{bmatrix}. \tag{4.5}$$

A matriz S em (4.5) é diagonal tal que as submatrizes ao longo da diagonal são as matrizes de espalhamento de vários componentes e os zeros representam matrizes nulas.

A Equação (4.3) expressa a caracterização dos componentes individuais, mas não considera as restrições impostas pela matriz conexão. Para um par de portas conectadas, a variável de saída (b_i) de uma porta deve ser igual à variável de entrada (a_i) em outra porta, considerando que as variáveis das duas portas conectadas são igualmente normalizadas. Por exemplo, se a porta j de um componente é conectada à porta k de outro componente, como mostrado na Figura 4.1, as ondas de entrada e saída satisfazem as seguintes equações:

$$a_j = b_k, \tag{4.6}$$

e

$$a_k = b_j, \tag{4.7}$$

ou

$$\begin{bmatrix} b_k \\ b_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_k \\ a_j \end{bmatrix}. \tag{4.8}$$

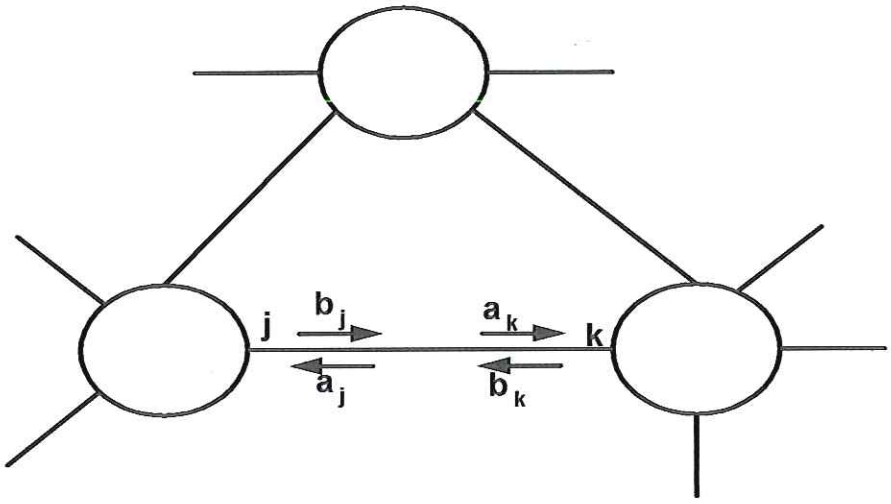


Figura 4.1.Uma sub-rede mostrando a porta j de um componente conectado a porta k de outro componente.

A matriz do lado direito de (4.8) é chamada de matriz S inversa de conexão. Os elementos dessa matriz são *1* e *0* porque as impedâncias de normalização para as duas portas são iguais. No caso de portas normalizadas de forma diferente, os elementos da matriz em (4.8) serão definidos como o inverso da matriz S correspondente da junção de duas linhas com impedâncias diferentes.

As relações dadas por (4.8) são escritas para todas as portas conectadas na rede e colocadas na forma:

$$\mathbf{b} = \mathbf{\Gamma a}, \tag{4.9}$$

na qual Γ é a matriz de conexão que descreve a topologia. Em cada linha de Γ todos os elementos são zero exceto quando o elemento está conectado com outro da rede. Nesse caso, o valor dos elementos (j,k) da matriz Γ são unitários. Substituindo (4.9) em (4.3):

$$\begin{aligned} &\mathbf{\Gamma a} = \mathbf{Sa} + \mathbf{c} \\ &\text{ou } (\mathbf{\Gamma} - \mathbf{S})\mathbf{a} = \mathbf{c} \end{aligned} \tag{4.10}$$

Definindo

$$\mathbf{W} = \mathbf{\Gamma} - \mathbf{S}, \tag{4.11}$$

tem-se que

$$\mathbf{a} = \mathbf{W}^{-1}\mathbf{c}. \tag{4.12}$$

Na Equação (4.12) **c** é o vetor das variáveis de onda emitidas pelo gerador e **W** é chamado de matriz de conexão de espalhamento. Os elementos da diagonal principal de **W** são os componentes do coeficiente de reflexão nas várias portas. O padrão zero ou diferente de zero em **W** depende apenas da topologia, não importando, portanto, a caracterização dos componentes ou a freqüência. A solução de (4.12) apresenta as variáveis de entrada *a* em todas as portas dos componentes da rede e as ondas de saída *b* podem ser obtidas de (4.9).

4.2 Método de conexão multiportas [39]

Nesse método, a matriz de espalhamento para a rede é determinada usando as matrizes S dos componentes individuais. Esse método é aplicado quando a rede contém componentes multiportas conectados arbitrariamente sem geradores independentes. Quando um ou mais geradores independentes estão presentes, esses podem ser tratados como uma saída existente na rede *N* (como mostrado na Figura 4.2).

Considere uma rede N de componentes multiportas, como mostrada na Figura 4.2. Essa rede contém c portas internas (que estão conectadas) e p portas externas (que não estão conectadas). Se há m componentes na rede, as relações para todos os componentes podem ser escritas como

$$\mathbf{b} = \mathbf{S}\mathbf{a}\,. \tag{4.13}$$

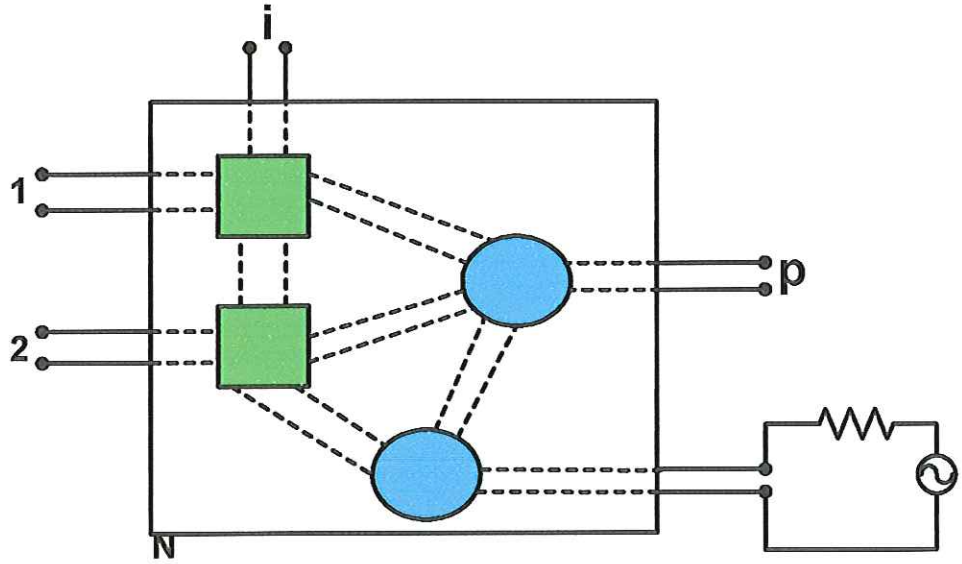


Figura 4.2.Uma rede arbitrária conectada com p portas externas.

As linhas e colunas em (4.13) podem ser reordenadas de tal forma que as variáveis são separadas em dois grupos: o primeiro correspondendo às portas externas p, e o segundo às portas c conectadas internamente. A Equação (4.13) pode agora ser escrita como

$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}_p \\ \vdots \\ \vdots \\ \mathbf{b}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{pp} & \cdots\cdots & \mathbf{S}_{pc} \\ \vdots & & \vdots \\ \mathbf{S}_{cp} & \cdots\cdots & \mathbf{S}_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_p \\ \vdots \\ \vdots \\ \mathbf{a}_c \end{bmatrix}, \tag{4.14}$$

na qual b_p e a_p são as variáveis de onda nas portas externas p e b_c e a_c são as variáveis de onda nas portas internas c. A interconexão entre as portas internas pode ser escrita como

$$\mathbf{b}_c = \mathbf{\Gamma}\mathbf{a}_c\,, \tag{4.15}$$

na qual Γ é a matriz de conexão obtida da mesma forma como na seção anterior. De (4.14) e (4.15), tem-se:

$$\mathbf{\Gamma}\mathbf{a}_c = \mathbf{S}_{cp}\mathbf{a}_p + \mathbf{S}_{cc}\mathbf{a}_c\,, \tag{4.16}$$

ou

$$\mathbf{a}_c = (\Gamma - \mathbf{S}_{cc})^{-1}\mathbf{S}_{cp}\mathbf{a}_p . \tag{4.17}$$

Substituindo (4.17) em (4.14), tem-se que:

$$\mathbf{b}_p = [\mathbf{S}_{pp} + \mathbf{S}_{pc}(\Gamma - \mathbf{S}_{cc})^{-1}\mathbf{S}_{cp}]\mathbf{a}_p . \tag{4.18}$$

Portanto, a matriz $\mathbf{S}_p$ é dada por:

$$\mathbf{S}_p = \mathbf{S}_{pp} + \mathbf{S}_{pc}(\Gamma - \mathbf{S}_{cc})^{-1}\mathbf{S}_{cp} . \tag{4.19}$$

As Equações (4.17) e (4.15) podem ser usadas para obter as variáveis de onda nas portas internas para qualquer excitação arbitrária nas portas externas p.

A matriz $(\Gamma - \mathbf{S}_{cc})$ em (4.17) e (4.19) tem características similares à matriz **W** em (4.11) que são: a) é altamente esparsa; e b) o padrão zero e não-zero da matriz Γ é independente da freqüência, da caracterização do componente e depende apenas da topologia. Até mesmo conexões diretas de duas portas foram adotadas nas formulações dadas nessa seção. Portanto, não há nenhum tipo de restrição ao tipo de rede que pode ser analisado.

4.3 Desenvolvimento do algoritmo proposto

Essa seção mostra como foi desenvolvido o algoritmo que será utilizado no projeto de circuitos de microondas utilizando os conceitos apresentados nas Seções 4.1 e 4.2.

Inicialmente, foi proposto um esquema que é formado por uma matriz 3x3, na qual cada elemento da matriz é um bloco distinto. Esses blocos foram decompostos em elementos de circuito como trechos de microfitas, tocos em curto ou em aberto, junções T e junções cruzadas. Assim, espera-se reduzir o tempo computacional para a avaliação das respostas em freqüência.

O bloco do tipo junção cruzada possui quatro portas, o bloco do tipo T possui três portas, o bloco do tipo trecho possui duas portas e o bloco do tipo toco (aberto ou em curto) possui uma porta. A Figura 4.3 mostra uma junção T em microfita e uma junção cruzada em microfita.

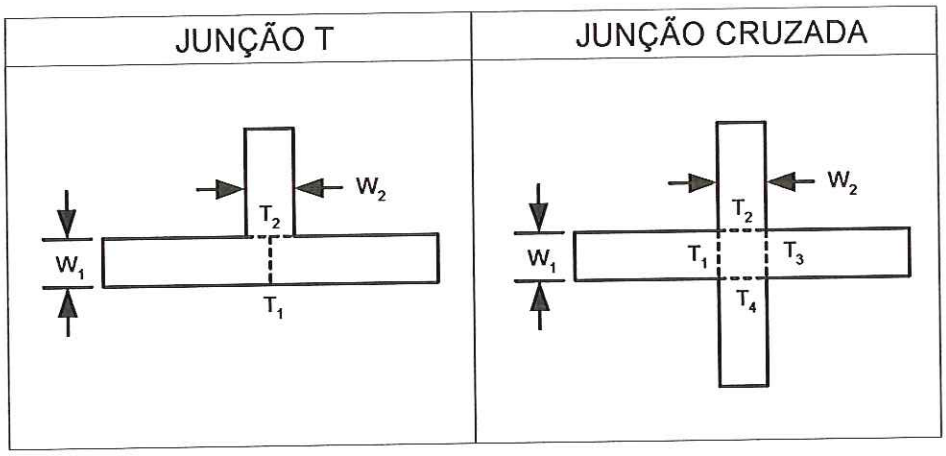


Figura 4.3. Exemplos de junção T e junção cruzada.

Os blocos foram numerados de A a I, as portas dos blocos de 1 a 26, como mostra a Figura 4.4, e cada bloco possui as seguintes possibilidades de ligação (que irão variar de acordo com o número de portas que cada bloco possui):

a. Bloco A: do tipo T com B e D, do tipo trecho com B e tipo trecho com D;
b. Bloco B: do tipo T com A,C e E, do tipo trecho com A e C, do tipo trecho com A e E e do tipo trecho com E e C;
c. Bloco C: do tipo T com B e F, do tipo trecho com B, do tipo trecho com F;
d. Bloco D: do tipo T com A, E e G, do tipo trecho com A e E, do tipo trecho com A e G e do tipo toco (aberto ou em curto);
e. Bloco E: do tipo T com B, F e H, do tipo T com B,D e H, do tipo T com D,F e B, do tipo T com D, F e H, tipo trecho com B e F, tipo trecho com B e H, do tipo trecho com B e D, do tipo trecho com D e F, do tipo trecho com D e H, do tipo trecho com F e H e do tipo toco (aberto ou em curto);
f. Bloco E do tipo junção cruzada com B, D, F e H;
g. Bloco F: do tipo T com E, I e C, do tipo trecho com E e I, do tipo trecho com I e C, do tipo trecho com E e C e do tipo toco (aberto ou em curto);
h. Bloco G: do tipo trecho com D e H e do tipo toco (aberto ou em curto);
i. Bloco H: do tipo T com E G e I, do tipo trecho com G e E, do tipo trecho com I e E, do tipo trecho com G e do tipo toco (aberto ou em curto);
j. Bloco I: do tipo trecho com F e H e do tipo toco (aberto ou em curto).

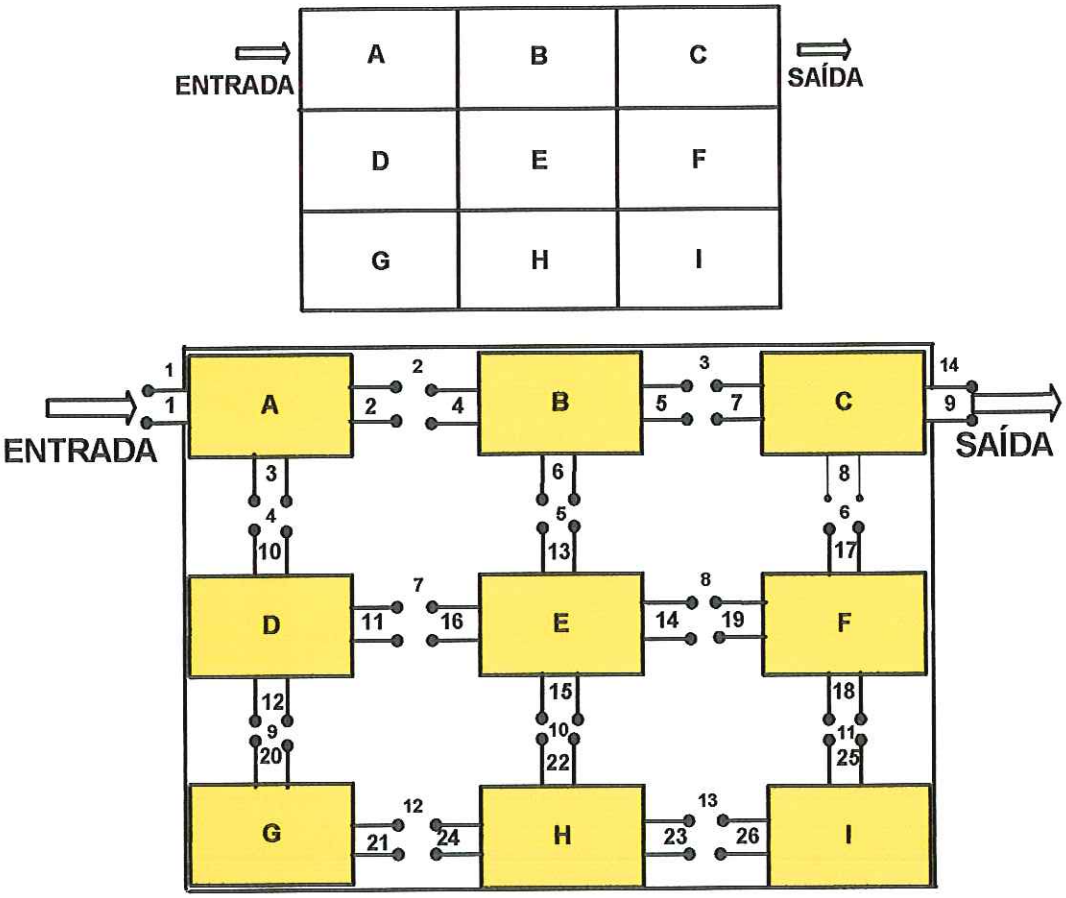


Figura 4.4. Esquema de blocos utilizado para se projetar um circuito equivalente (note que a entrada e saída são fixas).

Para o sistema considerado na Figura 4.4, a matriz de espalhamento equivalente S_p é dada pela segmentação da matriz em quatro partes: $S_{pp}, S_{pc}, S_{cp}, S_{cc}$, na qual

$$S_{pp} = \begin{bmatrix} S_{11}^{A} & 0 \\ 0 & S_{22}^{C} \end{bmatrix}, \tag{4.20}$$

$$S_{pc} = \begin{bmatrix} S_{21}^{A} & 0 \\ S_{31}^{A} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & S_{12}^{C} \\ 0 & S_{32}^{C} \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \tag{4.21}$$

$$S_{cp} = \begin{bmatrix} S_{12}^{A} & S_{13}^{A} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{21}^{C} & S_{23}^{C} & \cdots & 0 \end{bmatrix}, \tag{4.22}$$

$$X = \begin{bmatrix} S_{22}^{A} & S_{23}^{A} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ S_{32}^{A} & S_{33}^{A} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & S_{11}^{B} & S_{12}^{B} & S_{13}^{B} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & S_{21}^{B} & S_{22}^{B} & S_{23}^{B} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & S_{31}^{B} & S_{32}^{B} & S_{33}^{B} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{11}^{C} & S_{13}^{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{31}^{C} & S_{33}^{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{11}^{D} & S_{12}^{D} & S_{13}^{D} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{21}^{D} & S_{22}^{D} & S_{23}^{D} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{31}^{D} & S_{32}^{D} & S_{33}^{D} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{11}^{E} & S_{12}^{E} & S_{13}^{E} & S_{14}^{E} & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{21}^{E} & S_{22}^{E} & S_{23}^{E} & S_{24}^{E} & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{31}^{E} & S_{32}^{E} & S_{33}^{E} & S_{34}^{E} & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{41}^{E} & S_{42}^{E} & S_{43}^{E} & S_{44}^{E} & \cdots & 0 \end{bmatrix}, \tag{4.23}$$

$$Y = \begin{bmatrix} \cdots & S_{11}^{F} & S_{12}^{F} & S_{13}^{F} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdots & S_{21}^{F} & S_{22}^{F} & S_{23}^{F} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdots & S_{31}^{F} & S_{32}^{F} & S_{33}^{F} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdots & 0 & 0 & 0 & S_{11}^{G} & S_{12}^{G} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdots & 0 & 0 & 0 & S_{21}^{G} & S_{22}^{G} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{11}^{H} & S_{12}^{H} & S_{13}^{H} & 0 & 0 \\ \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{21}^{H} & S_{22}^{H} & S_{23}^{H} & 0 & 0 \\ \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{31}^{H} & S_{32}^{H} & S_{33}^{H} & 0 & 0 \\ \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{11}^{I} & S_{12}^{I} \\ \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{21}^{I} & S_{22}^{I} \end{bmatrix}, \tag{4.24}$$

$$S_{cc} = \begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix}. \tag{4.25}$$

Reunindo novamente as partes da matriz para montar a matriz S em função das ondas normalizadas, resulta em:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}_p \\ \vdots \\ \vdots \\ \mathbf{b}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{pp} & \cdots\cdots & \mathbf{S}_{pc} \\ \vdots & & \vdots \\ \mathbf{S}_{cp} & \cdots\cdots & \mathbf{S}_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_p \\ \vdots \\ \vdots \\ \mathbf{a}_c \end{bmatrix}. \tag{4.26}$$

Para se determinar os elementos da matriz S equivalente da rede mostrada na Figura 4.3 necessita-se ainda determinar a matriz conexão (matriz Γ), dada por:

$$\Gamma = \begin{bmatrix}
0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0
\end{bmatrix} \tag{4.27}$$

Assim, pode-se determinar diretamente a matriz S equivalente à rede de microondas por meio de:

$$\mathbf{S}_p = \mathbf{S}_{pp} + \mathbf{S}_{pc}(\boldsymbol{\Gamma} - \mathbf{S}_{cc})^{-1}\mathbf{S}_{cp}. \tag{4.28}$$

4.3.1 Algoritmo Genético

No algoritmo proposto, cada parâmetro do bloco, como dimensão ou impedância característica, corresponde aos genes, o cromossomo corresponde a um bloco e o conjunto de blocos representa o indivíduo. Esse indivíduo formado é caracterizado por uma curva de resposta associada que será comparada com uma curva de resposta que se deseja reproduzir. O indivíduo escolhido será aquele que possuir a menor diferença entre a curva desejada e a curva encontrada.

O algoritmo pode ser dividido em duas partes: a primeira parte escolhe as portas utilizadas, faz o apagamento das portas inativas e calcula as respostas em freqüência de diferentes padrões de circuitos gerados. Se alguma resposta fornecida estiver de acordo com a curva esperada o algoritmo é encerrado.A seguir são descritas as etapas.

Etapa 1:

1) Uma seqüência de blocos é inicialmente gerada de forma aleatória;
2) Inicia-se a primeira geração;
3) As portas que ficarão ativas por bloco são escolhidas;
4) É feito o apagamento das portas não ativas;
5) Calcula-se a curva de resposta em freqüência de cada indivíduo;
6) Se a resposta estiver de acordo com a curva desejada o algoritmo é encerrado.

Caso os critérios do circuito encontrado não resultem em uma curva que atenda as especificações da curva-padrão, os operadores do algoritmo genético cruzamento e mutação são usados para que se possa evoluir em direção a um padrão de circuito que corresponda à curva desejada.

Etapa 2:

7) Se o passo 6) não apresentar o melhor indivíduo necessário, são selecionados pais para o cruzamento e a mutação serem executados;
8) O cruzamento é executado nos indivíduos selecionados;
9) A mutação é executada;
10) Os indivíduos são avaliados novamente e a curva de resposta é novamente calculada.

O fluxograma correspondente é apresentado na Figura 4.5.

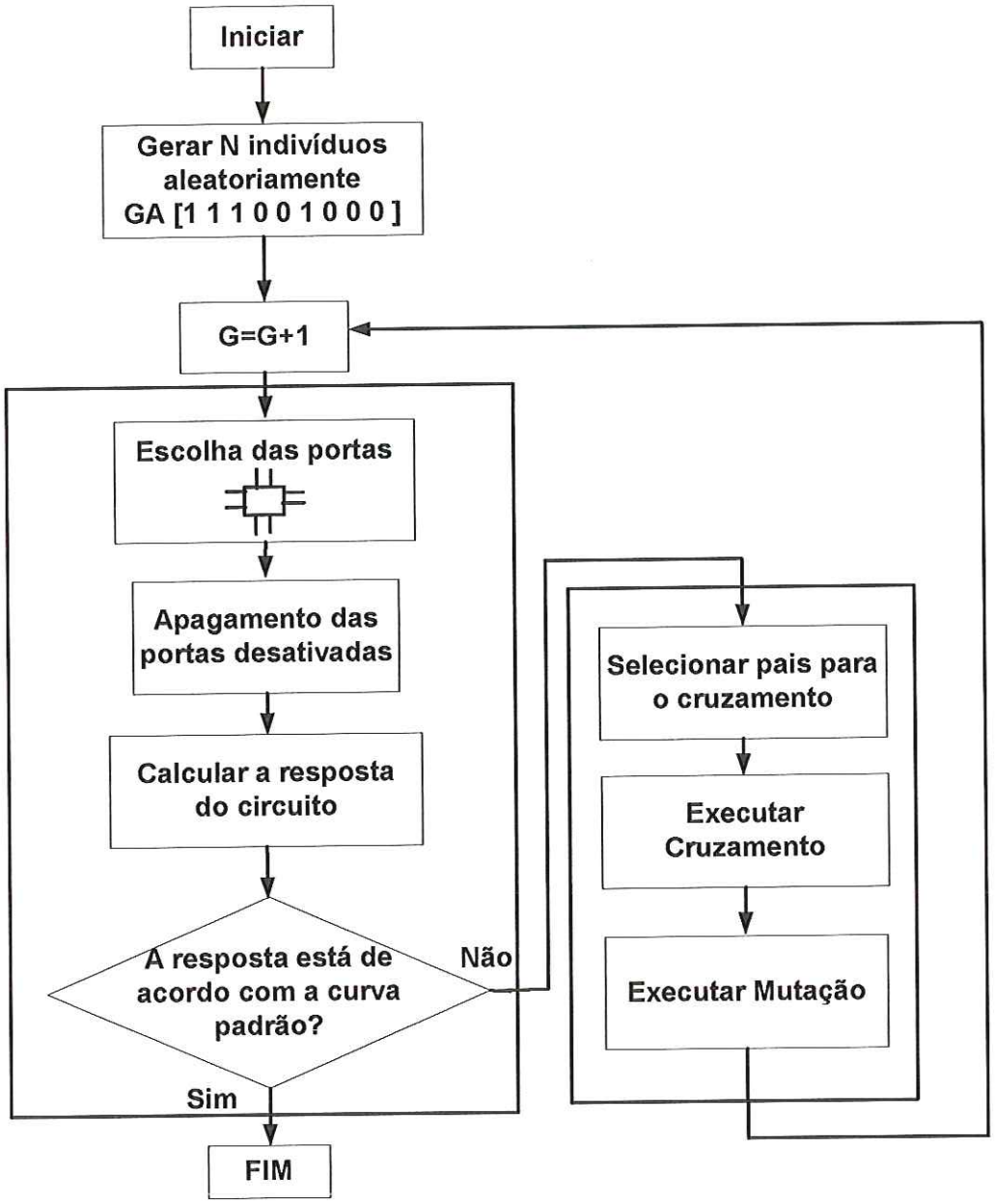


Figura 4.5. Fluxograma do algoritmo genético proposto.

Para o cálculo das respostas em freqüência dos circuitos gerados, o algoritmo opera com matrizes de espalhamento (S) e matrizes de transferência (T).

5 Resultados Numéricos

Neste capítulo serão apresentados as características utilizadas no algoritmo genético projetado e os resultados numéricos dos filtros projetados com elementos discretos, filtros projetados com microfitas, descontinuidades em guia de onda metálico retangular, filtros passa-faixa com acopladores direcionais e circuitos projetados utilizando o conceito de redes conectadas arbitrariamente. Serão analisadas as curvas de resposta em freqüência dos parâmetros S e as curvas de erro relativo. Todos os circuitos foram simulados no programa *Serenade* (versão 8.5) [42] e suas curvas de resposta em freqüência foram comparadas com as curvas geradas a partir do projeto auxiliado pelo algoritmo genético.

5.1 Características do algoritmo genético projetado

Para os modelos analisados, foi adotada uma população composta por 250 indivíduos, os quais evoluem pelo número de gerações necessárias para se alcançar a precisão da ordem de 10^{-12}. O modelo utiliza os mecanismos de seleção por torneio e elitismo [30]. Na seleção por torneio, 10% dos indivíduos da população são escolhidos aleatoriamente como candidatos a pais, os quais serão definidos em um sorteio futuro. No elitismo garante-se a continuidade dos cinco melhores indivíduos por todas as gerações, evitando os efeitos negativos advindos da perda do bom material genético. O uso de cruzamento em 2 pontos aumenta a diversidade do material genético, acelerando a velocidade de convergência do modelo [43], [44]. Na mutação uniforme o valor real de um gene é modificado segundo uma probabilidade m_1, enquanto na mutação de ajuste fino apenas uma unidade decimal do gene sofre alteração segundo uma probabilidade m_2. Neste caso, um gene com valor 1,333 poderia ser alterado para 1,363. O modelo também incorpora o mecanismo de inserção de imigrantes compensando eventuais perdas na diversidade da população [45].

Para a realização das simulações foi utilizado um microcomputador com processador Pentium IV, 3,0 GHz de freqüência de clock, 1 GB de memória RAM e plataforma Microsoft Windows XP.

5.2 Filtros com elementos discretos

5.2.1 Projeto de filtros com layout fixo

Nessa seção o layout do circuito é fixo, portanto a função do algoritmo genético é escolher valores de componentes semelhantes ou que produzam a mesma curva de resposta em freqüência dos circuitos simulados no *Serenade*.

A função de aptidão (*fitness*), que será minimizada para se determinar os parâmetros do circuito, é dada por:

$$F = \sum_{n=1}^{N_f}\sum_{i=1}^{2}\sum_{j=1}^{2}\left|S_{ij}^{Serenade} - S_{ij}^{GA}\right|^2 . \tag{5.1}$$

As funções erro relativo (ER), diferenças entre os valores simulados no *Serenade* e encontrados pelo AG, são dadas pelas seguintes equações:

$$ER(S_{21}) = \left|\frac{S_{21Serenade} - S_{21AG}}{S_{21Serenade}}\right| * 100 , \tag{5.2}$$

$$ER(S_{11}) = \left|\frac{S_{11Serenade} - S_{11AG}}{S_{11Serenade}}\right| * 100 . \tag{5.3}$$

A) L em série C em paralelo

Para efeito de validação do algoritmo genético, o primeiro circuito analisado é uma indutância (L) em série, conectada a uma capacitância (C) em paralelo, como mostrado na Figura 5.1, e a técnica utilizada é a mesma explicada no esquema de blocos do Capítulo 3, Seção 3.1.

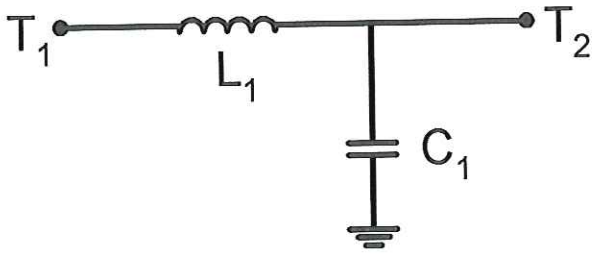


Figura 5.1. Circuito formado por um indutor, L, em série e um capacitor, C, em paralelo.

O AG utiliza a função de aptidão dada por (5.1) e as equações para o cálculo do erro relativo (ER) são dadas por (5.2) e (5.3).

As características do algoritmo genético utilizado são mostradas na Tabela 5.1. Nota-se que o número de gerações considerado ideal para que o algoritmo genético realizasse a curva de resposta em freqüência com baixo erro relativo foi de 100 gerações e os parâmetros genéticos como cruzamento, mutação e inserção de imigrantes foram ajustados para que o algoritmo conseguisse uma rápida convergência para a curva de resposta em freqüência desejada.

Tabela 5.1.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito L em série e C em paralelo.

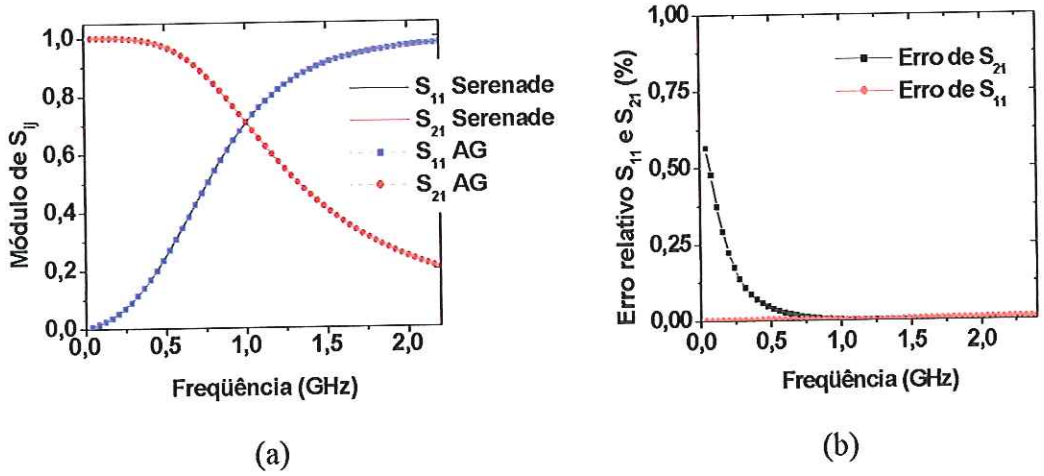
a. Número de gerações: 100
b. Número de indivíduos: 250
c. Probabilidade de Cruzamento: 80%
d. Probabilidade de mutação: 10%
e. Probabilidade de mutação de ajuste fino: 5%
f. Inserção de imigrantes: 10%

A configuração dos blocos em relação ao número de blocos e ao tipo de blocos fixados é a seguinte: Número de Blocos (NB)=2, Tipos de Blocos (TB)= L série e C paralelo. Os valores dos componentes utilizados para simulação no *Serenade* e escolhidos pelo AG são mostrados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2. Comparação entre os valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores derivados pelo AG para o LC em paralelo.

Valores dos componentes simulados no *Serenade*	Valores dos componentes escolhidos pelo AG
L_1=10,0 nH	L_1=10,007 nH
C_1=5,0 pF	C_1=4,996 pF

O AG encontra um conjunto de componentes semelhante ao escolhido para simulação no *Serenade*. As curvas dos parâmetros S geradas tanto pelo algoritmo da Figura 3.2 quanto pelo *Serenade* apresentam o mesmo comportamento para a faixa de freqüências apresentada (Figura 5.2-a) e a mesma freqüência de corte, localizada em 1 GHz, aproximadamente. O gráfico apresentado na Figura 5.2-b mostra que o AG foi capaz de determinar um circuito que reproduz a curva simulada pelo *Serenade* com erro máximo de aproximadamente 0,50% para S_{21}.



(a) (b)

Figura 5.2. (a) Comparação entre as respostas em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e determinada pelo *Serenade* para o L em série e C em paralelo; (b) Erro relativo dos parâmetros S.

B) Projeto de filtro passa-faixa usando três blocos

O filtro passa-faixa projetado é mostrado na Figura 5.3. O AG empregado utiliza a função de aptidão dada por (5.1) e as equações do erro relativo são dadas por (5.2) e (5.3). As características do AG utilizado são mostradas na Tabela 5.3.

Observando a Tabela 5.3 nota-se que em relação ao circuito apresentado anteriormente o número de gerações foi aumentado para 500 devido ao aumento da complexidade do circuito. Os parâmetros genéticos restantes não foram modificados porque com estes valores o algoritmo genético continuou apresentando uma convergência satisfatória para a curva de resposta desejada.

Tabela 5.3.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito passa-faixa usando três blocos.

a.	Número de gerações: 500
b.	Número de indivíduos: 250
c.	Probabilidade de Cruzamento: 80%
d.	Probabilidade de mutação: 10%
e.	Probabilidade de mutação de ajuste fino: 5%
f.	Inserção de imigrantes: 10%

A configuração de blocos fixada no algoritmo é a seguinte: NB=3 e TB= LC série colocado em série, LC paralelo colocado em paralelo e LC em série colocado em série.

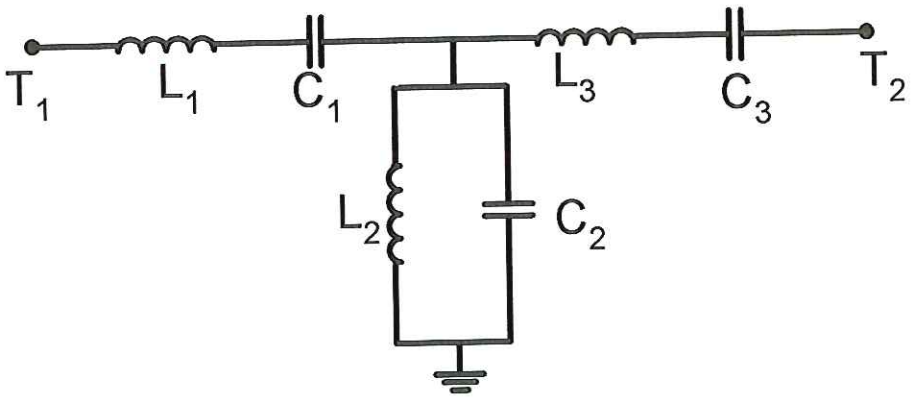


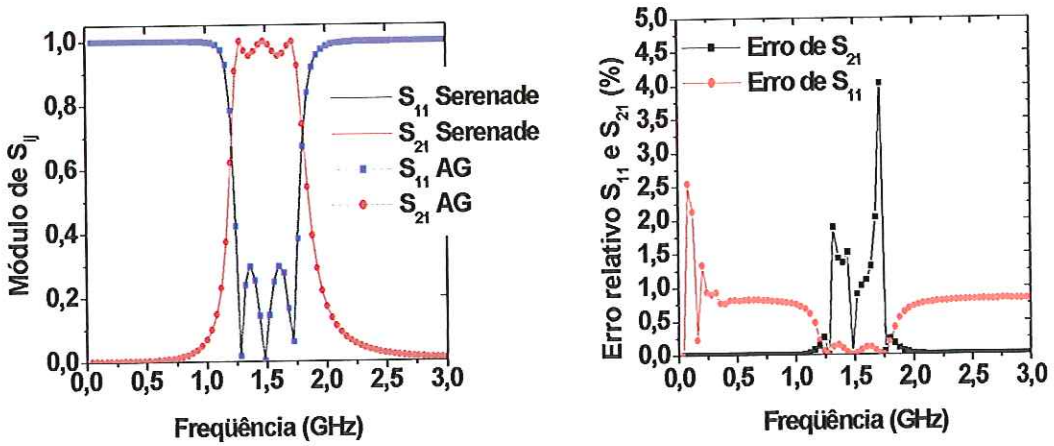
Figura 5.3. Filtro passa-faixa.

Os valores dos componentes utilizados para simulação no *Serenade* e escolhidos pelo AG são mostrados na Tabela 5.4. Observa-se que os valores dos componentes do filtro simulado no *Serenade* e os valores encontrados pelo AG são bastante coincidentes levando assim a reprodução da curva de resposta desejada.

As curvas de resposta em freqüência e do erro relativo entre o circuito projetado pelo AG e o circuito simulado no *Serenade* são mostradas na Figura 5.4.

Tabela 5.4.Comparação entre os valores dos componentes escolhidos para serem simulados no *Serenade* e os valores encontrados pelo AG para o filtro passa-faixa.

Valores dos componentes simulados no Serenade.	Valores dos componentes escolhidos pelo AG
L_1=23,969 nH	L_1=23,652 nH
C_1=0,483 pF	C_1=0,483 pF
L_2=1,631 nH	L_2=1,624 nH
C_2=7,098 pF	C_2=7,127 pF
L_3=23,969 nH	L_3=23,991 nH
C_3=0,483 pF	C_3=0,482 pF



(a) (b)

Figura 5.4.(a) Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e simulada via *Serenade* para o filtro passa-faixa; (b) Erro relativo dos parâmetros S.

Pode-se observar que os parâmetros S calculados pelo algoritmo da Figura 3.2 seguem com boa precisão os parâmetros S calculados pelo *Serenade*. Os pontos de meia potência para o AG estão localizados na freqüência inferior de 1,1GHz e na freqüência superior de 1,7 GHz, em boa concordância com a curva gerada pelo *Serenade*. O gráfico apresentado na Figura 5.4-b mostra que o AG reproduz a curva simulada pelo *Serenade* com um erro máximo de aproximadamente 4% para S_{21}, em 1,70GHz.

C) Circuito usando um bloco T

O bloco T projetado é mostrado na Figura 5.5. O AG utiliza a função de aptidão dada por (5.1). As características do algoritmo genético apresentadas pela Tabela 5.3 foram mantidas, pois o circuito representado pelo bloco T não apresentou uma convergência satisfatória com um número de gerações igual a 100 sendo necessário utilizar um valor igual a 500 gerações para que o algoritmo genético conseguisse projetar a curva de resposta desejada.

A configuração de blocos fixada no algoritmo é a seguinte: NB=1 e TB= T.

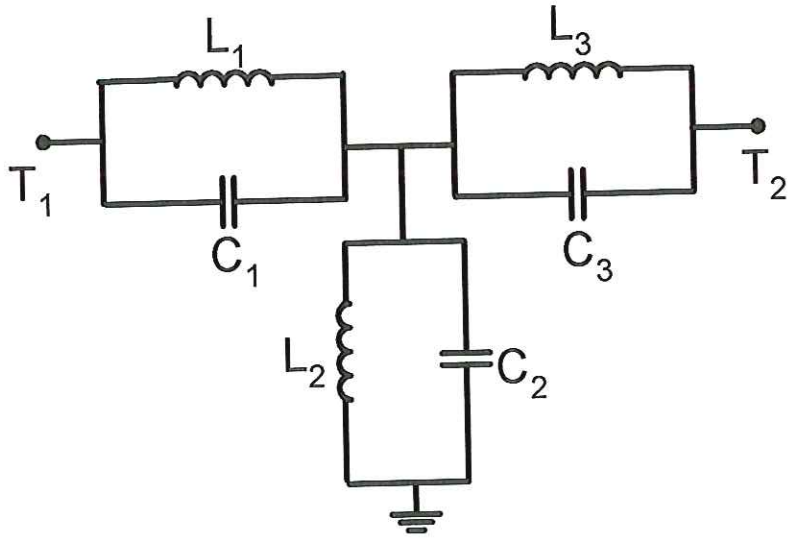


Figura 5.5. Filtro usando um bloco T.

Os valores dos componentes utilizados para simulação no *Serenade* e escolhidos pelo AG são mostrados na Tabela 5.5. Observa-se uma semelhança bastante grande entre os valores dos componentes simulados no *Serenade* e os encontrados pelo algoritmo genético permitindo assim uma boa reprodução, pelo AG, da curva de resposta desejada.

Tabela 5.5.Comparação entre os valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores determinados pelo AG para o bloco T.

Valores dos componentes simulados no *Serenade*	Valores dos componentes escolhidos pelo AG
L_1=10 nH	L_1=9,999 nH
C_1=5 pF	C_1=4,999 pF
L_2=2 nH	L_2=2,000 nH
C_2=5 pF	C_2=4,999 pF
L_3=10 nH	L_3=9,999 nH
C_3=5 pF	C_3=4,991 pF

A curva de resposta em freqüência entre o circuito projetado pelo AG e o circuito simulado pelo *Serenade* é mostrada na Figura 5.6.

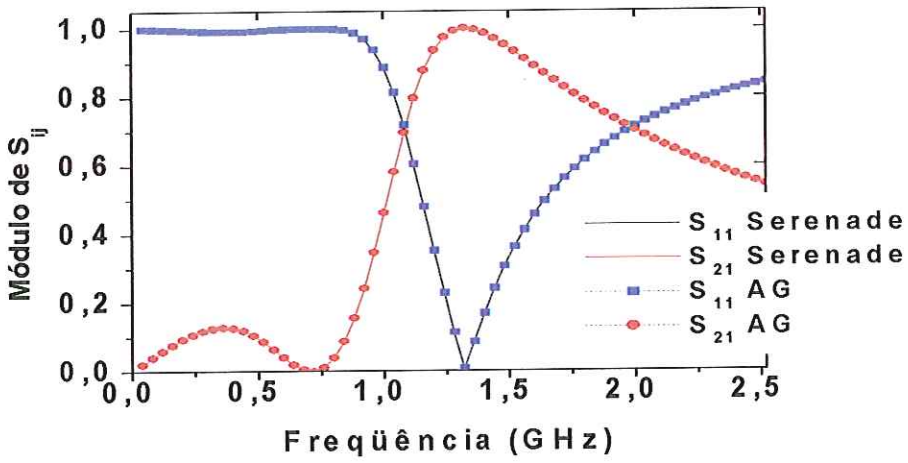


Figura 5.6. Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e pelo Serenade para o bloco T.

Pode-se observar que os parâmetros S calculados pelo algoritmo da Figura 3.2 são muito semelhantes aos parâmetros S calculados pelo *Serenade*. Os pontos de meia potência para o AG estão localizados em aproximadamente 1,20 GHz na freqüência inferior e 2,0 GHz na freqüência superior apresentando assim boa concordância com os resultados encontrados na simulação feito no *Serenade*.

D) Circuito usando um bloco T e um LC série colocado em série

O circuito projetado é mostrado na Figura 5.7. O AG utiliza a função de aptidão dada por (5.1). As características utilizadas pelo algoritmo genético foram mantidas e são dadas na Tabela 5.3 sendo que 500 gerações foram necessárias para uma boa convergência para a curva de resposta desejada.

A configuração de blocos fixada é NB=2 e TB= T e LC série colocado em série.

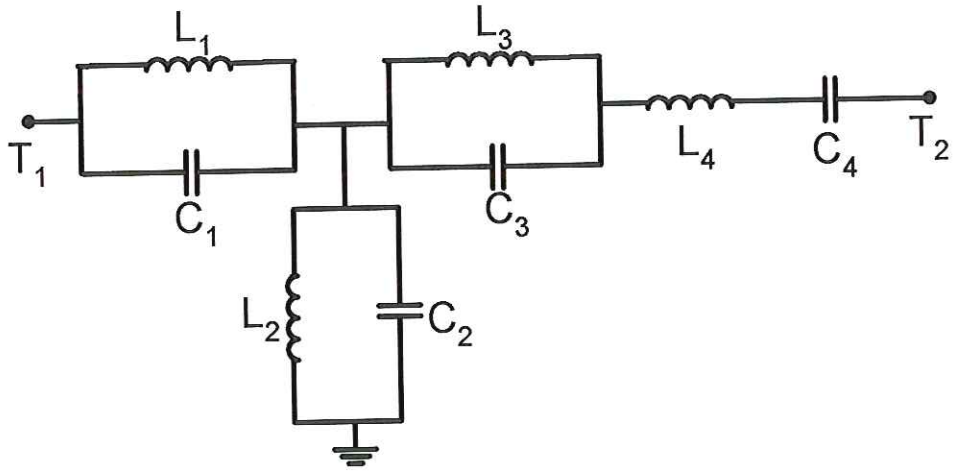


Figura 5.7.Circuito usando um bloco T e um LC série colocado em série.

Os valores dos componentes utilizados para simulação no *Serenade* e escolhidos pelo AG são mostrados na Tabela 5.6. Observa-se novamente a boa concordância entre os valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores escolhidos pelo AG resultando assim na reprodução da curva de resposta desejada.

As curvas de resposta em freqüência entre o circuito projetado pelo AG e simulado pelo *Serenade* são mostradas na Figura 5.8.

Tabela 5.6.Comparação entre os valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores derivados pelo AG para os blocos T e LC série.

Valores dos componentes simulados no *Serenade*	Valores dos componentes escolhidos pelo AG
L_1=10 nH	L_1=9,999 Nh
C_1=5 pF	C_1=4,983 Pf
L_2=2 nH	L_2=2,004 nH
C_2=5 pF	C_2=4,989 pF
L_3=10 nH	L_3=9.999 nH
C_3=5 pF	C_3=5,002 pF
L_4=10 nH	L_4=9,999 nH
C_4=2 pF	C_4=2,000 pF

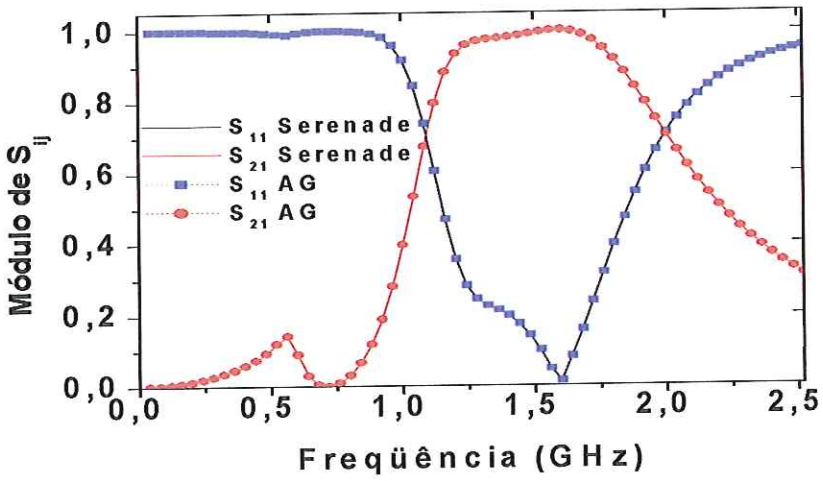


Figura 5.8. Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e pelo Serenade para o bloco T e LC série.

Os parâmetros S calculados pelo algoritmo da Figura 3.2 seguem com boa precisão os parâmetros S calculados pelo *Serenade*. Os pontos de meia potência para o AG estão localizados na freqüência inferior de 1,1 GHz e na freqüência superior em 2 GHz, com boa concordância com a curva gerada pelo *Serenade*.

E) Circuito usando um bloco Π

O circuito projetado é mostrado na Figura 5.9. O AG utiliza a função de aptidão dada por (5.1) e as equações do erro relativo são dadas por (5.2) e (5.3). Os parâmetros genéticos do AG são dados pela Tabela 5.3 e novamente o número de 500 gerações foi considerado satisfatório para a convergência do algoritmo para a curva de resposta desejada.

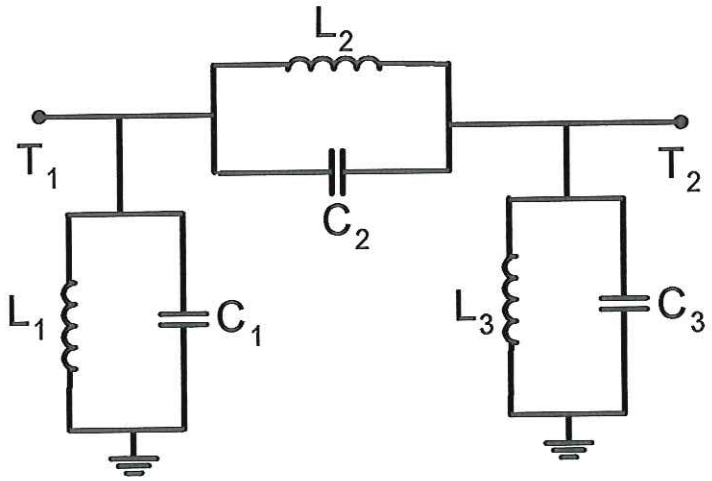


Figura 5.9.Circuito de um bloco pi

A configuração de blocos fixada é: NB=1 e TB=Π. Os valores dos componentes utilizados para simulação no *Serenade* e escolhidos pelo AG são mostrados na Tabela 5.7 e as curvas de resposta em freqüência e do erro relativo entre AG e *Serenade* são mostradas na Figura 5.11.

Nota-se através da Tabela 5.7 que o AG escolheu valores de componentes diferentes dos simulados no *Serenade*, mas que produzem a mesma curva de resposta em freqüência dos parâmetros S. Essa diferença nos valores dos componentes (L_1, C_1, L_3, C_3), pode ser explicada pelo fato do AG ter projetado um circuito equivalente a aquele simulado no *Serenade* e com a mesma resposta em freqüência dos parâmetros S na faixa desejada satisfazendo, portanto, as características do filtro passa-faixa apresentado na Figura 5.9.

Tabela 5.7.Comparação entre os valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores derivados pelo AG para o bloco pi.

Valores dos componentes simulados no *Serenade*	Valores dos componentes escolhidos pelo AG
L_1=10 nH	L_1=5,015 nH
C_1=1,5 pF	C_1=4,497 pF
L_2=1 nH	L_2=0,999 nH
C_2=1 pF	C_2=1,000 pF
L_3=5 nH	L_3=9,943 nH
C_3=4,5 pF	C_3=1,501 pF

Os gráficos apresentados na Figura 5.10 mostram a comparação da parte real e imaginária dos parâmetros $S_{21Serenade}$ e S_{21GA}. Pode-se observar que os parâmetros S analisados tanto para o filtro simulado no *Serenade* quanto para o filtro projetado no AG apresentam uma boa concordância para a faixa de 0 a 2,5GHz mostrando que o circuito equivalente projetado pelo AG é válido para reproduzir a curva do filtro simulado no *Serenade*.

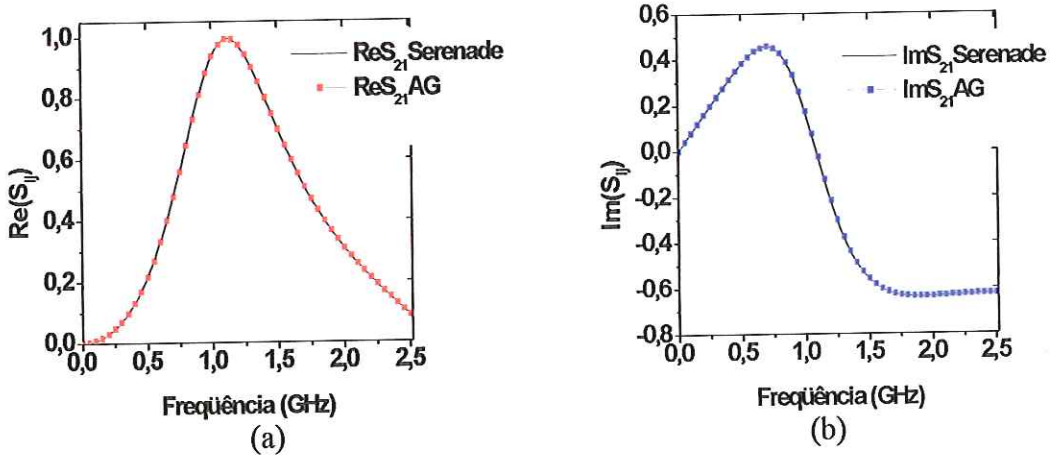


Figura 5.10. (a) Comparação entre a parte real do parâmetro S_{21} gerado pelo circuito projetado pelo AG e pelo Serenade para o bloco pi; (b) Comparação entre a parte imaginária do parâmetro S_{21} gerado pelo circuito projetado pelo AG e pelo *Serenade* para o bloco pi.

As curvas de resposta em freqüência e do erro relativo entre o circuito projetado pelo AG e simulado no *Serenade* são mostradas na Figura 5.11. Pode-se observar que os parâmetros S calculados pelo algoritmo da Figura 3.2 seguem com boa precisão os parâmetros S calculados pelo *Serenade*. O gráfico apresentado na Figura 5.11-b mostra que o AG reproduz a curva simulada pelo *Serenade* com um erro relativo máximo de aproximadamente 0,35% de S_{21}, em 1,20 GHz.

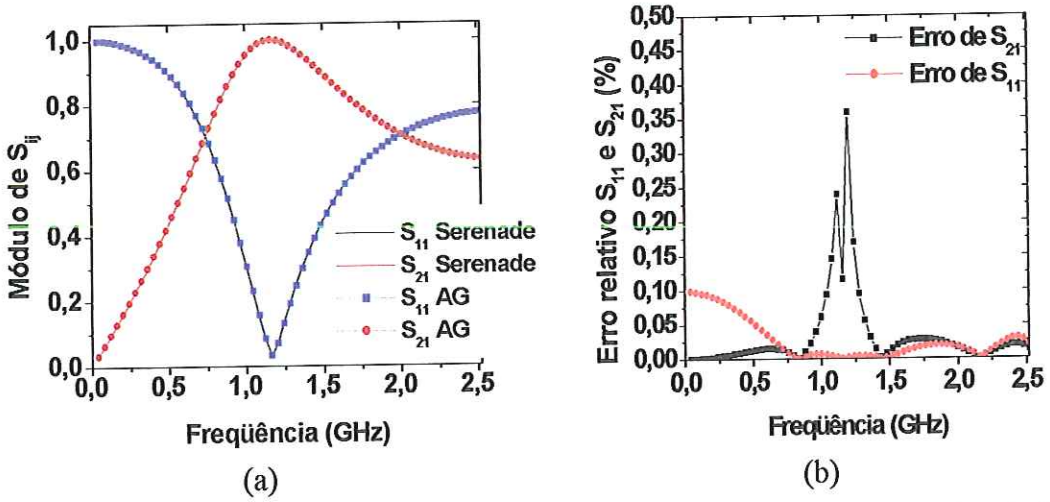


Figura 5.11. (a) Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e pelo Serenade para o bloco pi; (b) Erro relativo dos parâmetros S.

F) Circuito usando um bloco T, LC em série colocado em série e um Π

O circuito projetado é mostrado na Figura 5.12. O AG utiliza a função de aptidão dada por (5.1).Os parâmetros genéticos são dados pela Tabela 5.8.

O número de gerações para esse projeto foi aumentado para 600 para que fosse possível uma convergência satisfatória para a curva final desejada. Esse aumento é devido a um maior número de componentes que compõem o circuito analisado tornando o problema com um número maior de variáveis a serem calculadas. O restante dos parâmetros genéticos permaneceram com os valores atribuídos em projetos anteriores.

Tabela 5.8.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito passa-faixa usando três blocos.

a. Número de gerações: 600
b. Número de indivíduos: 250
c. Probabilidade de Cruzamento: 80%
d. Probabilidade de mutação: 10%
e. Probabilidade de mutação de ajuste fino: 5%
f. Inserção de imigrantes: 10%

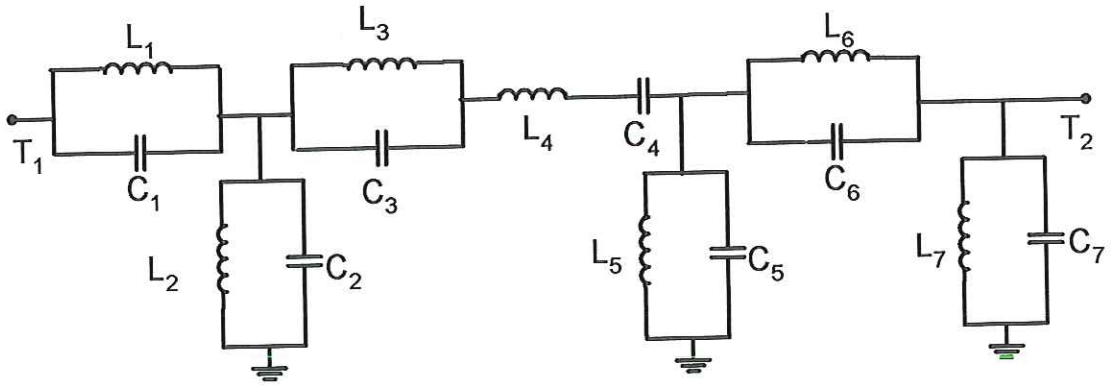


Figura 5.12.Circuito de um bloco T, LC em série e bloco pi.

A configuração de blocos fixada é NB=3 e TB= Bloco T, LC série colocado em série e bloco pi. Os valores dos componentes utilizados para simulação no *Serenade* e escolhidos pelo AG são mostrados na Tabela 5.9 e novamente verifica-se que o AG projetou um circuito equivalente a aquele simulado no *Serenade*, mas que atende a curva de resposta que se tem como meta conforme pode ser visto na Figura 5.13.

As curvas de resposta em freqüência do circuito projetado pelo AG e simulado pelo *Serenade* são mostradas na Figura 5.13.

Tabela 5.9.Comparação entre os valores dos componentes simulados no *Serenade* e dos valores derivados pelo AG para o bloco T, LC em série colocado em série e bloco pi.

Valores dos componentes simulados no *Serenade*	Valores dos componentes escolhidos pelo AG
L_1=10 nH	L_1=5,699 nH
C_1=5 pF	C_1=8,909 pF
L_2=2 nH	L_2=6,577 nH
C_2=5 pF	C_2=4,000 pF
L_3=10 nH	L_3=5,205 nH
C_3=5 pF	C_3=7,299 pF
L_4=10 nH	L_4=9,239 nH
C_4=2 pF	C_4=3,070 pF
L_5=10 nH	L_5=1,899 nH
C_5=1,5 pF	C_5=5,378 pF
L_6=1 nH	L_6=8,509 nH
C_6=1 pF	C_6=5,799 pF
L_7=5 nH	L_7=6,593 nH
C_7=4,5 pF	C_7=1,220 pF

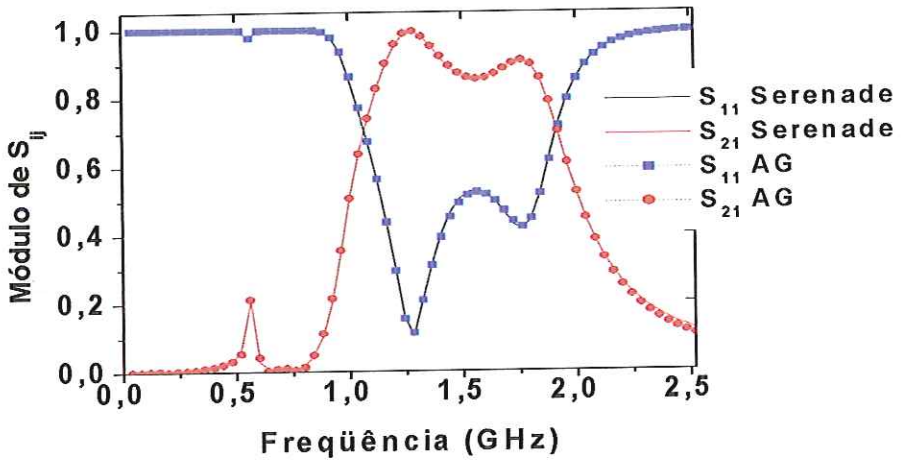


Figura 5.13 Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e pelo Serenade para o bloco T, LC série e pi.

A Figura 5.13 mostra boa concordância entre os parâmetros S calculados pelo algoritmo da Figura 3.2 e o *Serenade*, atestando que, mesmo para circuitos com um grande número de componentes, o AG se mostra capaz de encontrar valores de componentes que representem um circuito equivalente a aquele simulado no *Serenade*.

5.2.2 Projeto de filtros sem layout fixo

Nessa seção, o algoritmo genético é responsável por escolher valores de componentes e *layouts* de circuitos semelhantes ou equivalentes àqueles simulados no *Serenade* para que assim seja possível reproduzir a mesma curva de resposta em freqüência.

A função de aptidão, que será minimizada para se determinar os parâmetros do circuito, é dada pela equação (5.1). As funções de erro relativo (ER), diferenças entre os valores simulados no *Serenade* e encontrados pelo AG, são dadas pelas equações (5.2) e (5.3).

A) Projeto de um filtro passa-altas

O circuito projetado e simulado no *Serenade* é mostrado na Figura 5.14(a). O AG utiliza a função de aptidão dada por (5.1). Os parâmetros genéticos são dados pela Tabela 5.10.

Observando a Tabela 5.10 nota-se que em relação aos projetos anteriores que o número de gerações aumentou para 1000 porque o algoritmo genético tem agora a função não só de escolher os valores de componentes do circuito, mas também de escolher o layout do circuito que irá possuir a mesma curva de resposta dos parâmetros S que o circuito simulado no *Serenade*. Essa nova função do algoritmo genético faz com que a convergência em direção à resposta desejada seja mais demorada, portanto o número definido de 1000 gerações mostrou-se satisfatório para que as características da curva desejada fossem atendidas.

Tabela 5.10.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito passa-alta.

a.	Número de gerações: 1000
b.	Número de indivíduos: 250
c.	Probabilidade de Cruzamento: 80%
d.	Probabilidade de mutação: 5%
e.	Probabilidade de mutação de ajuste fino: 5%
f.	Inserção de imigrantes: 10%

O circuito apresentado na Figura 5.14(a) corresponde ao circuito original simulado no *Serenade*, que gerou a curva de resposta em freqüência desejada, enquanto

que o circuito mostrado na Figura 5.14(b) corresponde ao circuito equivalente projetado pelo algoritmo genético. Os valores dos componentes utilizados nos projetos dos filtros são mostrados na Tabela 5.11 onde cada circuito possui conjuntos de valores de componentes correspondentes ao seu layout.

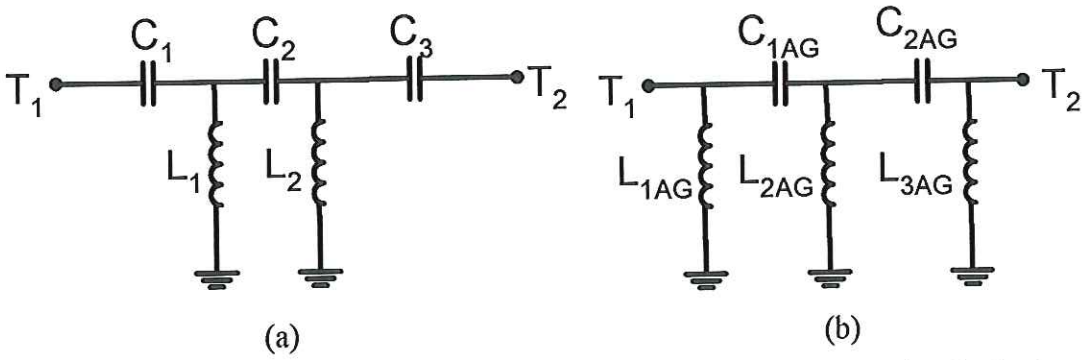


Figura 5.14.(a) Circuito simulado no *Serenade*. (b) Circuito equivalente determinado pelo algoritmo genético.

Tabela 5.11 Valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores derivados pelo AG para o filtro passa alta.

Valores dos componentes simulados no *Serenade*	Valores dos componentes escolhidos pelo AG
C_1=4,209 pF	L_1=10,492 nH
L_1=6,098 nH	C_1=2,437 pF
C_2=2,018 pF	L_2=5,044 nH
L_2=6,098 nH	C_2=2,440 pF
C_3=4,209 pF	L_3=10,548 nH

A configuração de blocos escolhida pelo algoritmo genético é NB=5 e TB= L paralelo, C série, L paralelo, C série e L paralelo.

As curvas de resposta dos parâmetros S são mostradas na Figura 5.15 onde se observa uma boa concordância entre os parâmetros S calculados pelo *Serenade* e os parâmetros S calculados pelo algoritmo da Figura 3.2. O filtro passa-alta apresenta faixa de rejeição até aproximadamente 800 MHz (freqüência de corte) e a partir desse valor começam a aparecer as faixas de freqüência que passam pelo filtro até o final da faixa de interesse analisada que é em 2,5 GHz.

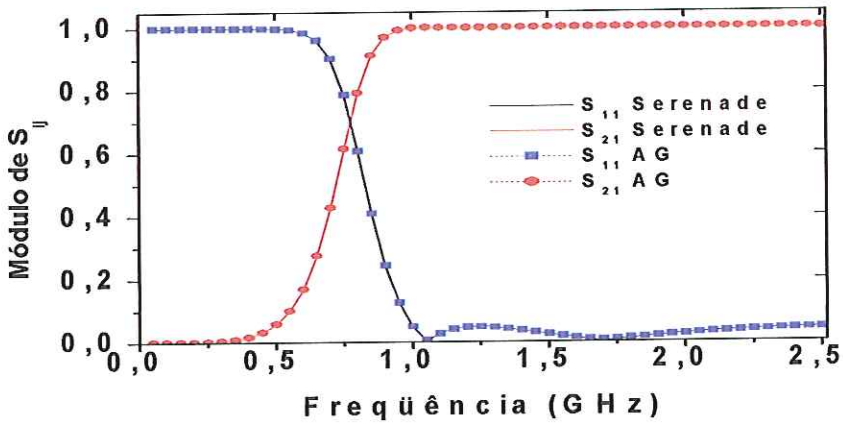


Figura 5.15.Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo *Serenade* e pelo circuito projetado pelo AG para o filtro passa alta.

Para a validação do circuito equivalente projetado pelo algoritmo genético, Figura 5.14 (b), são avaliadas as impedâncias de entrada dos dois circuitos projetados.

Definindo os termos da função de transferência da impedância de entrada ($Z_{entradaSerenade}$) do circuito da Figura 5.14(a) tem-se que:

$$A = L_1C_1L_2C_2RC_3;$$

$$B = L_1C_1L_2C_3 + L_1C_1L_2C_2 + L_1C_2L_2C_3;$$

$$C = L_1C_1RC_3 + L_2C_2RC_3 + L_1C_2RC_3;$$

$$D = L_1C_1 + L_2C_3 + L_2C_2 + L_1C_2;$$

$$E = RC_3;$$

$$F = L_1C_1C_2L_2C_3;$$

$$G = C_1L_2C_2RC_3 + C_1L_1C_2RC_3$$

$$H = C_1L_2C_3 + L_2C_2C_1 + C_1L_1L_2;$$

$$I = C_1RC_3;$$

$$J = C_1;$$

$$Z_{entradaSerenade}(s) = \frac{As^5 + Bs^4 + Cs^3 + Ds^2 + Es + 1}{Fs^5 + Gs^4 + Hs^3 + Is^2 + Js}$$

Substituindo os valores dos elementos C_1, L_1, C_2, L_2, C_3, L_3 e R $Z_{entradaSerenade}(s)$ resulta em:

$$N = 1{,}579.10^{-38}s^5 + 3{,}065.10^{-28}s^4 + 2{,}513.10^{-18}s^3 + 1{,}804.10^{-8}s^2 + 50s + 0{,}237.10^{12}$$

$$D = 0{,}315.10^{-39}s^5 + 0{,}517.10^{-29}s^4 + 0{,}502.10^{-19}s^3 + 0{,}210.10^{-9}s^2 + s$$

$$Z_{entradaSerenade}(s) = \frac{N}{D}. \tag{5.4}$$

Definindo os termos da função de transferência da impedância de entrada ($Z_{entradaAG}$) do circuito da Figura 5.14 (b) tem-se que:

$A' = L_2C_1RL_3C_2L_1;$

$B' = L_2C_2L_3L_1 + L_2C_1L_3L_1;$

$C' = L_2C_2RL_1 + RL_3C_2L_1 + L_2C_1RL_1;$

$D' = L_3L_1;$

$E' = RL_1;$

$F' = L_1C_1L_2C_2L_3;$

$G' = L_1C_1L_2C_2R + L_1C_1RL_3C_2 + L_2C_1RL_3C_2$

$H' = L_1C_1L_3 + L_2C_2L_3 + L_2C_1L_3;$

$I' = L_1C_1R + RL_3C_2 + L_2C_1R;$

$J' = L_3;$

$$Z_{entradaAG}(s) = \frac{A's^5 + B's^4 + C's^3 + D's^2 + E's}{F's^5 + G's^4 + H's^3 + I's^2 + J's + R}$$

Substituindo os valores dos elementos L_{1AG}, C_{1AG}, L_{2AG}, C_{2AG}, L_{3AG}, C_{3AG} e R $Z_{entradaAG}(s)$ resulta em:

$$N' = 1{,}659.10^{-46}s^5 + 2{,}722.10^{-36}s^4 + 2{,}640.10^{-26}s^3 + 1{,}106.10^{-16}s^2 + 5{,}246.10^{-7}s$$

$$D' = 0{,}331.10^{-47}s^5 + 0{,}644.10^{-37}s^4 + 0{,}529.10^{-27}s^3 + 0{,}379.10^{-17}s^2 + 0{,}105.10^{-7}s + 50$$

$$Z_{entradaAG}(s) = \frac{N'}{D'}. \tag{5.5}$$

A Figura 5.16 mostra a análise gráfica dos valores das impedâncias. Observa-se que à medida que o valor de freqüência vai aumentando as impedâncias tendem a convergir para um valor semelhante. Essa característica ocorre porque até aproximadamente 800 MHz o filtro passa alta esta em sua região de rejeição ou descasamento de impedâncias, portanto as impedâncias apresentam valores diferentes sendo que à medida que o filtro vai se aproximando da sua região de não rejeição ou região de casamento de impedâncias esses valores convergem para valores próximos e permanecem assim até 2,5 GHz.

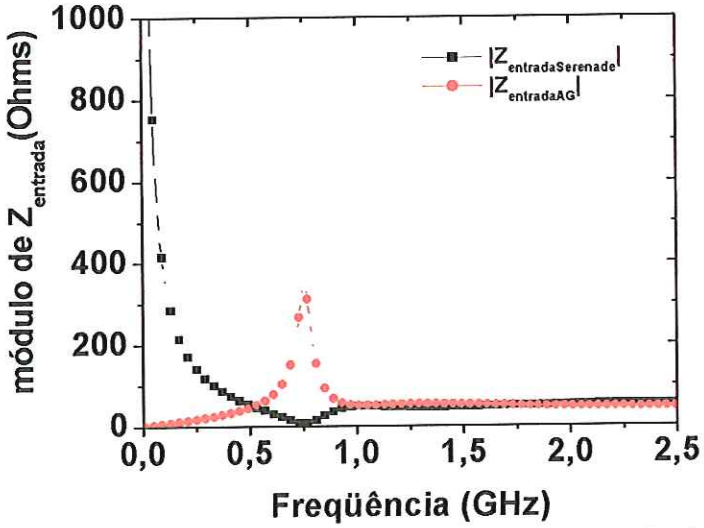


Figura 5.16 Impedância de entrada do circuito simulado no *Serenade* e impedância de entrada do circuito equivalente encontrado pelo algoritmo genético.

Avaliando numericamente os valores das impedâncias de entrada é possível provar a convergência para um valor único.

Como $s = j2\pi f$ para f=0,01 Hz em (5.4), o valor da impedância de entrada é

$$Z_{entrada} = 2{,}30.10^{-1} - j3{,}771.10^{12}$$
$$|Z_{entrada}| = 3{,}771.10^{12}\Omega\ .$$

confirmando que o capacitor C_1 do circuito da Figura 5.14(a) atua como um circuito aberto para freqüências próximas de 0 Hz.

Para f=0,01Hz em (5.5) o valor da impedância de entrada é

$$Z_{entradaAG} = 0 + j6{,}592.10^{-10}$$
$$|Z_{entradaAG}| = 6{,}592.10^{-10}\Omega.$$

confirmando que o indutor encontrado pelo algoritmo genético L_{1AG} atua como um curto circuito para freqüências próximas a 0 Hz.

Para f=1GHz em (5.4) o valor da impedância de entrada é

$$Z_{entrada} = 49{,}769 + j4{,}568$$
$$|Z_{entrada}| = 49{,}978\Omega.$$

Para f=1GHz em (5.5) o valor da impedância de entrada é

$$Z_{entradaAG} = 50{,}048 + j4{,}844$$
$$|Z_{entradaAG}| = 50{,}282\Omega.$$

mostrando que na faixa de passagem dos filtros as impedâncias convergem para um valor semelhante validando assim o circuito equivalente encontrado pelo algoritmo genético.

B) Projeto de um filtro passa-baixas

O circuito projetado e simulado no *Serenade* é mostrado na Figura 5.17(a). O AG utiliza a função de aptidão dada por (5.1). Os parâmetros genéticos são dados pela Tabela 5.12.

Os parâmetros genéticos foram mantidos os mesmos do projeto do filtro anterior porque continuaram apresentando uma boa taxa de convergência para a curva de resposta desejada.

Tabela 5.12.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito passa-baixas.

a.	Número de gerações: 1000
b.	Número de indivíduos: 250
c.	Probabilidade de Cruzamento: 80%
d.	Probabilidade de mutação: 5%
e.	Probabilidade de mutação de ajuste fino: 5%
f.	Inserção de imigrantes: 10%

O circuito apresentado na Figura 5.17(b) corresponde ao circuito equivalente encontrado pelo algoritmo genético e a Tabela 5.13 mostra os valores dos componentes dos circuitos simulados no *Serenade* e os valores dos componentes escolhidos pelo algoritmo genético.

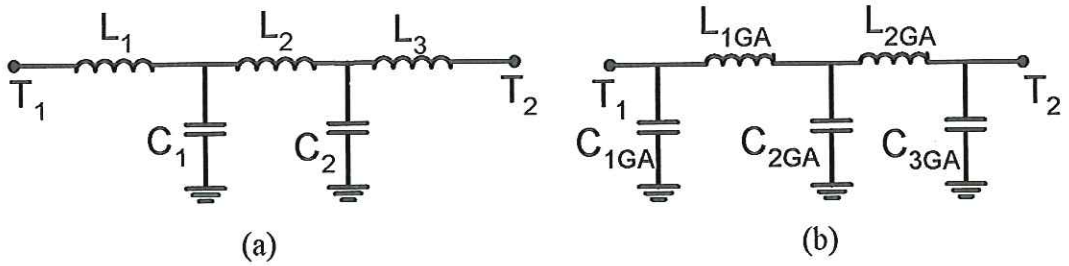


Figura 5.17.(a) Circuito simulado no *Serenade*. (b) Circuito equivalente determinado pelo algoritmo genético.

A configuração de blocos escolhida pelo algoritmo genético é NB=5 e TB= C paralelo, L série, C paralelo, L série e C paralelo.

Tabela 5.13. Valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores derivados pelo AG para o filtro passa-baixas.

Valores dos componentes simulados no *Serenade*	Valores dos componentes escolhidos pelo AG
L_1=4,918 nH	C_1=1,523 pF
C_1=5,15 pF	L_1=10,627 nH
L_2=15,92 nH	C_2=6,058 pF
C_2=5,15 pF	L_2=14,945 nH
L_3=4,918 nH	C_3=2,800 pF

As curvas de resposta em freqüência são mostradas na Figura 5.18. Observa-se uma boa concordância dos parâmetros S calculados pelo *Serenade* com os parâmetros S calculados pelo algoritmo da Figura 3.2. O filtro passa-baixas apresenta uma freqüência de corte de aproximadamente 1 GHz e a partir desse valor entra-se na faixa de rejeição do filtro seguindo dessa forma até 2,5 GHz.

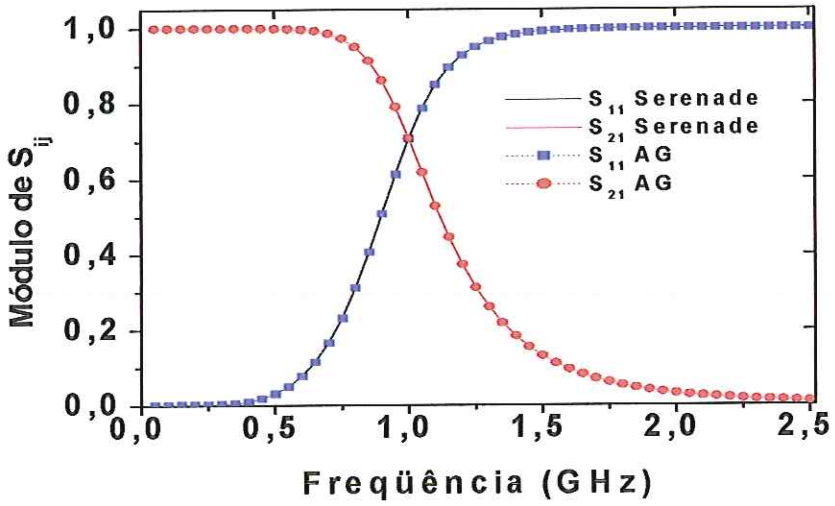


Figura 5.18. Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e pelo Serenade para o bloco passa-baixas.

Para a validação do circuito equivalente projetado pelo algoritmo genético, Figura 5.17 (b), são avaliadas as impedâncias de entrada dos dois circuitos projetados.

Definindo os termos da função de transferência da impedância de entrada ($Z_{entradaSerenade}$) do circuito da Figura 5.17(a) tem-se que:

$$A = L_1 L_2 C_1 L_3 C_2;$$

$$B = L_1 L_2 C_1 R C_2;$$

$$C = (L_2 L_3 C_2 + L_1 L_3 C_2 + L_1 C_1 L_3 + L_1 L_2 C_1);$$

$D = (L_2RC_2 + L_1RC_2 + L_1C_1R);$

$E = (L_3 + L_2 + L_1);$

$F = L_2C_1L_3C_2;$

$G = L_2C_1RC_2;$

$H = (L_3C_2 + C_1L_3 + L_2C_1);$

$I = (RC_2 + RC_1);$

$$Z_{entradaSerenade}(s) = \frac{As^5 + Bs^4 + Cs^3 + Ds^2 + Es + R}{Fs^4 + Gs^3 + Hs^2 + Is + 1{,}0}$$

Substituindo os valores dos elementos L_1, C_1, L_2, C_2, L_3 e R $Z_{entradaSerenade(s)}$ resulta em

$$N = 0{,}102.10^{-46}s^5 + 0{,}103.10^{-36}s^4 + 0{,}105.10^{-26}s^3 + 0{,}663.10^{-17}s^2 + 0{,}257.10^{-7}s + 50{,}0$$

$$D = 0{,}207.10^{-38}s^4 + 0{,}211.10^{-28}s^3 + 0{,}132.10^{-18}s^2 + 0{,}515.10^{-9}s + 1{,}0;$$

$$Z_{entradaSerenade}(s) = \frac{N}{D}. \tag{5.6}$$

Definindo os termos da função de transferência da impedância de entrada $(Z_{entradaAG})$ do circuito da Figura 5.17 (b) tem-se que:

$A' = L_1L_2C_2RC_3;$

$B' = L_1L_2C_2$

$C' = (L_1RC_2 + L_1RC_3 + L_2RC_3);$

$D' = (L_1 + L_2);$

$E' = L_1C_1L_2C_2RC_3;$

$F' = L_1C_1L_2C_2;$

$G' = (L_2C_2RC_3 + L_1C_1RC_2 + C_1L_2RC_3);$

$H' = (L_2C_2 + L_1C_1 + C_1L_2);$

$I' = (RC_2 + RC_3 + RC_1);$

$$Z_{entradaAG}(s) = \frac{A's^4 + B's^3 + C's^2 + D's + R}{E's^5 + F's^4 + G's^3 + H's^2 + I's + 1{,}0}$$

Substituindo os valores dos elementos C_{1AG},L_{1AG},C_{2AG},L_{2AG},C_{3AG}, e R $Z_{entradaAG}(s)$ resulta em

$$Z_{entradaAG}(s) = \frac{0{,}134.10^{-36}s^4 + 0{,}962.10^{-27}s^3 + 0{,}679.10^{-17}s^2 + 0{,}255.10^{-7}s + 50{,}0}{0{,}205.10^{-48}s^5 + 0{,}146.10^{-38}s^4 + 0{,}230.10^{-28}s^3 + 0{,}129.10^{-18}s^2 + 0{,}519.10^{-9}s + 1{,}0}. \tag{5.7}$$

A Figura 5.19 mostra o comportamento das impedâncias de entrada dos circuitos da Figura 5.17. As impedâncias possuem valores semelhantes até 600MHz devido ao casamento de impedâncias que ocorre até esse valor como pode ser visto pela Figura 5.18 onde até aproximadamente 600 MHz $|S_{11}|=0$ e $|S_{21}|=1,0$. A partir desse valor a situação de casamento de impedância vai se desfazendo e os valores da impedância de entrada dos circuitos vão se diferenciando até o valor final de freqüência analisado que é de 2,5 GHz.

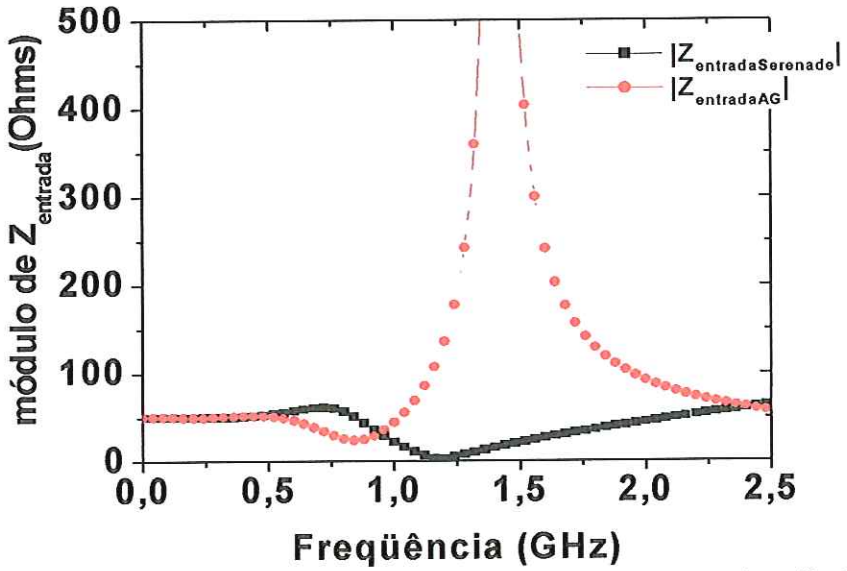


Figura 5.19. Impedância de entrada do circuito simulado no *Serenade* e a impedância de entrada do circuito equivalente projetado pelo algoritmo genético

Avaliando numericamente os valores das impedâncias de entrada é possível observar a concordância entre os valores calculados com o *Serenade* e os obtidos para o circuito calculado com o AG.

Para f=0,01 Hz em (5.6) o valor da impedância de entrada é a seguinte:

$$Z_{entrada} = 50 + j0$$
$$|Z_{entrada}| = 50\Omega.$$

Para f=0,01 Hz em (5.7) o valor da impedância de entrada é a seguinte:

$$Z_{entradaGA} = 50 + j0$$
$$|Z_{entradaGA}| = 50\Omega.$$

Para f=500 MHz em (5.6) o valor da impedância de entrada é a seguinte:

$$Z_{entrada} = 53,225 + j0,357$$
$$|Z_{entrada}| = 53,226\Omega.$$

Para f=500 MHz em (5.7) o valor da impedância de entrada é a seguinte:

$$Z_{entradaGA} = 53{,}625 + j0{,}433$$
$$\left|Z_{entradaGA}\right| = 53{,}625\Omega.$$

Os resultados das impedâncias de entrada confirmam que para a faixa de passagem os circuitos da Figura 5.17(a) e (b) convergem para um valor semelhante validando assim o circuito equivalente encontrado pelo algoritmo genético.

C) Projeto de um filtro passa faixa

O circuito projetado e simulado no *Serenade* é mostrado na Figura 5.20. O AG utiliza a função de aptidão dada por (5.1). Os parâmetros genéticos são dados pela Tabela 5.14.

Observando a Tabela 5.14 nota-se que em relação aos projetos anteriores o número de gerações aumentou para 5000 devido ao aumento da complexidade do layout do circuito e do aumento do número de componentes a serem escolhidos pelo algoritmo genético, portanto o número de gerações igual a 5000 foi considerado satisfatório para que se conseguisse uma boa taxa de convergência em direção à curva de resposta desejada.

Tabela 5.14.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito passa-faixa.

a.	Número de gerações: 5000
b.	Número de indivíduos: 250
c.	Probabilidade de Cruzamento: 80%
d.	Probabilidade de mutação: 5%
e.	Probabilidade de mutação de ajuste fino: 5%
f.	Inserção de imigrantes: 10%

O circuito mostrado na Figura 5.21 corresponde ao circuito equivalente projetado pelo algoritmo genético. A Tabela 5.15 mostra a os valores dos componentes simulados no *Serenade* e os componentes escolhidos pelo algoritmo genético.

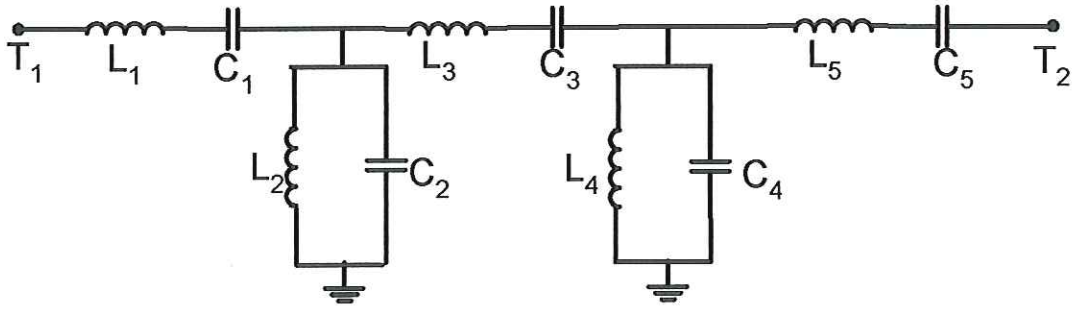


Figura 5.20. Circuito simulado no *Serenade*.

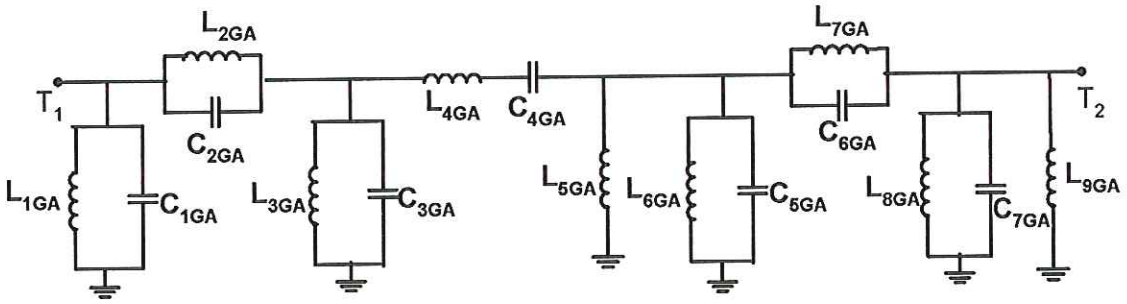


Figura 5.21 Circuito equivalente determinado pelo algoritmo genético.

Tabela 5.15. Valores dos componentes simulados no *Serenade* e valores obtidos pelo AG para o filtro passa-faixa.

Valores dos componentes simulados no *Serenade*	Valores dos componentes escolhidos pelo AG
L_1=24,59 nH	L_1= 1,230 nH
C_1=0,8584 pF	C_1= 16,837 pF
L_2=0,8197 nH	L_2= 5,599 nH
C_2=25,75 pF	C_2= 5,799 pF
L_3=79,58 nH	L_3= 4,500 nH
C_3=0,2653 pF	C_3=4,290 pF
L_4=0,8197 nH	L_4=35,995 nH
C_4=25,75 pF	C_4=1,136 pF
L_5=0,8197 nH	L_5=12,062 nH
C_5=25,75 pF	L_6= 9,260 nH
	C_5= 3,099 pF
	L_7=5,889 nH
	C_6= 8,410 pF
	L_8=3,632 nH
	C_7= 14,302 pF
	L_9=3,170 nH

A configuração de blocos escolhida pelo algoritmo genético é NB=5 e TB=Π, L e C em série colocado em série, L paralelo, Π e L paralelo.

A figura 5.22 mostra a comparação dos parâmetros S encontrados pelo circuito simulado no *Serenade* e os parâmetros S calculados a partir do circuito equivalente encontrado pelo algoritmo genético. Verifica-se uma boa concordância entre módulo dos parâmetros S_{11} e S_{21} cuja freqüência de corte para ambos os modelos se localiza em aproximadamente 1,0 GHz na freqüência inferior e 1,2 GHz na freqüência superior e fora desse intervalo entra-se na faixa de rejeição do filtro seguindo assim até o valor final de freqüência analisado.

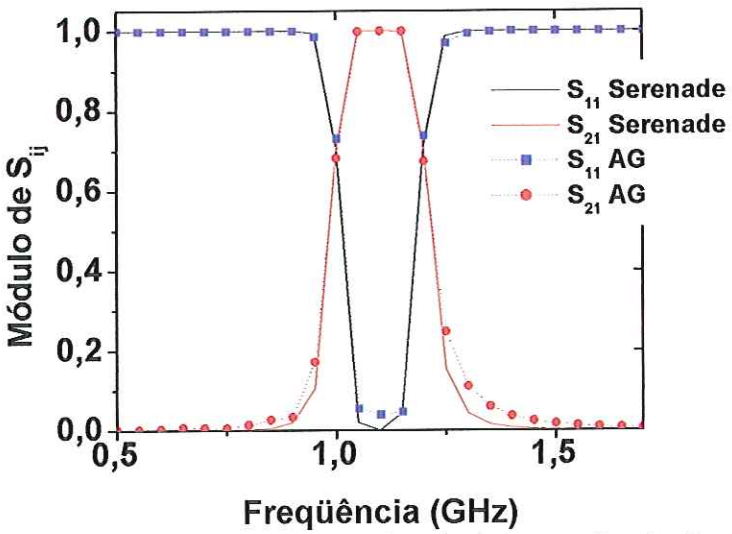


Figura 5.22. Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e pelo *Serenade* para o filtro passa faixa.

Observando a Figura 5.23 têm-se as representações gráficas das impedâncias de entrada dos circuitos das Figuras 5.20 e 5.21. Nota-se que para a banda de passagem do filtro passa faixa as impedâncias de entrada dos dois circuitos projetados tendem a um mesmo valor e fora da faixa de casamento assumem comportamentos diferentes devido ao descasamento de impedâncias observado nas demais faixas de freqüências no projeto do filtro validando assim o circuito equivalente encontrado pelo algoritmo genético.

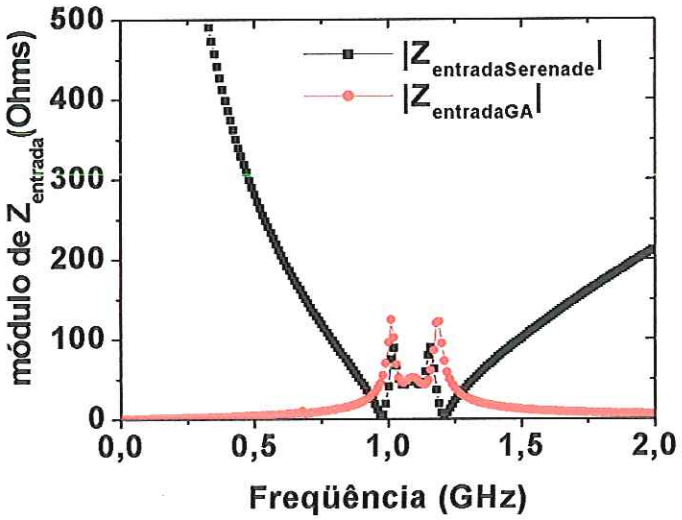


Figura 5.23 Impedância de entrada do circuito simulado no *Serenade* e a impedância de entrada do circuito equivalente projetado pelo algoritmo genético.

D) Projeto de um filtro rejeita-faixa

O circuito projetado e simulado no *Serenade* é mostrado na Figura 5.24. O AG utiliza a função de aptidão dada por (5.1). Os parâmetros genéticos são dados pela Tabela 5.16.

Os parâmetros genéticos da Tabela 5.16 não foram alterados em relação ao projeto anterior, portanto as 5000 gerações foram suficientes para que se chegasse a uma curva de resposta semelhante à curva desejada.

Tabela 5.16.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito rejeita-faixa.

a.	Número de gerações: 5000
b.	Número de indivíduos: 250
c.	Probabilidade de Cruzamento: 80%
d.	Probabilidade de mutação: 5%
e.	Probabilidade de mutação de ajuste fino: 5%
f.	Inserção de imigrantes: 10%

O circuito equivalente projetado pelo algoritmo genético é mostrado na Figura 5.25 e a Tabela 5.17 mostra os valores dos componentes simulados no *Serenade* e escolhidos pelo algoritmo genético para reproduzir a curva de resposta desejada.

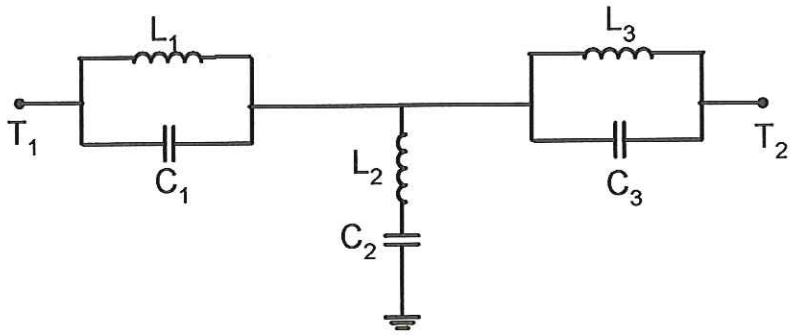


Figura 5.24.Circuito simulado no *Serenade*.

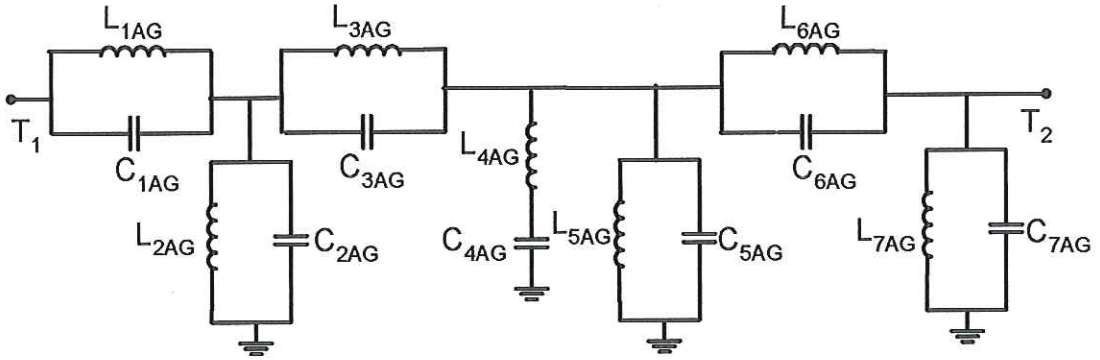


Figura 5.25 Circuito equivalente determinado pelo algoritmo genético.

Tabela 5.17. Valores dos componentes simulados no *Serenade* e valores obtidos pelo AG para o filtro rejeita-faixa.

Valores dos componentes simulados no *Serenade*	Valores dos componentes escolhidos pelo AG
L_1=2,739 nH	L_1= 0,999 nH
C_1=4,227 pF	C_1= 13,458 pF
L_2=14,274 nH	L_2= 7,969 nH
C_2=0,811 pF	C_2= 2,900 pF
L_3=2,739 nH	L_3= 0,367 nH
C_3=4,227 pF	C_3=71,005 pF
	L_4=8,521 nH
	C_4=1,300 pF
	L_5=8,981 nH
	C_5= 0,700 pF
	L_6=1,199 nH
	C_6= 8,449 pF
	L_7=9,999 nH
	C_7=0,156 pF

A configuração de blocos escolhida pelo algoritmo genético é NB=3 e TB=T, L e C em série colocado em paralelo e Π.

A curva de resposta do módulo dos parâmetros S_{11} e S_{21} é apresentada na Figura 5.26. É possível observar que as curvas dos parâmetros S calculadas a partir do circuito projetado pelo algoritmo genético apresentam boa concordância com as curvas geradas pelo *Serenade* obedecendo à faixa de freqüência em que se deseja que o sinal seja rejeitado. Essas características dos parâmetros S validam o circuito equivalente encontrado pelo algoritmo genético como um filtro rejeita faixa que pode ser usado na faixa de freqüências que vai de aproximadamente 1,3 GHz até 1,7 GHz.

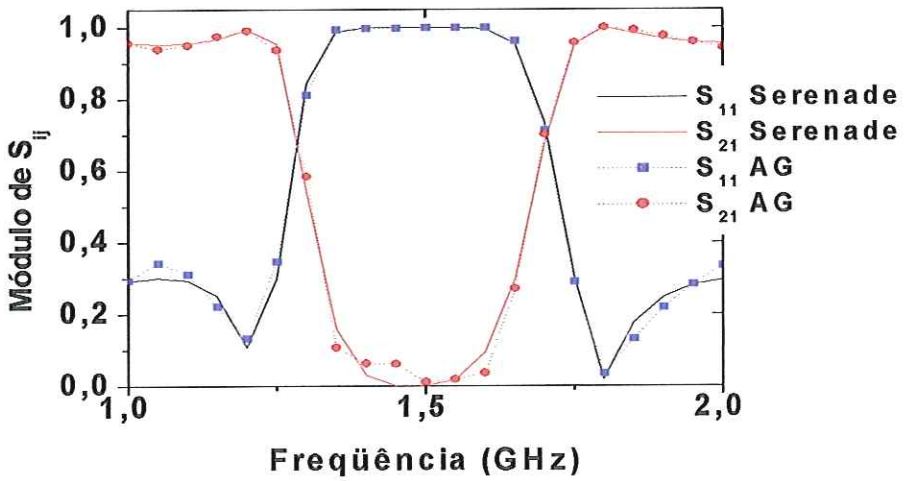


Figura 5.26. Comparação entre a resposta em freqüência correspondente ao circuito projetado pelo AG e ao *Serenade* para o filtro rejeita-faixa.

5.2.3 Síntese de filtros utilizando função de transferência Z(s)

A) Síntese de um filtro passa-baixas

Nesta etapa, o AG projeta um circuito a partir da função de transferência Z(s). O AG utiliza a função de aptidão dada por (5.1).

Como primeiro exemplo, considere a seguinte função de transferência:

$$Z_{(s)} = \frac{2s^3 + 2s^2 + 2s + 1}{2s^2 + 2s + 1}. \tag{5.8}$$

O circuito mostrado na Figura 5.27(a) é o circuito extraído pelo processo de síntese por extração de elementos utilizado em [46] e o circuito da Figura 5.27(b) é o circuito equivalente projetado pelo algoritmo genético utilizando também o processo de síntese dado em [46].

Os parâmetros genéticos são mostrados na Tabela 5.18. Verificou-se que um número de gerações igual a 2000 foi suficiente para que o algoritmo genético conseguisse reproduzir a curva de resposta desejada.

Tabela 5.18.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito passa-baixas usando três blocos.

a. Número de gerações: 2000
b. Número de indivíduos: 250
c. Probabilidade de Cruzamento: 80%
d. Probabilidade de mutação: 5%
e. Probabilidade de mutação de ajuste fino: 5%
f. Inserção de imigrantes: 10%

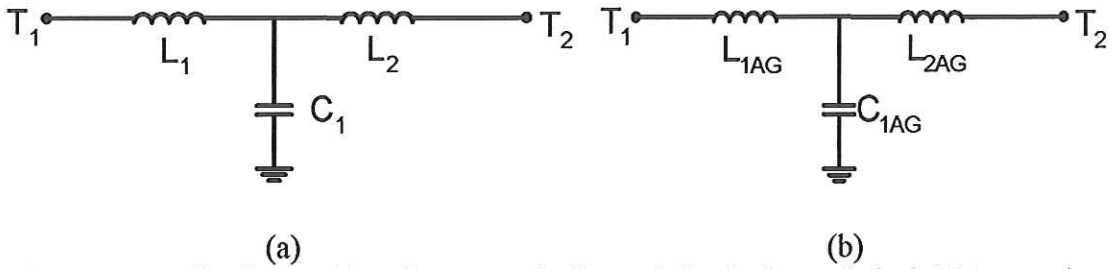


Figura 5.27.(a) Circuito extraído, pelo processo de síntese, da função de transferência Z(s) mostrada na função de transferência 5.8. (b) Circuito equivalente extraído pelo AG, pelo processo de síntese, da função de transferência Z(s) mostrada na função de transferência 5.8.

O filtro mostrado na Figura 5.27(a) opera em um sistema de 50 Ω com uma freqüência de corte de 1 GHz. Os valores normalizados de L_1, L_2 e C_1 são

respectivamente 1,0 e 2,0 e os valores desnormalizados são L_1=L_2=7,958 nH e C_1=6,366 pF

O filtro mostrado na Figura 5.27(b) opera com as mesmas características do filtro mostrado na Figura 5.26(a) e os valores extraídos pelo algoritmo genético são L_1=7,083 nH, L_2=9,109 nH e C_1=6,259 pF.

A Tabela 5.19 mostra os valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores dos componentes encontrados pelo algoritmo genético.

Tabela 5.19. Valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores derivados pelo AG para o filtro sintetizado.

Valores dos componentes simulados no *Serenade*	Valores dos componentes escolhidos pelo AG
L_1=7,958 nH	L_1=7,083 nH
C_1=6,366 pF	C_1=6,259 pF
L_2=7,958 nH	L_2=9,109 nH

A configuração de blocos escolhida pelo algoritmo genético é NB=3 e TB= L série, C paralelo e L série.

A figura 5.28 mostra a comparação dos parâmetros S calculados para o circuito simulado no *Serenade* e para o circuito equivalente encontrado pelo algoritmo genético. Nota-se uma boa concordância entre os módulos dos parâmetros S_{11} e S_{21} para os dois circuitos validando assim o circuito equivalente extraído pelo algoritmo genético.

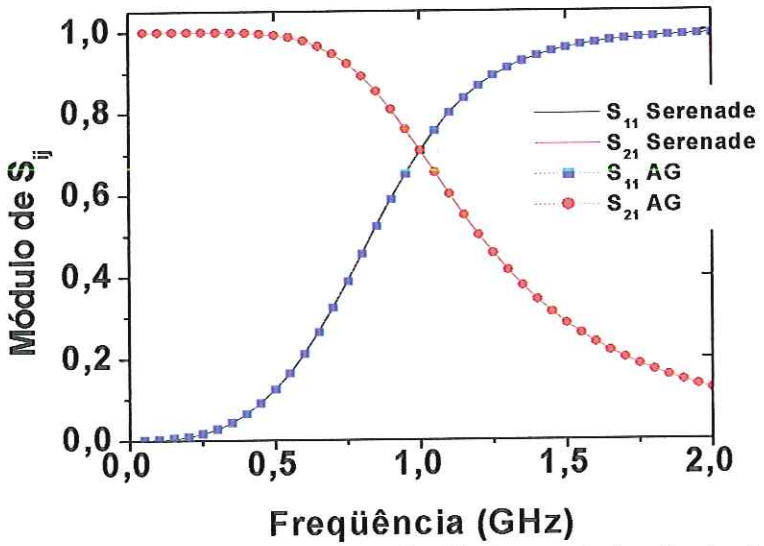


Figura 5.28. Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e pelo circuito simulado no Serenade para o filtro passa-baixas.

B) Síntese de um filtro passa-faixa

A função de transferência em que a síntese do filtro passa-faixa será efetuada é apresentada pela equação (5.9). O AG utiliza a função de aptidão dada por (5.1).

$$Z(s)=\frac{s^6+0{,}189689s^5+2{,}240063s^4+0{,}280203s^3+1{,}600045s^2+0{,}096780s+0{,}364431}{0{,}189689s^5+0{,}035982s^4+0{,}280203s^3+0{,}025701s^2+0{,}096780s} \quad (5.9)$$

Os parâmetros genéticos são mostrados na Tabela 5.20. Verifica-se que devido ao aumento da complexidade da função de transferência usada na síntese o número de gerações foi aumentado para 5000 a fim de que a diferença entre a curva de parâmetros S gerada pelo *Serenade* e a gerada pelo circuito equivalente projetado pelo algoritmo genético fosse mínima.

Tabela 5.20.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito passa-faixa usando cinco blocos.

a. Número de gerações: 5000
b. Número de indivíduos: 250
c. Probabilidade de Cruzamento: 80%
d. Probabilidade de mutação: 5%
e. Probabilidade de mutação de ajuste fino: 5%
f. Inserção de imigrantes: 10%

O circuito mostrado na Figura 5.29 é o circuito extraído pelo processo de síntese por extração de elementos utilizado em [46] e o circuito da Figura 5.30 é o circuito equivalente projetado pelo algoritmo genético utilizando também o processo de síntese dado em [46].

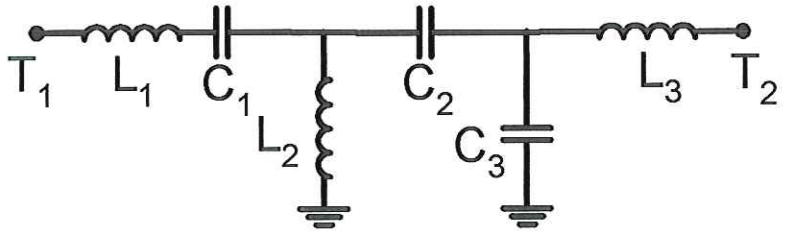


Figura 5.29. Circuito extraído pela síntese da função de transferência (5.9).

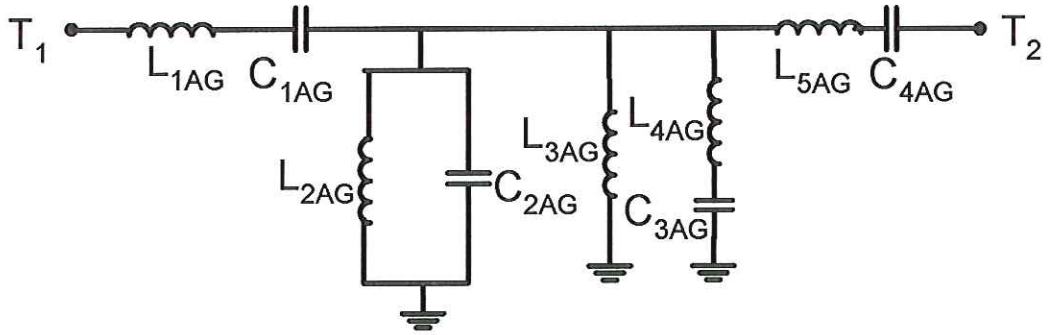


Figura 5.30 Circuito equivalente extraído pelo algoritmo genético da síntese da função de transferência (5.9).

A Tabela 5.21 mostra os valores dos componentes simulados no *Serenade* e dos valores dos componentes encontrados pelo algoritmo genético.

Tabela 5.21. Valores dos componentes simulados no *Serenade* e valores obtidos pelo AG para o filtro rejeita-faixa.

Valores dos componentes simulados no *Serenade*	Valores dos componentes escolhidos pelo AG
L_1=23,972 nH	L_1= 22,993 nH
C_1=0,483 pF	C_1= 0,500 pF
L_2=1,631 nH	L_2= 9,407 nH
C_2=7,581 pF	C_2= 7,000 pF
C_3=111,426 pF	L_3= 2,543 nH
L_3=0,097 nH	C_3= 6,311 pF
	L_4= 11,534 nH
	C_4= 0,500 pF
	L_5= 23,378 nH

A configuração de blocos escolhida pelo algoritmo genético é NB=5 e TB= L e C em série colocado em série, L e C em paralelo colocado em paralelo,L paralelo e L e C em série colocado em paralelo e L e C em série colocado em série.

A Figura 5.31 mostra a comparação entre os parâmetros S calculados para o circuito simulado pelo *Serenade* e os parâmetros S calculados para o circuito projetado pelo algoritmo genético. Os pontos de meia potência para o AG estão localizados na freqüência inferior de 1,2 GHz e na freqüência superior em 1,8 GHz, com boa concordância com a curva gerada dos parâmetros S calculados para o circuito simulado no *Serenade*.

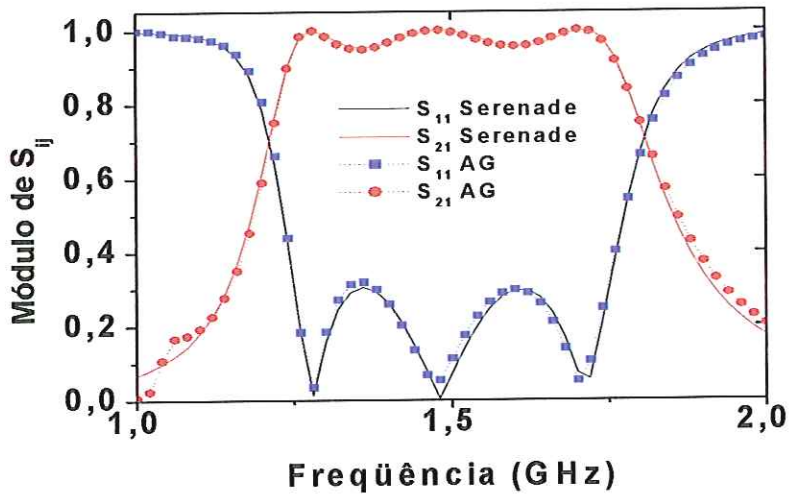


Figura 5.31. Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e pelo circuito simulado no *Serenade* para o filtro passa-faixa.

Na Figura 5.32 são apresentadas várias curvas mostrando a convergência do AG até à curva de resposta final desejada. É possível observar pela Figura 5.18 que as primeiras gerações do algoritmo genético projetam circuitos que estão distantes da resposta desejada e à medida que as gerações vão evoluindo tem-se a curva final de resposta desejada que é representada por símbolos.

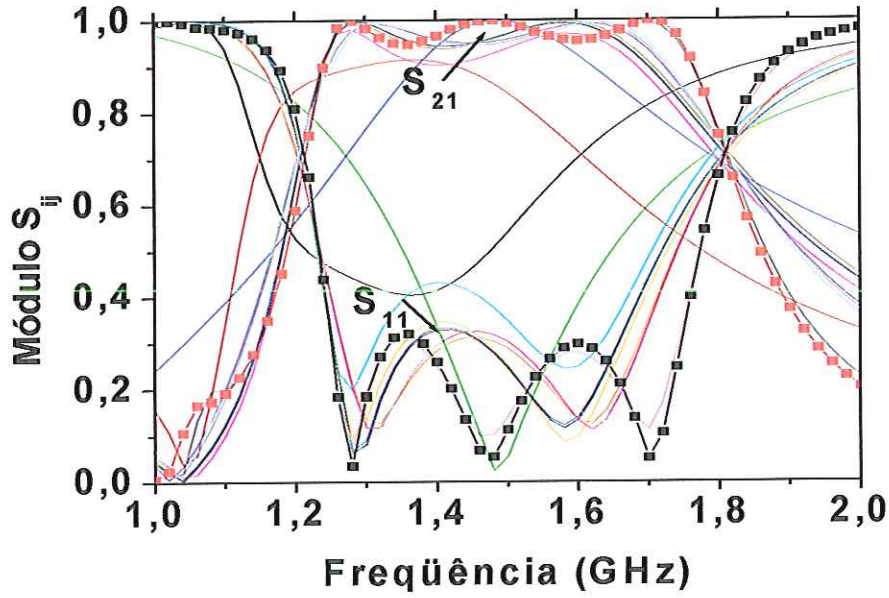


Figura 5.32.Evolução do AG em busca da curva de resposta desejada. As curvas com símbolos representam as curvas de resposta final.

5.3 Filtros com microfitas

Nessa seção serão analisados filtros implementados com microfitas. O AG determina todas as dimensões da associação em cascata de microfitas a partir de uma dada resposta em freqüência. O filtro projetado é simulado por meio do programa *Serenade* (versão 8.5). Os resultados demonstram a versatilidade e aplicabilidade do algoritmo proposto.

5.3.1 Projeto de filtro passa-faixa com microfitas e elementos discretos

Inicialmente é projetado um filtro que combina microfitas com elementos discretos. A técnica utilizada para o projeto do filtro é a mesma descrita no esquema de blocos do Capítulo 3, Seção 3.1, e a função de aptidão é dada por (5.1). O filtro mostrado na Figura 5.33 é inicialmente simulado no *Serenade* de onde a curva de resposta dos parâmetros S é extraída e depois fornecida ao algoritmo genético que projeta o valor dos elementos e as dimensões da microfita para reproduzir a curva extraída do *Serenade*.

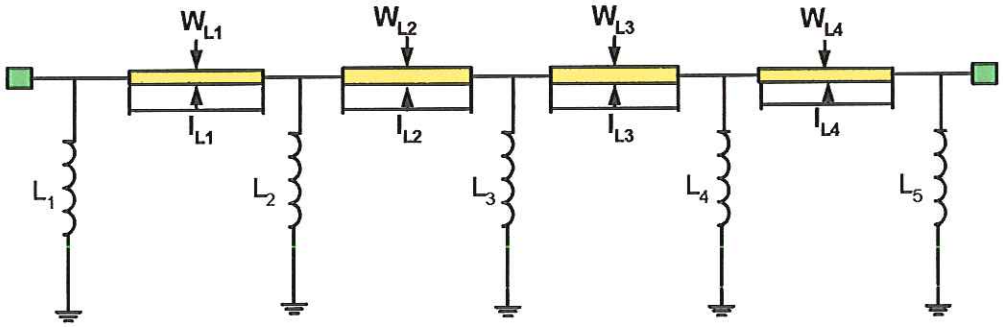


Figura 5.33. Circuito usando indutores e trechos de microfita

O *layout* do circuito é fixo e, portanto, a função do algoritmo genético é projetar os valores dos indutores L_1, L_2, L_3, L_4 e L_5 e as dimensões dos quatro trechos de microfita do filtro. Nas simulações referentes à implementação com microfita foi utilizado para o dielétrico: espessura $h = 0{,}508mm$ e permissividade dielétrica relativa $\varepsilon_r = 9{,}8$.

As características do algoritmo genético são mostradas na Tabela 5.22. O número de gerações igual a 5000 foi considerado satisfatório para um bom critério de convergência para a curva de resposta desejada.

Tabela 5.22.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito passa-faixa usando cinco blocos.

a. Número de gerações: 5000
b. Número de indivíduos: 250
c. Probabilidade de Cruzamento: 80%
d. Probabilidade de mutação: 5%
e. Probabilidade de mutação de ajuste fino: 5%
f. Inserção de imigrantes: 10%

A configuração de blocos encontrada é NB=2 e TB= L paralelo colocado em paralelo e Trecho de microfita.

A Tabela 5.23 mostra a comparação entre os valores dos indutores e as dimensões das microfitas. Nota-se uma boa concordância entre os valores simulados no *Serenade* e os valores encontrados pelo algoritmo genético permitindo assim que a reprodução da curva desejada seja feita com uma boa aproximação.

Tabela 5.23.Comparação dos valores dos componentes simulados no *Serenade* e dos valores derivados pelo AG para os trechos de microfitas.

Seção	Serenade		Algoritmo Genético	
1	L_1=10,52 nH		L_{1GA}= 10,544 nH	
2	W(mm)=0,735	L(mm)=28,700	W(mm)=0,735	L(mm)=28,704
3	L_2=4,019 nH		L_{2GA}=4,199 nH	
4	W(mm)=1,065	L(mm)=28,156	W(mm)=1,049	L(mm)=28,180
5	L_3=3,251 nH		L_{3GA}= 3,500 nH	
6	W(mm)=1,065	L(mm)=28,156	W(mm)=1,062	L(mm)=28,161
7	L_4=4,019 nH		L_{4GA}= 4,200 nH	
8	W(mm)=0,735	L(mm)=28,704	W(mm)=0,722	L(mm)=28,730
9	L_5=10,52 nH		L_{5GA}= 11,645 nH	

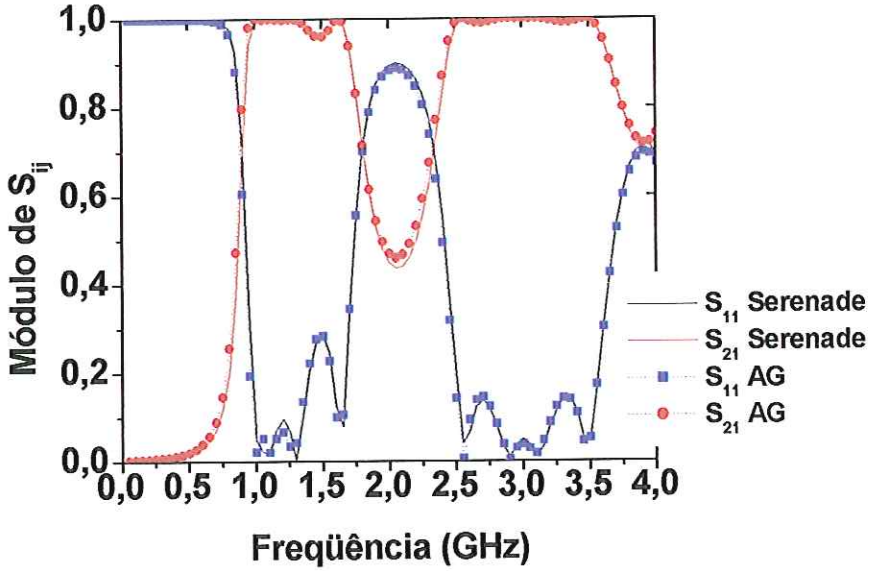


Figura 5.34. Comparação entre a resposta em freqüência encontrada pelo circuito projetado pelo AG e pelo circuito simulado no Serenade para o filtro passa-faixa.

A Figura 5.34 mostra a comparação das curvas de resposta dos parâmetros S do circuito simulado no *Serenade* e do circuito projetado pelo algoritmo genético. Nota-se uma boa concordância entre as duas curvas sendo que para a primeira faixa de passagem do filtro na freqüência fc_1=900 MHz e fc_2=1,8 GHz as curvas dos circuitos projetados coincidem e para a segunda faixa de freqüência de passagem fc_3=2,34 GHz e fc_4=3,94 GHz também há uma boa concordância entre as curvas do filtro analisado.

5.3.2 Filtro passa-baixas com microfitas

Nesse projeto, o esquema de blocos é novamente utilizado e a função de aptidão a ser minimizada é dada por (5.1). O filtro passa-baixas é inicialmente simulado no *Serenade* e é obtida a curva de resposta em freqüência. Em seguida, é feita a simulação usando o algoritmo genético.

O *layout* do circuito não é fixo, portanto a função do algoritmo genético é a de projetar o *layout* do circuito e os valores das dimensões dos trechos de microfita utilizados no projeto do filtro.Nas simulações referentes à implementação com microfita foi utilizado para o dielétrico espessura $h = 0{,}508mm$ e permissividade dielétrica relativa $\varepsilon_r = 2{,}94$.

As características do algoritmo genético são mostradas na Tabela 5.24. O número de gerações igual a 500 foi considerado satisfatório para um bom critério de

convergência para a curva de resposta desejada.

Tabela 5.24.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do filtro implementado com microfita.

a. Número de gerações: 500
b. Numero de indivíduos: 250
c. Probabilidade de mutação: 5%
d. Probabilidade de mutação de ajuste fino: 5%
e. Probabilidade de cruzamento: 75%
f. Probabilidade de inserção de imigrantes: 5%

A configuração de blocos encontrada é NB=5 e TB= Trecho de microfita.

A Figura 5.35 mostra a comparação dos filtros projetados pelo *Serenade* e projetados pelo AG. Nota-se que, para reproduzir a mesma curva de resposta em freqüência que o *Serenade*, o AG projetou um circuito equivalente àquele simulado no *Serenade* com dimensões *W* e *L* diferentes.

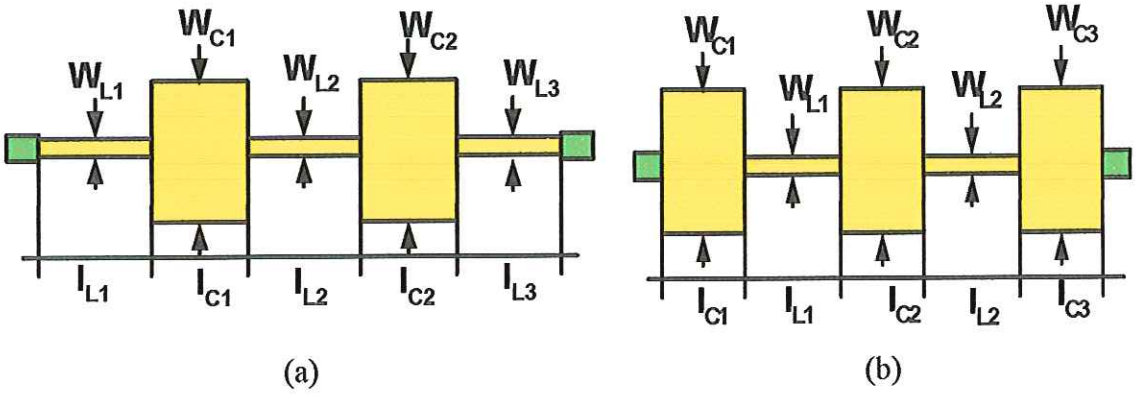


Figura 5.35.(a) Circuito simulado no *Serenade*. (b) Circuito equivalente determinado pelo algoritmo genético.

A Tabela 5.25 mostra os valores das dimensões das microfitas encontradas pelo algoritmo genético e pelo circuito simulado no *Serenade*.

Tabela 5.25.Valores dos componentes simulados no *Serenade* e dos valores derivados pelo AG para os trechos de microfitas.

	Serenade		Algoritmo Genético	
Seção	W(mm)	L(mm)	W(mm)	L(mm)
1	0,1062	2,80	7,43	2,00
2	10	1,150	0,20	2,60
3	0,1062	4,687	4,20	5,60
4	10	1,150	0,30	2,61
5	0,1062	2,60	5	3

A Figura 5.36 mostra a comparação entre os módulos dos parâmetros S encontrados pelo circuito equivalente projetado pelo algoritmo genético e pelo circuito simulado no *Serenade*. Observa-se que os dois circuitos possuem uma boa concordância nos gráficos apresentados para os parâmetros S e uma freqüência de corte em aproximadamente 6,5 GHz

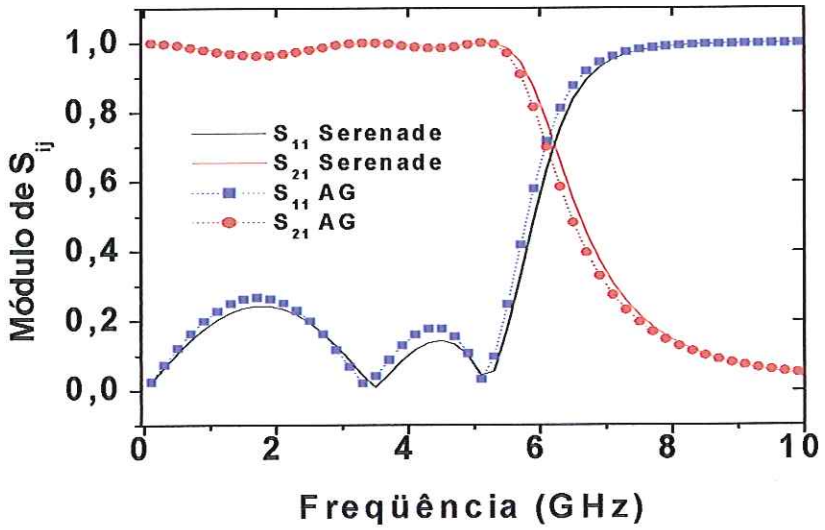


Figura 5.36.Comparação da resposta em freqüência encontrada pelo AG e pelo *Serenade* para microfitas.

Na Figura 5.37 são apresentadas várias curvas mostrando a convergência do AG até à curva de resposta final desejada que é a curva indicada por símbolos. Através da Figura 5.37 observa-se a evolução das gerações do algoritmo genético em busca da resposta final desejada.

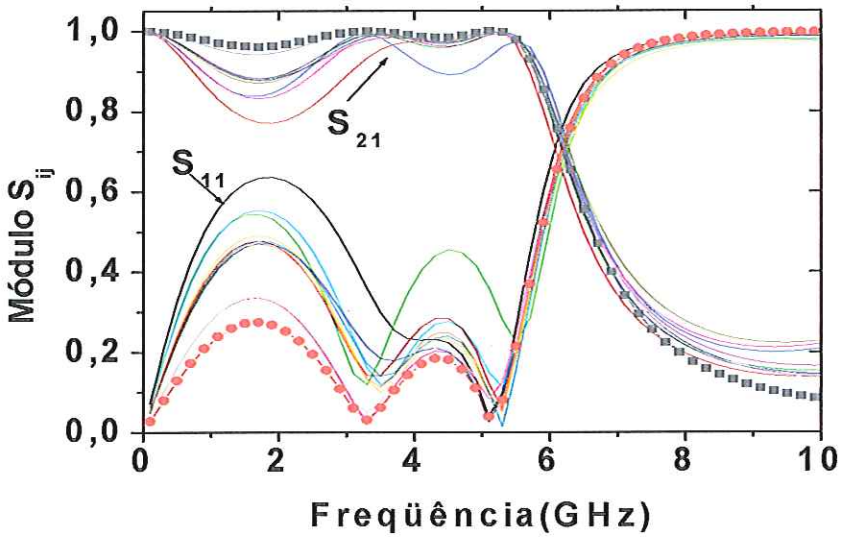


Figura 5.37.Evolução do AG em busca da curva de resposta desejada. As curvas com símbolos representam as curvas de resposta final.

A figura 5.38 mostra as impedâncias de entrada do circuito projetado e simulado pelo *Serenade* e do circuito projetado pelo algoritmo genético. Observa-se que as impedâncias tendem a um mesmo valor até a faixa de freqüência em que o filtro está na situação de casamento de impedâncias e a partir desse valor, aproximadamente 6 GHz, assumem comportamentos diferentes devido ao descasamento de impedâncias observado nas demais faixas de freqüências no projeto do filtro validando assim o circuito equivalente encontrado pelo algoritmo genético.

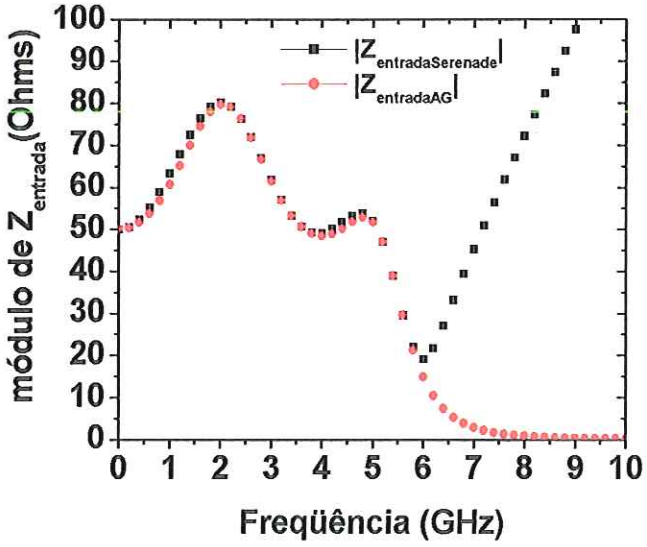


Figura 5.38 Impedância de entrada do circuito simulado no *Serenade* e a impedância de entrada do circuito equivalente projetado pelo algoritmo genético

5.4 Projetos de descontinuidades em guia de onda retangular

Nessa seção será mostrada a versatilidade do algoritmo na determinação da posição de descontinuidades em guias de onda retangulares. Os três tipos de descontinuidades analisadas são poste indutivo, poste capacitivo e fitas longitudinais.

5.4.1 Poste indutivo

A Figura 3.9 mostra o circuito equivalente da descontinuidade analisada. As Equações (3.13) e (3.14) são utilizadas na simulação da descontinuidade. O guia retangular possui as seguintes dimensões: largura a=25,4 mm e altura b=12,5 mm.

A Figura 5.39 mostra o valor do parâmetro S_{11} em função da distância em relação à origem do guia e do diâmetro do poste. São avaliados três valores de freqüências: 7, 9 e 11 GHz. Nota-se que o valor do módulo de S_{11} da descontinuidade vai diminuindo à medida que se aumenta a freqüência e diminui o diâmetro do poste. Para o módulo de S_{21}, mostrado na Figura 5.40, são também avaliados os mesmos três valores de freqüências e observa-se um aumento no valor do módulo de S_{21} à medida que se aumenta a freqüência e diminui o diâmetro do poste. Esse comportamento dos parâmetros S deve-se ao fato da característica da descontinuidade ser predominantemente indutiva, agindo como filtro passa-altas.

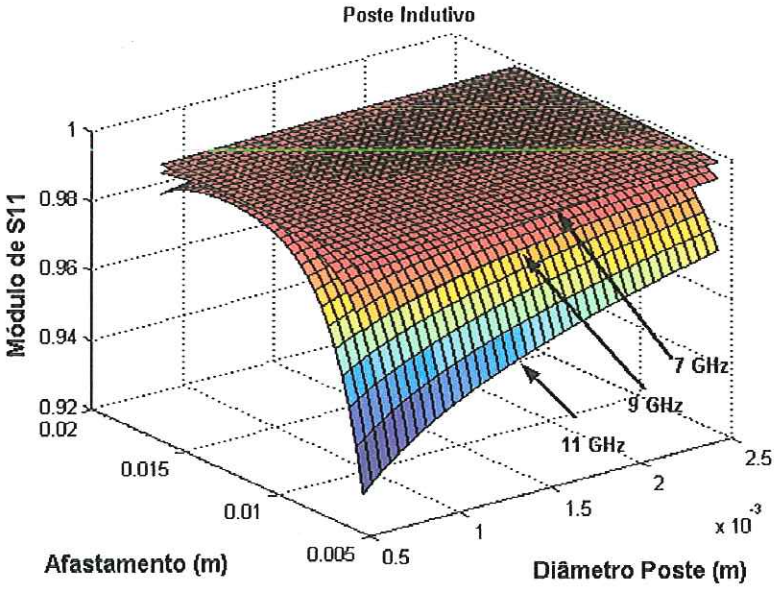


Figura 5.39. Módulo de S_{11} em função das dimensões do poste e afastamento do guia parametrizado pela freqüência.

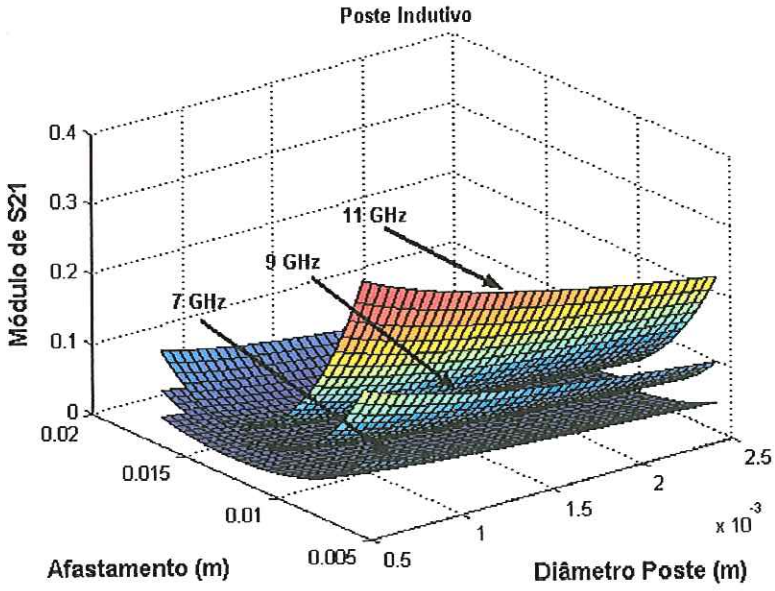
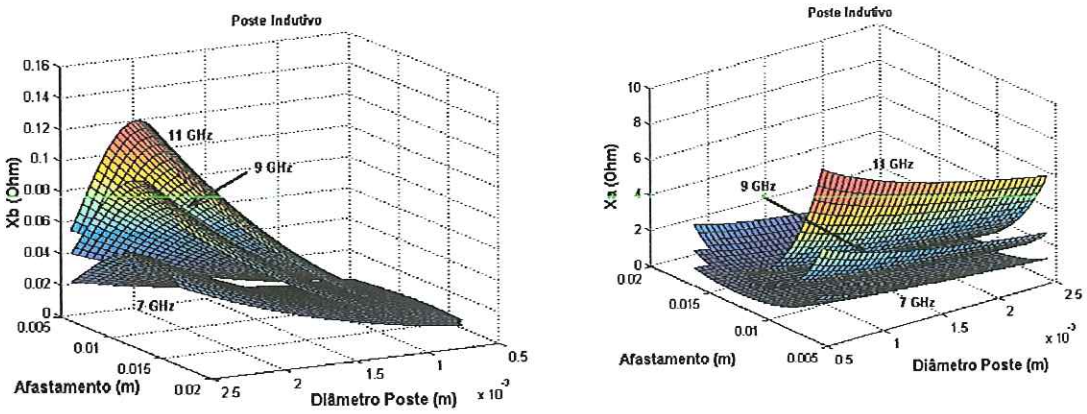


Figura 5.40. Módulo de S_{21} em função das dimensões do poste e afastamento do guia parametrizado pela freqüência.

As impedâncias X_b e X_a são mostradas na Figura 5.41. Nota-se que X_b, por ser uma reatância capacitiva parasita, apresenta valores baixos que crescem à medida que os valores de freqüência aumentam. Já a reatância indutiva X_a possui valores maiores, o que representa a característica predominantemente indutiva do circuito.



(a) (b)

Figura 5.41.(a) Reatância capacitiva X_b. (b) Reatância indutiva X_a.

O poste indutivo está localizado na seguinte posição: diâmetro do poste D=2 mm e afastamento horizontal em relação à origem do guia x_1=20 mm. Cabe ao algoritmo genético determinar as mesmas medidas para posicionar o poste. A função de aptidão

utilizada pelo AG é dada por (5.1).As características do AG utilizado são dadas na Tabela 5.26.

O número de gerações considerado satisfatório para que o erro entre as dimensões encontradas pelo algoritmo genético e as dimensões em que o poste foi colocado dentro do guia retangular fosse baixo foi de 30 gerações.

Tabela 5.26.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do poste indutivo.

a. Número de gerações: 30;
b. Numero de indivíduos: 250;
c. Probabilidade de mutação: 5%;
d. Probabilidade de mutação de ajuste fino: 5%
e. Probabilidade de cruzamento: 75%;
f. Probabilidade de inserção de imigrantes: 5%.

Os valores das dimensões encontrados pelo AG são dados na Tabela 5.27.

Tabela 5.27.Valores das dimensões encontradas pelo AG.

Diâmetro do poste$_{AG}$ (mm)	Afastamento horizontal$_{AG}$ (mm)
2,009	20,0007

O erro relativo entre as medidas que o poste foi alocado e as medidas encontradas pelo AG são dadas por

$$ER = \left| \frac{D_{imAG} - Dim}{Dim} \right| * 100, \tag{5.10}$$

na qual D_{imAG} são as dimensões encontradas pelo AG e D_{im} são as dimensões em que o poste foi colocado. Para o poste indutivo o erro relativo de D foi 0,45% e de x_1, 0,0035%.

A Figura 5.42 mostra a comparação entre as curvas dos parâmetros S_{11} e S_{21} geradas pelo AG e pelo *Serenade* e a diferença dos parâmetros S. Nota-se que as curvas apresentam boa concordância porque o AG determinou as dimensões corretas e, conseqüentemente, calculou de forma correta o valor dos parâmetros S do poste indutivo.

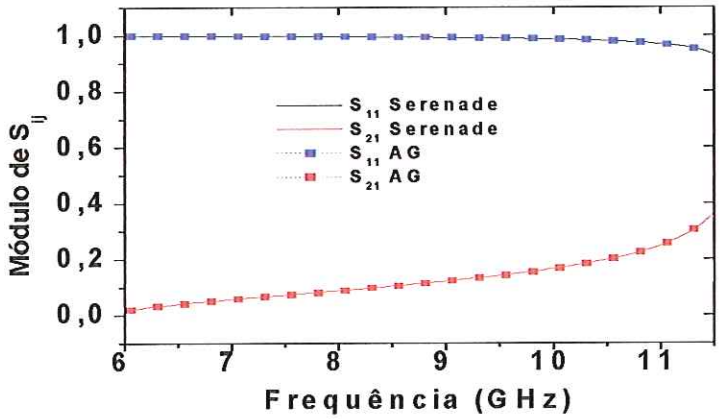


Figura 5.42.Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para o poste indutivo.

5.4.2 Poste Capacitivo

A Figura 3.11 mostra o circuito equivalente da descontinuidade analisada. As Equações (3.20) e (3.21) são utilizadas na simulação da descontinuidade. O guia retangular possui as seguintes dimensões: largura a=12,5 mm e altura b=25,4 mm.

As Figuras 5.43 e 5.44 mostram os módulos de S_{11} e S_{21}. Nota-se que o módulo do parâmetro S_{11} do poste capacitivo vai aumentando à medida que se aumenta a freqüência e diminui o diâmetro, enquanto o módulo de S_{21} exibe comportamento contrário. Esse comportamento dos parâmetros S se deve ao fato da característica da descontinuidade ser predominantemente capacitiva, agindo como filtro passa-baixas.

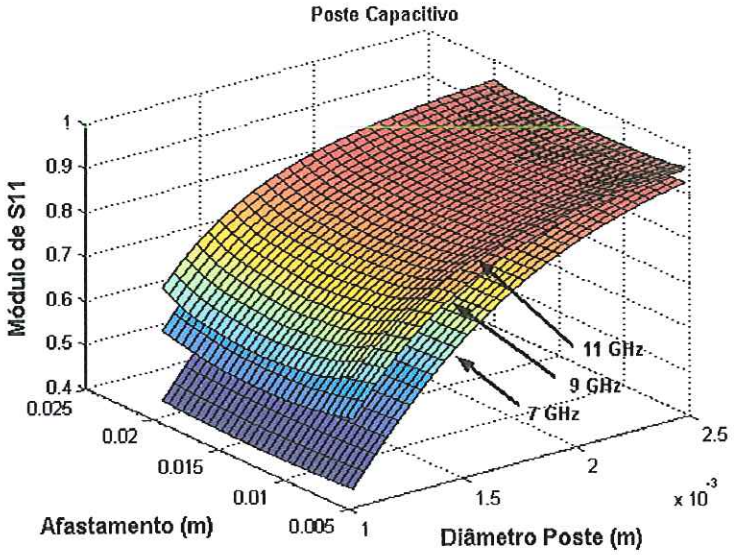


Figura 5.43. Módulo de S_{11} em função do afastamento e diâmetro do poste parametrizado pela freqüência.

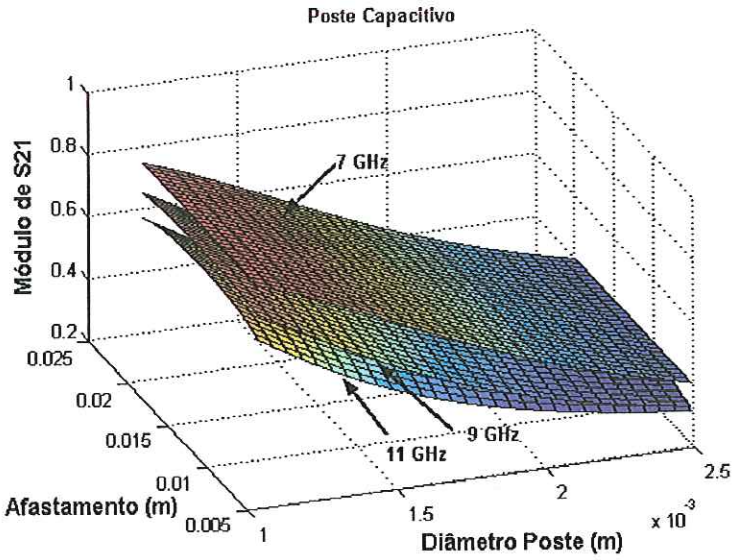
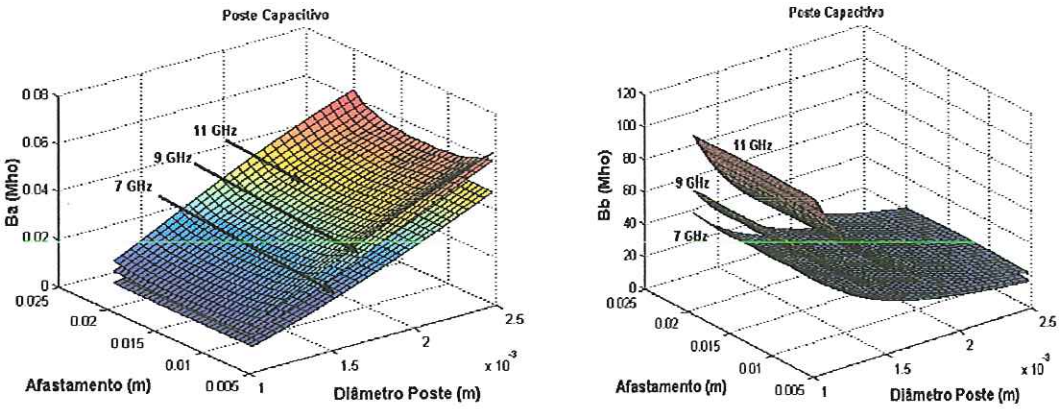


Figura 5.44. Módulo de S_{21} em função do afastamento e diâmetro do poste parametrizado pela freqüência.

As susceptâncias B_a e B_b são mostradas na Figura 5.45. Nota-se que o valor da susceptância B_a é predominante, enquanto a susceptância B_b aparece devido às capacitâncias parasitas da descontinuidade.



(a) (b)

Figura 5.45.(a) Susceptância B_a e (b)Susceptância B_b.

O poste capacitivo está localizado no guia com as seguintes dimensões: diâmetro D=2 mm e afastamento vertical em relação à origem do guia y_1=20 mm. O algoritmo genético deve determinar as mesmas medidas para localizar o poste capacitivo. A

função de aptidão utilizada pelo AG é dada por (5.1), e as características do AG são dadas na Tabela 5.28.

O número de gerações utilizado para que o erro entre as medidas investigadas e as medidas encontradas pelo algoritmo genético fosse considerado baixo foi de 50 gerações.

Tabela 5.28.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do poste capacitivo.

a. Número de gerações: 50
b. Numero de indivíduos: 250
c. Probabilidade de mutação: 5%
d. Probabilidade de mutação de ajuste fino: 5%
e. Probabilidade de cruzamento: 75%
f. Probabilidade de inserção de imigrantes: 5%

Os valores das dimensões encontrados pelo AG são dados na Tabela 5.29. O erro relativo é dado por (5.10). Para o poste capacitivo o erro relativo de D foi 0,05% e de y_1 foi 0,035%.

Tabela 5.29.Valores das dimensões encontradas pelo AG.

Diâmetro_{AG} (mm)	$\text{Afastamento Vertical}_{AG}$ (mm)
1,999mm	20,007

A curva mostrada na Figura 5.46 apresenta a comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade*. As respostas do AG e do *Serenade* apresentam uma boa concordância e um baixo erro entre os parâmetros S analisados.

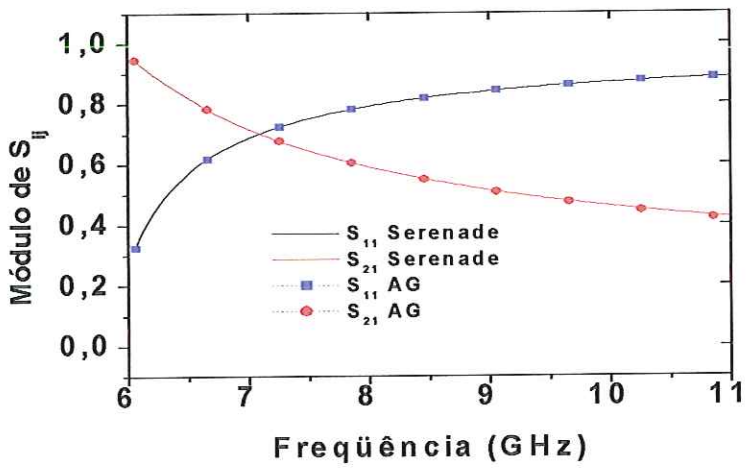


Figura 5.46 Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para o poste capacitivo.

5.4.3 Fitas Longitudinais

A Figura 3.13 mostra o circuito equivalente da descontinuidade analisada. As Equações (3.26) e (3.27) são utilizadas na simulação da descontinuidade. O guia retangular possui as seguintes dimensões: largura a=25,4 mm e altura b=12,5 mm. As dimensões em que o poste foi colocado são: altura d =8mm, afastamento em relação ao plano horizontal do guia x_1= 20 mm e diâmetro W=1,25 mm. O AG necessita encontrar esses mesmos valores de dimensões para calcular os parâmetros S corretos da descontinuidade. A função de aptidão utilizada pelo AG é dada por (5.1), e as características do AG utilizado são mostradas na Tabela 5.30.

O número de gerações utilizado para que o erro entre as medidas analisadas fosse o satisfatório foi de 10 gerações.

Tabela 5.30.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do poste capacitivo.

a. Número de gerações: 10
b. Numero de indivíduos: 250
c. Probabilidade de mutação: 5%
d. Probabilidade de mutação de ajuste fino: 5%
e. Probabilidade de cruzamento: 80%
f. Probabilidade de inserção de imigrantes: 5%

Os valores das dimensões encontrados pelo AG são dados na Tabela 5.31. O erro relativo é dado por (5.10). Para o as fitas longitudinais o erro relativo de d foi 0,45% , de x_1 foi 0,135% e de W foi 2,16%.

Tabela 5.31.Valores das dimensões encontradas pelo AG.

Altura do $poste_{AG}$(mm)	Afastamento do plano $horizontal_{AG}$(mm)	Diâmetro do $poste_{AG}$(mm)
8,036	20,027	1,277

A Figura 5.47 mostra as curvas geradas pelo *Serenade* e pelo AG. Nota-se uma boa concordância entre as curvas, atestando que o AG determinou as medidas corretas com um baixo erro entre os parâmetros S analisados.

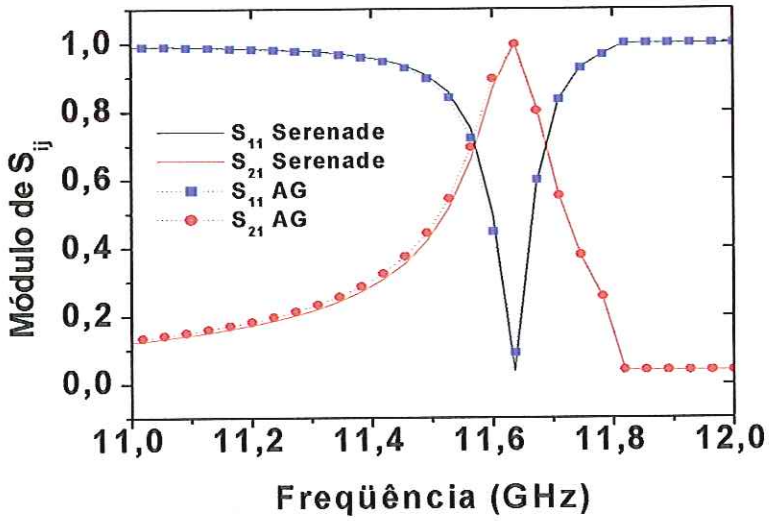


Figura 5.47.Comparação das curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para as fitas longitudinais.

5.5 Projeto de filtros passa-faixa utilizando acopladores direcionais

Nessa seção será mostrada a utilidade do algoritmo no projeto de filtros passa-faixa utilizando acopladores direcionais. Os três tipos de circuitos analisados são trechos de linha acoplada terminada em circuito aberto, trechos de linha acoplada terminada em circuito aberto e curto circuito e trechos de linha intercalada com trechos de linha acoplada terminada em circuito aberto.

5.5.1 Projeto de filtros passa-faixa com trecho de linha acoplada terminada em circuito aberto

Nesta primeira fase, de validação do algoritmo, foi utilizado um circuito composto por 8 elementos ressoadores ideais, cujas portas 2 e 3 estão terminadas em circuito aberto, como mostra a Figura 5.48 Os resultados obtidos pelo AG são comparados aos do *Serenade*. Os resultados da validação são também exibidos na Figura 5.49 e na Tabela 5.33.

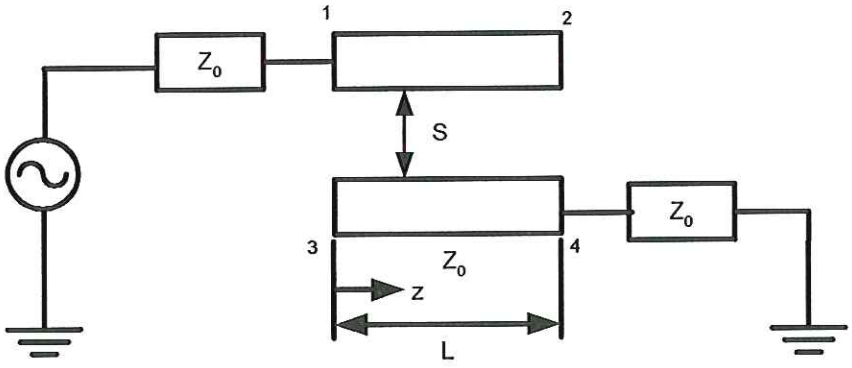


Figura 5.48.Esboço de trecho de linha acoplada terminada em circuito aberto.

A função de aptidão utilizada pelo AG é dada por (5.1) e as características do AG são dadas na Tabela 5.32. Através das simulações verificou-se que um número de gerações igual a 1000 conseguiu fazer o algoritmo genético convergir para uma curva de resposta dos parâmetros S que atendeu a curva desejada com um baixo erro.O layout do circuito não é fixo, portanto a função do algoritmo genético é a de encontrar o número de blocos necessário para a reprodução da curva desejada e no caso de linhas de transmissão ideais os valores de Z_{0e}, Z_{0o} e L e para microfitas as dimensões W, S e L.

Tabela 5.32.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do filtro passa-faixa.

a. Número de gerações: 1000
b. Numero de indivíduos: 250
c. Probabilidade de mutação: 1%
d. Probabilidade de mutação de ajuste fino: 5%
e. Probabilidade de cruzamento: 80%
f. Probabilidade de inserção de imigrantes: 10%

Observando os valores de Z_{0e} e Z_{0o} e L, mostrados na Tabela 5.33, verifica-se que o algoritmo genético projetou um circuito equivalente àquele simulado no *Serenade,* mas com as mesmas características de resposta em freqüência dos parâmetros S, o que pode ser comprovado por meio da Figura 5.49.

Os pontos de meia potência da curva obtida pelo AG estão localizados na freqüência inferior 908,107 MHz e na freqüência superior 1191,876 MHz, enquanto para o *Serenade* estão em 907,621 MHz e 1192,664 MHz, respectivamente. A aproximação obtida com o AG apresenta uma boa concordância com o software *Serenade*.

Tabela 5.33. Valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores determinados pelo AG para o acoplador.

	Serenade			Algoritmo Genético		
Seção	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)
1	133,1803	55,5444	70,7558	107,8435	32,2025	69,3976
2	107,3325	57,4679	70,7558	115,9814	71,0919	72,2026
3	96,9885	60,1706	70,7558	64,1359	32,3605	69,7075
4	94,9028	60,9063	70,7558	101,0633	67,1418	72,4156
5	94,9028	60,9063	70,7558	120,6910	81,3932	70,4217
6	96,9885	60,1706	70,7558	83,0174	39,9920	72,4709
7	107,3325	57,4679	70,7558	138,3322	70,8742	68,7205
8	133,1803	55,5444	70,7558	130,8776	32,8643	64,0006

A Figura 5.49 mostra a comparação entre as curvas geradas pelo *Serenade* e pelo AG.

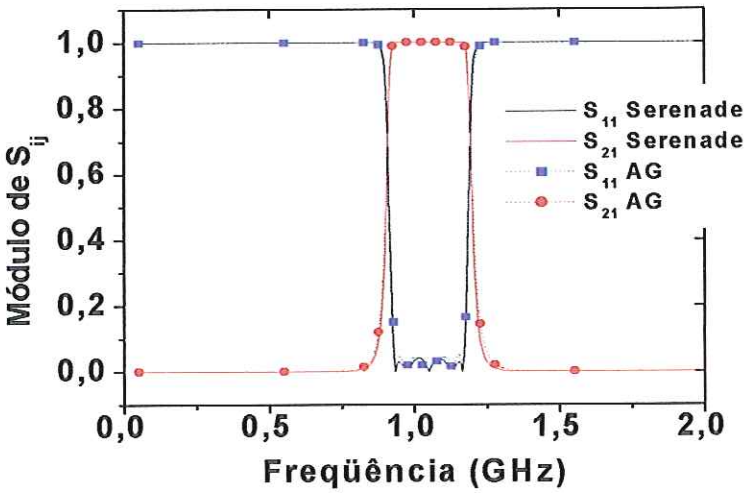


Figura 5.49. Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para o acoplador.

Observando a Figura 5.50 têm-se as impedâncias de entrada dos circuitos dos acopladores direcionais projetados pelo *Serenade* e projetados pelo algoritmo genético. Nota-se que para a faixa de passagem do filtro passa-faixa as impedâncias de entrada dos dois circuitos projetados tendem a um mesmo valor e, fora da faixa de passagem, exibem comportamentos diferentes devido ao descasamento de impedâncias.

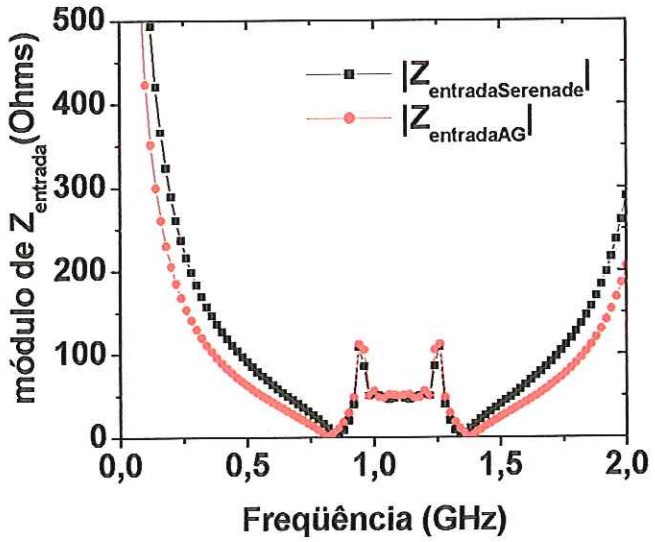


Figura 5.50 Impedância de entrada do circuito simulado no *Serenade* e a impedância de entrada do circuito equivalente projetado pelo algoritmo genético

Na Figura 5.51 são mostradas várias gerações do AG até se chegar à curva de resposta desejada. A curva com símbolos representa a curva da geração 1000 que é a curva final utilizada na comparação com a curva gerada pelo *Serenade*.

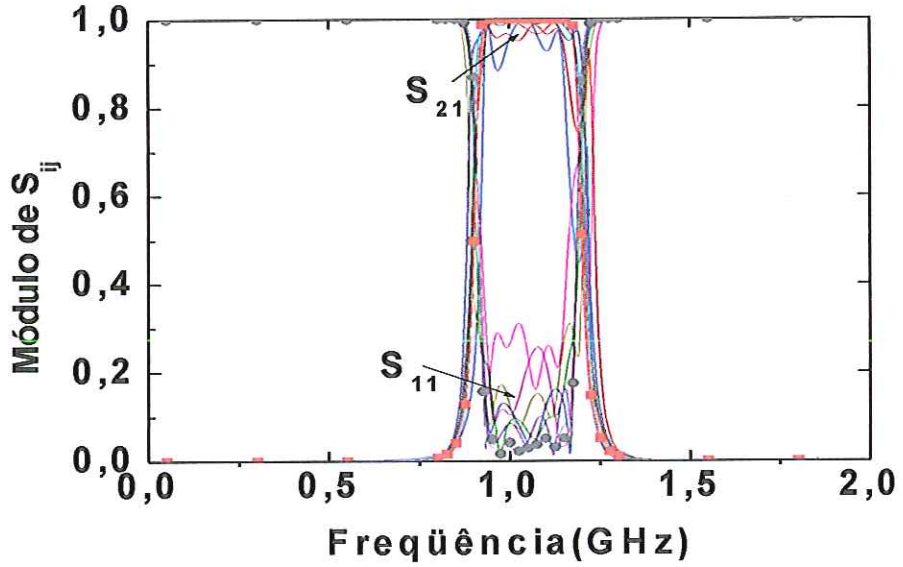


Figura 5.51.Evolução do AG em busca da curva de resposta. As curvas com símbolos representam as curvas de resposta final.

Nas simulações referentes à implementação com microfita foi utilizado para o dielétrico a espessura de $h = 1{,}575mm$ e permissividade dielétrica relativa $\varepsilon_r = 2{,}2$. Os resultados estão apresentados na Figura 5.52 e na Tabela 5.34. As características do AG

são as mesmas dadas na Tabela 5.32.

Tabela 5.34.Valores das dimensões simulados no *Serenade* e dos valores encontrados pelo AG para o acoplador.

	Serenade			Algoritmo Genético		
Seção	W (mm)	S (mm)	L (mm)	W (mm)	S (mm)	L (mm)
1	1,42841	0,23423	54,2404	1,2301	0,1790	52,9997
2	1,96661	0,481898	53,7716	1,1000	0,2000	43,2011
3	2,21215	0,785626	53,5143	1,9207	0,2000	51,9999
4	2,26096	0,88422	53,4564	1,4000	0,3100	45,2001
5	2,26096	0,88422	53,4564	1,6652	0,6100	49,2000
6	2,21215	0,785626	53,5143	3,7916	0,2231	56,1826
7	1,96661	0,481898	53,7716	1,7032	0,8608	51,8402
8	1,42841	0,234243	54,2404	1,6000	0,2728	57,9997

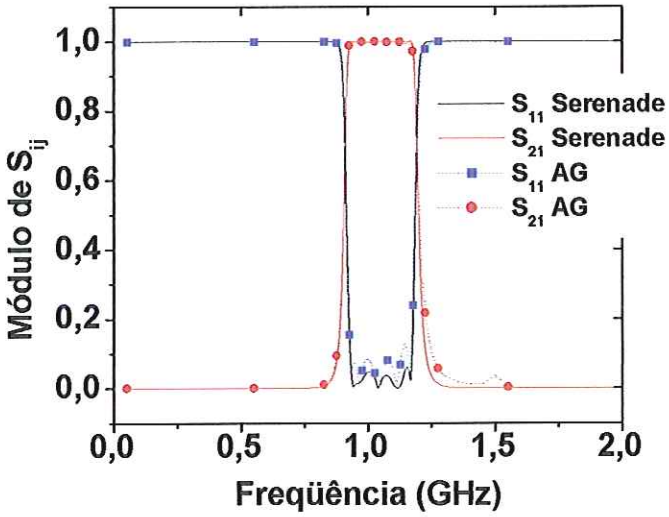


Figura 5.52. Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para o acoplador implementado com microfitas.

Os pontos de meia potência da curva obtida pelo AG estão localizados na freqüência inferior 910 MHz e na freqüência superior 1195 MHz, e para o *Serenade* estão em 908, 93 MHz e 1192,044 MHz, respectivamente.

EESC-USP Biblioteca Campus de São Carlos

5.5.2 Projeto de filtros passa-faixa com trecho de linha acoplada terminada em circuito aberto e curto-circuito

A função de aptidão utilizada pelo AG é dada por (5.1) e as características do AG são dadas na Tabela 5.35. Por meio das simulações verificou-se que um número de gerações igual a 1000 foi satisfatório para se alcançar a curva de resposta que se tinha como meta.

O layout do circuito não é fixo, portanto a função do algoritmo genético é a de encontrar o número de blocos necessário para a reprodução da curva desejada e também os valores de Z_{0e}, Z_{0o} e L.

Para o projeto do filtro, foi utilizado um circuito composto por 6 elementos divididos entre ressoadores ideais, cujas portas 2 e 3 estão terminadas em circuito aberto e ressoadores ideais cujas portas 2 e 3 estão terminadas em curto circuito, como mostra a Figura 5.53. Foram utilizados 4 acopladores direcionais com 2 portas em circuito aberto e 2 acopladores direcionais com 2 portas em curto-circuito.

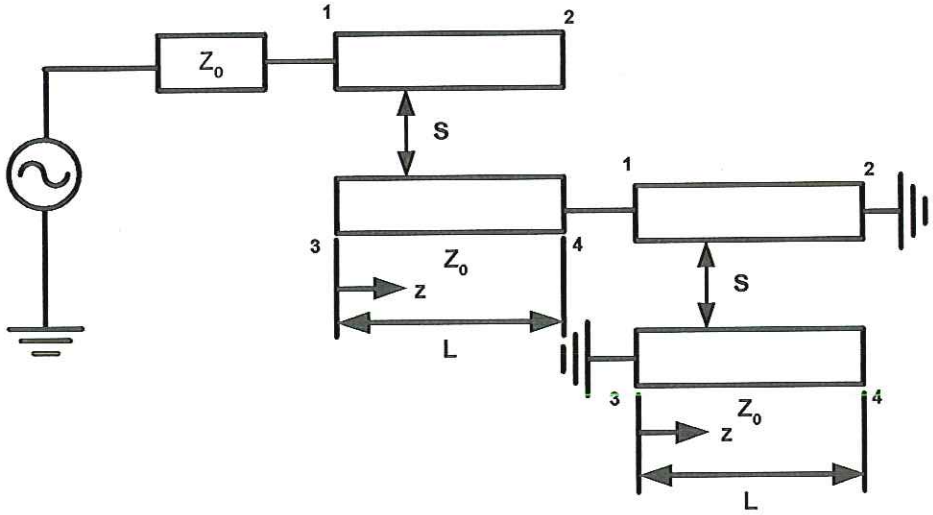


Figura 5.53.Esboço de trecho de linha acoplada terminada em circuito aberto e trecho de linha acoplada terminada em curto circuito.

Observando os valores de Z_{0e} e Z_{0o} e L, mostrados na Tabela 5.36, verifica-se que o algoritmo genético projetou um circuito equivalente àquele simulado no *Serenade*, mas com as mesmas características de resposta em freqüência dos parâmetros S, o que pode ser comprovado por meio da Figura 5.54.

Tabela 5.35. Características do algoritmo genético utilizado na simulação do filtro passa-faixa.

a. Número de gerações: 1000
b. Numero de indivíduos: 250
c. Probabilidade de mutação: 1%
d. Probabilidade de mutação de ajuste fino: 5%
e. Probabilidade de cruzamento: 80%
f. Probabilidade de inserção de imigrantes: 10%

Os pontos de meia potência da curva obtida pelo AG e pelo *Serenade* estão localizados na freqüência inferior de 4,88 GHz e na freqüência superior 5,11 GHz. A aproximação obtida com o AG apresenta uma boa concordância com o software *Serenade*.

Tabela 5.36. Valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores determinados pelo AG para o filtro passa-faixa projetado.

	Serenade			Algoritmo Genético		
ACOPLADOR DIRECIONAL EM ABERTO						
Seção	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)
1	96,99	60,17	15	91,53	52,68	13,036
ACOPLADOR DIRECIONAL EM ABERTO						
	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)
2	94,90	60,91	15	69,011	52,793	17,055
ACOPLADOR DIRECIONAL EM CURTO						
	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)
3	60	40	15	52,393	23,212	14,442
ACOPLADOR DIRECIONAL EM CURTO						
	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)
4	60	40	15	53,318	23,358	14,431
ACOPLADOR DIRECIONAL EM ABERTO						
	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)
5	94,9	60,91	15	68,631	52,712	17,050
ACOPLADOR DIRECIONAL EM ABERTO						
	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)
6	96,99	60,17	15	90,551	52,757	13,025

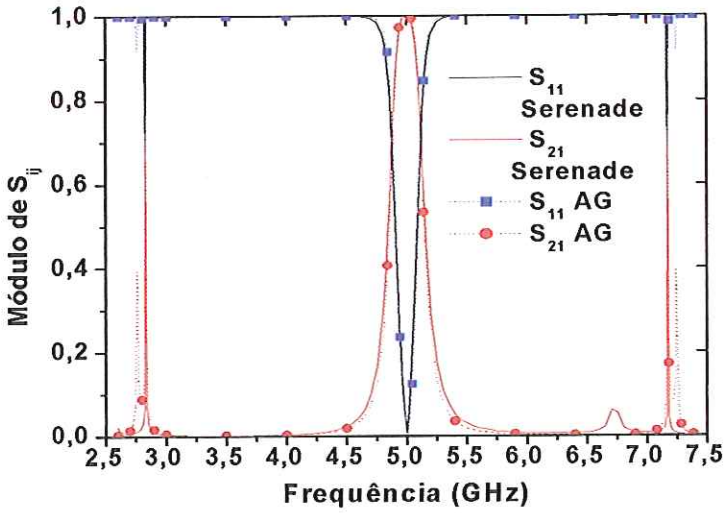


Figura 5.54. Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para o acoplador ideal.

5.5.3 Projeto de filtros passa-faixa com associação de trecho de linha acoplada terminada em circuito aberto e trecho de linha

Para o projeto do filtro, foi utilizado um circuito composto por 11 elementos, divididos entre ressoadores ideais, cujas portas 2 e 3 estão terminadas em circuito aberto, e trechos de linhas de transmissão ideais, como mostra a Figura 5.55. Foram utilizados 6 acopladores direcionais intercalados por 5 trechos de linha de transmissão.

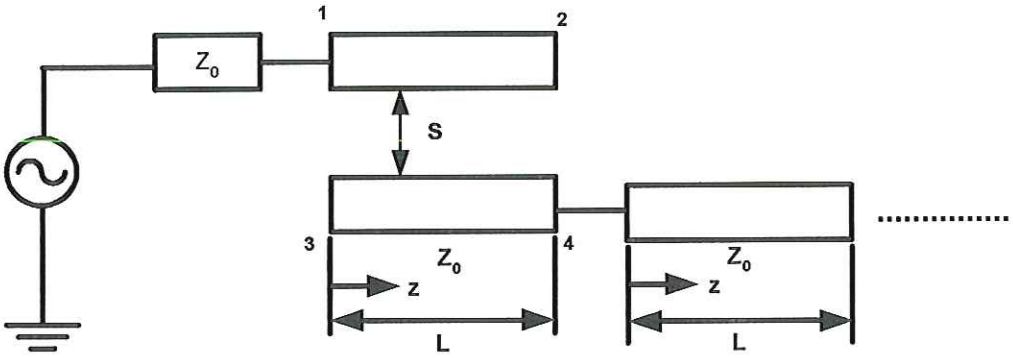


Figura 5.55.Esboço de trecho de linha acoplada terminada em circuito aberto e trecho de linha.

A função de aptidão utilizada pelo AG é dada por (5.1) e as características do AG são dadas na Tabela 5.37. Por meio das simulações verificou-se que, devido ao número elevado de elementos que compõem o filtro, o número de gerações foi

aumentado para 5000 para que houvesse uma convergência satisfatória do algoritmo genético para a curva de resposta desejada.

O layout do filtro passa faixa é conhecido, portanto a função do algoritmo genético é projetar os valores de Z_{0e}, Z_{0o},e L para o acoplador direcional e Z_0 e L para os trechos de linha.

Tabela 5.37.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do filtro passa-faixa.

a. Número de gerações: 5000;
b. Numero de indivíduos: 250;
c. Probabilidade de mutação: 1%;
d. Probabilidade de mutação de ajuste fino: 5%
e. Probabilidade de cruzamento: 80%;
f. Probabilidade de inserção de imigrantes: 10%.

A Tabela 5.38 mostra a comparação dos valores das impedâncias e dos trechos de linha simulados no *Serenade* e encontrados pelo algoritmo genético. Observando a Tabela 5.38 nota-se que o filtro projetado pelo algoritmo genético se aproximou dos valores usados nas simulações feitas no *Serenade* conseguindo assim reproduzir com uma boa aproximação a curva do filtro passa faixa desejada.

A Figura 5.56 mostra a comparação das curvas de resposta dos parâmetros S do circuito simulado no *Serenade* e do circuito projetado pelo algoritmo genético. Nota-se uma boa concordância entre as duas curvas tanto para a primeira faixa de passagem do filtro analisada quanto para a segunda faixa de passagem.

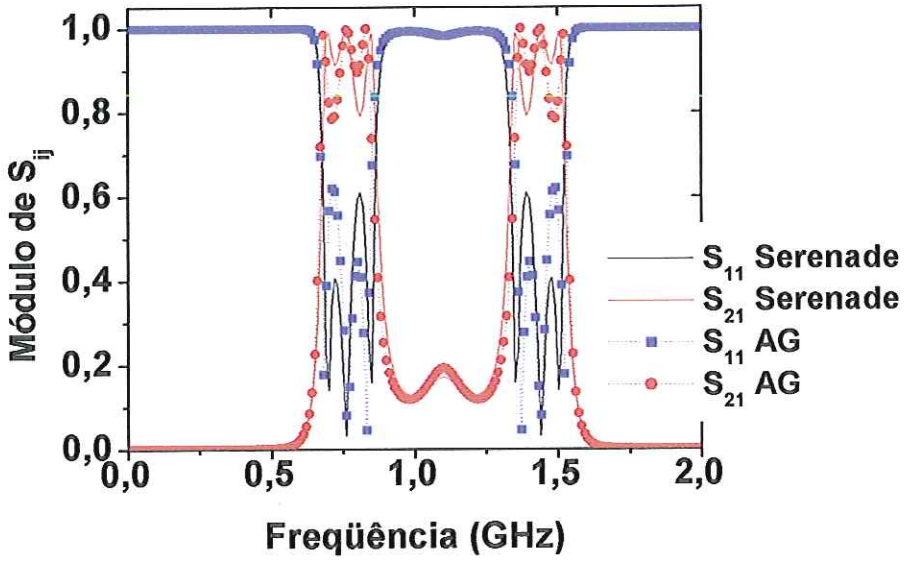


Figura 5.56. Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para o acoplador intercalado por trechos de linha.

Tabela 5.38.Comparação entre os valores dos componentes simulados no *Serenade* e os valores determinados pelo AG para o filtro passa-faixa projetado.

	Serenade			Algoritmo Genético		
ACOPLADOR DIRECIONAL						
Seção	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)
1	166,854	40,740	68,175	166,900	41,500	68,855
TRECHO DE LINHA						
	Z_0(Ω)		L(mm)	Z_0(Ω)		L(mm)
2	40		68,175	35		68,2026
ACOPLADOR DIRECIONAL						
	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)
3	81,575	36,883	68,175	81,580	36,950	68,756
TRECHO DE LINHA						
	Z_0(Ω)		L(mm)	Z_0(Ω)		L(mm)
4	40		68,175	38		68,4156
ACOPLADOR DIRECIONAL						
	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)
5	69,084	39,404	68,175	69,150	39,450	68,756
TRECHO DE LINHA						
	Z_0(Ω)		L(mm)	Z_0(Ω)		L(mm)
6	40		68,175	45		68,4709
ACOPLADOR DIRECIONAL						
	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)
7	69,084	39,404	68,175	69,150	39,466	68,800
TRECHO DE LINHA						
	Z_0(Ω)		L(mm)	Z_0(Ω)		L(mm)
8	40		68,175	40		68,022
ACOPLADOR DIRECIONAL						
	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)
9	81,575	36,883	68,175	81,900	36,550	68,750
TRECHO DE LINHA						
	Z_0(Ω)		L(mm)	Z_0(Ω)		L(mm)
10	40		68,175	38		68,562
ACOPLADOR DIRECIONAL						
	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	L (mm)
11	166,854	40,740	68,175	166,900	40,700	68,569

5.6 Utilização de algoritmos genéticos no projeto de redes conectadas arbitrariamente

Nessa seção será avaliada a capacidade do algoritmo genético de projetar diferentes configurações de circuito a partir do esquema de blocos mostrado na Figura 4.3. A implementação dos blocos foi feita com microfitas.

5.6.1 Trechos de microfitas

A Figura 5.57 mostra o primeiro circuito equivalente projetado pelo AG. O circuito consiste de três trechos de microfita com as características apresentadas na Tabela 5.39.

Tabela 5.39.Características das microfitas utilizadas no projeto.

Parâmetros Físicos da Microfita	Valores dos Parâmetros
h (mm)	0,575
ε_r	2,94
l (mm)	10
w (mm)	10

A matriz S_p equivalente, dada por (4.19), é a seguinte:

$$S_p = \begin{bmatrix} 0{,}2806 & 0{,}9598 \\ 0{,}9598 & 0{,}2806 \end{bmatrix}. \tag{5.11}$$

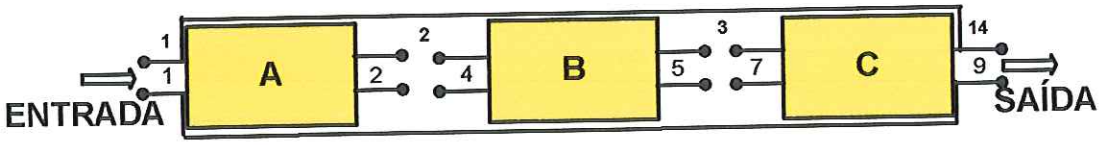


Figura 5.57.Seqüência de blocos escolhidos pelo AG.

A função de aptidão utilizada pelo AG é dada por (5.1), e as características do AG são dadas na Tabela 5.40. Verifica-se que para um número de gerações igual a 500 foi possível se obter uma configuração de blocos que atendesse à curva-padrão desejada.

Tabela 5.40.Características do algoritmo genético utilizado na simulação do circuito da Figura 5.30.

a. Número de gerações: 500;
b. Numero de indivíduos: 250;
c. Probabilidade de mutação: 1%;
d. Probabilidade de mutação de ajuste fino: 5%
e. Probabilidade de cruzamento: 70%;
f. Probabilidade de inserção de imigrantes: 5%.

As curvas apresentadas na Figura 5.58 mostram que o AG reproduz a curva de resposta em freqüência do circuito simulado no *Serenade*.

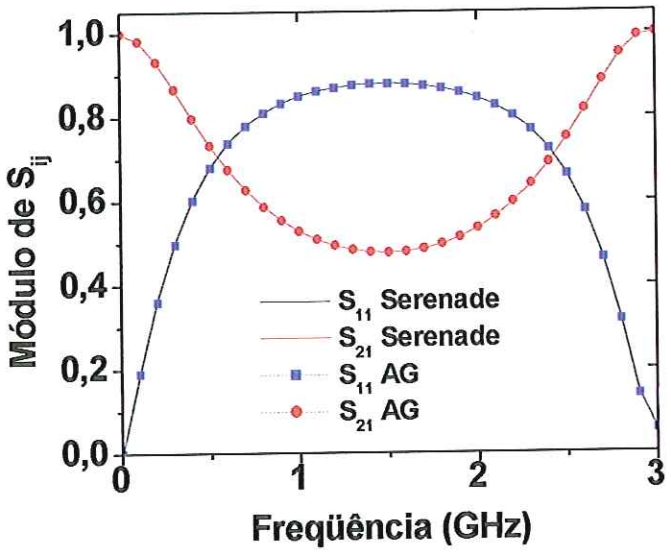


Figura 5.58. Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para os trechos de microfita.

O segundo circuito simulado, que possui sete trechos de microfita, é mostrado na Figura 5.59. Os trechos de microfitas utilizados exibem características dadas na Tabela 5.41.

Tabela 5.41.Características das microfitas utilizadas no projeto

Parâmetros Físicos da Microfita	Valores dos Parâmetros
h (mm)	0,575
ε_r	9,8
l (mm)	5
w (mm)	5

A matriz S_p equivalente ,dada por (4.19), é:

$$Sp = \begin{bmatrix} 0{,}8965 & 0{,}4431 \\ 0{,}4431 & 0{,}8965 \end{bmatrix}. \tag{5.12}$$

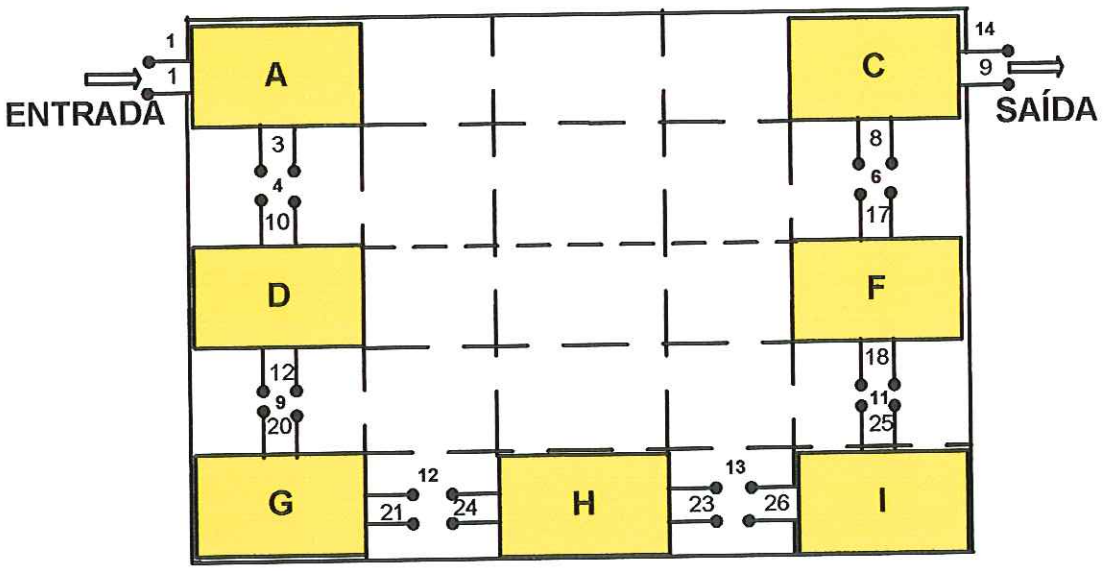


Figura 5.59.Seqüência de blocos escolhidos pelo AG.

As características do AG simulado são dadas na Tabela 5.40.

As curvas apresentadas na Figura 5.60 mostram que o AG reproduz a curva de resposta em freqüência do circuito simulado no *Serenade*.

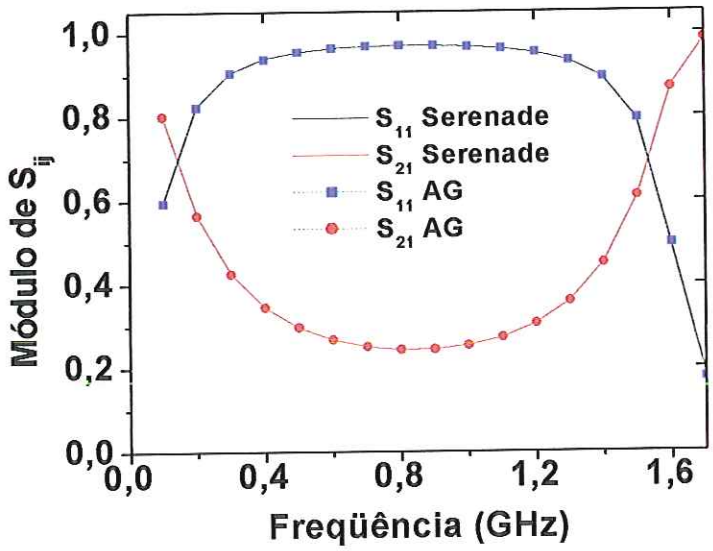


Figura 5.60 Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para os trechos de microfita

O terceiro circuito simulado, que possui seis trechos de microfita e duas junções T, é mostrado na Figura 5.61. Os trechos de microfitas utilizados exibem características dadas na Tabela 5.39.

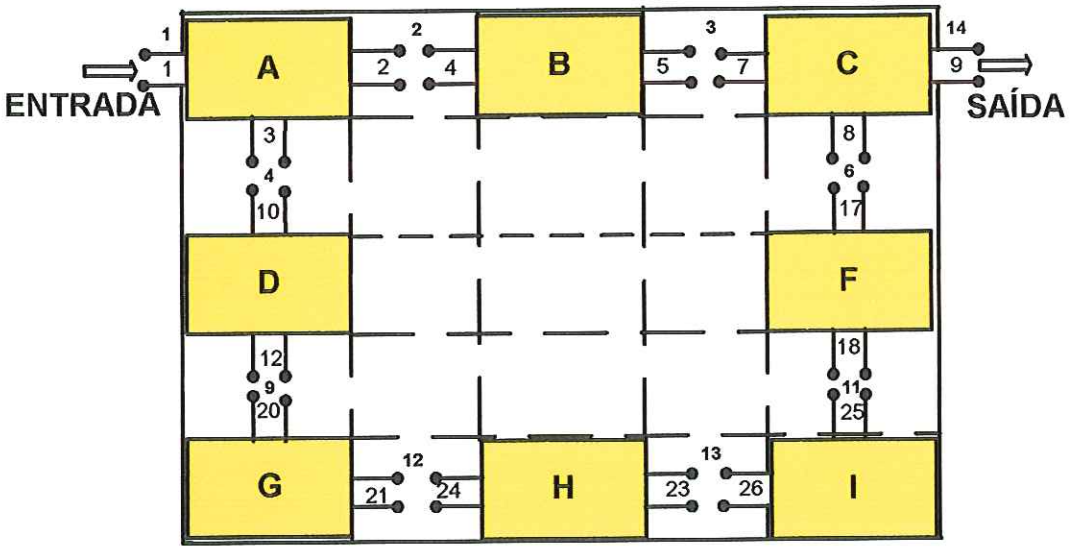


Figura 5.61.Seqüência de blocos escolhidos pelo AG.

A matriz S_p equivalente, dada por (4.19), é a seguinte:

$$S_p = \begin{bmatrix} 0{,}9192 & 0{,}3936 \\ 0{,}3936 & 0{,}9192 \end{bmatrix}. \tag{5.13}$$

A função de aptidão utilizada pelo AG é dada por (5.1), e as características do AG são dadas na Tabela 5.40.

As curvas apresentadas na Figura 5.62 mostram que a combinação dos trechos de microfitas resultou em um filtro passa-faixa.

O AG reproduz a curva de resposta em freqüência do circuito simulado no *Serenade* com uma boa concordância sendo que os pontos de meia potência concordam tanto para o AG quanto para o *Serenade* sendo que f_{c1} ocorre em 4,895 GHz e f_{c2} ocorre em 5,025 GHz.

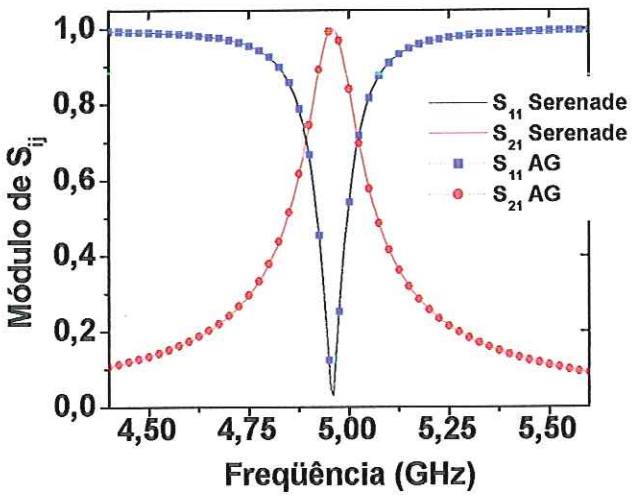


Figura 5.62 Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para o filtro passa-faixa obtido com os trechos de microfita.

5.6.2 Toco em aberto

A Figura 5.63 mostra o conjunto de blocos encontrado pelo AG para a simulação de um toco em aberto. O circuito consiste de três trechos de microfita (blocos A, C e E), uma junção T (bloco B) e um toco em aberto (bloco H). O conjunto desses blocos simula um toco em aberto. Os blocos foram implementados com microfitas que possuem as características apresentadas na Tabela 5.42.

Tabela 5.42.Características das microfitas utilizadas no projeto.

Parâmetros Físicos da Microfita	Valores dos Parâmetros
h (mm)	0,575
ε_r	9,8
w (mm)	10

As características do AG utilizado são dadas na Tabela 5.40.

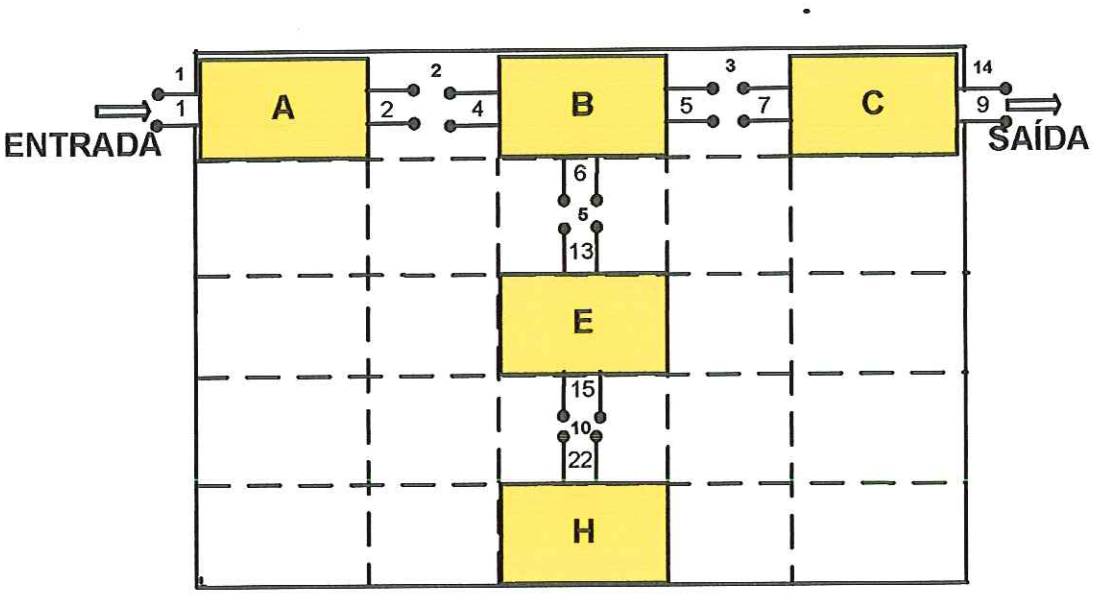


Figura 5.63.Seqüência de blocos encontrados pelo AG.

As simulações foram feitas para $l = 10mm$ e, posteriormente, para $l = 20mm$. Observando as Figuras 5.64 e 5.65 nota-se que a configuração de blocos mostrada na Figura 5.63 reproduziu dois filtros passa-faixa com freqüências de corte em valores diferentes.

Houve uma boa concordância entre as curvas obtidas pela simulação da configuração de blocos no *Serenade* e as curvas encontradas pela configuração de

blocos projetada pelo algoritmo genético para os dois valores de comprimentos avaliados.

Para $l = 10mm$ a freqüência de corte inferior (f_{c1}) é igual a aproximadamente 2,3 GHz é a freqüência de corte superior (f_{c2}) é igual a aproximadamente 2,7 GHz e para $l = 20mm$ f_{c1}=4,88 GHz e f_{c2}=5,03 GHz

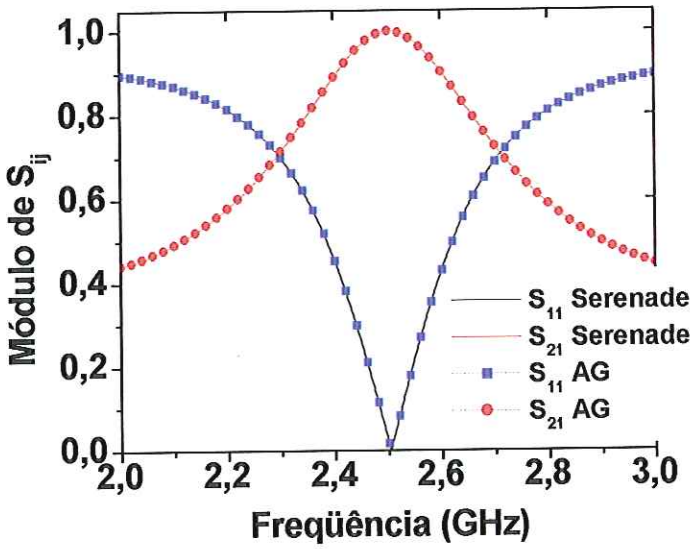


Figura 5.64. Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para os toco em aberto com $l = 10mm$.

A matriz Sp equivalente, dada por (4.19), é

$$S_p = \begin{bmatrix} 0{,}0619 & 0{,}9981 \\ 0{,}9981 & 0{,}0619 \end{bmatrix}. \tag{5.14}$$

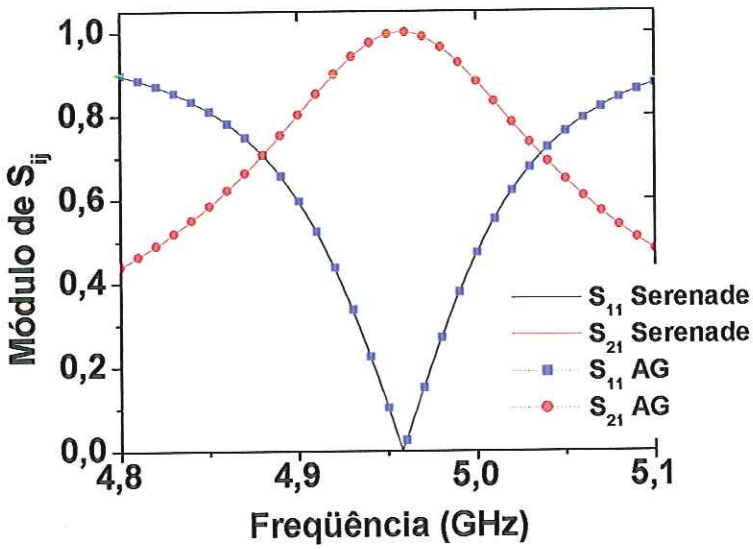


Figura 5.65. Comparação entre as curvas geradas pelo AG e pelo *Serenade* para o toco em aberto com $l = 20mm$.

A matriz S_p equivalente, dada por (4.19), é

$$Sp = \begin{bmatrix} 0{,}1294 & 0{,}9916 \\ 0{,}9916 & 0{,}1294 \end{bmatrix}. \tag{5.15}$$

Assim verifica-se que o AG determinou a configuração de blocos desejada.

6 Conclusões

Dois algoritmos para projetar circuitos de microondas utilizando algoritmos genéticos foram implementados nesse trabalho. A idéia fundamental é que, a partir da especificação da curva de resposta em freqüência de um determinado circuito passivo, o algoritmo genético determine um circuito ou dispositivo equivalente com as mesmas características.

Como primeira aplicação dos algoritmos desenvolvidos foram projetados diversos filtros de microondas utilizando elementos discretos e microfitas, descontinuidades em guias de onda retangulares e filtros utilizando acopladores direcionais. A partir das simulações realizadas com os dados fornecidos pelo algoritmo genético, foi possível verificar a boa concordância entre a curva-padrão dos circuitos e a projetada. Em todos esses projetos, o algoritmo desenvolvido mostrou-se uma ferramenta eficiente no cálculo das respostas em freqüência de todos os circuitos.

A segunda aplicação trata do projeto de circuitos de microondas utilizando o conceito de redes conectadas arbitrariamente. Para isso foi criada uma matriz de blocos 3x3 e o algoritmo genético é responsável por encontrar a configuração de blocos que possa reproduzir uma determinada curva de resposta em freqüência. Verificou-se por meio de resultados numéricos que o algoritmo genético é capaz de organizar os blocos de tal forma que as curvas dos circuitos simulados no *software* comercial *Serenade* sejam reproduzidas com boa concordância, demonstrando a eficiência e a aplicabilidade do algoritmo.

Os algoritmos foram validados e testados em várias aplicações e os resultados obtidos apresentaram excelente concordância com o *software Serenade* utilizado para comparação nos projetos propostos. As diferenças apresentadas pelos parâmetros S_{11} e S_{21}, analisados nos circuitos gerados pelo algoritmo genético e nos circuitos simulados no *Serenade* foram pequenas. Como exemplo, podemos citar a simulação das descontinuidades em guias de onda retangulares que apresentaram uma diferença máxima de 2,16% no diâmetro do poste para as fitas longitudinais.

Para trabalhos futuros podemos sugerir a inclusão de restrições na função de aptidão do algoritmo genético projetado para que o número de componentes do circuito projetado pelo algoritmo genético, sem layout fixo, seja menor e com isso o circuito

equivalente seja otimizado. A exploração dos algoritmos genéticos para o projeto de filtros que apresentam respostas em freqüência diferentes das tradicionais como filtros multifaixas também são interessantes.

Também sugerimos o uso de algoritmos genéticos em projetos de amplificadores para que, partir de uma curva de ganho ou de figura de ruído, seja possível obter uma configuração completa do amplificador que inclua tanto as redes de casamento quanto as polarizações dos transistores.

7 Referências

[1] M. S. Bazaraa, J. J. Jarvis and H. D. Sherali, "Linear Programming and Network Flows", 2a ed., John Wiley & Sons, New York,1990.

[2] D. G. Luenberger, "Linear and Nonlinear programming", 2a ed., Addison-Wesley, New York, 1990.

[3] G. P. McCormick, "Nonlinear Programming Theory, Algorithms, and Applications", John Wiley & Sons, New York, 1983.

[4] J. D. Kraus, "Eletromagnetics", Mc Graw-Hill, International Edition, 1992.

[5] J. P. A. Bastos and N. Ida, "Electromagnetics and Calculation of Fields", Springer-Verlag, New York, 1997.

[6] D. de Zutter, J. Sercu, T. Dhaene, J. de Geest, F. J. Demuynck, S. Hammadi e C.-W. P. Huang, "Recent Trends in the Integration of Circuit Optimization and Full-Wave Electromagnetic Analysis", Trans. on Microwave Theory Tech., vol. 52, no. 1, pp. 245-256, janeiro de 2004.

[7] M. H. Bakr, J. W. Bandler, M. A. Ismail, J. E. Rayas-Sánchez e Qi-Jun Zhang, "Neural Space-Mapping Optimization for EM-Based Design", IEEE Trans. on Microwave Theory Tech., vol. 48, no. 12, pp. 2307-2315, dezembro de 2000.

[8] J. W. Bandler, M. A. Ismail, J. E. Rayas-Sanchez e Qi-Jun Zhang, "Neuromodeling of Microwave Circuits Exploiting Space-Mapping Technology", vol. 47, no. 12, pp. 2417-2426, dezembro de 1999.

[9] T. Nishino e T. Itoh, "Evolutionary generation of microwave line-segment circuits by genetic algorithms", IEEE Trans. on Microwave Theory Tech., vol. 50, no. 9, pp. 2048-2055, setembro de 2002.

[10] S. Caorsi, M. Donelli, A. Massa e M. Raffetto, "A parallel implementation of an evolutionary-based automatic tool for microwave circuit synthesis: preliminary results", Microwave and Opt. Tech. Lett., vol. 35, no. 3, pp. 169-172, novembro de 2002.

[11] J. H. Holland, "Adaptation in Natural and Artificial Systems", Ann Arbor, MI: Univ. Michigan Press, 1975.

[12] T. Nishino e T. Itoh, "Evolutionary generation of 3-D line-segment circuits with a broadside-coupled multiconductor transmission-line model", IEEE Trans. on Microwave Theory Tech., vol. 51, no. 10, pp. 2045-2054, outubro de 2003.

[13] C. Zhen e G. Lihui, "Application of genetic algorithm in modeling RF on-chip inductors", IEEE Trans. On Microwave Theory Tech., vol. 51, no. 2, pp. 342-346, fevereiro de 2003.

[14] John R. Koza, Bennett III, Forrest H, Andre, David, Keane, Martin A., and Brave Scott. 1999. "Genetic Programming III Videotape: Human-Competitive Machine Intelligence", San Francisco, CA: Morgan Kaufmann.

[15] John R. Koza, Banzhaf, Wolfgang, Chellapilla, Kumar, Deb, Kalyanmov, Dorigo, Marco, Fogel, David B. Garzon, Max H, David E. Goldberg, Iba, Hitoshi, and Riolo, Rick. (editors). 1998. "Genetic Programming 1998: Proceedings of the Third Annual Conference", San Francisco, CA: Morgan Kaufmann

[16] E. Michielssen, S. Ranjithan, and R. Mittra, "Optimal multilayer filter design using real coded genetic algorithms", IEE Proc.Part J 139,413-420 (1992).

[17] A John, and R. H. Jansen, "Evolutionary Generation of (M)MIC Component Shapes using 2.5D EM Simulation and Discrete Genetic Optimization", 1996 MTT-S Digest, pp, 745-748.

[18] H. Choo, A. Hutani, L. C. Trintinalia, and H. Ling, "Shape optimization of broadband microstrip antennas using the genetic algorithm", Electron. Lett., vol. 36, pp. 2057-2058,dezembro de 2000

[19] M. Villegas and O. Picon, "Creation of new shapes for resonant microstrip structures by means of genetic algorithms", Electron. Lett., vol.33, pp.1509-1510, agosto de 1997.

[20] Pingjuan, L. Werner, Raj Mittra and Douglas H. Werner, "Extraction of SPICE-Type equivalent circuits of microwave components and discontinuities using the genetic algorithm optimization technique", IEEE Trans. On Advanced Packaging, vol. 23, no.1, fevereiro de 2000.

[21] http://eesof.tm.agilent.com/

[22] J. Michael Johnson and Yahia Rahmat-Samii, "Genetic algorithms in engineering electromagnetics", IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol 39, no.4, agosto de 1997.

[23] J. R. Koza, "Genetic Programming: On the programming of computers by means of natural selection", Cambridge, MA: MIT Press, 1992.

[24] S. Chahrovarty and R. Mittra, "Design of microwave filters using a binary coded genetic algorithm", IEEE Symposium, vol 1, pp.144-147, julho de 2000.

[25] M. Lecouve, P. Jarry, E. Kerherve, N. Boutheiller and F. Marc, "Genetic algorithm optimization for evanescent mode waveguide filter", IEEE Circuits and Systems, vol 3, pp.411-414, maio de 2000.

[26] C. Darwin, "On the Origin of Species by Means of Natural Selection", John Murray, 1859.

[27] K. F. Man, K. S. Tang and S. Kwong, "Genetic Algorithms: concepts and designs", IEEE Transactions Industrial Electronics, vol 43, no. 5, pp. 519-534, outubro de 1996.

[28] Haftka, Kamat, M.P., "Elements of Structural Optimization", Dordrecht, Martinus Nijhoff Publishers, 1985.

[29] Kirsch. U, "Optimum Structural Design", Mc Graw-Hill, 1981.

[30] D. E. Goldberg, "Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning", Reading, Mass. Addison-Wesley, 1989.

[31] G. Sywerda, "Uniform Crossover in Genetic Algorithms", In Proceedings of the Third International Conference on Genetic Algorithms and Their Applications. (J.D. Schaffer, ed.) pp.2-9. Morgan Kaufmann, Los Altos, CA, 1989.

[32] D. Smith, Bin packing with adaptive search. "In Proceedings of the First International Conference on Genetic Algorithms and Their Applications", (J.J. Grefenstette, ed.), pp.202-206. Erlbaum, Hillsdale, Nd, 1985.

[33] K. A. De Jong, "An analysis of the behaviour of a class of genetic adaptive systems", University of Michigan, Ann Arbor, 1975.

[34] K. F. Man, K. S. Tang e S. Kwong, "Genetic algorithms: concepts and designs", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 43, no. 5, pp. 519-534, outubro de 1996.

[35] J.J. Grefenstette, "Genetic algorithms for changing environments", Parallel Problem Solving from Nature, 2. Amsterdam: North Holland, pp. 137-144, 1992.

[36] C. M. Fonseca and P. J. Flemming, "Multiobjective genetic algorithms", Proc. IEEE Conf.Genet.Algorithms Control Eng., London, 1993.

[37] Z. Michalewicz, "Genetic Algorithms+Data Structures=Evolution Programs. Berlin: Spring-Verlag", 2ed, 1994.

[38] H. Muhlenbein and D. Schlierkamp-Voosen, "Predictive models for the breeder genetic algorithm: I. Continuous parameter optimization", Evolutionary Computation. MIT Press, vol.1, no.1, pp.25-49, 1993.

[39] K. C. Gupta, "Computer Aided Design of Microwave Circuits", Norwood, MA: Artech House, 1981.

[40] T. C. Edwards, "Foundations for Microstrip Circuit Design", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1981.

[41] M. Kirschning and R. H. Jansen, "Accurate wide-range design equations for the frequency-dependent characteristics of parallel coupled microstrip lines", IEEE Trans. on Microwave Theory Tech., vol. 32, no. 1, pp. 83-90, janeiro de 1984.

[42] http://www.ansoft.com

[43] K. A. De Jong e W. M. Spears, "A formal analysis of the role of multi-point crossover in genetic algorithms", Annals of Mathematics and Artificial Intelligence, vol. 5, issue 1, 1992.

[44] W. M. Spears e K. A. De Jong "An analysis of multipoint crossover", Proceedings Workshop of the Foundations of Genetic Algorithms, pp. 301-315, 1991.

[45] K. F. Man, K. S. Tang and S. Kwong, "Genetic algorithms: concepts and designs", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 43, no. 5, pp. 519-534, October 1996.

[46] Max W. Medley Jr, "Microwave and RF Circuits", Artech House, Inc., Boston , 1993.

[47] E. Hammerstad and O. Jensen, "Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design", IEEE MTT-S Symposium Digest, pp.54-56, junho 1980.

[48] S. March, "Microstrip Packaging: Watch the Last Step", Microwaves, Vol.20, no.13, pp.83-94, dezembro de 1981.

[49] R. H. Jansen, "High-Speed Computation of Single and Coupled Microstrip Parameters Including Dispersion, High-Order Modes, Loss and Finite Strip Thickness", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.MTT-26, no.2, pp.75-82, fevereiro de 1978.

[50] R. H. Jansen and M. Kirschning, "Arguments and an Accurate Model for the Power-Current Formulation of Microstrip Characteristic Impedance", AEU, Vol.37, no.3-4, pp.108-112, março-abril de 1983.

[51] E. J. Denlinger, "Losses of Microstrip Lines", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-28, no.6, pp.513-522, junho de 1980.

I.Apêndice-Formulação utilizada para a implementação de microfitas

Este apêndice apresenta as fórmulas utilizadas nos projetos de circuitos que utilizaram microfitas. As fórmulas foram reunidas nesse apêndice para facilitar o projeto de circuitos de microondas utilizando microfitas.

I.1. Aproximação estática da impedância característica e permissividade efetiva incluindo efeitos devido à blindagem [47] [48]

O modelo estático de linha de microfita fornece resultados precisos para baixas freqüências, até cerca de 4 GHz. Ele faz uso de parâmetros da linha de microfita como a impedância e a permissividade efetiva.

A dimensões físicas da microfita são normalizadas de acordo com a altura do substrato, h. As seguintes variáveis são usadas para representar as dimensões normalizadas:

$$u = \frac{w}{h}, t_h = \frac{t}{h}, h_{2h} = \frac{h_2}{h}, \tag{1}$$

nas quais w é a largura da fita do metal condutivo, t é a espessura e h_2 é a altura da cobertura do substrato externo. A Figura I.1 apresenta um modelo de microfita.

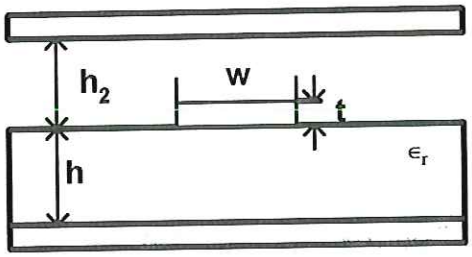


Figura I.1.Modelo de uma linha de microfita.

Calcula-se primeiro a impedância da linha de microfita em estruturas homogêneas. Isso significa que o material do substrato e o material acima do condutor são os mesmos. Usa-se o ar, cuja permissividade relativa é $\varepsilon_r = 1$. A impedância característica é

$$Z_{0\infty}(0,u)=\frac{\eta_0}{2\pi}\ln\left(\frac{f(u)}{u}+\sqrt{1+\left(\frac{2}{u}\right)^2}\right), \tag{2}$$

na qual

$$f(u)=6+(2\pi-6)\exp\left[-\left(\frac{30.666}{u}\right)^{0.7528}\right], \tag{3}$$

e $\eta_0=376{,}73\Omega$ é a impedância intrínseca da onda no vácuo. O subscrito *0* indica um dielétrico homogêneo de ar e o argumento *0* representa valores estáticos. O subscrito ∞ indica a altura da cobertura, $h_2=\infty$. Portanto, (3) não inclui efeitos devido à blindagem.

Os efeitos da blindagem são computados subtraindo o termo de correção, $\Delta Z_{0h_2}(0,u)$, de $Z_{0\infty}(0,u)$. A impedância característica efetiva com a blindagem computada é

$$Z_0(0)=Z_{0\infty}(0,u)-\Delta Z_{0h_2}(0,u) \tag{4}$$

e o termo de correção é dado por

$$\Delta Z_{0h_2}(0,u)=PQ, \tag{5}$$

na qual

$$P=270\left[1-\tanh\left(1{,}192+0{,}706\sqrt{1+h_{2h}}-\frac{1{,}389}{1+h_{2h}}\right)\right]$$

e

$$Q=1{,}109-\arctan h\frac{0.012u+0.177u^2-0.027u^3}{(1+h_{2h})^2}.$$

Na seqüência, para o cálculo de efeitos devido a blindagem, o fator de preenchimento q é definido por

$$q=(q_\infty-q_t)q_c, \tag{6}$$

na qual q_c é a correção para uma cobertura finita h_2 dada por

$$q_c=\tanh\left(1{,}043+0{,}121h_{2h}-\frac{1{,}164}{h_{2h}}\right), \tag{7}$$

q_t é a correção da blindagem devido a espessura finita do condutor, dada por

$$q_t=\frac{2\ln 2}{\pi}\frac{t_h}{\sqrt{u}}, \tag{8}$$

e q_∞ é o fator de preenchimento para uma microfita aberta (altura da cobertura infinita, $h_2=\infty$) dado por

$$q_\infty=\left(1+\frac{10}{u}\right)^{-a(u)b(\varepsilon_r)}, \tag{9}$$

na qual

$$a(u) = 1 + \frac{1}{49}\ln\left[\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0{,}432}\right] + \frac{1}{18{,}7}\ln\left[1 + \left(\frac{u}{18{,}1}\right)^3\right]$$

e

$$b(\varepsilon_r) = 0{,}564\left(\frac{\varepsilon_r - 0{,}9}{\varepsilon_r + 3}\right)^{0{,}053} .$$

A permissividade relativa é dada por

$$\varepsilon_{eff}(0,u) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} q \quad , \tag{10}$$

e o zero no argumento significa permissividade relativa efetiva estática.

Na seqüência, para se obter a impedância característica da linha de microfita, localizada sobre um dielétrico com permissividade relativa ε_r, divide-se a impedância da linha de microfita em um material homogêneo pela raiz quadrada da permissividade relativa específica, ou seja,

$$Z_L(0) = \frac{Z_o(0)}{\sqrt{\varepsilon_{eff}(0,u)}} \quad . \tag{11}$$

As Equações (9) e (10) são precisas em 0,5% dentro do intervalo $\varepsilon_r < 60$, $0{,}01 \le u \le 60$ e $h_{2h} > 1$.

I.2. Efeito da espessura finita da fita [47]

O efeito da espessura finita do condutor t é agora incluído. No primeiro passo, uma correção da largura normalizada é considerada para espessuras de fitas finitas. A correção da largura normalizada é dada por

$$\Delta u_{t,1} = \frac{t}{\pi}\ln\left(1 + \frac{4e\tanh^2\sqrt{6{,}5157u}}{t}\right) \quad , \tag{12}$$

na qual e na expressão para o termo de correção é o Neperiano na base 2,71828. A largura efetiva resultante é obtida por meio de

$$u_{t,1} = u + \Delta u_{t,1} . \tag{13}$$

Essa largura efetiva é então usada no lugar de u em (2) para calcular a impedância resultante $Z_{0\infty}(0, u_{t,1})$ de uma estrutura homogênea.

A largura efetiva para a estrutura com substrato com permissividade relativa ε_r é determinada usando

$$u_{t,\varepsilon_r} = u + \frac{\Delta u_{t,1}}{2}\left(1 + \frac{1}{\cosh\sqrt{\varepsilon_r - 1}}\right). \tag{14}$$

A permissividade relativa efetiva dessa estrutura é então determinada por

$$\varepsilon_{eff,t}(0) = \varepsilon_{eff}(0, u_{t,\varepsilon_r})\left[\frac{Z_{0\infty}(0, u_{t,1})}{Z_{0\infty}(0, u_{t,\varepsilon_r})}\right]^2, \tag{15}$$

na qual $\varepsilon_{eff}(0, u_t, \varepsilon_r)$ é a permissividade relativa efetiva obtida por (9) usando u_{t,ε_r} ao invés de u. Como indicado pelo argumento u_{t,ε_r}, as impedâncias $Z_{0\infty}(0, u_{t,1})$ e $Z_{0\infty}(0, u_{t,\varepsilon_r})$ são obtidas de forma similar a (2) usando $u_{t,1}$ e u_{t,ε_r}, respectivamente.

A impedância característica da microfita com espessura do condutor finita é calculada por

$$Z_{0\infty,t}(0) = \frac{Z_{0\infty}(0, u_{t,\varepsilon_r})}{\sqrt{\epsilon_{eff,t}(0)}}. \tag{16}$$

I.3. Dispersão [47] [49] [50]

A impedância característica e a permissividade das linhas de microfita variam com a freqüência devido à dispersão. A permissividade relativa efetiva aumenta com a freqüência. A dispersão causa um pequeno aumento na impedância característica da linha de microfita para altas freqüências. Os efeitos devido à dispersão podem ser considerados para altas freqüências (acima de 4GHz).

A permissividade efetiva é calculada por

$$\varepsilon_{eff}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}(0)}{1 + G\left(\frac{f}{f_p}\right)^2}, \tag{17}$$

na qual f_p é uma aproximação da freqüência de corte do primeiro modo eletromagnético transversal (TEM) e é dado por

$$f_p = \frac{Z_L(0)}{2\mu_0 h}, \tag{18}$$

na qual $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} H/m$ é a permeabilidade do vácuo, e G é um fator empírico para todos os substratos, dado por

$$G = \frac{\pi^2}{12}\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_{eff}(0)}\sqrt{\frac{2\pi Z_L(0)}{\eta_0}}. \tag{19}$$

As expressões para a permissividade efetiva são:

$$\varepsilon_{eff}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}(0)}{1 + P(f)}, \tag{20}$$

na qual

$$P(f) = P_1 P_2 [(0{,}1844 + P_3 P_4) f_n]^{1{,}5763},$$

$$P_1 = 0{,}27488 + u\left[0{,}6315 + \frac{0{,}525}{(1 + 0{,}0157 f_n)^{20}}\right] - 0{,}065683 \exp(-8{,}7513u),$$

$$P_2 = 0{,}33622[1 - \exp(-0{,}03442\varepsilon_r)],$$

$$P_3 = 0{,}0363 \exp(-4{,}6u)\left\{1 - \exp\left[-\left(\frac{f_n}{38{,}7}\right)^{4{,}97}\right]\right\},$$

$$P_4 = 1 + 2{,}751\left\{1 - \exp\left[-\left(\frac{\varepsilon_r}{15{,}916}\right)^{8}\right]\right\},$$

e f_n em (GHz.mm) é a freqüência normalizada de acordo com a altura do substrato,

$$f_n = \frac{fh}{10^6}.$$

Em (16),(18) e (19), $\varepsilon_{eff}(0)$ é também dado por $\varepsilon_{eff}(0,u)$ ou $\varepsilon_{eff,t}(0)$, dependendo se o efeito da espessura da fita é considerado ou não.

A impedância característica efetiva devido à dispersão é

$$Z_L(f) = Z_L(0)\left(\frac{R_{13}}{R_{14}}\right)^{R_{17}}, \tag{21}$$

na qual

$$R_1 = 0{,}03891\varepsilon_r^{1{,}4},$$
$$R_2 = 0{,}267u^7,$$

$$R_3 = 4{,}766 \exp(-3{,}228u^{0{,}641}),$$

$$R_4 = 0{,}016 + (0{,}0514\varepsilon_r)^{4{,}524},$$

$$R_5 = \left(\frac{f_n}{28{,}843}\right)^{12},$$

$$R_6 = 22{,}2u^{1{,}92},$$

$$R_7 = 1{,}206 - 0{,}3144 \exp(-R_1)[1 - \exp(-R_2)],$$

$$R_8 = 1 + 1{,}1275\left\{1 - \exp\left[-0{,}004625 R_3 \varepsilon_r^{1{,}674}\left(\frac{f_n}{18{,}365}\right)^{2{,}745}\right]\right\},$$

$$R_9 = 5{,}086 R_4 \frac{R_5}{0{,}3838 + 0{,}386 R_4} \frac{\exp(-R_6)}{1 + 1{,}2992 R_5} \frac{(\varepsilon_r - 1)}{1 + 10(\varepsilon_r - 1)^6},$$

$$R_{10} = 0{,}00044 \varepsilon_r^{2{,}136} + 0{,}0184,$$

$$R_{11} = \frac{\left(\frac{f_n}{19{,}47}\right)^6}{1 + 0{,}0962\left(\frac{f_n}{19{,}47}\right)^6},$$

$$R_{12} = \frac{1}{1 + 0{,}00245 u^2},$$

$$R_{13} = 0{,}9408 \varepsilon_{eff}(f_n)^{R_8} - 0{,}9603,$$

$$R_{14} = (0{,}9408 - R_9)\varepsilon_{eff}(0)^{R_8} - 0{,}9603,$$

$$R_{15} = 0{,}707 R_{10}\left(\frac{f_n}{12{,}3}\right)^{1{,}097},$$

$$R_{16} = 1 + 0{,}0503 \varepsilon_r^2 R_{11}\left\{1 - \exp\left[-\left(\frac{u}{15}\right)^6\right]\right\},$$

$$R_{17} = R_7\left[1 - 1{,}1241 \frac{R_{12}}{R_{16}} \exp(-0{,}026 f_n^{1{,}15656} - R_{15})\right].$$

I.4. Perdas por atenuação [47] [51]

A perda total, ou atenuação, é dada pelo coeficiente de atenuação, em dB/m, por

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d, \tag{22}$$

na qual α_c e α_d são os coeficientes de atenuação devido às perdas do condutor e do dielétrico, respectivamente.

A perda no dielétrico, em dB/m, é dada por

$$\alpha_d = \frac{20\pi}{\ln(10)} \frac{f}{c_0} \frac{\varepsilon_r}{\sqrt{\varepsilon_{eff}(0)}} \frac{\varepsilon_{eff}(0) - 1}{\varepsilon_r - 1} \tan(\delta_d), \tag{23}$$

na qual c_0 é a velocidade da luz no vácuo, $\tan(\delta_d)$ é a tangente de perdas do material dielétrico e $\varepsilon_{eff}(0)$ é calculado por (9).

A perda no condutor, em dB/m, é dada por

$$\alpha_c = \frac{20\pi}{\ln(10)} \frac{f}{c_0} \frac{\sqrt{\varepsilon_{eff}(0)}}{Q_c}. \tag{24}$$

O fator Q_c é o fator de qualidade indutivo da microfita e é dado por

$$Q_c = \frac{\pi Z_0(0) hfu}{R_s c_0 K}, \tag{25}$$

na qual $Z_0(0)$ é a impedância estática da linha de microfita em um meio homogêneo, R_s é a resistência superficial e K é o fator de distribuição de corrente. $R_s(\Delta)$ é a variação da resistência superficial para uma superfície Δ,

$$R_s(\Delta) = R_s(0)\left\{1 + \frac{2}{pi}\arctan\left[1{,}4\left(\frac{\Delta}{\delta}\right)^2\right]\right\}, \tag{26}$$

na qual $R_s(0)$ é a resistência superficial para uma superfície dada por

$$R_s(0) = \frac{1}{\sigma\delta}, \tag{27}$$

e σ e δ são a condutividade e profundidade pelicular do condutor, respectivamente. O argumento zero em (25) indica uma superfície lisa, $\Delta = 0$. A profundidade pelicular, definida como a profundidade abaixo da superfície do condutor na qual a densidade de corrente decresce $\frac{1}{e}$ do máximo valor na superfície do condutor, é dada por

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu_0 f\sigma}}. \tag{28}$$

A distribuição de corrente, fator K ,é

$$K = \exp\left[-1{,}2\left(\frac{Z_0(0)}{\eta_0}\right)^{0{,}7}\right]. \tag{29}$$

As perdas do condutor (α_C) calculadas em (27) são válidas para uma espessura mínima do condutor, $t \approx 3\delta$. A perda do dielétrico α_d é geralmente muito pequena comparada à perda do condutor α_c.

II. Apêndice-Formulação utilizada para a implementação de microfitas acopladas

Neste apêndice estão relacionadas as fórmulas aproximadas utilizadas nos projetos de circuitos que utilizam microfitas acopladas.

II.1-Parâmetros estáticos incluindo efeitos devido à blindagem [47] [48] [41]

As dimensões físicas da estrutura foram novamente normalizadas pela altura do substrato, h,

$$u = \frac{w}{h}, t_h = \frac{t}{h}, h_{2h} = \frac{h_2}{h}, g = \frac{s}{h}, \tag{1}$$

na qual w é a largura da fita do metal condutivo, t é a espessura, h_2 é a altura da cobertura do substrato e s é a separação das microfitas. A Figura II.1 apresenta a vista da seção transversal da microfita acoplada.

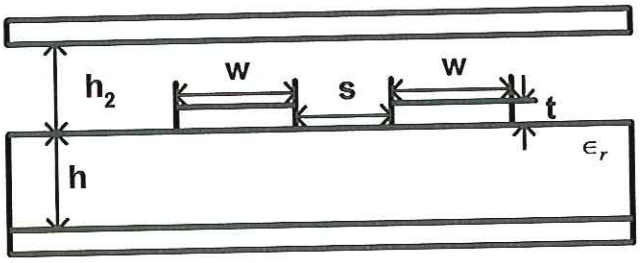


Figura II.1.Modelo de uma linha de microfita acoplada.

As equações a seguir exibem precisão de 1% no intervalo

$$0{,}1 \le u \le 10,\ 0{,}1 \le g \le 10\ ,1 \le \varepsilon_r \le 18, \tag{2}$$

na qual ε_r é a permissividade relativa do substrato do material.

Para o modo par, a permissividade efetiva estática é dada por

$$\varepsilon_{eff,e}(0) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} q, \tag{3}$$

na qual q é o fator de preenchimento incluído em (5),

$$q_\infty = \left(1 + \frac{10}{v}\right)^{-a_e(v) b_e(\varepsilon_r)}, \tag{4}$$

na qual

$$v = \frac{u(20+g^2)}{10+g^2} + g\exp(-g),$$

$$a_e(v) = 1 + \frac{1}{49}\ln\left[\frac{v^4 + \left(\frac{v}{52}\right)^2}{v^4 + 0{,}432}\right] + \frac{1}{18{,}7}\ln\left[1 + \left(\frac{v}{18{,}1}\right)^3\right],$$

$$b_e(\varepsilon_r) = 0{,}564\left(\frac{\varepsilon_r - 0{,}9}{\varepsilon_r + 3}\right)^{0{,}053}.$$

Para o modo par, o termo da correção da blindagem é

$$q_{c,e} = \tanh\left(1{,}626 + 0{,}107h_{2h} - \frac{1{,}733}{\sqrt{h_{2h}}}\right), \quad \text{para} \quad h_{2h} \le 39 \tag{5}$$

ou

$$q_{c,e} = 1, \quad \text{para} \quad h_{2h} > 39$$

A permissividade efetiva do modo ímpar é calculada da seguinte forma:

$$\varepsilon_{eff,o}(0) = \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2} + a_0(u, \varepsilon_r) - \varepsilon_{eff}(0)\right)q + \varepsilon_{eff}(0), \tag{6}$$

na qual

$$a_0(u, \varepsilon_r) = 0{,}7287\left(\varepsilon_{eff}(0) - \frac{\varepsilon_r + 1}{2}\right)[1 - \exp(0{,}179u)],$$

$$q_\infty = \exp(-c_0 g^{d_0}), \tag{7}$$

na qual

$$b_0(\varepsilon_r) = \frac{0{,}747\varepsilon_r}{0{,}15 + \varepsilon_r},$$

$$c_0 = b_0(\varepsilon_r) - (b_0(\varepsilon_r) - 0{,}207)\exp(-0{,}414u),$$

$$d_0 = 0{,}593 + 0{,}694\exp(-0{,}562u).$$

Para o modo ímpar, o termo de correção da blindagem é

$$q_{c,o} = \tanh\left(\frac{9{,}575}{7 - h_{2h}} - 2{,}965 + 1{,}68h_{2h} - 0{,}311h_{2h}^2\right), \text{ para } h_{2h} \le 7 \tag{8}$$

ou

$$q_{c,o} = 1, \quad \text{para } h_{2h} > 7$$

$\varepsilon_{eff}(0)$ é a permissividade efetiva de uma microfita de comprimento w e espessura do condutor zero, calculada por meio de (9). Os subscritos e e o se referem aos modos par e ímpar, respectivamente, e o argumento 0 significa parâmetro estático. Em ambos os casos, q_t é obtido por (7).

O próximo passo é calcular as impedâncias características dos modos par e ímpar dos pares de microfitas acopladas. Para os modos pares, a impedância característica é

$$Z_{L,e}(0) = \frac{Z_L(0)\sqrt{\dfrac{\varepsilon_{eff}(0)}{\varepsilon_{eff,e}(0)}}}{1 - \dfrac{Z_L(0)}{\eta_0}\sqrt{\varepsilon_{eff}(0)}Q_4}, \tag{9}$$

na qual $Z_L(0)$ e $\varepsilon_{eff}(0)$ são as características estáticas da impedância e da permissividade efetiva, respectivamente, de uma microfita isolada de largura w e espessura do condutor zero, η_0 é a impedância intrínseca do vácuo e Q_4 é dado por

$$Q_4 = \frac{2\left(\dfrac{Q_1}{Q_2}\right)}{\exp(-g)u^{Q_3} + (2-\exp(-g))u^{-Q_3}},$$

na qual $Q_3 = 0{,}1975 + \left[16{,}6 + \left(\dfrac{8{,}4}{g}\right)^6\right]^{-0{,}387} + \dfrac{1}{241}\ln\left[\dfrac{g^{10}}{1+\left(\dfrac{g}{3{,}4}\right)}\right],$

$$Q_2 = 1 + 0{,}7519g + 0{,}189g^{2{,}31},$$

$$Q_1 = 0{,}8695u^{0{,}194}.$$

Similarmente, a impedância característica do modo ímpar é dada por

$$Z_{L,o}(0) = \frac{Z_L(0)\sqrt{\dfrac{\varepsilon_{eff}(0)}{\varepsilon_{eff,o}(0)}}}{1 - \dfrac{Z_L(0)}{\eta_0}\sqrt{\varepsilon_{eff}(0)}Q_{10}}, \tag{10}$$

na qual

$$Q_{10} = \frac{Q_2Q_4 - Q_5\exp(\ln(u)Q_6u^{-Q_9})}{Q_2},$$

$$Q_9 = \ln(Q_7)\left(Q_8 + \frac{1}{16{,}5}\right),$$

$$Q_8 = \exp\left[-6{,}5 - 0{,}95\ln(g) - \left(\frac{g}{0{,}15}\right)^5\right],$$

$$Q_7 = \frac{10 + 190g^2}{1 + 82{,}3g^3},$$

$$Q_6 = 0{,}2305 + \frac{1}{281{,}3}\ln\left[\frac{g^{10}}{1+\left(\frac{g}{5{,}8}\right)^{10}}\right] + \frac{1}{51}\ln(1+0{,}598g^{1{,}154}),$$

$$Q_5 = 1{,}794 + 1{,}14\ln\left(1+\frac{0{,}683}{g+0{,}517g^{2{,}43}}\right).$$

A correção, devida à blindagem, das impedâncias características dos modos pares e ímpares de um par de linhas de microfitas simétricas acopladas em um meio homogêneo é calculada a partir de (3). O termo de correção, $\Delta Z_0(0)$, é calculado para os modos par e ímpar. Para o modo par, a correção é:

$$\Delta Z_{0,e}(0) = f_e(u, h_{2h})g_e(g, h_{2h}) \quad , \tag{11}$$

na qual

$$f_e(u, h_{2h}) = 1 - \arctan h[A + (B + Cu)u],$$

$$A = \frac{-4{,}351}{(1+h_{2h})^{1{,}842}},$$

$$B = \frac{6{,}639}{(1+h_{2h})^{1{,}861}},$$

$$C = \frac{-2{,}291}{(1+h_{2h})^{1{,}90}},$$

$$g_e(g, h_{2h}) = 270\left[1 - \tanh(D + E\sqrt{1+h_{2h}}) - \frac{F}{1+h_{2h}}\right],$$

$$D = \frac{0{,}747}{sen\left(\frac{\pi}{2}x\right)},$$

$$E = 0{,}725 sen\left(\frac{\pi}{2}y\right),$$

$$\log_{10} F = 0{,}11 - 0{,}0947,$$

$$\log_{10} x = 0{,}103g - 0{,}159,$$

$$\log_{10} y = 0{,}0492g - 0{,}073.$$

Para o modo impar a correção é

$$\Delta Z_{0,o}(0) = f_o(u, h_{2h})g_o(g, h_{2h}) \quad , \tag{12}$$

na qual

$$f_o(u, h_{2h}) = u^J,$$

$$J = \tanh\left(\frac{(1+h_{2h})^{1,585}}{6}\right),$$

$$g_o(g,h_{2h}) = 270\left[1-\tanh\left(G+K\sqrt{1+h_{2h}}-\frac{L}{1+h_{2h}}\right)\right],$$

$$G = 2{,}178-0{,}796g,$$

$$K = \log_{10}(20{,}492g^{0,174}), \text{ para } g > 0{,}858$$

ou

$$K = 1{,}30 \quad , \qquad \text{para } g \le 0{,}858$$

$$L = 2{,}51g^{-0,462}, \qquad \text{para } g > 0{,}873$$

ou

$$L = 2{,}674 \quad , \qquad \text{para } g \le 0{,}873.$$

Para se determinar as correções para a impedância das linhas acopladas sobre um substrato dielétrico com permissividade relativa ε_r, as correções obtidas para o dielétrico ar precisam ser divididas pela raiz quadrada da respectiva permissividade efetiva,

$$\Delta Z_{L,e}(0) = \frac{\Delta Z_{L,e}(0)}{\sqrt{\varepsilon_{eff,e}(0)}} \tag{13}$$

e

$$\Delta Z_{L,o}(0) = \frac{\Delta Z_{L,o}(0)}{\sqrt{\varepsilon_{eff,o}(0)}} \tag{14}$$

O subscrito L implica em um dielétrico com permissividade relativa ε_r.

II.2- Correção devido à espessura finita da fita [49]

As larguras efetivas para os modos par e ímpar são calculadas de

$$u_{t,e} = u + \Delta u\left[1-\frac{1}{2}\exp\left(\frac{-0{,}69\Delta u}{\Delta t}\right)\right] \tag{15}$$

e

$$u_{t,o} = u + \Delta u\left[1-\frac{1}{2}\exp\left(\frac{-0{,}69\Delta u}{\Delta t}\right)\right] + \Delta t \quad , \tag{16}$$

na qual o subscrito t refere-se à espessura finita da fita e os subscritos e e o se referem aos modos par e impar, respectivamente. O termo Δ_u em (42) e (43) é a correção da

largura normalizada para o caso de uma microfita isolada. A correção da largura para uma fita isolada, Δ_u, é dada por

$$\Delta_u = \frac{1,25}{\pi} th\left[1+\ln\left(\frac{2}{t_h}+\frac{\frac{4\pi u-2}{t_h}}{1+\exp\left[-100\left(u-\frac{1}{2\pi}\right)\right]}\right)\right] \quad . \tag{17}$$

II.3- Dispersão [47] [48]

As equações de dispersão de Kirschning e Jansen [41] são utilizadas e a precisão no intervalo de aplicação de (29) é melhor que 2,5% acima da freqüência normalizada, $f_n = 20$. A precisão é melhor que 1,5% para $\varepsilon_r \leq 12,9$ e $f_n \leq 15$. A freqüência f_n (GHz.mm) é normalizada de acordo com a espessura do substrato,

$$f_n = \frac{fh}{10^6} \quad . \tag{18}$$

As permissividades efetivas dos modos par e ímpar são calculadas como

$$\varepsilon_{eff,m}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff,m}(0)}{1+Fm(f)} \quad , \tag{19}$$

na qual o subscrito m refere-se ao modo que pode ser par ou impar. O argumento f implica em dependência da freqüência.

Para o modo par,

$$F_e(f) = P_1 P_2 [(P_3 P_4 + 0,1844 P_7) f_n]^{1,5763} \quad , \tag{20}$$

na qual

$$P_1 = 0,27488 + u\left[0,6315 + \frac{0,525}{(1+0,0157 f_n)^{20}}\right] - 0,065683 \exp(-8,7513u) ,$$

$$P_2 = 0,33622[1-\exp(-0,03442\varepsilon_r)] ,$$

$$P_3 = 0,0363 \exp(-4,6u)\left\{1-\exp\left[-\left(\frac{f_n}{38,7}\right)^{4,97}\right]\right\} ,$$

$$P_4 = 1 + 2,751\left\{1-\exp\left[-\left(\frac{\varepsilon_r}{15,916}\right)^{8}\right]\right\} ,$$

$$P_5 = 0,334 \exp\left[-3,3\left(\frac{\varepsilon_r}{15}\right)^{3}\right] + 0,746 ,$$

$$P_6 = P_5 \exp\left[-\left(\frac{f_n}{18}\right)^{0,368}\right],$$

$$P_7 = 1 + 4,069 P_6 g^{0,479} \exp\left(-1,347 g^{0,595} - 0,17 g^{2,5}\right),$$

e para o modo impar,

$$F_o(f) = P_1 P_2 [(P_3 P_4 + 0,1844) f_n P_{15}]^{1,5763} \quad , \tag{21}$$

na qual

$$P_8 = 0,7168\left(1 + \frac{1,076}{1 + 0,0576(\varepsilon_r - 1)}\right),$$

$$P_9 = P_8 - 0,7913\left\{1 - \exp\left[-\left(\frac{f_n}{20}\right)^{1,424}\right]\right\} \arctan\left[2,481\left(\frac{\varepsilon_r}{8}\right)^{0,946}\right],$$

$$P_{10} = 0,242(\varepsilon_r - 1)^{0,55},$$

$$P_{11} = 0,6366[\exp(-0,3401 f_n) - 1] \arctan\left[1,263\left(\frac{u}{3}\right)^{1,629}\right],$$

$$P_{12} = P_9 + \frac{1 - P_9}{1 + 1,183 u^{1,376}},$$

$$P_{13} = \frac{1,695 P_{10}}{0,414 + 1,605 P_{10}},$$

$$P_{14} = 0,8928 + 0,1072\left\{1 - \exp\left[-0,42\left(\frac{f_n}{20}\right)^{3,215}\right]\right\},$$

$$P_{15} = \left|1 - \frac{0,8928}{P_{14}}(1 + P_{11}) P_{12} \exp\left(-P_{13} g^{1,092}\right)\right|.$$

Uma onda TEM se propaga no substrato com velocidade $c_0 / \sqrt{\varepsilon_r}$, sendo c_0 a velocidade de propagação da luz no vácuo. O tempo necessário para a onda se propagar em um par de linhas acopladas é

$$\tau_m = \frac{l\sqrt{\varepsilon_{eff,m}}}{c_0} \quad . \tag{22}$$

A impedância do modo par considerando a dispersão é obtida da seguinte forma:

$$Z_{L,e}(f) = Z_{L,e}(0) \frac{\left(0,9408 \varepsilon_{eff}(f)^{C_e} - 0,9603\right)^{Q_0}}{\left[(0,9408 - d_e)\varepsilon_{eff}(0)^{C_e} - 0,9603\right]^{Q_0}} \quad , \tag{23}$$

na qual

$$C_e = 1 + 1,275\left\{1 - \exp\left[-0,004625 p_e \varepsilon_r^{1,674}\left(\frac{f_n}{18,365}\right)^{2,745}\right]\right\} - Q_{12} + Q_{16} - Q_{17} + Q_{18} + Q_{20},$$

$$d_e = 5{,}086 q_e \frac{r_e}{0{,}3838 + 0{,}386 q_e} \cdot \frac{\exp\left(-22{,}2u^{1{,}92}\right)}{1+1{,}2992} \frac{(\varepsilon_r - 1)^6}{1+10(\varepsilon_r - 1)^6},$$

$$p_e = 4{,}766 \exp\left(-3{,}228 u^{0{,}641}\right),$$

$$q_e = 0{,}016 + (0{,}0514 \varepsilon_r Q_{21})^{4{,}524},$$

$$r_e = \left(\frac{f_n}{28{,}843}\right)^{12},$$

$$Q_{11} = 0{,}893\left[1 - \frac{0{,}3}{1+0{,}7(\varepsilon_r - 1)}\right],$$

$$Q_{12} = 2{,}121\left[\frac{\left(\frac{f_n}{20}\right)^{4{,}91}}{1+Q_{11}\left(\frac{f_n}{20}\right)^{4{,}91}}\right]\exp(-2{,}87g)g^{0{,}902},$$

$$Q_{13} = 1 + 0{,}038\left(\frac{\varepsilon_r}{8}\right)^{5{,}1},$$

$$Q_{14} = 1 + 1{,}203\left(\frac{\left(\frac{\varepsilon_r}{15}\right)^4}{1+\left(\frac{\varepsilon_r}{15}\right)^4}\right),$$

$$Q_{15} = \frac{1{,}887 \exp\left(-1{,}5 g^{0{,}84}\right) g^{Q_{14}}}{1 + 0{,}41\left(\frac{f_n}{15}\right)^3 \frac{u^{2/Q_{13}}}{0{,}125 + u^{1{,}626/Q_{13}}}},$$

$$Q_{16} = \left[1 + \frac{9}{1+0{,}403(\varepsilon_r - 1)^2}\right] Q_{15},$$

$$Q_{17} = 0{,}394\left\{1 - \exp\left[-1{,}47\left(\frac{u}{7}\right)^{0{,}672}\right]\right\}\left\{1 - \exp\left[-4{,}25\left(\frac{f_n}{20}\right)^{1{,}87}\right]\right\},$$

$$Q_{18} = 0{,}61 \frac{1 - \exp\left[-2{,}13\left(\frac{u}{8}\right)^{1{,}593}\right]}{1 + 6{,}544 g^{4{,}17}},$$

$$Q_{19} = \frac{0{,}21 g^4}{\left(1 + 0{,}18 g^{4{,}9}\right)\left(1 + 0{,}1 u^2\right)\left[1 + \left(\frac{f_n}{24}\right)^3\right]},$$

$$Q_{20} = \left[0{,}09 + \frac{1}{1 + 0{,}1(\varepsilon_r - 1)^{2{,}7}}\right] Q_{19},$$

$$Q_{21} = \left| 1 - \frac{42{,}54 g^{0{,}133} \exp(-0{,}812 g) u^{2{,}5}}{1 + 0{,}033 u^{2{,}5}} \right|,$$

$\varepsilon_{eff}(f)$ é a permissividade efetiva de uma simples linha de microfita da equação (9). Q_0 também se refere à microfitas isolada e é o termo exponencial R_{17} em (20). A impedância do modo ímpar é

$$Z_{L,o}(f) = Z_L(f) + \frac{Z_{L,o}(0)\left(\frac{\varepsilon_{eff,o}(f)}{\varepsilon_{eff,o}(0)}\right)^{Q_{22}} - Z_L(f) Q_{23}}{1 + Q_{24} + (0{,}46 g)^{2,2} Q_{25}}, \tag{24}$$

na qual

$$Q_{22} = \frac{0{,}925\left(\frac{f_n}{Q_{26}}\right)^{1{,}536}}{1 + 0{,}3\left(\frac{f_n}{30}\right)^{1{,}536}},$$

$$Q_{23} = 1 + \frac{0{,}005 f_n Q_{27}}{\left[1 + 0{,}812\left(\frac{f_n}{15}\right)^{1{,}9}\right]\left(1 + 0{,}025 u^2\right)},$$

$$Q_{24} = 2{,}506 Q_{28} u^{0{,}894} \frac{\left[(1 + 1{,}3u)\frac{f_n}{99{,}25}\right]}{3{,}575 + u^{0{,}894}},$$

$$Q_{25} = \frac{0{,}3 f_n^2}{10 + f_n^2}\left[1 + \frac{2{,}333(\varepsilon_r - 1)^2}{5 + (\varepsilon_r - 1)^2}\right],$$

$$Q_{26} = 30 - 22{,}2\left[\frac{\left(\frac{\varepsilon_r - 1}{13}\right)^{12}}{1 + 3\left(\frac{\varepsilon_r - 1}{13}\right)^{12}}\right] - Q_{29},$$

$$Q_{27} = 0{,}4 g^{0{,}84}\left[1 + \frac{2{,}5(\varepsilon_r - 1)^{1{,}5}}{5 + (\varepsilon_r - 1)^{1{,}5}}\right],$$

$$Q_{28} = \frac{0{,}149(\varepsilon_r - 1)^3}{94{,}5 + 0{,}038(\varepsilon_r - 1)^3},$$

$$Q_{29} = \frac{15{,}16}{1 + 0{,}196(\varepsilon_r - 1)^2},$$

$Z_L(f)$ é a impedância característica dependente da freqüência de uma microfita isolada com largura w calculado em (20).

II. 4-Perdas por atenuação

As perdas devido à dissipação para microfitas acopladas são avaliadas da mesma forma que para microfitas isoladas. A perda no dielétrico, α_d, e a perda do condutor, α_c, são calculadas separadamente para os modos par e ímpar.

III. Apêndice-Obtenção dos parâmetros S da linha de transmissão e dos parâmetros S do acoplador direcional

Neste apêndice é desenvolvido o formalismo matemático para a obtenção da matriz S de um trecho de linha de transmissão, parâmetros S do acoplador direcional, rede de 4 portas do acoplador direcional e parâmetros S de conexões em paralelo.

III.1-Matriz S de trecho de linha de transmissão

A partir da matriz ABCD, serão deduzidas primeiramente as equações de tensão e corrente para um trecho de linha de transmissão. As tensões V_1 e V_2 e as correntes I_1 e I_2 são apontadas no circuito da Figura III. 1.

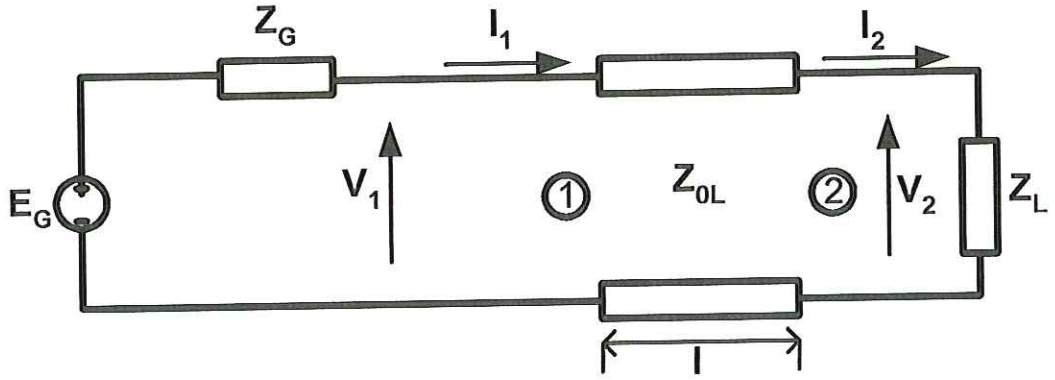


Figura III.1.Trechos de linha de transmissão usados para calculo da matriz S.

A matriz ABCD é

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & jZ_{0l}sen(\theta) \\ j\dfrac{1}{Z_{0l}}sen(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix}. \tag{1}$$

Isolando V_1 e V_2 tem-se

$$V_1 = \cos(\theta)V_2 + jZ_{0l}sen(\theta)I_2, \tag{2}$$

$$I_1 = j\frac{1}{Z_{0l}}sen(\theta)V_2 + \cos(\theta)I_2. \tag{3}$$

Nos terminais do circuito mostrado na Figura III.1 tem-se que

$$V_1 = E_G - Z_G I_1, \tag{4}$$

$$V_2 = Z_L I_2. \tag{5}$$

Calculando a impedância de entrada,

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{\cos(\theta)V_2 + jZ_{0l}sen(\theta)I_2}{j\frac{1}{Z_{0l}}sen(\theta)V_2 + \cos(\theta)I_2} = \frac{\cos(\theta)(V_2/I_2) + jZ_{0l}sen(\theta)}{j\frac{1}{Z_{0l}}sen(\theta)(V_2/I_2) + \cos(\theta)} = \frac{\cos(\theta)(Z_L) + jZ_{0l}sen(\theta)}{j\frac{Z_L}{Z_{0l}}sen(\theta) + \cos(\theta)} =$$

$$Z_{0l}\frac{\cos(\theta)Z_L + jZ_{0l}sen(\theta)}{Z_{0l}\cos(\theta) + jZ_l sen(\theta)} = Z_{0l}\frac{Z_L + jZ_{0l}(sen(\theta)/\cos(\theta))}{Z_{0l} + jZ_L(sen(\theta)/\cos(\theta))} =$$

$$Z_1 = Z_{0l}\frac{Z_L + jZ_{0l}tg(\theta)}{Z_{0l} + jZ_l tg(\theta)}. \tag{6}$$

Substituindo (4) e (5) em (2) e (3),

$$V_1 = Z_L\cos(\theta)I_2 + jZ_{0l}sen(\theta)I_2,$$

$$I_1 = j\frac{Z_L}{Z_{0l}}sen(\theta)I_2 + \cos(\theta)I_2,$$

$$V_1 = (Z_L\cos(\theta) + jZ_{0l}sen(\theta))I_2, \tag{7}$$

$$I_1 = \left(\cos(\theta) + j\frac{Z_L}{Z_{0l}}sen(\theta)\right)I_2, \tag{8}$$

$$I_2 = \frac{I_1}{\cos(\theta) + j\frac{Z_L}{Z_{ol}}sen(\theta)}. \tag{9}$$

Substituindo (9) em (7),

$$V_1 = \frac{(Z_L\cos(\theta) + jZ_{0l}sen(\theta))I_1}{\cos(\theta) + j\frac{Z_L}{Z_{0l}}sen(\theta)}. \tag{10}$$

Substituindo (10) em (4),

$$\frac{(Z_L\cos(\theta) + jZ_{0l}sen(\theta))I_1}{\cos(\theta) + j\frac{Z_L}{Z_{0l}}sen(\theta)} = E_G - Z_G I_1.$$

Isolando E_G,

$$E_G = \left[Z_G + \frac{Z_L\cos(\theta) + jZ_{0l}sen(\theta)}{\cos(\theta) + j\frac{Z_L}{Z_{0l}}sen(\theta)}\right]I_1,$$

determina-se I_1,

$$I_1 = \frac{E_G}{Z_G + \dfrac{Z_L \cos(\theta) + jZ_{0l} sen(\theta)}{\cos(\theta) + j\dfrac{Z_L}{Z_{ol}} sen(\theta)}}. \tag{11}$$

Desenvolvendo (11),

$$\frac{Z_L \cos(\theta) + jZ_{0l} sen(\theta)}{\cos(\theta) + j\dfrac{Z_L}{Z_{0l}} sen(\theta)} = Z_{ol} \frac{Z_L \cos(\theta) + jZ_{ol} sen(\theta)}{Z_{ol} \cos(\theta) + jZ_L sen(\theta)} = Z_1,$$

$$I_1 = \frac{E_G}{Z_G + Z_1}. \tag{12}$$

Desenvolvendo (12),

$$Z_G + Z_1 = Z_G + Z_{0l} \frac{Z_L \cos(\theta) + jZ_{ol} sen(\theta)}{Z_{ol} \cos(\theta) + jZ_l sen(\theta)} = \frac{Z_G (Z_{ol} \cos(\theta) + jZ_L sen(\theta)) + Z_{ol} (Z_L \cos(\theta) + jZ_{ol} sen(\theta))}{Z_{ol} \cos(\theta) + jZ_l sen(\theta)},$$

$$= \frac{Z_G Z_{ol} \cos(\theta) + Z_L Z_{ol} \cos(\theta) + jZ_G Z_L sen(\theta) + jZ_{ol}^2 sen(\theta)}{Z_{ol} \cos(\theta) + jZ_l sen(\theta)} = \frac{(Z_G + Z_L) Z_{ol} \cos(\theta) + j(Z_{ol}^2 + Z_G Z_L) sen(\theta)}{Z_{ol} \cos(\theta) + jZ_l sen(\theta)},$$

determina-se uma nova expressão para I_1,

$$I_1 = E_G \frac{Z_{ol} \cos(\theta) + jZ_L sen(\theta)}{(Z_G + Z_L) Z_{ol} \cos(\theta) + j(Z_{0l}^2 + Z_G Z_L) sen(\theta)}. \tag{13}$$

Se $E_G = 1V$ e $Z_G = Z_L = Z_0$,

$$I_1 = \frac{Z_{ol} \cos(\theta) + jZ_0 sen(\theta)}{2Z_0 Z_{ol} \cos(\theta) + j(Z_{0l}^2 + Z_0^2) sen(\theta)}. \tag{14}$$

De $V_1 = Z_1 I_1$ e (12),

$$V_1 = Z_1 \left(\frac{E_G}{Z_G + Z_1} \right),$$

$$V_1 = E_G \frac{Z_l Z_{0l} \cos(\theta) + jZ_{0l}^2 sen(\theta)}{(Z_G + Z_L) Z_{0l} \cos(\theta) + j(Z_{0l}^2 + Z_G Z_L) sen(\theta)}. \tag{15}$$

Se $E_G = 1V$ e $Z_G = Z_L = Z_0$,

$$V_1 = \frac{Z_0 Z_{0L} \cos(\theta) + jZ_{0l}^2 sen(\theta)}{2Z_0 Z_{0l} \cos(\theta) + j(Z_{0l}^2 + Z_0^2) sen(\theta)}. \tag{16}$$

De (9), temos:

$$I_2 = \frac{I_1}{\cos(\theta) + j\dfrac{Z_L}{Z_{0l}} sen(\theta)} = \frac{Z_{0l} I_1}{Z_{0l} \cos(\theta) + jZ_L sen(\theta)},$$

$$I_2 = \frac{Z_{0l} E_G}{(Z_G + Z_L) Z_{0l} \cos(\theta) + j(Z_{0l}^2 + Z_G Z_L) sen(\theta)}. \tag{17}$$

Se $E_G = 1V$ e $Z_G = Z_L = Z_0$,

$$I_2 = \frac{Z_{0l}}{2Z_0 Z_{0l}\cos(\theta) + j(Z_{0l}^2 + Z_0^2)sen(\theta)}. \tag{18}$$

Como $V_2 = Z_L I_2$,

$$V_2 = \frac{Z_L Z_{0l} E_G}{(Z_G + Z_L)Z_{0l}\cos(\theta) + j(Z_{0l}^2 + Z_G Z_L)sen(\theta)}. \tag{19}$$

Se $E_G = 1V$,então $Z_G = Z_L = Z_0$ e

$$V_2 = \frac{Z_0 Z_{0l}}{2Z_0 Z_{0l}\cos(\theta) + j(Z_{0l}^2 + Z_0^2)sen(\theta)}. \tag{20}$$

(17) e (20) são as expressões para I_2 e V_2.

Isoladas as expressões das tensões V_1 e V_2 e das correntes I_1 e I_2 pode-se calcular os parâmetros S de uma linha de transmissão.

Cálculo de S_{21}

O cálculo de S_{21} é feito em função da tensão V_2 utilizando a expressão (20),

$$S_{21} = 2\frac{\sqrt{Z_L}}{\sqrt{Z_G}}\frac{V_2}{E_G}. \tag{21}$$

Se

$$Z_L = Z_G = Z_0,$$

$$S_{21} = 2\frac{V_2}{E_G},$$

$$S_{21} = 2\frac{E_G}{E_G}\left(\frac{Z_0 Z_{0l}}{2Z_0 Z_{0l}\cos(\theta) + j(Z_{0l}^2 + Z_0^2)sen(\theta)}\right),$$

$$S_{21} = \frac{2Z_0 Z_{0l}}{2Z_0 Z_{0l}\cos(\theta) + j(Z_{0l}^2 + Z_0^2)sen(\theta)}, \tag{22}$$

ou

$$S_{21} = \frac{1}{\left(\frac{2Z_0 Z_{0l}}{2Z_0 Z_{0l}}\right)\cos(\theta) + j\left[\frac{(Z_{0l}^2 + Z_0^2)}{2Z_0 Z_{0l}}\right]sen(\theta)}. \tag{23}$$

Simplificando o segundo termo do denominador de (23) obtém-se

$$\frac{Z_{0l}^2 + Z_0^2}{2Z_0 Z_{0l}} = \frac{1}{2}\left[\frac{Z_{0l}^2}{Z_0 Z_{0l}} + \frac{Z_{0l}^2}{Z_0 Z_{0l}}\right] = \frac{1}{2}\left[\frac{Z_{0l}}{Z_0} + \frac{1}{\left(\frac{Z_{0l}}{Z_0}\right)}\right].$$

Fazendo

$$z_{0l} = \frac{Z_{0l}}{Z_0} \text{ e } y_{0l} = \frac{1}{Z_{0l}},$$

tem-se que

$$\frac{1}{2}\left[\frac{Z_{0l}}{Z_0} + \frac{1}{\left(\frac{Z_{0l}}{Z_0}\right)}\right] = \frac{1}{2}[z_{0l} + y_{0l}],$$

então

$$S_{21} = \frac{1}{\cos(\theta) + j\frac{1}{2}(z_{0l} + y_{0l})sen(\theta)}. \tag{24}$$

Cálculo de S_{11}

O cálculo de S_{11} é feito em função das impedâncias Z_1 e Z_{01},

$$S_{11} = \frac{Z_1 - Z_{01}}{Z_1 + Z_{01}} = \frac{\left(\frac{Z_1}{Z_{01}}\right) - 1}{\left(\frac{Z_1}{Z_{01}}\right) + 1} = \frac{z_1 - 1}{z_1 + 1}.$$

Se

$$Z_{01} = Z_0,$$

$$S_{11} = \frac{j(Z_{0l}^2 - Z_0^2)sen(\theta)}{2Z_0 Z_{0l}\cos(\theta) + j(Z_{0l}^2 + Z_0^2)}. \tag{25}$$

Dividindo (25) por $Z_{0l}Z_0$,

$$S_{11} = \frac{j\left[\left(\frac{Z_{0l}^2 - Z_0^2}{Z_0 Z_{0l}}\right)\right]sen(\theta)}{2\left(\frac{Z_0 Z_{0l}}{Z_0 Z_{0l}}\right)\cos(\theta) + j\left[\frac{Z_{0l}^2 + Z_0^2}{Z_{0l}Z_0}\right]sen(\theta)}, \tag{26}$$

$$\frac{Z_{0l}^2 - Z_0^2}{Z_0 Z_{0l}} = \frac{Z_{0l}^2}{Z_0 Z_{0l}} - \frac{Z_0^2}{Z_0 Z_{0l}} = \frac{Z_{0l}}{Z_0} - \frac{1}{\frac{Z_{0l}}{Z_0}} = z_{0l} - y_{0l},$$

e

$$S_{11} = \frac{j(z_{0l} - y_{0l})sen(\theta)}{2\cos(\theta) + j(z_{0l} + y_{0l})sen(\theta)}. \tag{27}$$

III. 2-Parâmetros S do acoplador direcional

Como o acoplador possui um eixo de simetria, as tensões e correntes nas portas são superposições de 2 tipos distintos de excitação, que são:

- Modo simétrico (par): no eixo de simetria a corrente é nula (parede magnética);
- Modo anti-simétrico (ímpar): no eixo de simetria a tensão é nula (parede elétrica).

Assim, as tensões podem ser escritas da seguinte forma:

$$\begin{cases} V_1 = V_{1e} + V_{1o} \\ V_2 = V_{2e} + V_{2o} \\ V_3 = V_{1e} - V_{1o} \\ V_4 = V_{2e} - V_{2o} \end{cases}, \tag{28}$$

e os parâmetros S_{jk} podem ser calculados utilizando a seguinte equação

$$S_{jk}\Big|_{j\neq k} = 2\frac{\sqrt{Z_{0k}}}{\sqrt{Z_{0j}}}\frac{V_j}{(E_G)_k}. \tag{29}$$

Se $Z_{0k} = Z_{0j} = Z_0$,

$$S_{jk}\Big|_{j\neq k} = 2\frac{V_j}{(E_G)_k}, \tag{30}$$

e

$$S_{21} = \frac{2V_2}{(E_G)_1} = \frac{2}{(E_G)_1}[V_{2e} + V_{2o}] = 2\frac{V_{2e}}{(E_G)_1} + \frac{2V_{2o}}{(E_G)_1}.$$

No circuito original, a fonte é $(E_G)_1$. Quando o circuito é dividido em excitações par e ímpar, em cada um dos circuitos teremos $E_G \to \frac{E_G}{2}$. Portanto, os parâmetros S do circuito são calculados levando em conta as excitações par ou ímpar.

$$S_{21} = \frac{V_{2e}}{\left(\frac{E_G}{2}\right)_1} + \frac{V_{2o}}{\left(\frac{E_G}{2}\right)_1} = \frac{1}{2}\left[2\frac{V_{2e}}{\left(\frac{E_g}{2}\right)_1} + 2\frac{V_{2o}}{\left(\frac{E_g}{2}\right)_1}\right],$$

e

$$S_{21} = \frac{1}{2}(S_{21e} + S_{21o}). \tag{31}$$

Analogamente,

$$S_{11} = \frac{1}{2}(S_{11e} + S_{11o})$$

$$S_{31} = \frac{1}{2}(S_{31e} - S_{31o}) \, .$$

$$S_{41} = \frac{1}{2}(S_{41e} - S_{41o})$$

Para os outros parâmetros S, temos:

$S_{22} = S_{11}, S_{33} = S_{11}, S_{44} = S_{11}, S_{12} = S_{21}, S_{43} = S_{21}, S_{34} = S_{21}, S_{13} = S_{31}, S_{24} = S_{31}, S_{42} = S_{31}, S_{14} = S_{41}$
$S_{23} = S_{41}, S_{32} = S_{41}$

Rede de 4 portas: Acoplador Direcional

O objetivo é transformar a rede de 4 portas em rede de 2 portas. A fonte está na porta 1 e a carga de saída na porta 4.

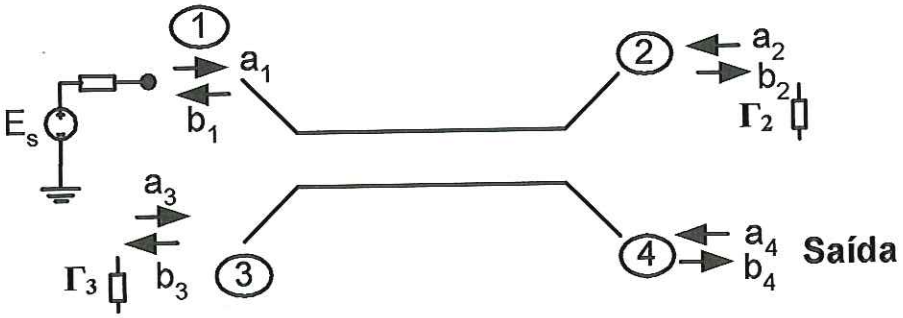


Figura III.2.Esquema do acoplador direcional apontando a numeração das portas utilizadas.

Na porta 2: carga= $\Gamma_2 = \frac{a_2}{b_2} \rightarrow a_2 = \Gamma_2 b_2$, (32)

Na porta 3: carga=$\Gamma_3 = \frac{a_3}{b_3} \rightarrow a_3 = \Gamma_3 b_3$. (33)

Os parâmetros S de uma rede de 4 portas são os seguintes:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{13}a_3 + S_{14}a_4, \quad (34)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + S_{23}a_3 + S_{24}a_4, \quad (35)$$

$$b_3 = S_{31}a_1 + S_{32}a_2 + S_{33}a_3 + S_{34}a_4, \quad (36)$$

$$b_4 = S_{41}a_1 + S_{42}a_2 + S_{43}a_3 + S_{44}a_4. \quad (37)$$

Substituindo (32) e (33) em (34) a (37):

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}\Gamma_2 b_2 + S_{13}\Gamma_3 b_3 + S_{14}a_4, \quad (38)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}\Gamma_2 b_2 + S_{23}\Gamma_3 b_3 + S_{24}a_4, \quad (39)$$

$$b_3 = S_{31}a_1 + S_{32}\Gamma_2 b_2 + S_{33}\Gamma_3 b_3 + S_{34}a_4, \tag{40}$$

$$b_4 = S_{41}a_1 + S_{42}\Gamma_2 b_2 + S_{43}\Gamma_3 b_3 + S_{44}a_4, \tag{41}$$

Fazendo, assim, explicitar os coeficientes de reflexão Γ_2 e Γ_3 em (38) a (41).

Separando b_i de a_i em (39) e (40),

$$(1 - S_{22}\Gamma_2)b_2 - S_{23}\Gamma_3 b_3 = S_{21}a_1 + S_{24}a_4, \tag{42}$$

$$-S_{32}\Gamma_2 b_2 + (1 - S_{33}\Gamma_3)b_3 = S_{31}a_1 + S_{34}a_4. \tag{43}$$

Multiplicando (42) por $(S_{32}\Gamma_2)$ e multiplicando (43) por $(1 - S_{22}\Gamma_2)$,

$$S_{32}\Gamma_2(1 - S_{22}\Gamma_2)b_2 - S_{23}\Gamma_3 S_{32}\Gamma_2 b_3 = S_{21}S_{32}\Gamma_2 a_1 + S_{24}S_{32}\Gamma_2 a_4, \tag{44}$$

$$-S_{32}\Gamma_2(1 - S_{22}\Gamma_2)b_2 + (1 - S_{33}\Gamma_3)(1 - S_{22}\Gamma_2)b_3 = S_{31}(1 - S_{22}\Gamma_2)a_1 + S_{34}(1 - S_{22}\Gamma_2)a_4. \tag{45}$$

Somando (44) e (45),

$$[-S_{23}\Gamma_3 S_{32}\Gamma_2 + (1 - S_{33}\Gamma_3)(1 - S_{22}\Gamma_2)]b_3 = [S_{21}S_{32}\Gamma_2 + S_{31}(1 - S_{22}\Gamma_2)]a_1 + [S_{24}S_{32}\Gamma_2 + S_{34}(1 - S_{22}\Gamma_2)]a_4, \tag{46}$$

e fazendo

$$k_1 = [-S_{23}\Gamma_3 S_{32}\Gamma_2 + (1 - S_{33}\Gamma_3)(1 - S_{22}\Gamma_2)],$$

$$k_2 = S_{21}S_{32}\Gamma_2 + S_{31}(1 - S_{22}\Gamma_2),$$

$$k_3 = S_{24}S_{32}\Gamma_2 + S_{34}(1 - S_{22}\Gamma_2),$$

a expressão (46) torna-se:

$$k_1 b_3 = k_2 a_1 + k_3 a_4 \text{ ou}$$

$$b_3 = \frac{k_2}{k_1} + \frac{k_3}{k_1}. \tag{47}$$

Fazendo

$$k_4 = \frac{k_2}{k_1} \text{ e } k_5 = \frac{k_3}{k_1},$$

a expressão (47) torna-se:

$$b_3 = k_4 a_1 + k_5 a_4. \tag{48}$$

Multiplicando (42) por $(1 - S_{33}\Gamma_3)$ e (43) por $(S_{23}\Gamma_3)$,

$$(1 - S_{22}\Gamma_2)(1 - S_{33}\Gamma_3)b_2 - S_{23}\Gamma_3(1 - S_{33}\Gamma_3)b_3 = S_{21}(1 - S_{33}\Gamma_3)a_1 + S_{24}(1 - S_{33}\Gamma_3)a_4, \tag{49}$$

$$-S_{32}\Gamma_2 S_{23}\Gamma_3 b_2 + (1 - S_{33}\Gamma_3)S_{23}\Gamma_3 b_3 = S_{31}S_{23}\Gamma_3 a_1 + S_{34}S_{23}\Gamma_3 a_4, \tag{50}$$

Somando (49) e (50),

$$[-S_{32}\Gamma_2 S_{23}\Gamma_3 + (1 - S_{22}\Gamma_2)(1 - S_{33}\Gamma_3)]b_2 = [S_{21}(1 - S_{33}\Gamma_3) + S_{31}S_{23}\Gamma_3]a_1 + [S_{24}(1 - S_{33}\Gamma_3) + S_{34}S_{23}\Gamma_3]a_4, \tag{51}$$

e fazendo

$$k_1 = -S_{32}\Gamma_2 S_{23}\Gamma_3 + (1 - S_{22}\Gamma_2)(1 - S_{33}\Gamma_3),$$

$$k_6 = S_{21}(1 - S_{33}\Gamma_3) + S_{31}S_{23}\Gamma_3,$$

$$k_7 = S_{24}(1 - S_{33}\Gamma_3) + S_{34}S_{23}\Gamma_3,$$

$$k_1 b_2 = k_6 a_1 + k_7 a_4 \text{ ou}$$

$$b_2 = \frac{k_6}{k_1} a_1 + \frac{k_7}{k_1} a_4 . \tag{52}$$

Fazendo

$$k_8 = \frac{k_6}{k_1} \text{ e } k_9 = \frac{k_7}{k_1},$$

$$b_2 = k_8 a_1 + k_9 a_4 . \tag{53}$$

Substituindo (52) e (53) em (34) e (37),

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12}\Gamma_2 (k_8 a_1 + k_9 a_4) + S_{13}\Gamma_3 (k_4 a_1 + k_5 a_4) + S_{14} a_4 ,$$

$$b_4 = S_{41} a_1 + S_{42}\Gamma_2 (k_8 a_1 + k_9 a_4) + S_{43}\Gamma_3 (k_4 a_1 + k_5 a_4) + S_{44} a_4 ,$$

Colocando a_1 e a_4 em evidência tem-se

$$b_1 = (S_{11} + S_{12}\Gamma_2 k_8 + S_{13}\Gamma_3 k_4) a_1 + (S_{14} + S_{12}\Gamma_2 k_9 + S_{13}\Gamma_3 k_5) a_4 , \tag{54}$$

$$b_4 = (S_{41} + S_{42}\Gamma_2 k_8 + S_{43}\Gamma_3 k_4) a_1 + (S_{44} + S_{42}\Gamma_2 k_9 + S_{43}\Gamma_3 k_5) a_4 . \tag{55}$$

Fazendo

$$C_1 = S_{11} + S_{12}\Gamma_2 k_8 + S_{13}\Gamma_3 k_4 , \tag{56}$$

$$C_2 = S_{14} + S_{12}\Gamma_2 k_9 + S_{13}\Gamma_3 k_5 , \tag{57}$$

$$C_3 = S_{41} + S_{42}\Gamma_2 k_8 + S_{43}\Gamma_3 k_4 , \tag{58}$$

$$C_4 = S_{44} + S_{42}\Gamma_2 k_9 + S_{43}\Gamma_3 k_5 , \tag{59}$$

$$b_1 = C_1 a_1 + C_2 a_4 , \tag{60}$$

$$b_4 = C_3 a_1 + C_4 a_4 , \tag{61}$$

a matriz S de um acoplador de 4 portas, transformada em uma matriz S 2x2 é

$$[S]_{1-4} = \begin{pmatrix} C_1 & C_2 \\ C_3 & C_4 \end{pmatrix} . \tag{62}$$

III. 3-Parâmetros S de conexões em paralelo

A Figura III.3 mostra o circuito equivalente de um T paralelo quando a porta 1 está conectada a uma fonte de tensão $Z_0\,\Omega$, e as portas 2 e 3 são terminadas com cargas $Z_0\,\Omega$.

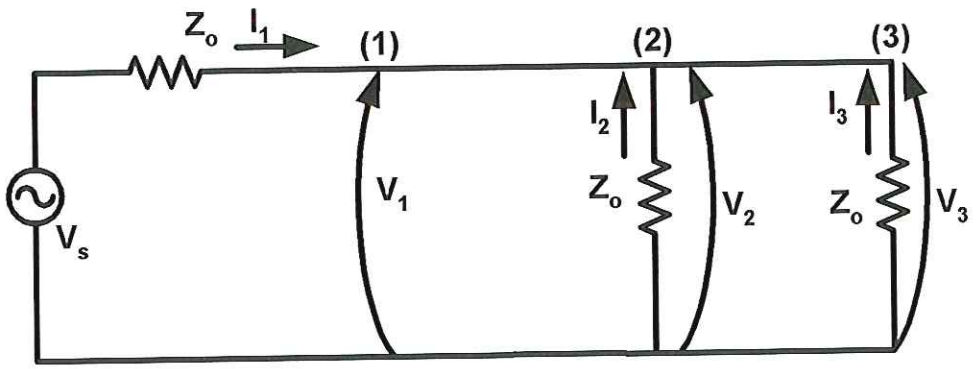


Figura III.3.Circuito equivalente da conexão em paralelo.

A tensão em todas as três portas é igual e o circuito é um divisor de tensão. Assim,

$$V_1 = V_2 = V_3 = V_s \frac{(Z_o/2)}{(Z_o + Z_o/2)} = \frac{V_s}{3}. \tag{63}$$

A corrente na porta 1 é

$$I_1 = \frac{(V_s/3)}{(Z_o/2)} = \frac{2V_s}{3Z_o},$$

e o fluxo de corrente nas portas 2 e 3 é

$$I_2 = I_3 = -\frac{V_2}{Z_o} = -\frac{(V_s/3)}{Z_o} = -\frac{V_s}{3Z_o}.$$

Sabendo que

$$a_i = \frac{V_i + Z_i I_1}{2\sqrt{|\mathrm{Re}\, Z_i|}}, \tag{64}$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_i^* I_i}{2\sqrt{|\mathrm{Re}\, Z_i|}}, \tag{65}$$

e usando (2) e (3), podemos escrever as ondas incidentes e refletidas como

$$a_1 = \frac{(V_s/3) + (2V_s/3Z_o)(Z_o)}{2\sqrt{Z_o}} = \frac{V_s}{2\sqrt{Z_o}}, \tag{66}$$

$$b_1 = \frac{(V_s/3) - (2V_s/3Z_o)(Z_o)}{2\sqrt{Z_o}} = -\frac{(V_s/3)}{2\sqrt{Z_o}}, \tag{67}$$

$$b_2 = b_3 = \frac{(V_s/3) - (-V_s/3Z_o)(Z_o)}{2\sqrt{Z_o}} = \frac{(2V_s/3)}{2\sqrt{Z_o}}. \tag{68}$$

Resolvendo para os três primeiros coeficientes,

$$S_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=a_3=0} = \frac{(-1/3)}{1} = -\frac{1}{3}, \tag{69}$$

$$S_{21} = \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{a_2=a_3=0} = \frac{(2/3)}{1} = \frac{2}{3}, \tag{70}$$

$$S_{31} = \left.\frac{b_3}{a_1}\right|_{a_2=a_3=0} = \frac{(2/3)}{1} = \frac{2}{3}. \tag{71}$$

Os outros seis coeficientes podem ser resolvidos por inspeção. A matriz **S** completa para uma conexão em paralelo é

$$S_Y = \begin{bmatrix} -1/3 & 2/3 & 2/3 \\ 2/3 & -1/3 & 2/3 \\ 2/3 & 2/3 & -1/3 \end{bmatrix}. \tag{72}$$