



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

Método Híbrido para Projeto de Superfícies Seletivas em Frequência

Gilmara Linhares Ramos de Araújo

Orientador: Prof. Dr. Antônio Luiz Pereira de Siqueira Campos

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

Número de Ordem do PPgEEC: D161

Natal, RN, dezembro de 2015.

UFRN / Biblioteca Central Zila Mamede
Catalogação da Publicação na Fonte

Araújo, Gilmara Linhares Ramos de.
Método Híbrido para Projeto de Superfícies Seletivas em Frequência /
Gilmara Linhares de Araújo. - Natal, RN, 2015.
152 f. : il.

Orientador: Prof. Dr. Antônio Luiz Pereira de Siqueira Campos.

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

1. Superfícies seletivas em frequência - Doutorado. 2. Método do
circuito equivalente - Doutorado. 3. Algoritmos genéticos - Doutorado. 4.
Síntese de FSS - Doutorado. I. Campos, Antônio Luiz Pereira de Siqueira.
II. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 621.3.018.4

Método Híbrido para Projeto de Superfícies Seletivas em Frequência

Gilmara Linhares Ramos de Araújo

Tese de Doutorado aprovada em 10 de Dezembro de 2015 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:



Dr. ALFREDO GOMES NETO, IFPB

Examinador Externo à Instituição



Dr. HUMBERTO DIONÍSIO DE ANDRADE, UFERSA

Examinador Externo à Instituição



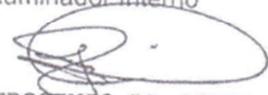
Dr. ALLAN DE MEDEIROS MARTINS, UFRN

Examinador Interno



Dr. HUMBERTO CESAR CHAVES FERNANDES, UFRN

Examinador Interno



Dr. JOSE PATROCÍNIO DA SILVA, UFRN

Examinador Interno



Dr. ANTONIO LUIZ PEREIRA DE SIQUEIRA CAMPOS, UFRN

Presidente

Aos meus pais, que são a minha fortaleza, aos meus queridos irmãos e irmãs, ao meu esposo Hélio, e à minha amada filha Cecília.

Dedico

Agradecimentos

A Deus por me dar força e coragem de seguir em frente nesta caminhada, para a concretização desta grande conquista em minha vida.

A minha amada filha Cecília, para quem vivo inteiramente. A grande razão da minha vida. Minha maior inspiração para a realização deste sonho. Por ela, nunca pensei em adiar ou desistir mesmo nos momentos de maiores dificuldades.

Ao meu pai (*in memoriam*) e a minha mãe, pela dedicação e apoio que sempre me deram, para que eu pudesse alcançar todos os meus objetivos.

Aos meus irmãos e irmãs pelo carinho, confiança, incentivo e amor dedicado.

Ao meu esposo Hélio, pelo amor, compreensão, incentivo e conselhos.

Ao meu orientador, Antônio Luiz Pereira de Siqueira Campos, pelas orientações, conhecimentos compartilhados, pelo apoio e compreensão aos meus incontáveis atrasos e pedidos de desculpas. Agindo não somente como orientador, mas como amigo e conselheiro. Obrigada por suas sugestões, críticas e apoio.

Ao professor Alfrêdo Gomes Neto, por sua relevante colaboração na etapa de medições, realizadas nos laboratórios do IFPB.

Ao professor Allan de Medeiros Martins, pela sua fundamental contribuição para a realização desta tese.

Aos amigos e colegas de Pós-graduação, Clarissa, Marcelo e Jannayna pelo apoio e estímulo nesta jornada acadêmica.

Aos demais professores do PPGEEC da UFRN, que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

À CAPES pelo apoio financeiro.

E finalmente, a todos que direta ou indiretamente me ajudaram na realização desta tese.

Resumo

Esta tese apresenta uma técnica híbrida de projeto de superfícies seletivas em frequência (FSS), sobre uma camada dielétrica isotrópica, considerando diversas geometrias para os elementos das células unitárias. Especificamente, a técnica híbrida usa o método do circuito equivalente (MCE) em conjunto com algoritmo genético, visando à síntese de estruturas com resposta *single-band* e *dual-band*. O método do circuito equivalente permite modelar a estrutura por meio de um circuito equivalente e também a obtenção de circuitos para diferentes geometrias. A partir da obtenção dos parâmetros desses circuitos, podem-se obter as características de transmissão e de reflexão das estruturas modeladas. Para obter a otimização das estruturas modeladas, de acordo com a resposta em frequência desejada, a ferramenta de otimização do Matlab™ *optimtool* mostrou-se de fácil utilização, permitindo explorar resultados importantes na análise de otimização. Nesta tese, são apresentados resultados numéricos e experimentais para as características de transmissão de diferentes geometrias analisadas. Para isto, foi determinada uma técnica de obtenção do parâmetro N , a qual se baseia em algoritmo genético e geometria diferencial, para a obtenção dos modelos algébricos racionais que determinem valores de N mais exatos, facilitando novos projetos de FSS com essas geometrias. Os resultados ótimos de N são agrupados em função do fator de ocupação da célula e da espessura do dielétrico, para a modelagem das estruturas por meio de equações algébricas racionais. Além disso, para caracterização do modelo híbrido proposto foi desenvolvida uma função de *fitness* com a finalidade de calcular o erro ocorrido nas definições das larguras de banda e frequências de ressonância de FSS com características de transmissão *single band* e *dual band*. Inicialmente, as FSS foram analisadas através de simulações realizados com o *software* comercial Ansoft Designer™, seguida de simulações com o MCE para a obtenção de um valor ótimo de N a fim de convergir às frequências de ressonância e às largura de banda da FSS analisadas, em seguida esses resultados foram comparados. A metodologia aplicada foi validada com a construção e medição de protótipos com diferentes geometrias para as células dos arranjos de FSS.

Palavras-Chave: Superfícies seletivas em frequências, método do circuito equivalente, algoritmo genético, síntese de FSS, função *fitness*, *optimtool*.

Abstract

This thesis presents a hybrid technique of frequency selective surfaces project (FSS) on a isotropic dielectric layer, considering various geometries for the elements of the unit cell. Specifically, the hybrid technique uses the equivalent circuit method in conjunction with genetic algorithm, aiming at the synthesis of structures with response single-band and dual-band. The equivalent circuit method allows you to model the structure by using an equivalent circuit and also obtaining circuits for different geometries. From the obtaining of the parameters of these circuits, you can get the transmission and reflection characteristics of patterned structures. For the optimization of patterned structures, according to the desired frequency response, Matlab™ optimization tool named *optimtool* proved to be easy to use, allowing you to explore important results on the optimization analysis. In this thesis, numeric and experimental results are presented for the different characteristics of the analyzed geometries. For this, it was determined a technique to obtain the parameter N , which is based on genetic algorithms and differential geometry, to obtain the algebraic rational models that determine values of N more accurate, facilitating new projects of FSS with these geometries. The optimal results of N are grouped according to the occupancy factor of the cell and the thickness of the dielectric, for modeling of the structures by means of rational algebraic equations. Furthermore, for the proposed hybrid model was developed a fitness function for the purpose of calculating the error occurred in the definitions of FSS bandwidths with transmission features single band and dual band. This thesis deals with the construction of prototypes of FSS with frequency settings and band widths obtained with the use of this function. The FSS were initially reviewed through simulations performed with the commercial software Ansoft Designer™, followed by simulation with the equivalent circuit method for obtaining a value of N in order to converge the resonance frequency and the bandwidth of the FSS analyzed, then the results obtained were compared. The methodology applied is validated with the construction and measurement of prototypes with different geometries of the cells of the arrays of FSS.

Keywords: Frequency selective surface, equivalent circuit method, genetic algorithm, synthesis FSS, fitness function, *optimtool*.

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Listas de Símbolos e Abreviaturas

Resumo

Abstract

1. Capítulo – 1: Introdução.....	22
2. Capítulo – 2: Superfícies Seletivas de Frequência.....	26
2.1. Introdução.....	26
2.2. Características das FSS.....	27
2.3. Formas e Dimensões dos Elementos de uma FSS.....	29
2.4. Arranjos Ativos e Passivos.....	31
2.5. Métodos de Síntese Aplicados em FSS.....	32
2.6. Aplicações de FSS.....	37
2.7. Síntese do Capítulo.....	39
3. Capítulo – 3: Método do Circuito Equivalente.....	40
3.1. Formulação de Marcuvitz.....	40
3.2. Espira Quadrada.....	42
3.3. Espira Quadrada com Grade.....	43
3.4. Espiras Quadradas Duplas.....	44
3.5. Cruz de Jerusalém.....	45
3.6. Dipolos Cruzados.....	48
3.7. <i>Patch</i> Quadrado.....	49
3.8. Entendimento Físico dos Elementos.....	50
3.9. Efeito do Dielétrico.....	52
3.10. Resultados Obtidos com o Método do Circuito Equivalente.....	58
3.11. Síntese do Capítulo.....	66
4. Capítulo – 4: Algoritmos Genéticos.....	68
4.1. Introdução.....	68
4.2. Terminologia.....	69
4.3. Codificação.....	70

4.4. Estrutura e Funcionamento de um Algoritmo Genético.....	71
4.4.1. População Inicial.....	72
4.4.2. Avaliação.....	73
4.4.3. Seleção.....	74
4.4.4. Operadores Genéticos.....	77
4.4.5. Condições de Parada.....	79
4.5. Ferramenta de Otimização.....	80
4.6. Síntese do Capítulo	86
5. Capítulo – 5: Modelagem das FSS.....	87
5.1. Introdução.....	87
5.2. Obtenção dos Dados.....	88
5.2.1. Espira Quadrada.....	88
5.2.2. Espira Quadrada Dupla.....	90
5.2.3. Espira Quadrada com Grade.....	92
5.2.4. Cruz de Jerusalém.....	93
5.2.5. Dipolo Cruzado.....	95
5.3. Agrupamento dos Dados	97
5.3.1. Espira Quadrada.....	97
5.3.2. Espira Quadrada Dupla.....	98
5.3.3. Espira Quadrada com Grade.....	100
5.3.4. Cruz de Jerusalém.....	101
5.3.5. Dipolo Cruzado.....	102
5.4. Modelagem de FSS com a Aplicação de Equações Algébricas Racionais.....	104
5.4.1. Espira Quadrada.....	105
5.4.2. Espira Quadrada Dupla.....	106
5.4.3. Espira Quadrada com Grade.....	107
5.4.4. Cruz de Jerusalém.....	108
5.4.5. Dipolo Cruzado.....	109
5.4.6. Validação do Modelo.....	110
5.5. Síntese do Capítulo.....	113
6. Capítulo – 6: Resultados do Método Híbrido.....	114
6.1. Introdução.....	114

6.2. Função de <i>Fitness</i>	115
6.2.1. Espira Quadrada.....	117
6.2.2. Espira Quadrada com Grade.....	122
6.2.3. Espira Quadrada Dupla.....	128
6.2.4. Cruz de Jerusalém.....	131
6.2.5. Dipolo Cruzado.....	136
6.3. Validação do Modelo.....	139
6.4. Síntese do Capítulo.....	145
7. Capítulo – 7: Conclusão.....	146
8. Referências	148

Lista de Figuras

Capítulo 2

2.1. Geometria de uma estrutura periódica bidimensional.	27
2.2. Tipos de Superfícies Seletivas em Frequência: (a) FSS com elementos <i>patches</i> e abertura, e (b) respostas em frequência das FSS com elementos do tipo <i>patches</i> e de abertura, respectivamente.	28
2.3. Grupo 1: n-polos conectados pelo centro.	30
2.4. Grupo 2: Espiras.	30
2.5. Grupo 3: Elementos com interior sólido.	31
2.6. Grupo 4: Combinações.	31
2.7. Sistema de antenas refletoras usando superfícies seletivas em frequência com dupla alimentação.	38

Capítulo 3

3.1. Parâmetros para incidência TE: (a) Arranjo de fitas condutoras paralelas, (b) Ângulo de incidência e (c) Circuito equivalente.	40
3.2. Parâmetros para incidência TM: (a) Arranjo de fitas condutoras paralelas, (b) Ângulo de incidência e (c) Circuito equivalente.	41
3.3. Espiras quadradas: (a) Arranjo e parâmetros físicos e (b) Circuito equivalente.	42
3.4. Espiras quadradas com grade: (a) Arranjo e parâmetros físicos e (b) Circuito equivalente.	43
3.5. Espiras quadradas duplas: (a) Arranjo e parâmetros físicos e (b) Circuito equivalente.	45
3.6. Estrutura FSS: (a) Arranjo com cruz de Jerusalém e (b) Resposta em frequência da estrutura.	46
3.7. Circuito equivalente para um arranjo com cruz de Jerusalém.	47
3.8. Dipolos cruzados: (a) Arranjo e parâmetros físicos e (b) Circuito equivalente.	49
3.9. Estrutura FSS com um arranjo de <i>patches</i> quadrados.	49
3.10. Coeficiente de transmissão para as três geometrias consideradas.	51

3.11. Indutores e capacitores formados a partir de um arranjo de espiras quadradas.	52
3.12. Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [20], para uma espira quadrada.	59
3.13. Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [29], para uma espira quadrada com grade.	59
3.14. Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [27], para uma espira quadrada com grade.	60
3.15. Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [29], para uma espira quadrada dupla.	61
3.16. Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [27], para uma espira quadrada dupla.	62
3.17. Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [32], para cruz de Jerusalém.	63
3.18. Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [36], para cruz de Jerusalém.	64
3.19. Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [37], para um dipolo cruzado.	65
3.20. Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [38], para um dipolo cruzado.	65
3.21. Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [39], para um <i>patch</i> retangular.	66

Capítulo 4

4.1. Exemplo de cromossomo na codificação binária.	70
4.2. Exemplo de cromossomo na codificação real.	71
4.3. Exemplo de cromossomo na codificação por permutação.	71
4.4. Estrutura do funcionamento de um algoritmo genético.	72
4.5. Método da roleta para quatro pais.	75
4.6. Método do torneio.	76
4.7. <i>Crossover</i> de um ponto.	77
4.8. <i>Crossover</i> de dois pontos.	78
4.9. <i>Crossover</i> uniforme.	79

4.10. Exemplo do processo de mutação.	79
4.11. Janela de otimização da ferramenta <i>Optimtool</i> .	81
4.12. Display das iterações correntes.	83
4.13. Exemplos de gráficos gerados com o auxílio da ferramenta <i>optimtool</i> .	83
4.14. Caixa de diálogo <i>Workspace</i> .	84
4.15. Comparação entre os coeficientes de transmissão da FSS de [20] e da FSS projetada com os parâmetros físicos fornecidos pelo AG.	86

Capítulo 5

5.1. A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,7$ e $FO = 8,04\%$.	89
5.2. A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,9$ e $FO = 45\%$.	89
5.3. A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,9$ e $FO = 10,69\%$.	91
5.4. A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,75$ e $FO = 43\%$.	91
5.5. A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,7$ e $FO = 29,5\%$.	92
5.6. A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,9$ e $FO = 54,44\%$.	93
5.7. A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,8$ e $FO = 13,14\%$.	94
5.8. A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,975$ e $FO = 54,81\%$.	95
5.9. A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,75$ e $FO = 7,25\%$.	96
5.10. A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,94$ e $FO = 58,33\%$.	97
5.11. Curvas de N em função de FO , para diferentes valores de h e $d/p = 0,9$.	98
5.12. Curvas de N em função de h , para diferentes valores de FO e $d/p = 0,75$.	98
5.13. Curvas de N em função de FO , para diferentes valores de h e $d/p = 0,75$.	99
5.14. Curvas de N em função de h , para diferentes valores de FO e $d/p = 0,87$.	99

5.15. Curvas de N em função de FO , para diferentes valores de h e $d/p = 0,8$.	100
5.16. Curvas de N em função de h , para diferentes valores de FO e $d/p = 0,75$.	101
5.17. Curvas de N em função de FO , para diferentes valores de hd e $d/p = 0,94$.	101
5.18. Curvas de N em função de hd , para diferentes valores de FO e $d/p = 0,8$.	102
5.19. Curvas de N em função de FO , para diferentes valores de h e $d/p = 0,85$.	103
5.20. Curvas de N em função de h , para diferentes valores de FO e $d/p = 0,9$.	103
5.21. Curva de N em função de FO e h , com $d/p = 0,7$.	106
5.22. Curva de N em função de FO e h , com $d/p = 0,9$.	106
5.23. Curva de N em função de FO e h , com $d/p = 0,75$.	107
5.24. Curva de N em função de FO e h , com $d/p = 0,95$.	107
5.25. Curva de N em função de FO e h , com $d/p = 0,7$.	108
5.26. Curva de N em função de FO e h , com $d/p = 0,75$.	108
5.27. Curva de N em função de FO e hd , com $d/p = 0,84$.	109
5.28. Curva de N em função de FO e hd , com $d/p = 0,94$.	109
5.29. Curva de N em função de FO e h , com $d/p = 0,8$.	110
5.30. Curva de N em função de FO e h , com $d/p = 0,75$.	110
5.31. Comparação dos resultados simulados e medidos do Arranjo 1 de uma FSS com espira quadrada.	112
5.32. Comparação dos resultados simulados e medidos do Arranjo 2 de uma FSS com espira quadrada.	112
5.33. Comparação dos resultados simulados e medidos do Arranjo 3 de uma FSS com espira quadrada.	113

Capítulo 6

6.1. Resposta em frequência obtida com parâmetros fornecidos pelo algoritmo genético.	116
6.2. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 1 de uma FSS com espira quadrada.	118
6.3. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 2 de uma FSS com espira quadrada.	119
6.4. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 3 de uma FSS com espira quadrada.	119
6.5. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 4 de uma	

FSS com espira quadrada.	120
6.6. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 5 de uma FSS com espira quadrada.	121
6.7. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 6 de uma FSS com espira quadrada.	121
6.8. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 1 de uma FSS com espira quadrada com grade.	123
6.9. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 2 de uma FSS com espira quadrada com grade.	124
6.10. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 3 de uma FSS com espira quadrada com grade.	125
6.11. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 4 de uma FSS com espira quadrada com grade.	125
6.12. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 5 de uma FSS com espira quadrada com grade.	126
6.13. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 6 de uma FSS com espira quadrada com grade.	127
6.14. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 1 de uma FSS com espira quadrada dupla.	129
6.15. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 2 de uma FSS com espira quadrada dupla.	130
6.16. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 3 de uma FSS com espira quadrada dupla.	130
6.17. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 1 de uma FSS com cruz de Jerusalém.	133
6.18. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 2 de uma FSS com cruz de Jerusalém.	133
6.19. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 3 de uma FSS com cruz de Jerusalém.	134
6.20. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 4 de uma FSS com cruz de Jerusalém.	135
6.21. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 1 de uma FSS com dipolo cruzado.	137

6.22. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 2 de uma FSS com dipolo cruzado.	137
6.23. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 3 de uma FSS com dipolo cruzado.	138
6.24. Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 4 de uma FSS com dipolo cruzado.	139
6.25. <i>Setup</i> de medições dos protótipos das FSS construídas.	140
6.26. Comparação entre resultados simulados e medidos de uma FSS com cruz de Jerusalém.	141
6.27. Comparação entre resultados simulados e medidos de uma FSS com espiras quadradas duplas.	142
6.28. Comparação entre resultados simulados e medidos de uma FSS com espira quadrada com grade.	143
6.29. Comparação entre resultados simulados e medidos de uma FSS com dipolo cruzado.	144

Lista de Tabela

Capítulo 3

3.1. Dimensões e valores de capacitância e indutância para os três diferentes elementos analisados.	51
3.2. Espiras quadradas utilizadas no primeiro estudo de caso.	54
3.3. Tabela de erros para os arranjos das espiras quadradas.	54
3.4. Espiras quadradas duplas utilizadas no segundo estudo de caso.	55
3.5. Tabela de erros e frequências de ressonância dos arranjos de espiras quadradas duplas utilizados no segundo estudo de caso.	56
3.6. Arranjos de cruz de Jerusalém utilizados no terceiro estudo de caso.	56
3.7. Tabela de erros e frequências de ressonância dos arranjos de cruz de Jerusalém utilizados no terceiro estudo de caso.	57

Capítulo 4

4.1. Analogia entre a terminologia da linguagem natural e os algoritmos genéticos.	70
4.2. Parâmetros do algoritmo genético utilizados na ferramenta optimtool.	84

Capítulo 5

5.1. Dimensões físicas e dados utilizados para a fabricação de protótipos de FSS com espiras quadradas.	111
---	-----

Capítulo 6

6.1. Dados referentes às espiras quadradas simuladas com a função fitness definida pela Equação 6.1.	117
6.2. Comparação entre as larguras de banda obtidas com o Ansoft Designer™ e com a função de fitness para espiras quadradas.	122
6.3. Dados referentes às espiras quadradas com grade simuladas com a função fitness definida pela Equação 6.1.	123
6.4. Comparação entre as larguras de banda obtidas com o Ansoft Designer™ e com a função de fitness para espiras quadradas com grade.	127

6.5. Dados referentes às espiras quadradas duplas simuladas com a função fitness definida pela Equação 6.1.	128
6.6. Comparação entre as larguras de banda obtidas com o Ansoft Designer™ e com a função de fitness para espiras quadradas duplas.	131
6.7. Dados referentes às cruzes de Jerusalém simuladas com a função fitness definida pela Equação 6.1.	132
6.8. Comparação entre as larguras de banda obtidas com o Ansoft Designer™ e com a função de fitness para cruz de Jerusalém.	135
6.9. Dados referentes aos dipolos cruzados simulados com a função fitness definida pela Equação 6.1.	136
6.10. Comparação entre as larguras de banda obtidas com o Ansoft Designer™ e com a função de fitness para FSS com dipolo cruzado.	139
6.11. Dimensões físicas da FSS com cruz de Jerusalém medida.	140
6.12. Dimensões físicas da FSS com espira quadrada dupla medida.	141
6.13. Dimensões físicas da FSS com espira quadrada com grade medida.	142
6.14. Dimensões físicas da FSS com dipolo cruzado medida.	143
6.15. Comparação entre as larguras de banda e frequências de ressonância obtidas com o Ansoft, com o MCE e medições das FSS construídas.	144

Lista de Símbolos e Abreviaturas

AG – Algoritmos Genéticos

B – Susceptância

B_C - Susceptância capacitiva

B_{C1} – Susceptância capacitiva da primeira frequência de ressonância

B_{C2} – Susceptância capacitiva da segunda frequência de ressonância

BW – *Bandwidth* (Largura de banda)

bd – comprimento do braço do dipolo da cruz de Jerusalém

CST – *Computer Simulation Technology*

dB – Decibéis

d – Comprimento da fita do elemento

ϵ_r – Permissividade elétrica relativa

ϵ_{eff} - Permissividade elétrica efetiva

E^i – Onda plana incidente

E^r – Onda plana refletida

E^t – Onda plana transmitida

FSS - Superfícies Seletivas em Frequência (*Frequency Selective Surface*)

FDTD - Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo

FEM - Método dos Elementos Finitos

FO – Fator de Ocupação da célula unitária

f_{ci} - Frequências de corte inferior

f_{cs} - Frequências de corte superior

f_r – Frequência de ressonância

Γ – Coeficiente de reflexão

GA-NNA – *Genetic Algorithms - Artificial Neural Network*

GHz – Gigahertz

g – Espaçamento entre os elementos do arranjo de uma FSS

h – espessura do substrato

hd – espessura do substrato de uma FSS com cruz de Jerusalém

k – iterações do fractal

λ – Comprimento de onda

λ_0 – Comprimento de onda no espaço livre
 L – lado do quadrado
 LC – circuito LC
MoM - Método dos Momentos
MCE - Método do Circuito Equivalente
mm – Milímetro
MHz – Megahertz
 N - parâmetro dependente da geometria do elemento da célula unitária da FSS
 N_{med} – valor médio do parâmetro N
 n – Tamanho da população de um algoritmo genético
 ω – Frequência angular
PSO – Otimização por Enxame de Partículas (*Particle Swarm Optimization*)
PMC – Condutor Magnético Perfeito (*Perfectly Magnetic Conductor*)
 p – Periodicidade do arranjo de uma FSS
 π – pi
RNA – Redes Neurais Artificiais
RCS - *Radar Cross Section*
REPROP – *Resilient Backpropagation*
RF – Radiofrequência (*Radiofrequency*)
 S_{11} – Coeficiente de transmissão
 τ – Coeficiente de transmissão
TE – Ondas elétricas transversais
TM – Ondas magnéticas transversais
 θ – Ângulo de incidência da onda
 w – Largura da fita de uma FSS
 w_e - peso a ser atribuído à função de *fitness*
 X – Reatância
 X_L – Reatância indutiva
 X_{L1} – Reatância indutiva da primeira frequência de ressonância
 X_{L2} – Reatância indutiva da segunda frequência de ressonância
 Z_0 – Impedância no espaço livre

Capítulo 1

Introdução

As Superfícies Seletivas em Frequência (*FSS – Frequency Selective Surface*) são estruturas periódicas bidimensionais compostas por elementos metálicos ou elementos em abertura depositados sobre uma ou mais camadas dielétricas. Estas estruturas apresentam comportamento similar ao dos filtros espaciais, o qual pode ser determinado de acordo com o tipo de elemento do qual é composta a FSS, são capazes de transmitir ou refletir ondas eletromagnéticas em faixas de frequências diferenciadas [1] – [4].

As FSS têm grande variedade de aplicações que contribuem significativamente para o melhoramento do desempenho dos sistemas de comunicação. As FSS são utilizadas em diversas aplicações tais como em refletores para antenas, absorvedores de ondas eletromagnéticas, filtros espaciais, radomes, sub-refletores para antenas refletoras multifrequenciais e polarizadores de ondas eletromagnéticas [2], [5], [8], [10] – [13].

Na literatura, são apresentados diversos métodos de análise de FSS com a finalidade de verificar as características de transmissão e reflexão destas estruturas. Dentre eles citam-se o método dos momentos (MoM), o método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD), o método dos elementos finitos (FEM), o método do circuito equivalente (MCE), dentre outros. Com relação ao MCE, o ponto de partida para o desenvolvimento de circuitos equivalentes para estruturas de FSS é a representação do circuito de um arranjo infinito, de fitas condutoras paralelas, desenvolvida por Marcuvitz [14], cuja técnica se baseia na modelagem de equações para estruturas periódicas, descritas no decorrer desta tese. Este método proporciona uma análise mais rápida da FSS em relação aos métodos de análise de onda completa, que demandam de um tempo computacional superior.

Para melhorar o desempenho das FSS diversos métodos de otimização têm sido utilizados em conjunto com os métodos de análise tradicionais, tanto na síntese quanto na análise destas estruturas. Dentre os mais abordados encontram-se os métodos de otimização baseados em algoritmos de otimização naturais, tais como a otimização por enxames de partículas (PSO) e os algoritmos genéticos [15] - [19], por exemplo.

Diversos autores realizaram pesquisas envolvendo a análise e síntese de FSS utilizando algoritmos genéticos como alternativa para a melhoria do desempenho destas estruturas obtendo resultados satisfatórios de acordo com suas aplicações. Dentre as alternativas de implementação de algoritmos genéticos, o uso de uma ferramenta disponível no *software* MatlabTM destinada à otimização de problemas tem se mostrado muito eficiente. Tal ferramenta é conhecida como *Optimization Tool – Optimtool*, que é uma interface gráfica utilizada para selecionar o *toolbox* de otimização do MatlabTM, especificando as opções de otimização e as executando, a qual fornece uma interface conveniente para todas as rotinas de otimização, incluindo as de algoritmos genéticos. A elaboração desta tese foi dividida em três etapas. Na primeira etapa, foi realizada uma análise de superfícies seletivas em frequência depositadas em uma camada de dielétrico cujos *patches* metálicos são constituídos por diferentes tipos de geometrias, que são a espira quadrada, espira quadrada dupla, espira quadrada com grade, cruz de Jerusalém e dipolo cruzado, sendo o método do circuito equivalente empregado nas simulações das estruturas com essas geometrias. Nesta etapa, busca-se um valor ótimo do parâmetro N , que é um parâmetro que varia de acordo com a geometria do elemento usada na célula unitária da FSS, como uma função do fator de preenchimento ou fator de ocupação da célula unitária, para a convergência das frequências de ressonância destas FSS. Os resultados das estruturas são obtidos a partir de rotinas desenvolvidas no MatlabTM e comparados aos resultados obtidos com o *software* comercial Ansoft DesignerTM. A versão do *software* MatlabTM utilizada para a elaboração das rotinas e utilização da ferramenta de otimização *optimtool* é a 7.6.0.324 (R2008a). A versão do *software* Ansoft DesignerTM utilizada para a simulação das estruturas é a 3.5.0.

Para entender o efeito de um dielétrico na análise de FSS, é considerado um valor para N . Na análise do efeito deste parâmetro na obtenção da permissividade elétrica efetiva, são considerados três estudos de casos, cujas geometrias consideradas são: a espira quadrada, a espira quadrada dupla e a cruz de Jerusalém, com base nas referências [20], [21] e [22]. Além desses estudos de caso, outros resultados da análise de FSS obtidos com o método do circuito equivalente são apresentados e comparados a resultados existentes na literatura com o intuito de validar a análise efetuada, para as geometrias adotadas. Em seguida, a ferramenta *optimtool* é utilizada no projeto de uma FSS com espira quadrada e os parâmetros de transmissão da FSS projetada com os parâmetros físicos fornecidos pelo algoritmo genético serão comparados aos da literatura.

Na segunda etapa, é apresentada uma metodologia baseada em algoritmos genéticos (AG) e geometria diferencial, que por meio de equações diferenciais são obtidos modelos algébricos racionais que determinam valores mais precisos do parâmetro N de acordo com a geometria da célula unitária, facilitando desta forma a síntese de novas FSS. Na obtenção dos modelos algébricos, os algoritmos genéticos foram implementados com uma população de 2.000 indivíduos para 100.000 gerações, através da ferramenta *optimtool* do matlab, a qual utiliza uma função de *fitness* para obter os resultados de N gerados pelo algoritmo genético. Os resultados ajustados pelo AG são comparados aos resultados simulados com o método do circuito equivalente, com a finalidade de comprovar a análise realizada.

Na terceira etapa são apresentados os resultados do método híbrido proposto. Neste modelo, é utilizada uma função de *fitness* implementada no Matlab™ com base no método do circuito equivalente, que determina as larguras de banda das FSS baseando-se em valores médios de N , considerando as geometrias adotadas. Além disso, esta função pode determinar o erro ocorrido na obtenção das frequências de corte das estruturas em relação aos valores esperados deste parâmetro. A partir da metodologia apresentada nesta tese, foram construídos e medidos protótipos de superfícies seletivas em frequências com a finalidade de validar a metodologia proposta.

1.1 – Organização do texto

O conteúdo desta tese está dividido em sete capítulos, descritos resumidamente a seguir.

No Capítulo 2 são apresentadas as principais características das superfícies seletivas em frequência levando em consideração diversos parâmetros, tais como os tipos de elementos que compõem uma estrutura periódica e seu comportamento em frequência. Além disso, são discutidas as formas e as dimensões destes elementos, bem como a apresentação dos grupos aos quais pertencem alguns tipos destes elementos. São ainda apresentados métodos de sínteses aplicados à FSS existentes na literatura. Por fim, são destacadas algumas aplicações de superfícies seletivas em frequência.

No Capítulo 3 são apresentados os principais conceitos relacionados ao método de análise de superfícies seletivas em frequência, utilizado nesta tese, o Método do Circuito Equivalente. Em seguida, são analisadas diversas geometrias usadas no projeto de FSS. Contém também um tópico sobre o entendimento físico dos elementos em que são comparadas três geometrias e discutidos seus efeitos sobre os componentes do

circuito equivalente, variando seus parâmetros de operação. Realiza-se um estudo sobre o efeito do dielétrico para que se possa entender como a permissividade elétrica relativa e a espessura do dielétrico podem afetar o comportamento de uma FSS. Por fim, são apresentados resultados obtidos com o método do circuito equivalente em que são comparados resultados alcançados com valores ótimos de N com resultados experimentais existentes na literatura.

No Capítulo 4 são apresentados os conceitos fundamentais dos algoritmos genéticos. Inicialmente, é feita uma analogia entre a terminologia da linguagem natural e a utilizada pelos algoritmos genéticos, seguida da apresentação dos tipos de codificação mais comumente aplicados aos AG. Posteriormente, é realizado um estudo sobre as principais características da estrutura e funcionamento desses algoritmos, com base na população inicial, avaliação dos indivíduos, os principais métodos de seleção, os operadores genéticos e alguns critérios de parada do algoritmo. Finalmente, é apresentada a ferramenta do MatlabTM destinada à otimização de algoritmos genéticos, a *optimtool* e a exemplificação de um projeto de FSS utilizando esta ferramenta.

No Capítulo 5 é apresentada a modelagem das superfícies seletivas em frequências com base em algoritmos genéticos e geometria diferencial por meio de equações diferenciais racionais. Os resultados dos valores de N ajustados pelo AG são comparados com os deste parâmetro obtido com o método do circuito equivalente considerando as geometrias modeladas em capítulos anteriores.

No Capítulo 6 são apresentados os resultados do modelo híbrido proposto nesta tese. Os resultados dos coeficientes de transmissão são analisados com base nos valores das larguras de banda e frequências de ressonância das estruturas. Para isto, são realizadas comparações entre resultados obtidos com a função de *fitness* com resultados obtidos no ansoft. Em seguida são mostrados resultados experimentais para validação da análise efetuada.

No Capítulo 7 são apresentadas as conclusões gerais desta tese, apresentando sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Superfícies Seletivas em Frequência

2.1 – Introdução

As superfícies seletivas em frequência (FSS) são arranjos periódicos bidimensionais de elementos metálicos, que apresentam comportamento similar ao de filtros eletromagnéticos. Estas estruturas são projetadas com a finalidade de refletir ou transmitir ondas eletromagnéticas em faixas de frequências diferenciadas [1]-[4]. Tais características podem ser observadas de acordo com o tipo do elemento utilizado no arranjo, seja do tipo *patch* ou abertura, que influenciam diretamente na resposta em frequência da FSS, que pode apresentar características rejeita-faixa ou passa-faixa, respectivamente [2], [5] – [7]. Além do tipo de elemento, a geometria, a periodicidade do arranjo, o ângulo de incidência da onda plana e o dielétrico sobre o qual a FSS é impressa, são fatores que afetam o desempenho e a resposta em frequência de uma superfície seletiva em frequência [8], [9].

Por volta do ano de 1786, o físico americano David Rittenhouse descobriu o fenômeno de gradeamento da difração em óptica, o qual está diretamente envolvido com a compreensão dos princípios físicos das superfícies seletivas em frequência. Este fenômeno foi usado para decomposição de um feixe de luz dentro de suas ordens espectrais. Esta descoberta foi documentada por relatos científicos feitos entre Francis Hopkinson e Rittenhouse, sendo publicada em 1786. Ao construir um aparato de fios uniformemente espaçados, Rittenhouse observou que, ao posicionar o arranjo de fios contra um feixe de luz branca, era possível decompor este feixe em faixas de comprimentos de ondas distintas (linhas coloridas). Devido à simplicidade deste processo, o gradeamento de difração e estruturas similares ao aparato desenvolvido, tem sido estendido a muitas áreas da engenharia e da ciência [1].

Essas estruturas têm inúmeras aplicações e têm contribuído muito para a melhoria do desempenho dos sistemas de comunicações. Dentre algumas das aplicações citam-se: refletores para antenas, absorvedores de ondas eletromagnéticas, filtros espaciais, radomes, sub-refletores para antenas refletoras multifrequenciais e polarizadores de ondas eletromagnéticas [2], [5], [8], [10] – [13].

Neste capítulo, serão discutidas as características das FSS; as formas e dimensões dos elementos que constituem uma FSS; alguns métodos de síntese aplicados a FSS; e finalmente, serão apresentadas algumas das principais aplicações de superfícies seletivas em frequência.

2.2 – Características das FSS

Resumidamente, uma superfície seletiva em frequência consiste de uma estrutura periódica de elementos idênticos organizados em um arranjo teoricamente infinito de uma ou duas dimensões. Um arranjo de uma estrutura periódica bidimensional é exemplificado na Figura 2.1.

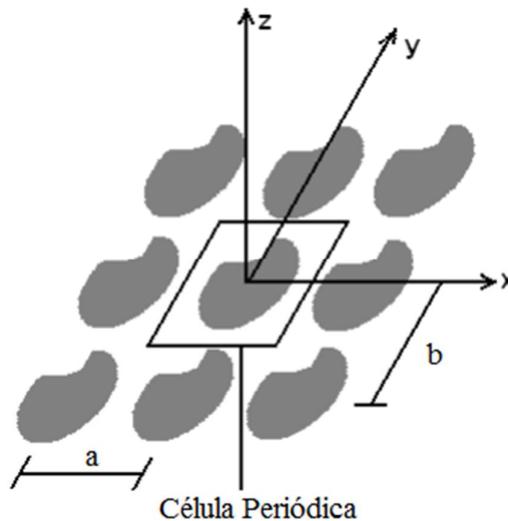


Figura 2.1 – Geometria de uma estrutura periódica bidimensional.

As FSS são estruturas planares compostas por uma camada metalizada impressa sobre uma ou mais camadas de substratos dielétricos [2], [6]. Elas atuam como filtros espaciais operando em faixas de frequências diferenciadas, de acordo com as características físicas do arranjo e das características físicas e elétricas das camadas dielétricas.

Na literatura existem dois tipos de superfícies seletivas em frequência: as FSS compostas por elementos do tipo *patches* e as FSS com elementos do tipo abertura. O primeiro tipo se comporta de forma semelhante a um filtro rejeita-faixas, pois à medida que os elementos entram em ressonância, o arranjo irradia a potência incidente na direção de reflexão, até que na frequência de ressonância da estrutura, ele se comporta como um condutor perfeito refletindo totalmente a onda incidente. O segundo tipo, se

comporta similarmente a um filtro passa-faixa, pois ao entrar em ressonância, estas estruturas tornam-se “transparentes” para a onda incidente, ocorrendo na frequência de ressonância a transmissão total da onda plana incidente [14]. A Figura 2.2 ilustra os tipos de FSS e seus respectivos comportamentos de respostas em frequência.

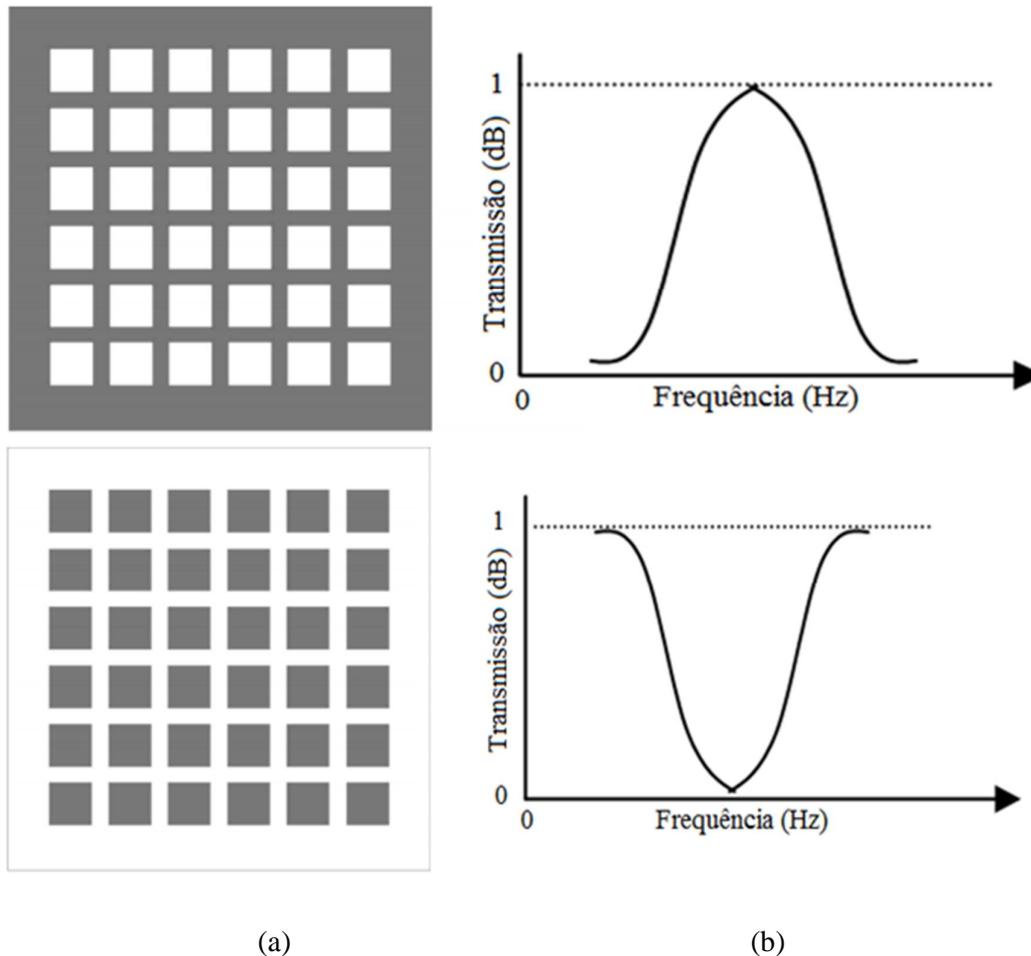


Figura 2.2 – Tipos de Superfícies Seletivas em Frequência: (a) FSS com elementos *patches* e abertura, e (b) respostas em frequência das FSS com elementos do tipo *patches* e de abertura, respectivamente.

As estruturas com elementos *patches* possuem configurações frequentemente referidas como FSS capacitivas, enquanto que as estruturas com elementos do tipo abertura possuem configurações que as caracterizam como FSS indutivas. De acordo com Rebelo em [15], se a configuração dos elementos tem características de ressonância, a FSS capacitiva se comporta como um filtro rejeita-faixa em torno da frequência de ressonância e a FSS indutiva se comporta como um filtro passa-faixa, similares aos filtros de circuitos de radiofrequência.

A classificação de uma FSS também pode ser definida de acordo com a espessura dos elementos que a compõem, ou seja, como anteparo fino ou anteparo espesso. As FSS do tipo anteparo fino são assim denominadas quando se referem a um anteparo com circuitos impressos, sejam *patches* condutores ou aberturas, em que a espessura é menor que $0,001\lambda_0$, onde λ_0 é o comprimento de onda para a frequência de ressonância do anteparo. Geralmente, esse tipo de FSS é leve, apresenta pequeno volume, além de baixo custo, pois utiliza a tecnologia de circuitos impressos para fabricação [2], [12].

De acordo com [2], as FSS do tipo anteparo espesso em seu processo de fabricação requer maior precisão do que no caso anterior, o que faz com que seu custo seja mais elevado. No entanto, este tipo de FSS apresenta a vantagem de que sua banda de separação, que é a razão entre a frequência transmitida e a frequência refletida (f_t/f_r) pode ser reduzida em 1,15, ou seja, (14 GHz / 12,2 GHz) tornando seu uso adequado em antenas de satélites para comunicações multifrequenciais avançadas.

Além das características dos elementos que constituem uma FSS, as placas dielétricas, utilizadas para a construção destas estruturas, também desempenham papel importante para o funcionamento de uma FSS, pois além de oferecer suporte estrutural às estruturas, elas também são responsáveis pela estabilidade da frequência de ressonância para diferentes ângulos de incidência e polarizações de campos incidentes [2], [15].

2.3 - Formas e Dimensões dos Elementos de uma FSS

Os elementos irradiadores de uma FSS podem apresentar várias formas geométricas. A forma dos *patches* dessas estruturas está diretamente relacionada com a frequência de operação. Por isso, a forma do elemento é fundamental para o desenvolvimento de uma FSS. Estes elementos foram divididos em quatro grupos principais, conforme foi descrito em [3], [15], [16], [17]:

Pertencem ao Grupo 1 dos elementos conectados pelo centro ou n-polos. As formas mais conhecidas são o dipolo fino, o dipolo cruzado, o tripolo e a cruz de Jerusalém. Estes elementos apresentam largura de banda moderada. Na Figura 2.3 são apresentados exemplos de alguns elementos a este grupo.

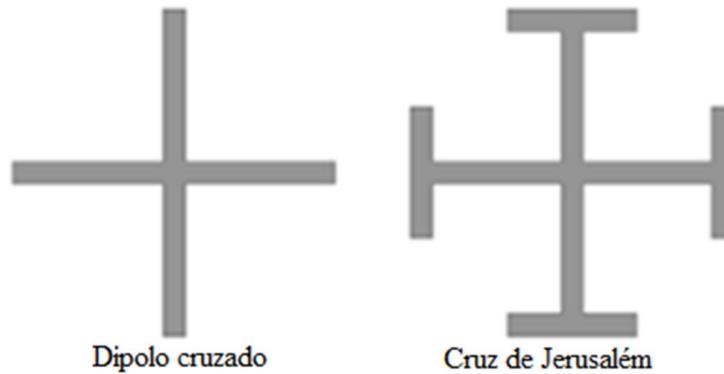


Figura 2.3 – Grupo 1: n-polos conectados pelo centro.

Os elementos do Grupo 2 correspondem às espiras. Os mais conhecidos são a espira quadrada, espira quadrada dupla, espira quadrada com grade, e anéis circulares concêntricos. A largura de banda superior caracteriza estes elementos que ressoam quando seu perímetro médio é cerca de um comprimento de onda completa. Exemplos de elementos pertencentes a este grupo são ilustrados na Figura 2.4.

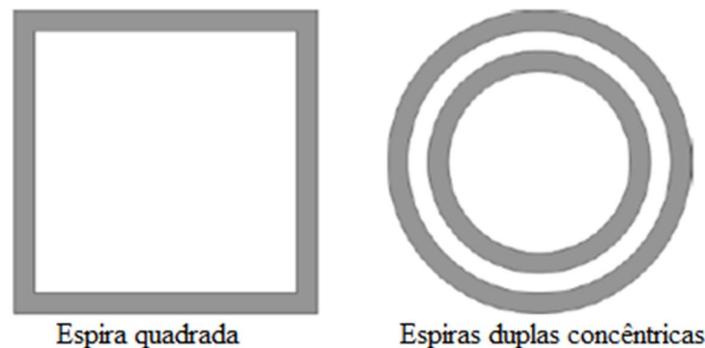


Figura 2.4 – Grupo 2: Espiras.

O Grupo 3 é composto por elementos com interior sólido, tais como *patches* retangulares, quadrados e circulares. Devido à sua simplicidade, estes *patches* foram as primeiras formas geométricas a serem investigadas, no entanto, têm uma fraca resposta com a variação do ângulo de incidência. A Figura 2.5 ilustra exemplos de elementos deste grupo.

No Grupo 4 estão incluídos os elementos formados a partir da modificação e combinação de elementos típicos. Este grupo limita todos os outros tipos que não estão incluídos nos grupos anteriores e é considerado o maior de todos. Na Figura 2.6 são exemplificadas duas das infinitas variações de combinações que podem ser feitas com elementos dos grupos anteriores.



Patch retangular



Patch circular

Figura 2.5 – Grupo 3: Elementos com interior sólido.



Espira cruzada



Patch circular cruzado

Figura 2.6 – Grupo 4: Combinações.

Além da forma geométrica dos elementos, outros fatores devem ser levados em consideração em um projeto de FSS, que são as dimensões dos elementos e a forma como estão dispostos na estrutura. Se um dipolo é alimentado por uma fonte de Radiofrequência (*RF*) e seu comprimento de onda é múltiplo de meio comprimento de onda, ele irá ressoar radiando energia. Quando estes dipolos estão dispostos num arranjo, a energia radiada por todos os elementos é coerente com a direção de reflexão, sendo o ângulo de incidência igual ao de reflexão. Isto ocorre em decorrência do atraso de fase da corrente de indução entre os elementos do arranjo [2], [5].

Quando há uma grande diferença entre o tamanho dos elementos e as dimensões da ressonância, a onda incidente irá percorrer a estrutura como se ela fosse transparente, ocorrendo, portanto, uma pequena perda devido às propriedades do dielétrico, ao espalhamento e à condutividade do metal [2], [5].

2.4 – Arranjos Ativos e Passivos

Um arranjo de FSS passivo é aquele em que alguns elementos geométricos são projetados em uma camada dielétrica para uma faixa de frequência em particular ser transmitida ou rejeitada. Ao ser fabricado, as propriedades desse arranjo não podem ser

alteradas. Outro ponto importante é que essa estrutura pode ser suficientemente grande para ser colada em uma seção transversal da parede ou janela. A vantagem deste tipo de FSS é a facilidade de projeto e fabricação, e tem como desvantagem o fato de não permitir reconfiguração [18].

Por outro lado, um arranjo de FSS ativo é constituído pelos mesmos elementos geométricos, com a incorporação de alguns dispositivos eletrônicos, como diodos, varactores ou capacitores. Estes dispositivos eletrônicos permitem a redução das dimensões físicas das superfícies seletivas em frequência e as tornam reconfiguráveis. Uma desvantagem é que o projeto e a fabricação de tais dispositivos são bem mais complexos [18].

Fundamentalmente, qualquer estrutura periódica pode ser excitada de duas formas: por uma onda plana incidente E^i , no caso do arranjo passivo, ou por geradores individuais conectados a cada elemento, para um arranjo ativo.

Para os arranjos passivos, uma onda incidente é parcialmente transmitida através da estrutura, E^t , e o restante é refletido, E^r . Com relação aos arranjos ativos, os geradores de tensão deverão possuir a mesma amplitude e variações lineares de fase ao longo de todo o arranjo, para que a estrutura possa ser caracterizada como uma superfície periódica. Sob condições ressonantes, a amplitude do sinal refletido pode ser igual à amplitude do sinal incidente, E^r , quando $E^t = 0$. Usualmente, o coeficiente de reflexão pode ser definido como [3]:

$$\Gamma = \frac{E^r}{E^i} \quad (2.1)$$

em que, E^r e E^t em geral são referidos ao plano do arranjo. Analogamente, o coeficiente de transmissão é dado por:

$$\tau = \frac{E^t}{E^i} \quad (2.2)$$

2.5 – Métodos de Síntese Aplicados em FSS

Na literatura, são apresentados alguns métodos de síntese de superfícies seletivas em frequência. Em [6], é apresentado um método simples para a síntese de uma FSS composta por elementos do tipo dipolo cruzado usando algoritmos genéticos e redes neurais artificiais. Neste estudo, foi realizada uma investigação paramétrica das propriedades geométrica dos elementos, em que a frequência de ressonância e a largura de banda foram os parâmetros eletromagnéticos escolhidos, para que a partir deles

fossem obtidos outros parâmetros, tais como a espessura do dielétrico e a periodicidade das células. Se os valores da frequência e da largura de banda estão dentro de uma faixa de interesse, eles são utilizados como dados de entrada para o algoritmo genético [6]. O modelo da rede neural artificial utilizado, treinado pelo algoritmo *Resilient Backpropagation* (REPROP), foi desenvolvido com base no estudo paramétrico realizado para a FSS com dipolo cruzado atuando como função de aptidão que é utilizada pelo algoritmo genético. A técnica GA-NNA tem como finalidade uma rápida e precisa otimização para projetar superfícies seletivas em frequência, a partir da otimização de parâmetros geométricos. Os resultados da frequência de ressonância e da largura de banda obtidos com a técnica desenvolvida apresentaram boa concordância com resultados simulados utilizados para fins comparativos. Além disso, a utilização da técnica diminuiu o custo computacional para a implementação e realização das simulações. A ideia de fusão de algoritmos genéticos e redes neurais artificiais para otimização de superfícies seletivas em frequência mostrou-se muito interessante, devido à sua grande flexibilidade e fácil aplicação para estruturas que não têm uma função de aptidão direta. Entretanto, essa técnica fica limitada ao conjunto gerado para treinamento da rede neural artificial, limitando a abrangência da técnica.

Jha *et al.* apresentam em [19] um método simples de síntese aplicado na análise e fabricação de superfícies seletivas em frequência com elementos do tipo espira quadrada. O método foi utilizado em projetos de FSS que operam nas faixas de frequências de 3 GHz, 15 GHz, 22 GHz e 26 GHz, nos quais os resultados analíticos obtidos ficaram próximos aos desejados. A teoria desenvolvida em [19] baseia-se nos conceitos do modelo do circuito equivalente proposto por Marcuvitz. Nos métodos de síntese de FSS baseados neste modelo os valores da capacitância e da indutância equivalentes são obtidos a partir dos parâmetros físicos da estrutura, tais como periodicidade e tamanho da espira. No entanto, em [19] foi proposto um modelo de síntese de FSS com espira quadrada em que o comprimento da espira é obtido a partir da frequência de ressonância. Com a finalidade de superar as dificuldades encontradas na síntese de estruturas deste tipo, a partir da frequência de ressonância, foram desenvolvidas equações simples para calcular as dimensões da espira. As equações propostas foram: $p(1 + \sin \theta) < \lambda$, em que $p = M\lambda$, em que M é uma constante que varia entre 0 e 1, e $1 = 4(d/\lambda)^2 \times \ln(2M\lambda/\pi\omega)$. Com estas equações, o cálculo do comprimento da espira pode ser obtido a partir da frequência de operação, do máximo valor do ângulo de incidência da onda e do valor da largura da fita, que deve ser

calculado como uma fração do comprimento de onda. Estas equações podem ser aplicadas tanto para os modos de polarização TE quanto TM, uma vez que estas estruturas apresentam modos de polarizações independentes. O método proposto foi aplicado na concepção de FSS de 3 GHz, 15 GHz e 26 GHz simuladas com o *software CST Microwave Studio*. Essas estruturas foram simuladas utilizando diferentes valores para w , d , w/λ , e também, valores fixos de p e ângulo de incidência de ($\theta = 10^\circ$). Nestas simulações, as frequências de ressonância encontradas obtiveram erros percentuais relativos que variaram de 5% a 10%. Observa-se que à medida que o valor de w/λ aumenta, os valores da frequência de ressonância se aproximam dos valores pretendidos. O processo proposto apresentou bons resultados na análise tanto de estruturas passa-faixa quanto rejeita-faixa, o que indica que o método de síntese proposto pode ser aplicado para os dois tipos de estruturas. Além disso, foram analisados os efeitos da mudança do ângulo de incidência na frequência de ressonância e outros parâmetros da FSS, como por exemplo, a periodicidade (p). Analisou-se ainda uma maneira de controlar os níveis de transmissão e reflexão do sinal para qualquer frequência. Por fim, foi apresentada uma forma de controlar a largura de banda através do comprimento da espira e da largura da fita da espira. Esta técnica ficou limitada a espira quadrada, o que limita a aplicação da técnica.

Em [20], Campos *et al.* apresentaram um método de síntese de superfícies seletivas em frequência utilizando algoritmos genéticos (AG) em conjunto com o método do circuito equivalente. O problema apresentado em [20] se refere à busca por um conjunto de dimensões físicas de uma FSS para que possam ser obtidas algumas propriedades desejadas da estrutura. Diante disso, foi proposta a formulação da infraestrutura de um AG capaz de resolver problemas relacionados à síntese de FSS, em que foram utilizados dois tipos de estruturas: uma FSS com elementos do tipo espira quadrada e do tipo espira quadrada quase aberta, bem como seus respectivos circuitos equivalentes. A utilização do AG no processo de síntese dessas FSS requereu a definição de uma função de custo que refletisse a eficiência de um conjunto de dimensões físicas de uma frequência desejada. Sendo a resposta em frequência a ser obtida caracterizada como um filtro rejeita-faixa, os parâmetros pretendidos são as frequências de corte da banda de rejeição (-10 dB), as frequências da banda de passagem (-3 dB) e a frequência de ressonância (-45 dB). Estas especificações determinam a função de custo do AG, que é definida como a soma ponderada dos quadrados dos erros entre a resposta em frequência da FSS e suas respectivas

atenuações. Durante o processo de síntese a função de custo demonstrou um comportamento decrescente, apresentando valores pequenos para o erro de *fitness*. A validação da técnica proposta se deu através da comparação dos resultados sintetizados com resultados medidos. Com isso mostrou-se que o AG desenvolvido é capaz de encontrar o conjunto de dimensões físicas desejadas para a superfície seletiva em frequência. As FSS sintetizadas com o uso do AG alcançaram resultados que apresentaram boa concordância com os da literatura em todos os casos analisados comprovando a aplicabilidade do método na síntese deste tipo de estrutura. Este trabalho ficou limitado a duas geometrias apenas, o que também limita a aplicação da técnica.

Lanuzza *et al*, apresentaram em [21], uma técnica de síntese de FSS de alta impedância baseada em algoritmos genéticos. Estas superfícies se comportam como um condutor magnético perfeito (PMC) numa determinada faixa de frequência, e para alcançar este resultado uma estrutura com multicamadas dielétricas em conjunto com uma FSS e um plano de terra foram utilizados. Trata-se de um arranjo de FSS inserido entre várias camadas dielétricas sobre um plano de terra. O papel do AG neste estudo é avaliar as propriedades de transmissão e reflexão da estrutura, determinar a forma e as dimensões da FSS, a permissividade e a espessura de cada camada dielétrica. Foram utilizadas até oito camadas dielétricas para a obtenção da estrutura, as quais foram organizadas de diversas formas em relação à FSS, no entanto, os resultados mais satisfatórios foram obtidos utilizando apenas três camadas sobre a FSS e apenas uma camada entre a FSS e o plano de terra. Com o AG, a análise das propriedades da superfície e da estabilidade angular da frequência foi feita com base no método dos momentos. O critério de avaliação do desempenho da estrutura foi o erro médio quadrático entre as condições de reflexão obtidas com a técnica e as desejadas para os modos TE e TM. Para melhorar a estabilidade angular foi realizada uma análise no domínio da frequência e outra variando o ângulo de incidência na faixa central da frequência. O valor de *fitness* global da estrutura foi obtido a partir da média ponderada entre os dados relativos de *fitness*. Na estrutura do AG foi aplicado um único ponto de *crossover*, com probabilidade de 80%, e empregou-se uma estratégia de seleção padrão chamada de roleta ponderada. A banda relativa, definida como o intervalo de frequência em que a fase do campo refletido varia no intervalo de 30°, é igual a 10,97%. A estrutura também mostrou uma boa estabilidade angular, com um valor de fase abaixo do ângulo de incidência para a frequência central. Dadas as características físicas e

elétricas da estrutura sintetizada, com a aplicação do AG, estas estruturas demonstraram as propriedades de frequência desejadas no que se refere à estabilidade do ângulo de incidência da onda plana na estrutura. Essa técnica apresenta um esforço computacional elevado, uma vez que utiliza o método dos momentos e AG.

Em [22], Nóbrega *et al*, apresentaram a metodologia de um projeto de superfícies seletivas em frequência, cujos elementos apresentam formas fractais de Vicsek, impressos numa única camada dielétrica. As estruturas agem como um filtro espacial rejeita-faixa com polarização dupla (*dual-polarized*) para uma onda plana incidente. Além disso, investigou-se a incidência oblíqua de ondas eletromagnéticas de acordo com o número de iterações da geometria fractal no desenvolvimento da FSS. A geração do fractal de Vicsek inicia-se com um quadrado de lado L , que corresponde ao elemento iniciador (nível $k = 0$) resultando em mais três iterações do fractal ($k = 1$, $k = 2$ e $k = 3$) e a cada iteração são geradas cinco cópias do elemento iniciador. À medida que aumenta o fator de iteração, observa-se a relação inversa entre a frequência de ressonância da FSS e o nível do fractal do *patch*. Pôde-se perceber que aumentando o fator de iteração do fractal de Vicsek, o valor da frequência de ressonância diminui e a largura de banda fica mais estreita. As propriedades de transmissão das FSS foram analisadas através de dois protótipos que foram construídos e medidos com a finalidade de validar a metodologia adotada. As estruturas apresentaram características importantes e desejáveis para o projeto de filtros espaciais rejeita-faixa *dual-polarized*, em que foram possíveis ajustes das características de transmissão, como frequência de ressonância e largura de banda, sem a necessidade de modificar o tamanho da FSS, foram encontrados fatores de compressão de frequência com valores elevados, e por fim, a estabilidade da frequência de ressonância para ângulos de incidência oblíquos. A validação destes resultados foi obtida por meio da boa concordância entre os resultados teóricos e experimentais. Esta técnica utiliza uma geometria complexa e de difícil fabricação para fractais de altos níveis.

Dubrovka *et al*, propuseram em [23], um novo método de circuito equivalente para síntese de superfícies seletivas em frequência. Quando comparado ao modelo do circuito equivalente convencional, este método apresenta maior precisão e pode ser aplicado para qualquer ângulo de incidência e tipo de geometria, proporciona uma melhor compreensão de como uma determinada estrutura funciona e permite a síntese e otimização dos parâmetros do circuito de uma FSS. O estudo do método foi realizado utilizando dois tipos de FSS: uma com aberturas em forma de anel, para a qual os

parâmetros de espalhamento (S_{11}) foram obtidos a partir de um circuito equivalente composto por um circuito LC em paralelo (modo TE evanescente), dois circuitos LC em série e um capacitor em paralelo (modos TM evanescentes de ordem superior); e outra com aberturas retangulares, a qual possui os mesmos parâmetros que compõem o circuito equivalente da estrutura descrita anteriormente. O método desenvolvido em [23] foi baseado no fato de que a descontinuidade de um guia de onda pode ser representada por uma simples admitância, o que caracteriza a potência reativa em torno da descontinuidade. Isto pode ser expresso como a soma dos modos das admitâncias de ordem superior multiplicada pelos quadrados das integrais dos produtos escalares do campo de abertura e o campo transversal dos modos de ordem superior. Este estudo mostrou ainda, a forma geral de um circuito equivalente de uma FSS para qualquer ângulo de incidência podendo ser aplicado a uma infinidade de estruturas com diversos tipos de geometrias. Além de ser aplicada à FSS *freestanding*, apoiada a substratos finos ou mais espessos, e estruturas multicamadas. O método pode ser usado para sintetizar um projeto de FSS otimizando os parâmetros de um circuito para obter a frequência desejada e o comportamento angular. De maneira geral, os resultados gráficos apresentados em [23] demonstraram a utilidade do modelo e como ele pode ser aplicado para prever rapidamente o desempenho de uma FSS com substratos dielétricos de diferentes espessuras, seja por um plano de incidência de onda normal ou oblíqua. A desvantagem dessa técnica é a grande complexidade analítica envolvida.

2.6 – Aplicações de FSS

As FSS podem ser usadas em diversas aplicações da engenharia, as quais têm contribuído muito para a melhoria do desempenho dos sistemas de comunicações. Na área de micro-ondas, as propriedades das FSS são bem exploradas, como por exemplo, na utilização destas estruturas periódicas em antenas refletoras do tipo banda dupla (*dual band*) como ilustrado na Figura 2.7. Neste sistema, o alimentador 2 é colocado no ponto focal do refletor principal, enquanto que o alimentador 1 é colocado no ponto focal do subrefletor, que é formado por uma superfície seletiva em frequência. Esse anteparo é projetado para refletir a faixa de frequência do alimentador 1, mas é totalmente transparente para a faixa de frequência do alimentador 2 [14].

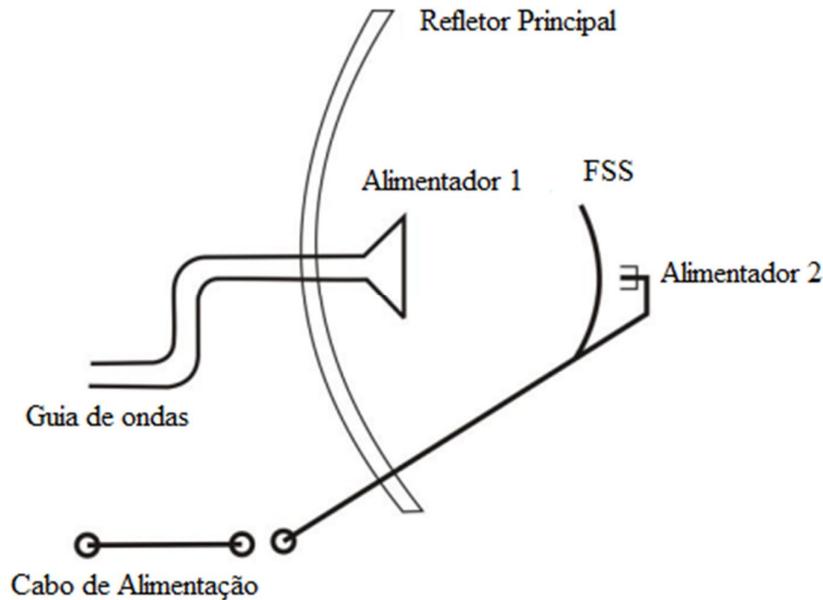


Figura 2.7–Sistema de antenas refletoras usando superfícies seletivas em frequência com dupla alimentação.

Das aplicações de uma FSS, uma das mais conhecidas é o anteparo da porta de fornos de micro-ondas. Seu funcionamento é similar ao de um filtro passa-altas, pois deixa passar a faixa de luz visível enquanto rejeita a faixa de frequências de micro-ondas (em torno de 2,5 GHz) [2].

A absorção da radiação eletromagnética atrai muito interesse devido as suas inúmeras aplicações, como por exemplo, a redução da interferência eletromagnética. Em aplicações de rastreamento, absorvedores podem ser usados para reduzir a secção transversal do radar (RCS) de um objeto. Estes absorvedores podem ser aplicados em blindagem de equipamentos eletrônicos contra interferência eletromagnética e ainda podem ser usados para reduzir os efeitos causados por ondas eletromagnéticas em seres vivos. Uma das formas mais promissoras para absorver a onda incidente é através do uso de telas de *Salisbury* [24].

Devido a um aumento na utilização de telefones celulares, o ruído gerado pelo uso desses dispositivos em locais públicos, por exemplo, tem se tornado cada vez mais intenso. Para solucionar este problema, ondas eletromagnéticas ou sinais podem ser bloqueados entre a estação base e o telefone celular por meio do uso de FSS, funcionando como filtro rejeita-faixa, podendo ser colocadas em paredes, janelas ou em outros locais [25].

2.7 – Síntese do Capítulo

Neste capítulo foram apresentadas as principais características de uma superfície seletiva em frequência levando em consideração diversos parâmetros. Dentre eles, os tipos de elementos que compõem uma estrutura periódica, assim como seu comportamento em frequência. Além disso, foram discutidas as formas e as dimensões destes elementos e apresentados os grupos aos quais pertencem alguns deles. Foram apresentados alguns métodos de sínteses aplicados a FSS existentes na literatura. Por fim, foram apresentadas algumas aplicações das superfícies seletivas em frequência.

Capítulo 3

Método do Circuito Equivalente

3.1 – Formulação de Marcuvitz

A modelagem do circuito equivalente para FSS requer recursos computacionais muito limitados quando comparados aos métodos de análise de onda completa e, portanto, é útil para prever com rapidez o desempenho das estruturas. A modelagem também proporciona uma visão física útil sobre o modo como funciona a FSS quando seus parâmetros são alterados.

O ponto de partida para o desenvolvimento de circuitos equivalentes para estruturas FSS é a representação do circuito de um arranjo infinito, de fitas condutoras paralelas, desenvolvida por Marcuvitz [26]. O desenvolvimento da formulação do arranjo das fitas para incidência TE é mostrado na Figura 3.1. As fitas metálicas têm uma espessura desprezível, uma largura, w , e periodicidade, p . A onda plana incide sobre as fitas com um ângulo ϕ .

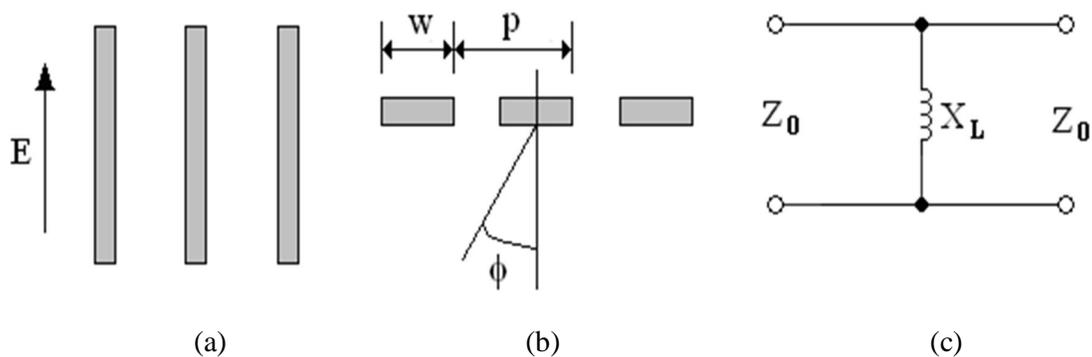


Figura 3.1 – Parâmetros para incidência TE: (a) Arranjo de fitas condutoras paralelas, (b) Ângulo de incidência e (c) Circuito equivalente.

A reatância indutiva equivalente é calculada como [27]:

$$\frac{X_L}{Z_0} = F(p, w, \lambda, \phi) = \frac{p \cos \phi}{\lambda} \left\{ \ln \left[\operatorname{cosec} \left(\frac{\pi w}{2p} \right) \right] + G(p, w, \lambda, \phi) \right\} \quad (3.1)$$

em que,

$$G(p, w, \lambda, \phi) = \frac{0,5(1 - \beta^2)^2 \left[\left(1 - \frac{\beta^2}{4}\right)(C_+ + C_-) + 4\beta^2 C_+ C_- \right]}{\left(1 - \frac{\beta^2}{4}\right) + \beta^2 \left(1 + \frac{\beta^2}{2} - \frac{\beta^4}{8}\right)(C_+ + C_-) + 2\beta^6 C_+ C_-} \quad (3.2)$$

$$C_{\pm} = \frac{1}{\sqrt{1 \pm \frac{2p \operatorname{sen} \phi}{\lambda} - \left(\frac{p \cos \phi}{\lambda}\right)^2}} - 1 \quad (3.3)$$

e λ é o comprimento de onda do espaço livre.

$$\beta = \operatorname{sen} \left(\frac{\pi w}{2p} \right) \quad (3.4)$$

Do mesmo modo, o circuito equivalente para a representação da incidência TM é mostrado na Figura 3.2. O vetor campo magnético incidente é paralelo às fitas metálicas e incide em um ângulo θ . As fitas têm periodicidade, p , e uma lacuna de espaçamento, g . A susceptância capacitiva é calculada por [27]:

$$\frac{B_C}{Z_0} = 4F(p, w, \lambda, \theta) = \frac{4p \cos \theta}{\lambda} \left\{ \ln \left[\operatorname{cosec} \left(\frac{\pi w}{2p} \right) \right] + G(p, w, \lambda, \theta) \right\} \quad (3.5)$$

A função $G(p, g, \lambda, \theta)$ pode ser calculada pela Equação (3.2), bastando substituir na Equação (3.3) ϕ por θ e na Equação (3.4) w por g .

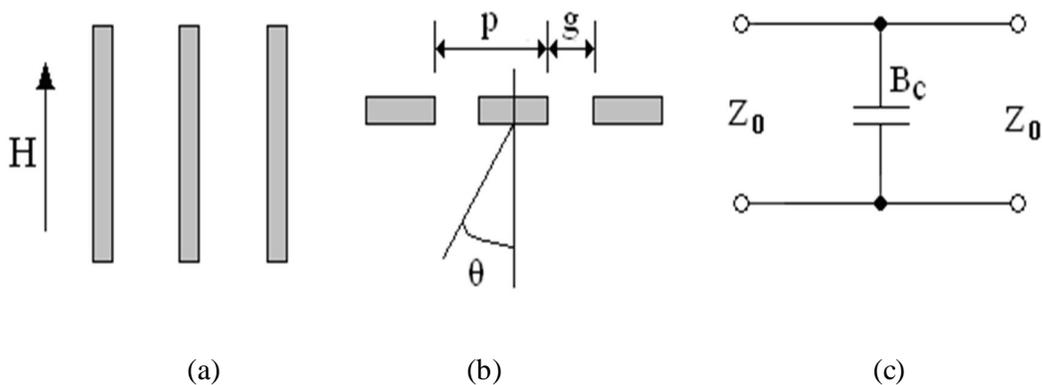


Figura 3.2 – Parâmetros para incidência TM: (a) Arranjo de fitas condutoras paralelas, (b) Ângulo de incidência e (c) Circuito equivalente.

As equações (3.1) a (3.5) são válidas para comprimentos de onda e ângulos de incidência θ no intervalo $p(1 + \sin\theta)/\lambda < 1$. Eles também são válidos apenas para ondas planas incidentes, TE ou TM e não podem ser usadas para modelar os efeitos da polarização cruzada em FSS [14].

3.2 – Espira Quadrada

Arranjos periódicos de espiras quadradas são interessantes para aplicações de superfícies seletivas em frequência em refletor dicróico de antenas. A técnica de modelagem para esse tipo de elemento é baseada nas equações dadas por Marcuvitz [26]. Estas equações são particularmente úteis para o projeto no qual o circuito equivalente pode ser facilmente modelado e as equações podem ser calculadas em computadores pessoais. O método tem algumas limitações, uma vez que é geralmente útil somente para a incidência normal de ondas planas e, sendo uma formulação escalar, não fornece qualquer informação sobre polarização cruzada.

As FSS com espiras quadradas podem ser representadas por um circuito equivalente com um componente indutivo em série com um componente capacitivo. Um arranjo de espira quadrada e seus parâmetros físicos são ilustrados na Figura 3.3 (a). Os parâmetros físicos da estrutura são a periodicidade do arranjo, p , a largura da fita da espira, w , e o lado da espira, d . A Figura 3.3 (b) ilustra o circuito equivalente desse arranjo [27], que é representado por uma reatância, X_L , e uma susceptância, B_C , Z_0 é a impedância no espaço livre.

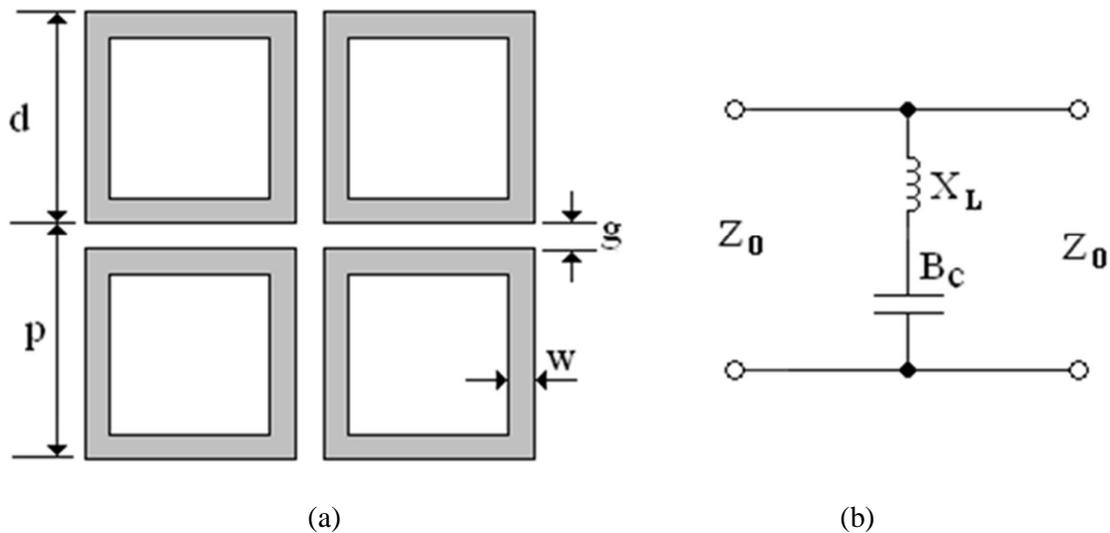


Figura 3.3 – Espiras quadradas: (a) Arranjo e parâmetros físicos e (b) Circuito equivalente.

Para o arranjo de espiras quadradas ilustrado na Figura 3.3 (a), a reatância X_L é dada por [27]:

$$\frac{X_L}{Z_0} = \frac{d}{p} F(p, 2w, \lambda, \phi) \quad (3.6)$$

em que a função $F(p, w, \lambda, \phi)$ foi fornecida na Equação (3.1).

A susceptância B_C é dada por [27]:

$$\frac{B_C}{Z_0} = 4 \frac{d}{p} F(p, g, \lambda, \theta) \quad (3.7)$$

em que g é o espaçamento entre as espiras ($g = p - d$). Pode-se ver que a impedância é reduzida por um fator d/p .

3.3 – Espira Quadrada com Grade

Arranjos periódicos de espiras quadradas com grades são úteis para suprimir harmônicas. A técnica de modelagem para esse tipo de elemento é similar àquelas vistas nas seções 3.1 e 3.2. A Figura 3.4 (a) ilustra o arranjo da FSS com espiras quadradas com grade e seus parâmetros físicos. Os parâmetros físicos da estrutura são a periodicidade do arranjo, p , a largura da fita da grade, w_1 , a largura da fita da espira, w_2 , o lado da espira, d e o espaçamento entre a espira e a grade, g . A Figura 3.4 (b) ilustra o circuito equivalente desse arranjo [28], [29].

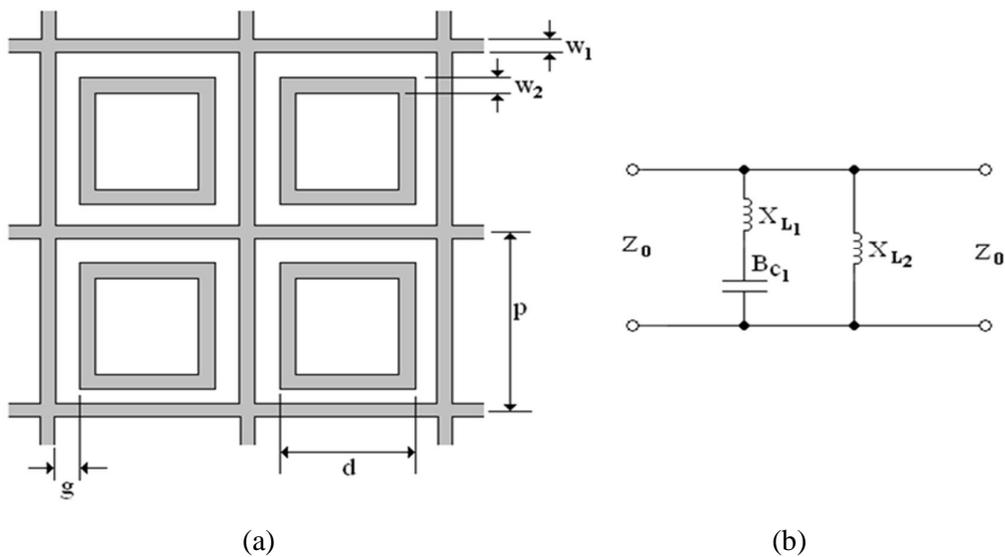


Figura 3.4 – Espiras quadradas com grade: (a) Arranjo e parâmetros físicos e (b) Circuito equivalente.

Para as espiras quadradas com grade ilustradas na Figura 3.4 (a), as reatâncias e a capacitância são dadas por [28], [29]:

$$\frac{X_{L_1}}{Z_0} = 2(X_{L_2} // X_{L_3}) \quad (3.8)$$

$$\frac{X_{L_2}}{Z_0} = F(p, w_1, \lambda, \phi) \quad (3.9)$$

$$\frac{X_{L_3}}{Z_0} = F(p, 2w_2, \lambda, \phi) \frac{d}{p} \quad (3.10)$$

$$\frac{B_{C_1}}{Z_0} = 2\varepsilon_r F(p, g, \lambda, \theta) \frac{d}{p} \quad (3.11)$$

3.4 – Espiras Quadradas Duplas

Arranjos periódicos de espiras quadradas duplas são úteis para a obtenção de superfícies seletivas em frequência com resposta do tipo *dual-band*. A técnica de modelagem para esse tipo de elemento é similar àquelas vistas nas seções 3.2 e 3.3. A Figura 3.5 (a) ilustra o arranjo da FSS com espiras quadradas duplas e seus parâmetros físicos. Os parâmetros físicos da estrutura são a periodicidade do arranjo, p , o lado da espira externa, d_1 , o lado da espira interna, d_2 , a largura da fita da espira externa, w_1 , a largura da fita da espira interna, w_2 , o espaçamento entre duas espiras externas, g_1 , e o espaçamento entre a espira interna e a espira externa, g_2 . A Figura 3.5 (b) ilustra o circuito equivalente desse arranjo [29], [30].

Podemos ver que o circuito equivalente possui quatro elementos reativos, $X_{L_{f1}}$, $B_{C_{f1}}$, $X_{L_{f2}}$ e $B_{C_{f2}}$, que são calculados como [29], [30]:

$$\frac{X_{L_{f1}}}{Z_0} = 2(X_{L_1} // X_{L_2}) \frac{d_1}{p} \quad (3.12)$$

$$\frac{B_{C_{f1}}}{Z_0} = 0,75 B_{C_1} \frac{d_1}{p} \quad (3.13)$$

$$\frac{X_{L_{f2}}}{Z_0} = X_{L_3} \frac{d_2}{p} \quad (3.14)$$

$$\frac{B_{C_{f2}}}{Z_0} = \left(\frac{B_{C_1} B_{C_2}}{B_{C_1} + B_{C_2}} \right) \frac{d_2}{p} \quad (3.15)$$

em que,

$$\frac{X_{L_1}}{Z_0} = F(p, w_1, \lambda, \phi) \quad (3.16)$$

$$\frac{X_{L_2}}{Z_0} = F(p, w_2, \lambda, \phi) \quad (3.17)$$

$$\frac{X_{L_3}}{Z_0} = F(p, 2w_2, \lambda, \phi) \quad (3.18)$$

$$\frac{B_{C_1}}{Z_0} = 4F(p, g_1, \lambda, \theta) \quad (3.19)$$

$$\frac{B_{C_2}}{Z_0} = 4F(p, g_2, \lambda, \theta) \quad (3.20)$$

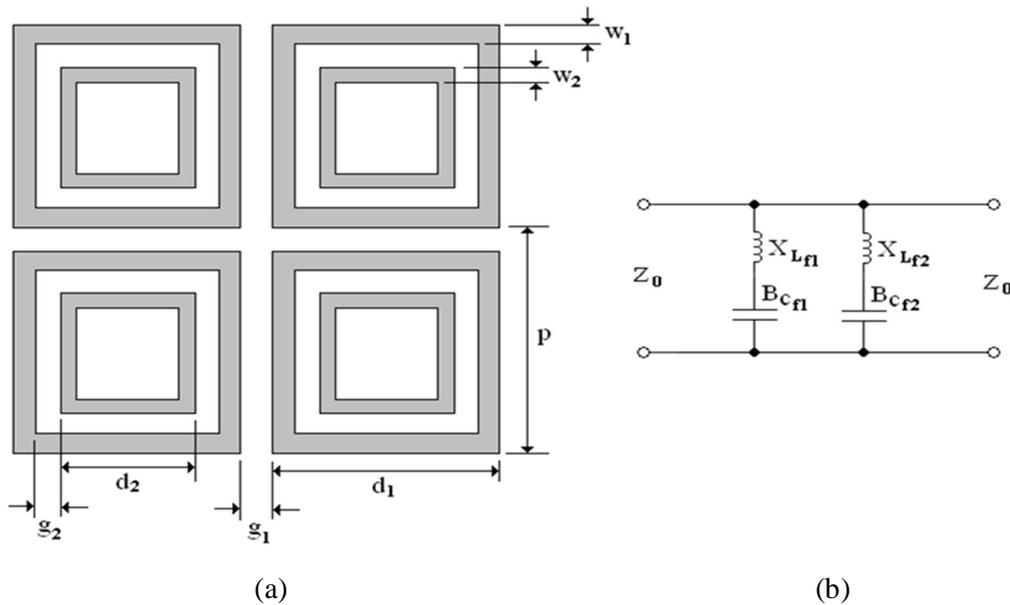
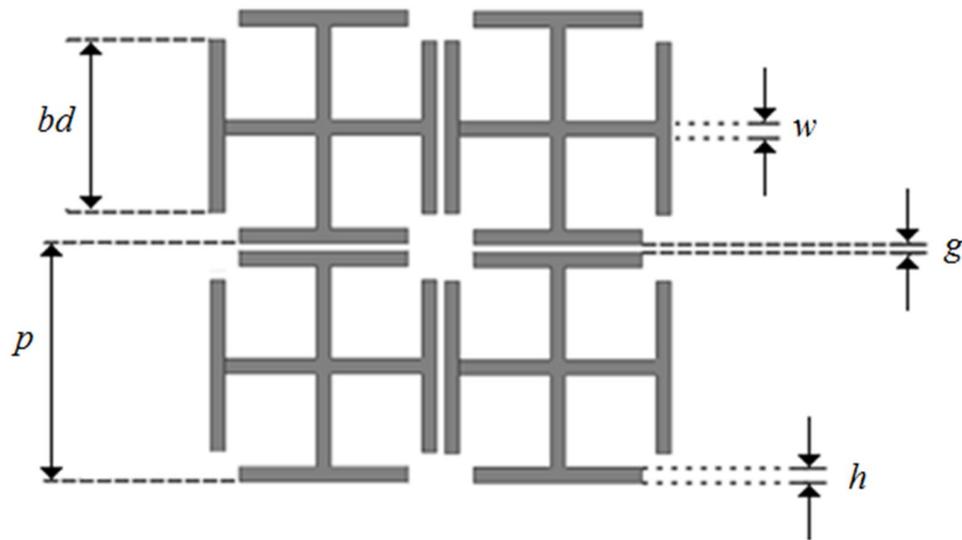


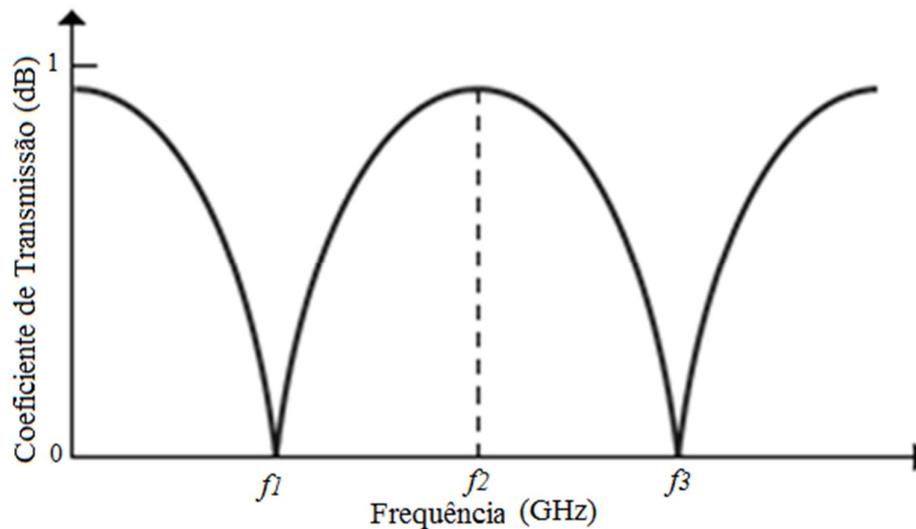
Figura 3.5 – Espiras quadradas duplas: (a) Arranjo e parâmetros físicos e (b) Circuito equivalente.

3.5 – Cruz de Jerusalém

Um arranjo da cruz de Jerusalém e sua resposta em frequência, para onda plana normalmente incidente, são ilustrados nas figuras 3.6 (a) e 3.6 (b), respectivamente. A Figura 3.6 (a) ilustra o arranjo da FSS com cruz de Jerusalém e seus parâmetros físicos. Os parâmetros físicos da estrutura são a periodicidade do arranjo, p , o braço externo do dipolo cruzado, bd , a largura da fita do braço externo do dipolo cruzado, h , a largura da fita do dipolo cruzado, w , e o espaçamento entre duas cruzes de Jerusalém, g [31].



(a)



(b)

Figura 3.6 – Estrutura FSS: (a) Arranjo com cruz de Jerusalém e (b) Resposta em frequência da estrutura.

Assumindo uma onda polarizada verticalmente, normalmente incidente à FSS, o circuito equivalente para a cruz de Jerusalém, consistindo de uma combinação de três circuitos LC ressonantes em série, em paralelo com uma capacitância, é ilustrado na Figura 3.7 [32].

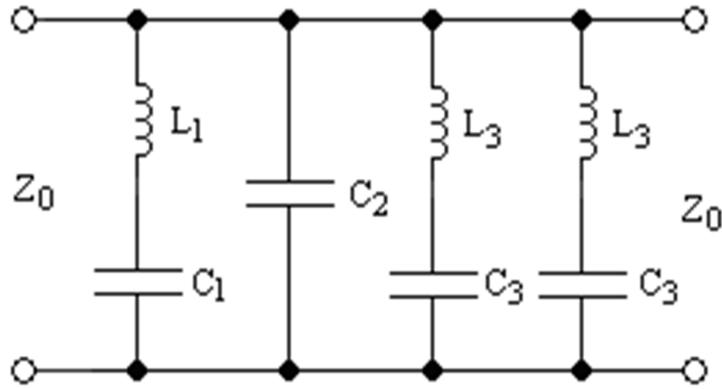


Figura 3.7 – Circuito equivalente para um arranjo com cruz de Jerusalém.

O valor de cada fita indutiva de largura w , contando a partir de L_1 , é calculado usando a Equação (3.1). A susceptância B_1 é calculada como a soma de duas susceptâncias B_g e B_d . A susceptância B_g é devido à capacitância entre os capacitores formados pelos braços horizontais dos dipolos cruzados, espaçados por g , reduzidos por um fator de d/p . Essa susceptância é calculada como:

$$B_g = \frac{4d}{p} F(p, g, \lambda) \quad (3.21)$$

A susceptância B_d é entre os capacitores formados pelos braços horizontais dos dipolos cruzados espaçados de $(p - d)$ e é calculada como:

$$B_d = \frac{4(2h + g)}{p} F(p, p - d, \lambda) \quad (3.22)$$

O valor de C_3 não é calculado utilizando a análise direta tal como descrito antes, mas a partir do pressuposto da ressonância de um dipolo com a frequência f_3 , assim, $\lambda_3 = d/0,49$, em que λ_3 é o comprimento de onda de ressonância. A partir do valor de λ_3 , C_3 é derivado a partir da equação do circuito ressonante em série como:

$$f_3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}} \quad (3.23)$$

A reatância indutiva X_{L3} é expressa como a soma de duas reatâncias X_{L4} e X_{L5} . A reatância indutiva X_{L4} , é dada por:

$$\frac{X_{L4}}{Z_0} = \frac{d}{p} F(p, 2h + g, \lambda_3, \theta) \quad (3.24)$$

A meia ressonância da capacitância final da extremidade da cruz é modificada pela presença do braço principal da cruz e a reatância X_{L5} descreve esta componente mútua, que é dada por:

$$\frac{X_{L_5}}{Z_0} = F(p/2, w, \lambda_3, \theta) \quad (3.25)$$

A componente restante do circuito equivalente é C_2 , que determina essencialmente a frequência da transmissão da banda f_2 . Ela é constituída pela soma de duas capacitâncias $C_4 + C_5$. A capacitância C_4 é a capacitância do dipolo vertical de largura $2h + g$ e é calculada da mesma maneira como C_3 descrita anteriormente. A capacitância C_5 representa a capacitância entre o braço horizontal principal e a capacitância extrema em paralelo e é dada pela susceptância B_5 como:

$$B_5 = \frac{4d}{p} F(p/2, t, \lambda_3, \theta) \quad (3.26)$$

em que $t = (p - w - g - 2h)/2$.

$$B_g = \frac{d}{p} F(p, w, \lambda) \quad (3.27)$$

3.6 – Dipolos Cruzados

As FSS com dipolos cruzados, assim como as espiras quadradas, podem ser representadas por um circuito equivalente com um componente indutivo em série com um componente capacitivo. Um arranjo de dipolos cruzados e seus parâmetros físicos são ilustrados na Figura 3.8(a). Os parâmetros físicos da estrutura são a periodicidade do arranjo, p , a largura da fita do dipolo cruzado, w , e o comprimento do dipolo cruzado, d . A Figura 3.8(b) ilustra o circuito equivalente desse arranjo, que é representado por uma reatância, X_L , e uma susceptância, B_C .

Para o arranjo de dipolos cruzados ilustrado na Figura 3.8 (a), a reatância X_L é dada por:

$$\frac{X_L}{Z_0} = \frac{d}{p} F(p, w, \lambda, \phi) \quad (3.28)$$

A susceptância B_C é dada por:

$$\frac{B_C}{Z_0} = 2 \frac{d}{p} F(p, g, \lambda, \theta) \quad (3.29)$$

em que g é o espaçamento entre os dipolos cruzados ($g = p - d$).

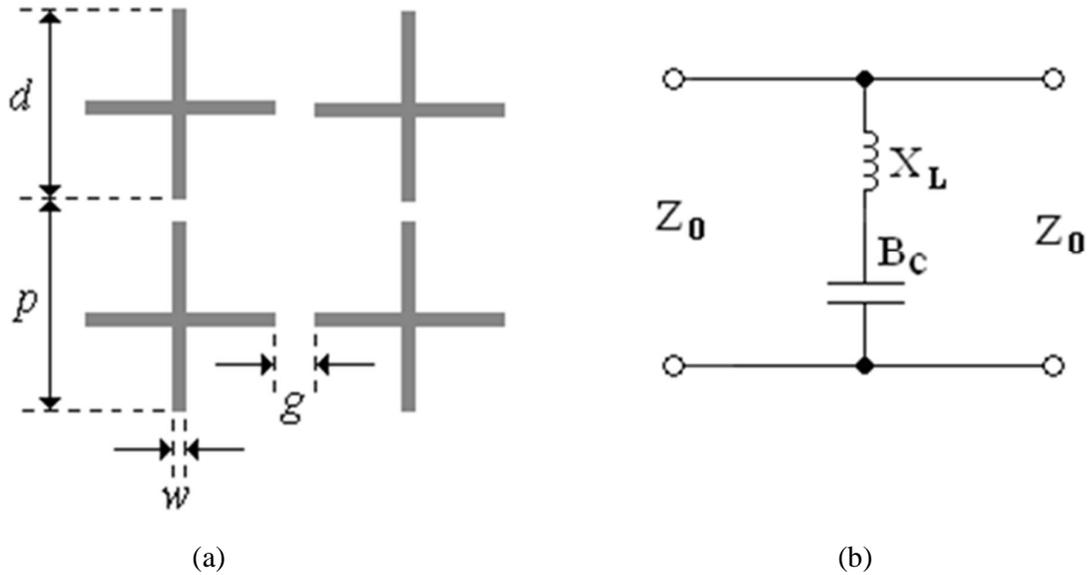


Figura 3.8 – Dipolos cruzados: (a) Arranjo e parâmetros físicos e (b) Circuito equivalente.

3.7 – Patch Quadrado

Um arranjo de *patches* quadrados e seus parâmetros físicos são ilustrados na Figura 3.9. Os parâmetros físicos da estrutura são a periodicidade do arranjo, p e o lado do *patch* quadrado, d .

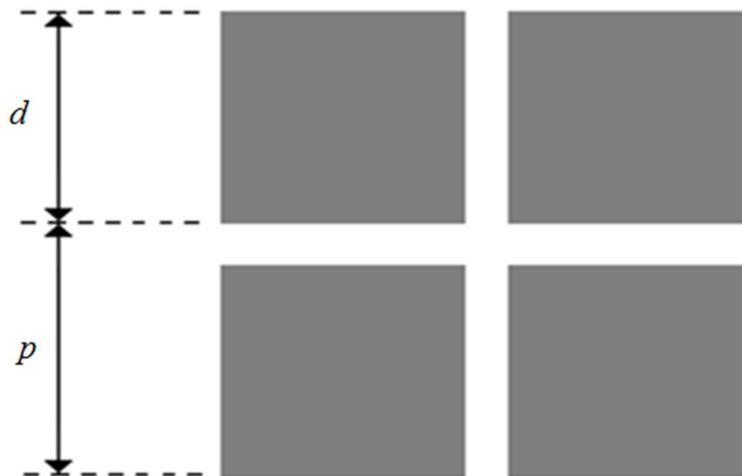


Figura 3.9 – Estrutura FSS com um arranjo de *patches* quadrados.

O circuito equivalente para o *patch* quadrado é o mesmo do dipolo cruzado ilustrado na Figura 3.8 (b) e o cálculo dos componentes é o mesmo das equações (3.28) e (3.29).

3.8 – Entendimento Físico dos Elementos

Para entender as características de transmissão e reflexão de uma estrutura periódica, será considerada uma FSS com elementos perfeitamente condutores do tipo dipolo cruzado. Uma onda incidente é completamente refletida quando o comprimento do dipolo cruzado aproxima-se de meio comprimento de onda. Este fenômeno pode ser explicado recorrendo-se à teoria de antenas [33]. De fato, quando uma onda plana incidente atinge o arranjo periódico, ela provoca uma oscilação dos elétrons do metal. Se uma grande quantidade de energia incidente é absorvida por estes elétrons, eles re-irradiam parte da energia anulando o campo incidente e, assim, ocorrendo uma baixa transmissão através da FSS. Além disso, os elétrons re-irradiam a energia na direção de reflexão fazendo com que a amplitude da onda refletida seja elevada.

Se apenas uma pequena parte da energia incidente é absorvida pelos elétrons, a amplitude da onda transmitida será elevada. A FSS pode ser vista como um arranjo de antenas e, similarmente a este arranjo, ela irradia energia em lóbulos secundários quando o período da FSS excede um comprimento de onda. Em geral, a transmissão através da FSS é uma função da frequência, isto é, os elétrons do metal irão absorver e re-irradiar alguns comprimentos de onda, com uma eficiência mais elevada do que outros. A forma da curva de transmissão depende da geometria da célula unitária da FSS.

Para entender melhor o significado físico dos valores de capacitância e indutância de diferentes elementos de FSS, os princípios da Eletrostática podem ser explorados. Para este objetivo, a capacitância estática de um capacitor ideal de placas paralelas com a área da placa, A , e uma separação entre as placas, d , ($C = \epsilon_0 \epsilon_r A/d$) e a indutância de dois fios paralelos com comprimento l , raio r e distância d ($L = l/\pi \ln(d/r)$) serão usados. Não se espera obter os valores reais dos parâmetros de tais expressões simples, mas pode-se prever como variações nos parâmetros geométricos influenciam os valores de capacitâncias e indutâncias.

As capacitâncias (C) e indutâncias (L) serão estudadas a partir de três exemplos analisados: o dipolo cruzado, a espira quadrada e o *patch* quadrado; suas dimensões físicas e os valores de L e C encontram-se resumidas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Dimensões e valores de capacitância e indutância para os três diferentes elementos analisados

Elemento	Dimensões (mm)			C (fF)	L (nH)
	<i>p</i>	<i>d</i>	<i>w</i>		
Patch Quadrado	10	7,50	--	179,19	0,16
Dipolo Cruzado	10	8,75	1,25	43,47	2,97
Espira Quadrada	10	8,75	0,625	54,95	4,18

Os coeficientes de transmissão de cada estrutura são apresentados na Figura 3.10. A frequência de ressonância maior foi a do *patch* quadrado (29,9 GHz). O dipolo cruzado teve uma ressonância em 13,8 GHz enquanto que a espira quadrada foi em 10,5 GHz. A partir da teoria de filtros [34] pode-se relacionar a frequência de ressonância com as capacitâncias e indutâncias a partir de:

$$fr = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.30)$$

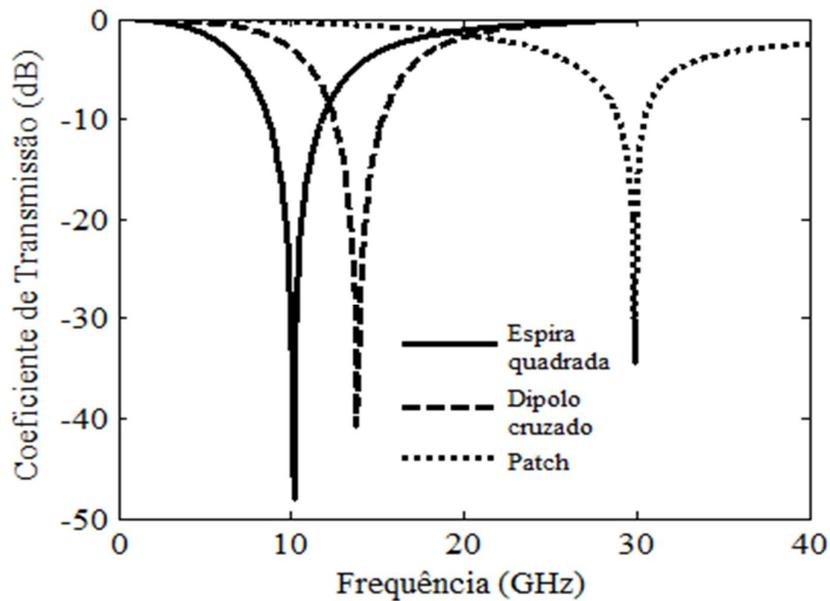


Figura 3.10 – Coeficiente de transmissão para as três geometrias consideradas.

Como pode ser visto na Figura 3.11, cada espira quadrada forma com suas adjacentes quatro capacitores e um indutor de largura $2w$. De maneira análoga, pode-se mostrar que tanto o dipolo cruzado quanto o *patch* quadrado formam dois capacitores e um indutor, de largura w e d , respectivamente. Assim, a capacitância do dipolo cruzado foi a de valor mais baixo, uma vez que o capacitor de placas paralelas formado pelos dois braços horizontais adjacentes teve

a menor área. A capacitância do *patch* foi maior do que a capacitância da espira quadrada, uma vez que para o caso em análise, as placas adjacentes do *patch* são muito maiores apesar de estarem mais afastadas. Argumentos analogamente intuitivos são válidos para a indutância. Quando a distância entre dois fios paralelos diminui, a indutância estática diminui também. No caso do *patch* quadrado, pode-se inferir que o valor da indutância foi muito baixo, uma vez que uma placa muito grande correspondeu a um fio desencapado com um raio grande.

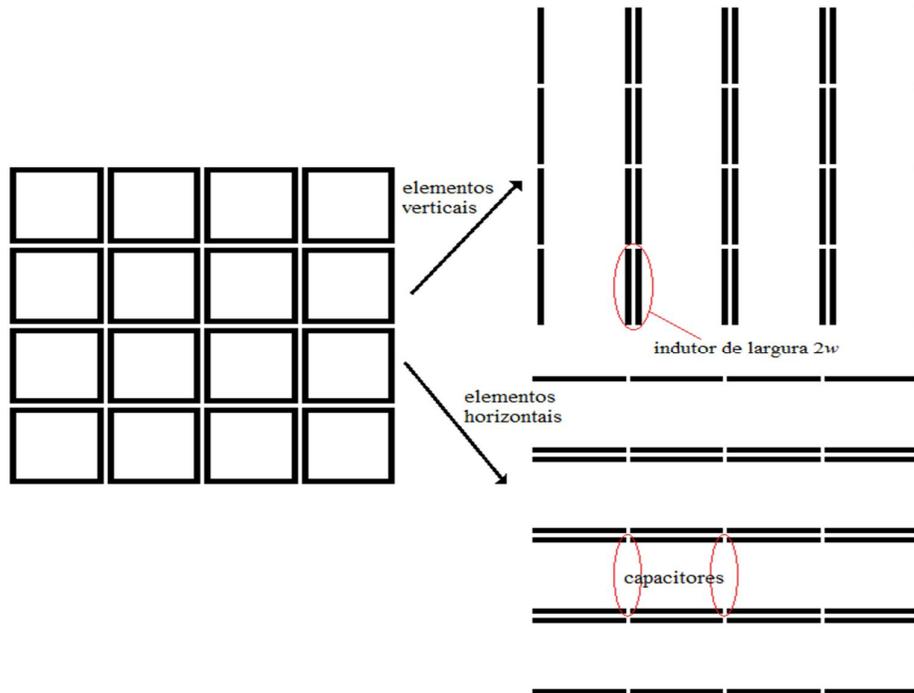


Figura 3.11 – Indutores e capacitores formados a partir de um arranjo de espiras quadradas.

3.9 – Efeito do Dielétrico

A impedância equivalente de uma superfície seletiva em frequência impressa sobre um substrato dielétrico é modificada na proporção da constante dielétrica e da espessura do dielétrico de suporte. Um aumento de espessura do substrato, mantendo a permissividade relativa fixa, leva a uma mudança gradual na frequência de ressonância da FSS para frequências mais baixas. A frequência de ressonância de uma FSS, na presença de um substrato dielétrico espesso é reduzida por um fator igual a $\sqrt{(\epsilon_r + 1)/2}$ [35]. Esta aproximação simplificada é também aceitável em regime quase estático ($p \ll \lambda$, em que p é a periodicidade do arranjo), uma vez que neste intervalo de frequência, o valor da impedância da FSS é elevado e puramente capacitivo e a multiplicação pela permissividade efetiva pouco

perturba o coeficiente de transmissão. Essa aproximação já não é aceitável se a estrutura periódica não pode ser considerada como sendo homogênea.

A presença de substratos dielétricos finos envolve um número relevante de modos de Floquet. Dado a complexidade do problema, uma fórmula fechada com base na função de Green não pode ser obtida. Em [35], os autores propuseram a derivação de uma fórmula simples de interpolação, a qual corresponde exatamente à variação da permissividade eficaz como uma função da espessura do dielétrico. Tal abordagem simplificada é útil tanto para compreender a física do problema, como também é um bom meio de alcançar uma estimativa preliminar de resposta da FSS impressa sobre um substrato. A expressão de interpolação que melhor ajustou o comportamento da permissividade elétrica efetiva como uma função da espessura do dielétrico foi obtida em [34] por manipulação gráfica de uma função que satisfaz as limitações mencionadas, isto é, a função exponencial. Portanto, a permissividade elétrica efetiva é dada por:

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_r + (\varepsilon_r - 1) \left(\frac{-1}{e^{Nx}} \right) \quad (3.31)$$

em que $x = 10h/p$, N é um fator exponencial, que leva em conta a inclinação da curva. Este parâmetro varia de acordo com a geometria do elemento usado na célula unitária da FSS, como uma função do fator de preenchimento da célula unitária e h é a espessura do dielétrico.

De acordo com [34], o aumento percentual de metal da célula unitária da FSS leva a uma diminuição do valor da permissividade elétrica efetiva e conseqüentemente, do valor de N . Para analisar o efeito do expoente N na obtenção de um ε_{eff} , são considerados três estudos de casos. As geometrias consideradas nos estudos de casos são: a espira quadrada, a cruz de Jerusalém e a espira quadrada dupla. Os casos são apresentados nas referências [27], [30] e [32], respectivamente.

O primeiro estudo de casos efetuado refere-se aos arranjos de espiras quadradas listados na Tabela 3.2 [27]. Em todos os arranjos o dielétrico utilizado foi o poliestileno com $\varepsilon_r = 2,6$ e espessura de 0,021 mm. As três primeiras colunas mostram as dimensões do arranjo. A quarta coluna mostra os valores medidos das frequências de ressonância, obtidos em [27]. Na quinta coluna têm-se os valores de N com os quais os resultados simulados convergiram para os valores medidos. Na sexta coluna têm-se os valores de fr obtidos para um N médio calculado a partir dos valores ótimos de N , para cada caso.

Tabela 3.2 – Espiras quadradas utilizadas no primeiro estudo de caso.

p (mm)	d (mm)	w (mm)	f_{r_medida} (GHz)	N	f_r (GHz) ($N_{médio} = 1,76$)
5,25	5,00	0,47	15,2	2,10	15,32
4,15	3,95	0,30	18,0	1,55	17,88
4,31	3,95	0,31	20,0	1,75	20,00
4,35	4,07	0,30	18,2	1,65	18,13
5,00	4,60	0,28	15,9	1,85	15,95
4,80	4,41	0,23	16,0	1,75	16,00
4,35	4,06	0,18	16,0	1,70	15,98

Na Tabela 3.3, são comparadas as frequências de ressonância obtidas para os valores ótimos de N com as frequências de ressonância obtidas com um valor médio de N ($N_{médio}$). Para efeito de comparação foram utilizados o erro quadrático médio (EQM) e o erro percentual (EP). Em todos os casos desta tabela nota-se que os erros obtidos entre as frequências de ressonância medidas e as simuladas são muito baixos, como pode ser observado nos arranjos 3 e 6 que obtiveram erros percentual e erro quadrático médio iguais a zero. Estes resultados estão dentro dos limites de tolerância, tornando assim os resultados aceitáveis para as características de transmissão de estruturas com essa geometria.

Tabela 3.3 – Tabela de erros para os arranjos das espiras quadradas.

<i>Arranjo</i>	<i>EQM</i>	<i>EP (%)</i>
1	0,0144	0,78
2	0,0144	0,67
3	0,0000	0,00
4	0,0049	0,38
5	0,0025	0,31
6	0,0000	0,00
7	0,0004	0,125

O segundo estudo de caso realizado refere-se aos arranjos de espiras quadradas duplas listados na Tabela 3.4 [30]. Em todos os arranjos o dielétrico utilizado foi o poliestileno com $\epsilon_r = 3$ e espessura de 0,027 mm. Nas cinco primeiras colunas da tabela estão representados os parâmetros físicos dos arranjos. Na sexta coluna estão listados os valores de N utilizados para se obter convergência das frequências de ressonância das FSS.

Tabela 3.4 – Espiras quadradas duplas utilizadas no segundo estudo de caso.

p (mm)	d_1 (mm)	d_2 (mm)	w_1 (mm)	w_2 (mm)	N
5,00	4,83	3,50	0,17	0,17	1,1
5,00	4,60	2,40	0,20	0,20	0,8
5,20	4,85	3,15	0,40	0,30	0,7
5,20	4,78	3,40	0,17	0,30	1,7
5,50	5,10	2,63	0,20	0,34	1,5

A principal característica de transmissão das espiras quadradas duplas é a resposta em frequência do tipo banda dupla (*dual band*). Nesta análise, não foi possível encontrar um valor para N com o qual se ajustasse, simultaneamente, as duas frequências de ressonância, fr_1 e fr_2 , apresentadas por este tipo de estrutura. Sendo assim, procurou-se ajustar apenas a primeira frequência de ressonância (fr_1) para os casos da Tabela 3.4. Contudo, observou-se que a segunda frequência de ressonância (fr_2) varia à medida que o valor de N é alterado, embora um valor exato deste parâmetro não tenha sido encontrado.

Na Tabela 3.5, estão listadas as frequências de ressonância referentes aos arranjos da Tabela 3.4, bem como os erros quadrático médio (*EQM*) e percentual (*EP*) obtidos para fins de comparação. Na terceira coluna estão ilustrados os valores medidos das frequências de ressonâncias. Na quarta coluna, têm-se os valores das frequências de ressonância simulados obtidos para um valor de N médio calculado a partir dos valores ótimos de N . Na quinta e sexta colunas, estão listados os erros quadrático médio e percentual, respectivamente, obtidos para cada caso.

Nesta análise, nota-se que os valores dos erros percentuais obtidos, na maioria dos casos, são maiores do que 1%, sobretudo para a segunda frequência de ressonância em que se observa as maiores diferenças entre os valores medidos e simulados, com exceção do arranjo 4 que apresentou um erro percentual de apenas 0,67%. Em contrapartida, a primeira ressonância deste arranjo atingiu o maior erro percentual em relação aos demais casos de fr_1 . Com relação aos demais valores de fr_1 nota-se que, mesmo apresentando erros percentuais maiores do que 1%, os resultados obtidos apresentam boa concordância com os valores experimentais de [30].

Tabela 3.5 – Tabela de erros e frequências de ressonância dos arranjos de espiras quadradas duplas utilizados no segundo estudo de caso.

Arranjo	Ressonâncias	f_{r_medida} (GHz)	f_r (GHz) ($N_{médio} = 1,16$)	EQM	EP (%)
1	f_{r1}	11,5	11,50	0,00	0,00
	f_{r2}	24,1	24,35	0,0625	1,02
2	f_{r1}	14,9	14,65	0,0625	1,02
	f_{r2}	41,0	39,35	2,7225	4,02
3	f_{r1}	15,1	14,80	0,09	1,98
	f_{r2}	31,8	30,65	1,3225	3,61
4	f_{r1}	14,1	14,45	0,1225	2,42
	f_{r2}	29,9	29,70	0,04	0,67
5	f_{r1}	13,3	13,45	0,0225	1,12
	f_{r2}	41,0	38,45	6,5025	6,22

O terceiro estudo de caso realizado refere-se aos arranjos de FSS com cruz de Jerusalém representados na Tabela 3.6 [32]. Para todos os arranjos desta tabela, o substrato dielétrico utilizado foi o poliestileno com $\epsilon_r = 2,6$ e espessura de 0,021 mm. As cinco primeiras colunas representam os parâmetros físicos dos arranjos utilizados. Na sexta coluna estão representados os valores de N com os quais os resultados simulados convergiram para os valores medidos das frequências de ressonância.

Tabela 3.6 – Arranjos de cruz de Jerusalém utilizados no terceiro estudo de caso.

p (mm)	d (mm)	w (mm)	h (mm)	g (mm)	N
5,82	4,05	0,80	0,40	0,30	1,9
5,82	4,60	0,80	0,42	0,27	2,0
6,50	4,95	0,90	0,30	0,21	1,0
5,84	4,50	1,42	0,32	0,38	1,4
6,30	4,80	1,18	0,39	0,41	2,0
5,98	1,18	4,60	0,42	0,38	2,6

Assim como a estrutura anterior, a cruz de Jerusalém também apresenta características de frequência do tipo banda dupla. Neste caso, observou-se que à medida que os valores de N são alterados apenas a primeira frequência de ressonância (f_{r1}) sofre alterações, enquanto que

a segunda (f_{r2}), permanece inalterada para qualquer N . Assim como ocorreu com a espira quadrada dupla, não foi possível obter um valor para N que ajustasse, simultaneamente, as duas frequências de ressonância dos arranjos listados na Tabela 3.6.

Na Tabela 3.7, estão listadas as frequências de ressonância referentes aos arranjos da Tabela 3.6, além dos erros quadrático médio (EQM) e percentual (EP) obtidos para fins comparativos. Na terceira coluna estão ilustrados os valores medidos das frequências de ressonâncias obtidos em [32]. Na quarta coluna, têm-se os valores das frequências de ressonância simulados obtidos para um valor médio de N calculado a partir dos valores ótimos de N . Na quinta e sexta colunas, estão listados os erros quadrático médio e percentual, respectivamente, obtidos para cada caso.

Tabela 3.7 – Tabela de erros e frequências de ressonância dos arranjos de cruz de Jerusalém utilizados no terceiro estudo de caso.

Arranjo	Ressonâncias	f_{r_medida} (GHz)	f_r (GHz) ($N_{médio} = 1,81$)	EQM	EP (%)
1	f_{r1}	14,10	14,10	0,00	0,00
	f_{r2}	41,50	39,40	4,41	5,06
2	f_{r1}	12,80	12,90	0,01	0,77
	f_{r2}	38,30	35,20	9,61	8,80
3	f_{r1}	11,60	11,40	0,04	1,72
	f_{r2}	33,65	32,10	2,4025	4,60
4	f_{r1}	17,25	17,10	0,0225	0,87
	f_{r2}	43,00	40,30	7,29	6,28
5	f_{r1}	14,30	14,30	0,00	0,00
	f_{r2}	38,30	36,20	4,41	5,48
6	f_{r1}	14,90	15,20	0,09	1,97
	f_{r2}	40,10	38,00	4,41	5,23

Nesta análise, notou-se que os valores dos erros percentuais obtidos para a primeira frequência de ressonância (f_{r1}), na maioria dos casos, foram menores do que 1%, e, conseqüentemente, os valores alcançados para os erros quadráticos médios ficaram próximos de zero, exceto para os arranjos 1 e 5 que atingiram o valor zero. Com relação à segunda frequência de ressonância (f_{r2}), os resultados obtidos apresentaram valores altos, tanto para os erros percentuais quanto para os erros quadráticos médios ultrapassando 5% na maioria dos

casos, com exceção do arranjo 3, que atingiu erro percentual igual a 4,6% e, conseqüentemente, os erros quadráticos médios obtidos também apresentaram valores altos.

3.10 – Resultados Obtidos com o Método do Circuito Equivalente

Nesta seção são feitas comparações entre resultados encontrados na literatura e resultados obtidos com o método do circuito equivalente. Essas comparações são feitas para validação da análise efetuada. Diversas comparações são realizadas para as diferentes geometrias consideradas nesta tese. As estruturas analisadas nesse capítulo apresentam comportamento de filtros do tipo rejeita-faixa. Algumas geometrias apresentam resposta do com uma banda de operação (*single band*) e outras apresentam resposta com duas bandas de operação (*dual band*). Dessa forma, os parâmetros utilizados para fins comparativos serão a largura de banda em -10 dB e a frequência de ressonância de cada banda.

A primeira comparação é para a espira quadrada e é ilustrada na Figura 3.12. A comparação é feita com resultados medidos apresentados em [20]. As dimensões consideradas na análise foram: $p = 14$ mm, $d = 9,5$ mm e $w = 1,6$ mm. O dielétrico utilizado foi o FR-4, com $\epsilon_r = 4,4$ e espessura (h) de 1,6 mm. Uma melhor convergência foi observada para $N = 1,3$. Para os resultados medidos em [20], a estrutura apresentou uma largura de banda de 2 GHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 8,79 GHz. Os resultados obtidos com o método do circuito equivalente apresentaram uma largura de banda de 2,10 GHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 8,85 GHz. Uma boa concordância é observada entre os resultados.

A segunda comparação é para a espira quadrada com grade. A comparação é feita com resultados medidos apresentados em [29]. As dimensões da estrutura foram: $p = 27$ mm, $d = 21,8$ mm, $g = 2,5$ mm, $w_1 = 0,2$ mm, $w_2 = 3,5$ mm. Foi utilizado um dielétrico com $\epsilon_r = 3$ e espessura de 0,1 mm. Uma melhor convergência foi observada para $N = 1,3$. Para os resultados medidos em [29], a estrutura apresentou uma largura de banda de 1,35 GHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 4,98 GHz. Os resultados obtidos com o método do circuito equivalente apresentaram uma largura de banda de 1,15 GHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 4,98 GHz. Uma boa concordância é observada entre as frequências de ressonância obtidas. Entretanto, para a largura de banda a concordância não foi tão boa. Isso pode se dever a oscilações na medição, pois se percebe que há certa oscilação no comportamento da curva medida. Os resultados comparados estão representados na Figura 3.13.

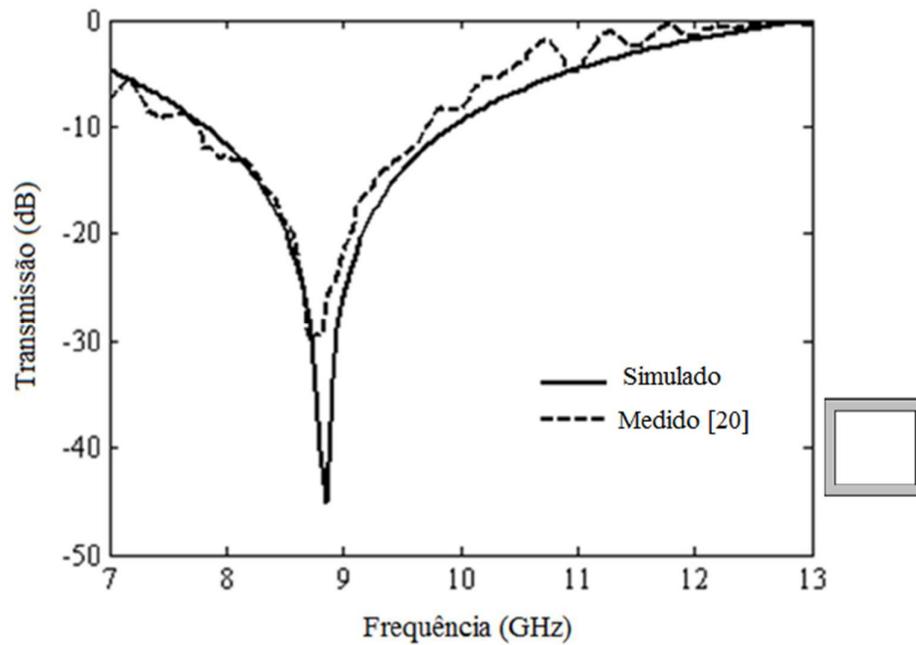


Figura 3.12 – Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [20], para uma espira quadrada.

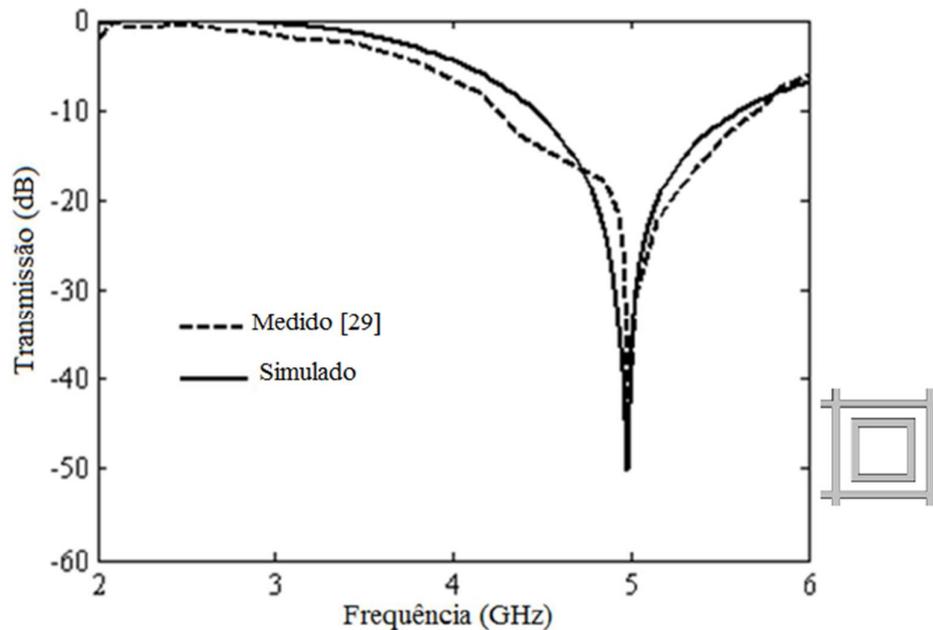


Figura 3.13 – Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [29], para uma espira quadrada com grade.

Mais uma comparação para a espira quadrada com grade é ilustrada na Figura 3.14. A comparação é feita com resultados medidos apresentados em [27]. As dimensões da estrutura foram: $p = 5,05$ mm, $d = 3,7$ mm, $g = 0,6$ mm, $w_1 = 0,15$ mm, $w_2 = 0,15$ mm. Foi utilizado um

dielétrico com $\epsilon_r = 2,6$ e espessura de 0,027 mm. Uma melhor convergência foi observada para $N = 1,3$. Para os resultados medidos em [27], a estrutura apresentou uma largura de banda de 3,6 GHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 23,55 GHz. Os resultados obtidos com o método do circuito equivalente apresentaram uma largura de banda de 3,45 GHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 23,13 GHz. Uma concordância muito boa é observada entre os resultados obtidos.

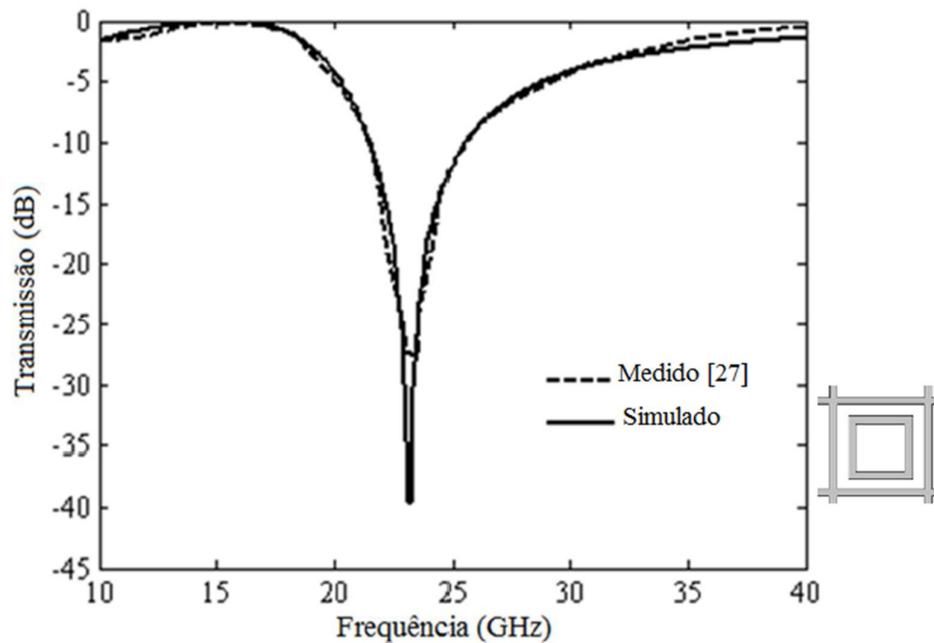


Figura 3.14 – Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [27], para uma espira quadrada com grade.

A Figura 3.15 ilustra uma comparação para a espira quadrada dupla. A comparação é feita com resultados medidos apresentados em [29]. As dimensões da estrutura foram: $p = 25,4$ mm, $d_1 = 16,4$ mm, $d_2 = 11$ mm, $w_1 = 0,2$ mm, $w_2 = 0,2$ mm. Foi utilizado um dielétrico com $\epsilon_r = 2,2$ e espessura de 0,1 mm. Uma melhor convergência foi observada para $N = 13,5$. Como se pode ver na Figura 3.15, a espira quadrada dupla apresenta duas bandas de ressonância. Para os resultados medidos em [36], para a primeira faixa de rejeição, a estrutura apresentou uma largura de banda de 340 MHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 4,58 GHz. Para a segunda faixa de rejeição, a estrutura apresentou uma largura de banda de 600 MHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 7,52 GHz. Para os resultados obtidos com o método do circuito equivalente, para a primeira faixa de rejeição, a estrutura apresentou uma largura de banda de 600 MHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 4,90 GHz. Para a segunda faixa de rejeição, a estrutura

apresentou uma largura de banda de 800 MHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 7,40 GHz. Assim com os resultados apresentados na Figura 3.15, uma boa concordância é observada entre as frequências de ressonância obtidas. Entretanto, para a largura de banda a concordância não foi tão boa. Mais uma vez, podem ser notadas oscilações na medição.

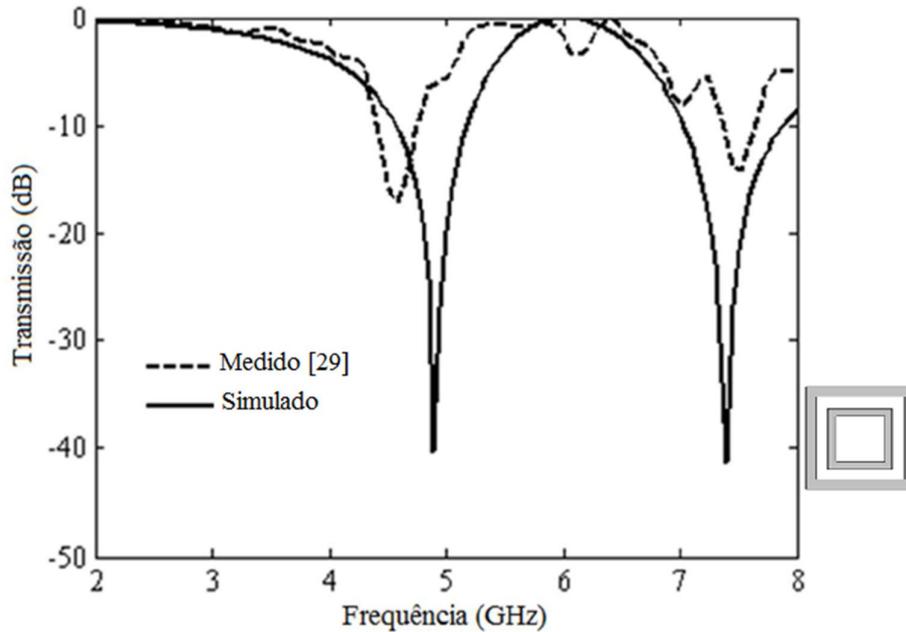


Figura 3.15 – Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [29], para uma espira quadrada dupla.

A Figura 3.16 ilustra outra comparação para a espira quadrada dupla. A comparação é feita com resultados medidos apresentados em [27]. As dimensões da estrutura foram: $p = 5$ mm, $d_1 = 4,5$ mm, $d_2 = 2,9$ mm, $w_1 = 0,15$ mm, $w_2 = 0,15$ mm. Foi utilizado um dielétrico com $\epsilon_r = 2,6$ e espessura de 0,027 mm. Uma melhor convergência foi observada para $N = 1,45$. Para os resultados medidos em [27], para a primeira faixa de rejeição, a estrutura apresentou uma largura de banda de 3,35 GHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 15,29 GHz. Para a segunda faixa de rejeição, a estrutura apresentou uma largura de banda de 5,9 GHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 31,47 GHz. Para os resultados obtidos com o método do circuito equivalente, para a primeira faixa de rejeição, a estrutura apresentou uma largura de banda de 3,4 GHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 15,25 GHz. Para a segunda faixa de rejeição, a estrutura apresentou uma largura de banda de 5,6 GHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 32 GHz. Uma concordância muito boa é observada entre os resultados obtidos.

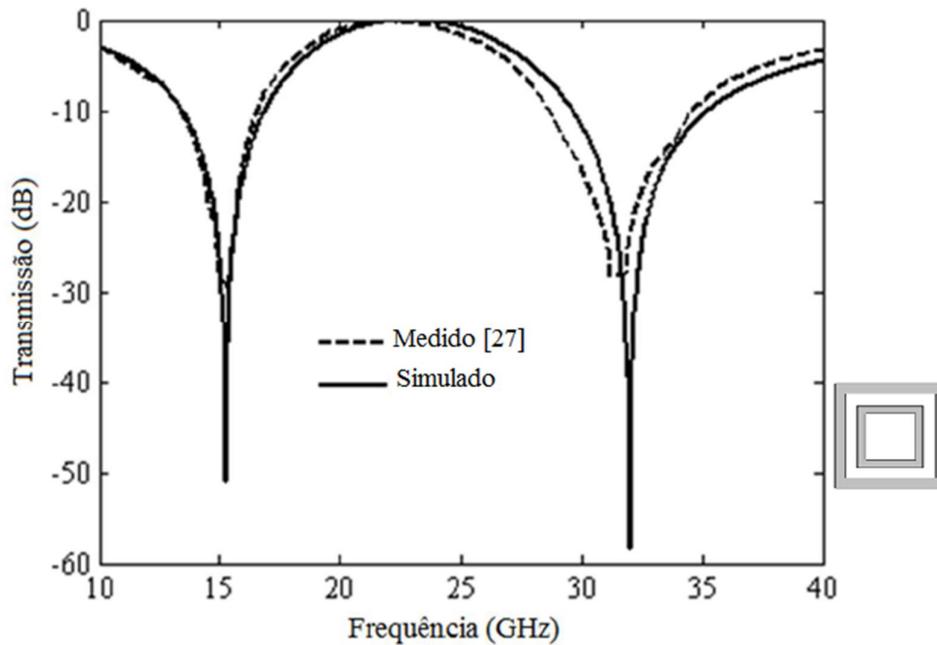


Figura 3.16 – Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [27], para uma espira quadrada dupla.

A Figura 3.17 ilustra uma comparação para a cruz de Jerusalém. A comparação é feita com resultados medidos apresentados em [32]. As dimensões da estrutura foram: $p = 6,5$ mm, $d = 4,95$ mm, $w = 0,9$ mm, $h = 0,15$ mm, $g = 0,21$ mm. Foi utilizado um dielétrico com $\epsilon_r = 2,6$ e espessura de 0,021 mm. Uma melhor convergência foi observada para $N = 2,4$. Os resultados medidos em [32] não permitem uma análise da largura de banda devido a limitações no *setup* de medição. Por isso, para esse caso específico, analisaremos apenas as frequências de ressonância. A primeira faixa de rejeição apresentou uma frequência de ressonância de 11,62 GHz e a segunda faixa de rejeição apresentou uma frequência de ressonância de 33,82 GHz. Para os resultados obtidos com o método do circuito equivalente, a primeira faixa de rejeição apresentou uma frequência de ressonância de 11,2 GHz e a segunda faixa de rejeição apresentou uma frequência de ressonância de 32,1 GHz. Uma concordância muito boa é observada entre os resultados obtidos.

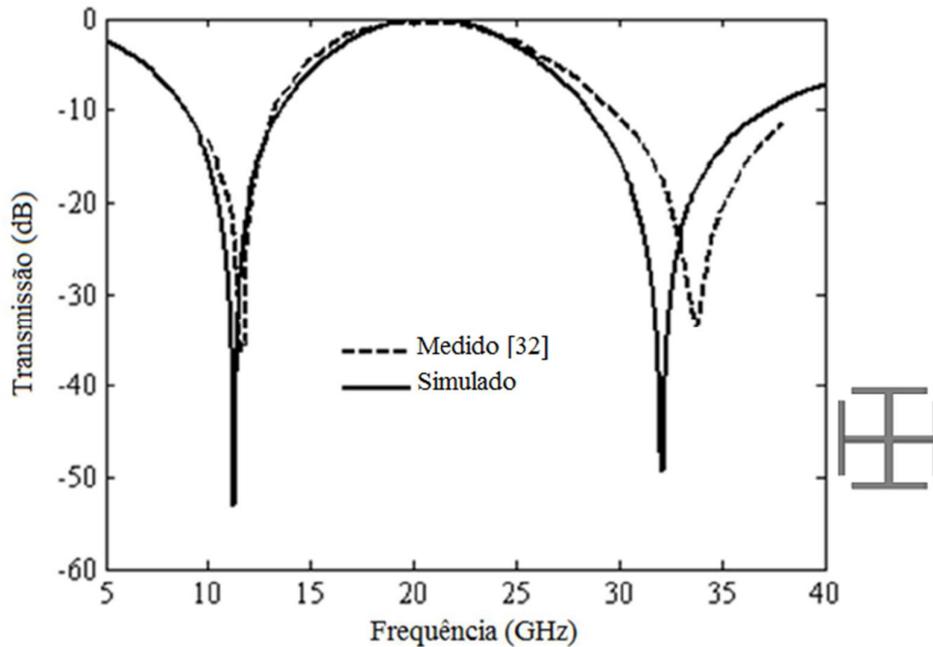


Figura 3.17 – Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [32], para cruz de Jerusalém.

A Figura 3.18 ilustra outra comparação para a cruz de Jerusalém. A comparação é feita com resultados medidos apresentados em [36]. As dimensões da estrutura foram: $p = 21,08$, mm, $d = 11,3$ mm, $w = 2,5$ mm, $h = 2,5$ mm, $g = 0,74$ mm. Foi utilizado um dielétrico com $\epsilon_r = 2,5$ e espessura de 0,076 mm. Nesse caso, foi considerada uma incidência oblíqua com $\theta = 5^\circ$. Uma melhor convergência foi observada para $N = 1,3$. Para os resultados medidos em [36], para a primeira faixa de rejeição, a estrutura apresentou uma largura de banda de 1,1 GHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 3,73 GHz. Para a segunda faixa de rejeição, a estrutura apresentou uma largura de banda de 2,8 GHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 13,44 GHz. Para os resultados obtidos com o método do circuito equivalente, para a primeira faixa de rejeição, a estrutura apresentou uma largura de banda de 1,3 GHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 4,05 GHz. Para a segunda faixa de rejeição, a estrutura apresentou uma largura de banda de 3,3 GHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 13,45 GHz. Uma concordância satisfatória é observada entre os resultados obtidos.

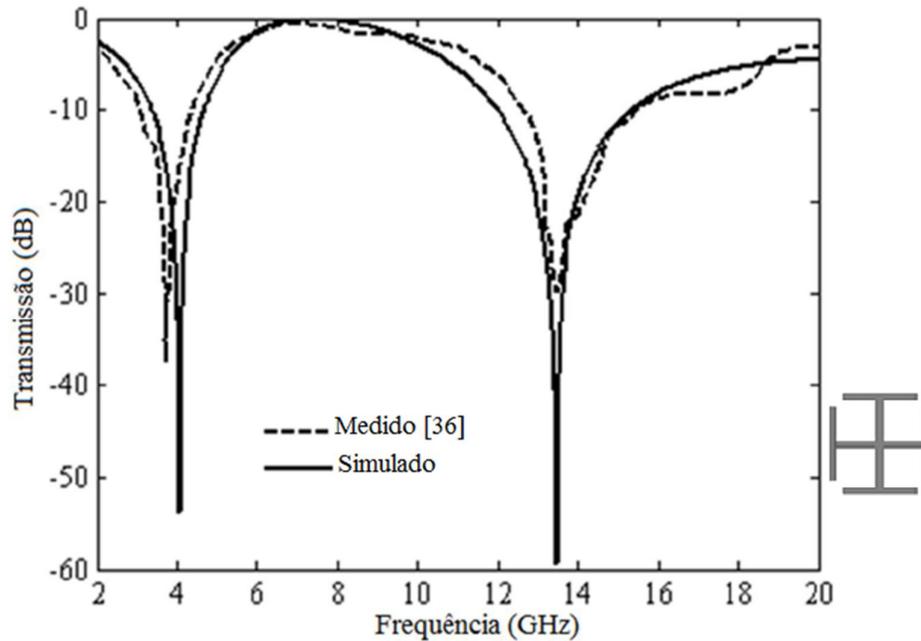


Figura 3.18 – Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [36], para cruz de Jerusalém.

A Figura 3.19 ilustra a comparação entre os resultados medidos apresentados em [37] e os simulados com o MCE para o dipolo cruzado. As dimensões da estrutura foram: $p = 15$ mm, $d = 10$ mm, $w = 1$ mm. Foi utilizado um dielétrico com $\epsilon_r = 3,05$ e espessura de 0,6 mm. Uma melhor convergência foi observada para $N = 2,1$. Para os resultados medidos em [37], a estrutura apresentou uma largura de banda de 600 MHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 10,38 GHz. Os resultados obtidos com o método do circuito equivalente apresentaram uma largura de banda de 1,21 GHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 10,4 GHz. Uma boa concordância é observada entre as frequências de ressonância obtidas. Entretanto, para a largura de banda a concordância não foi tão boa. Isso pode se dever ao modelo obtido para o dipolo cruzado.

A Figura 3.20 ilustra mais uma comparação para o dipolo cruzado. A comparação é feita entre os resultados medidos apresentados em [38] e os simulados com o MCE. As dimensões da estrutura foram: $p = 28,57$, mm, $d = 20,58$ mm, $w = 3,83$ mm. Foi utilizado um dielétrico com $\epsilon_r = 4,4$ e espessura de 1,6 mm. Uma melhor convergência foi observada para $N = 0,8$. Para os resultados medidos em [38], a estrutura apresentou uma largura de banda de 750 MHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 5,34 GHz. Os resultados obtidos com o método do circuito equivalente apresentaram uma largura de banda de 750 MHz, aproximadamente, e uma frequência de ressonância de 5,35 GHz. Uma concordância

muito boa é observada entre os resultados o que mostra que a hipótese de um modelo mal elaborado para essa geometria pode não ser a razão da diferença entre as larguras de banda da estrutura da Figura 3.19.

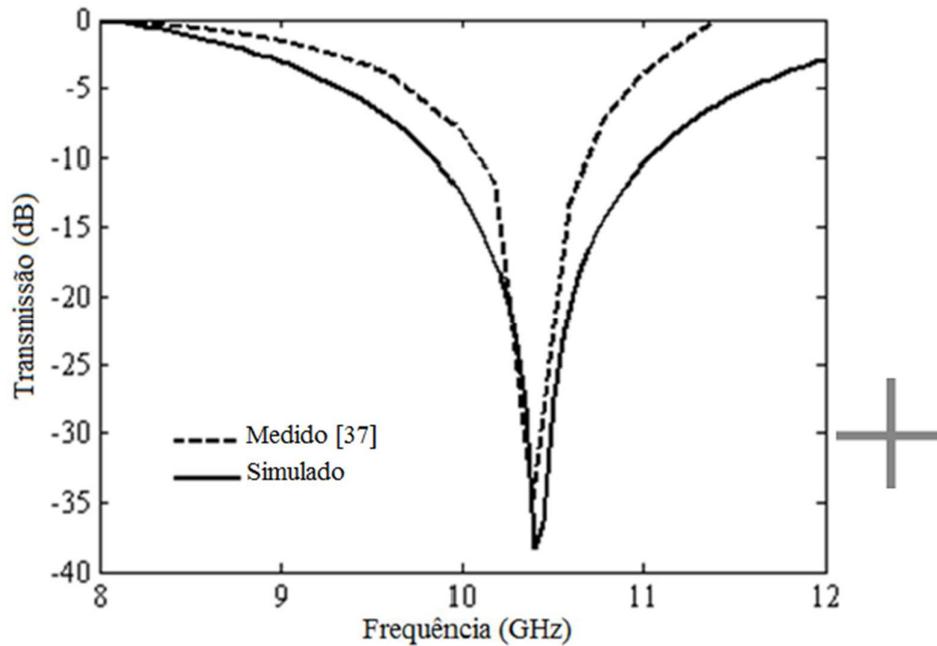


Figura 3.19 – Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [37], para um dipolo cruzado.

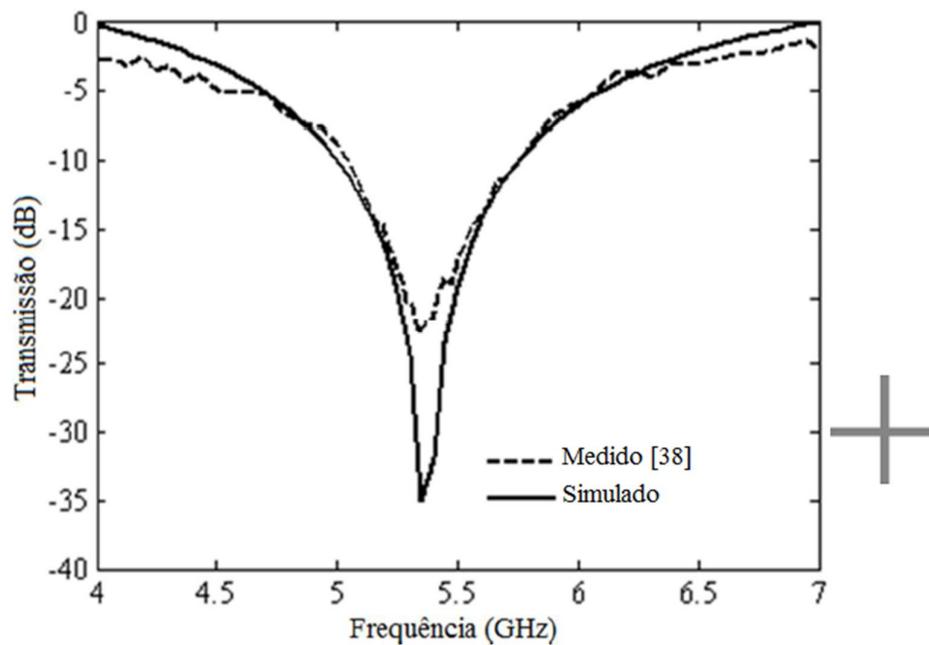


Figura 3.20 – Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [38], para um dipolo cruzado.

A Figura 3.21 ilustra a comparação entre os resultados medidos apresentados em [39] e os simulados com o MCE para o *patch* retangular. As dimensões da estrutura foram: $p = 18,0$ mm, $d = 12$ mm, $w = 2$ mm. Foi utilizado um dielétrico com $\epsilon_r = 4,4$ e espessura de 1,6 mm. Uma melhor convergência foi observada para $N = 1,6$. Para os resultados medidos em [39], a estrutura apresentou uma frequência de ressonância de 7,8 GHz. Os resultados obtidos com o método do circuito equivalente apresentaram uma frequência de ressonância idêntica. Uma excelente concordância é observada entre as frequências de ressonância obtidas. Entretanto, devido a uma limitação no *setup* de medição não é possível determinar a largura de banda, mas pode-se observar que não há concordância, o que mostra que o modelo deve sofrer modificações.

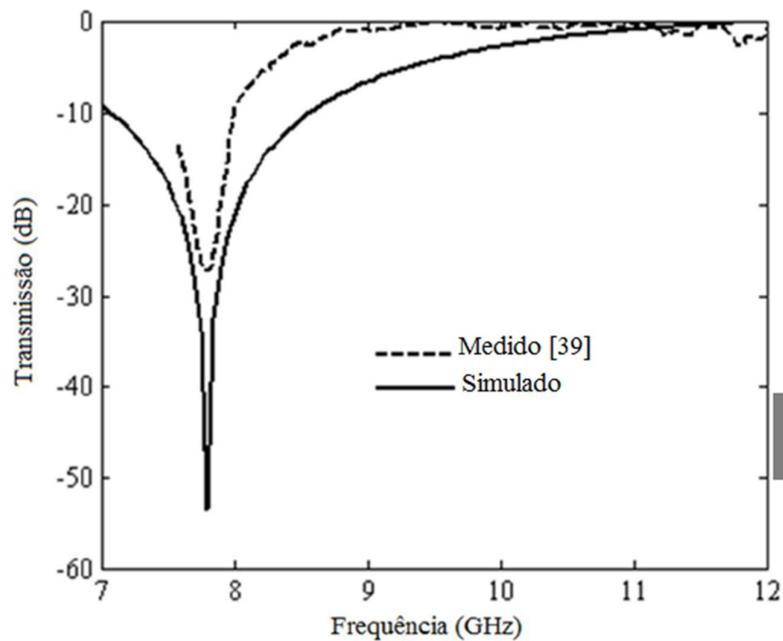


Figura 3.21 – Comparação entre resultados obtidos com o MCE e medidos apresentados em [39], para um *patch* retangular.

3.11 – Síntese do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os principais conceitos relacionados ao método de análise de superfícies seletivas em frequência, o Método do Circuito Equivalente. Foram analisadas diversas geometrias que podem ser usadas em projetos de FSS. Foi apresentado um entendimento físico dos elementos comparando-se três geometrias, que mostraram como elas afetam os componentes do circuito equivalente, variando seus parâmetros de operação. Bem como um estudo sobre o efeito do dielétrico foi efetuado para melhor esclarecer como a

permissividade elétrica relativa e a espessura do dielétrico afetam o comportamento de uma superfície seletiva em frequência. Foram comparados resultados obtidos com o método do circuito equivalente e resultados experimentais obtidos na literatura para as geometrias modeladas neste Capítulo. Os resultados mostraram que o método do circuito equivalente permite a obtenção de resultados com boa precisão. Entretanto, a variação de um valor ótimo para N mostra que um estudo detalhado sobre esse parâmetro precisa ser desenvolvido. De todas as geometrias analisadas, as únicas que apresentaram discordância com resultados da literatura foram o dipolo cruzado e o *patch* retangular. Para essas geometrias, os parâmetros X e B ou o próprio circuito precisam ser revistos.

Capítulo 4

Algoritmos Genéticos

4.1 – Introdução

Os algoritmos evolucionários são algoritmos de otimização, de base populacional, inspirados nos mecanismos biológicos e na teoria da evolução, proposta por Charles Darwin em 1859, com a finalidade de refinar um conjunto de soluções de forma iterativa. Estes algoritmos mantêm uma população de estrutura, denominada de indivíduos ou cromossomos, com comportamento semelhante ao da evolução das espécies. Nestas estruturas são aplicados operadores genéticos como recombinação e mutação. A partir daí, cada indivíduo passa por uma avaliação, que é a etapa de quantificação de sua qualidade como solução de um problema e, baseando-se nesta avaliação, são aplicados os operadores genéticos de forma a simular a sobrevivência do indivíduo mais apto. Os algoritmos evolucionários propostos na literatura dividem-se em vários tipos, dentre eles as estratégias evolucionárias, programação evolutiva e os algoritmos genéticos [40]. Dos algoritmos evolucionários anteriormente citados, apenas os algoritmos genéticos serão utilizados como ferramenta de otimização das estruturas analisadas neste trabalho.

A ideia de algoritmos genéticos (AG) foi descrita por John Holland e publicada em seu livro “*Adaptation in natural and artificial systems*” em 1975, no qual propôs um AG como um método heurístico baseado na sobrevivência do mais apto, sendo o AG descoberto como uma ferramenta útil para busca e otimização de problemas. A eficácia do método desenvolvido por Holland se deu pelo fato de ele não ter considerado apenas o efeito de mutações (que raramente melhoram o algoritmo), mas também utilizou recombinação genética ou *crossover*, que permite encontrar soluções capazes de melhorar significativamente o algoritmo ou até mesmo, encontrar uma solução ideal [41].

Por se basearem nos mecanismos de seleção natural e genética, um AG apresenta suas informações codificadas nos cromossomos ou genomas. A reprodução, que é equivalente à reprodução sexuada, é responsável pela evolução da população enquanto que a mutação se encarrega de aumentar a diversidade da população à medida que ocorrem alterações nos genes dos indivíduos, sendo que neste caso a probabilidade

de ocorrência deve ser menor que a probabilidade de ocorrência da recombinação ou *crossover*. Estes operadores são aplicados a indivíduos selecionados dentro da população. No processo de seleção, os indivíduos mais aptos deverão ser selecionados com maior frequência que os menos aptos, embora estes últimos não devam ser totalmente descartados da população reprodutora [40].

Os algoritmos genéticos são definidos como técnicas probabilísticas e não determinísticas. Dessa forma, um algoritmo genético que possua a mesma população inicial e o mesmo conjunto de parâmetros poderá encontrar diferentes soluções cada vez que for executado. Os AG trabalham com uma grande população de pontos no espaço dos seus parâmetros, ou seja, a busca é feita em um pequeno subconjunto de todos os pontos possíveis pertencentes ao espaço de soluções, ao contrário do que ocorre com outras técnicas enumerativas [40].

4.2 – Terminologia

Ao iniciar o estudo sobre algoritmos genéticos é importante conhecer a terminologia adotada neste campo. Como os algoritmos genéticos são uma analogia aos fenômenos da evolução natural e da genética, muitos termos da biologia são utilizados nesta área. As principais terminologias envolvidas no estudo de AG, do ponto de vista biológico são descritas abaixo [40], [41]:

- i. Cromossomos: também denominados indivíduos, representam um conjunto de genes que compõem uma possível solução do problema;
- ii. Gene: é um elemento do vetor que representa o cromossomo;
- iii. Alelo: representa os valores que um gene pode possuir. Assim, se um gene representar um parâmetro cor de um objeto, por exemplo, este gene poderia ter o alelo azul, branco, verde, e assim sucessivamente;
- iv. Genótipo: corresponde a estrutura do cromossomo;
- v. Fenótipo: corresponde ao conjunto de parâmetros. É o cromossomo decodificado.
- vi. População: representa o conjunto de soluções (cromossomos);

Estas informações estão resumidas na Tabela 4.1, que apresenta uma analogia da terminologia utilizada entre a linguagem natural e os algoritmos genéticos.

Tabela 4.1- Analogia entre a terminologia da linguagem natural e os algoritmos genéticos.

Linguagem natural	Algoritmo genético
Cromossomo	Indivíduo
Gene	Característica
Alelo	Valor
Genótipo	Estrutura
Fenótipo	Conjunto de parâmetros
População	Conjunto de soluções

Fonte: Ricardo Linden (2008, p. 47).

4.3–Codificação

A codificação é o processo de representação individual dos genes. Este processo pode ser realizado usando bits, números, listas ou quaisquer outros objetos. Nos algoritmos genéticos é necessário que os parâmetros de um problema a ser otimizado sejam codificados, convertendo as variáveis deste problema em um cromossomo para que o AG possa fazer a manipulação correta dessas variáveis. A codificação utilizada depende do problema em questão, pois as técnicas de codificação em algoritmos genéticos são um problema específico que transformam a solução do problema em cromossomos. Diversas técnicas de codificação são utilizadas em algoritmos genéticos, dentre elas a codificação binária, codificação real, codificação por permutação, dentre outras [41], [42], [43].

A codificação binária foi a codificação originalmente utilizada nos primeiros algoritmos genéticos. É o tipo de codificação mais comumente utilizado nos AG, no qual os valores dos dados são convertidos numa cadeia binária ou *string*. Nesta técnica, cada cromossomo codifica uma *string* de zeros e uns com N bits, como ilustra a Figura 4.1, sendo que cada bit da sequência pode representar alguma característica da solução. Por conseguinte, a *string* representa uma solução para o problema, embora não seja necessariamente a melhor solução [41].

Cromossomo A	1 0 1 1 0 0 1 0 1 1
Cromossomo B	1 1 1 1 1 1 0 0 0 0

Figura 4.1 – Exemplo de cromossomo na codificação binária.

Na codificação real, o cromossomo é representado por uma sequência de números reais, em que cada elemento da sequência carrega o valor de uma variável do problema a ser otimizado, conforme ilustra a Figura 4.2. Segundo [42], este tipo de codificação é mais utilizado para resolver problemas de otimização de funções, uma vez que apresenta um desempenho superior à codificação binária quando relacionado a este tipo de problema.

Cromossomo A	1,029	0,385	1,354	0,283
--------------	-------	-------	-------	-------

Figura 4.2 – Exemplo de cromossomo na codificação real.

A codificação por permutação é mais indicada para problemas que envolvem ordenação, em que cada cromossomo é uma série de números inteiros ou reais que representam uma posição de uma sequência. Esta codificação é indicada para problemas como o do caixeiro viajante, em que os cromossomos descrevem a ordem em que o caixeiro visitará as cidades [43].

Cromossomo A	1 3 5 4 2 6 8 9 7
Cromossomo B	8 1 5 3 9 2 4 7 6

Figura 4.3 – Exemplo de cromossomo na codificação por permutação.

4.4–Estrutura e Funcionamento de um Algoritmo Genético

A estrutura básica de um algoritmo genético consiste na inicialização de uma população, a qual é constituída por indivíduos que sofrem alterações de natureza probabilística através dos operadores genéticos, em um processo iterativo com um critério de parada. Os indivíduos são selecionados levando-se em consideração as suas aptidões, as quais são calculadas por meio de uma função de avaliação. O esquema básico da estrutura de um algoritmo genético está representado na Figura 4.4.

Basicamente, o funcionamento dos algoritmos genéticos constitui das etapas de inicialização, avaliação, seleção, recombinação ou cruzamento, mutação, nova avaliação e finalização. Logo, a estrutura de um AG pode ser resumida algoritmicamente através dos seguintes passos [40]:

1. Inicialização da população dos cromossomos;
2. Avaliação de cada cromossomo;
3. Seleção dos pais para gerar novos cromossomos;

4. Aplicação de operadores de recombinação e mutação a estes pais de forma a gerar os indivíduos da nova geração;
5. Descartar os membros da antiga geração;
6. Avalia todos os novos cromossomos e insere-os na nova população;
7. Se o melhor cromossomo satisfaz os requerimentos e desempenho, retorne-o, caso contrário, volte ao passo 3.

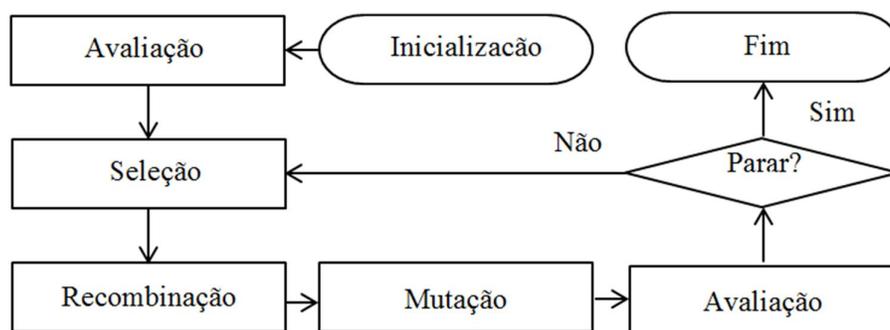


Figura 4.4 – Estrutura do funcionamento de um algoritmo genético.

4.4.1 – População Inicial

O primeiro passo para a criação de um algoritmo genético é a geração de uma população inicial, que pode ser feito aleatoriamente. Esta população é composta por uma grande quantidade de indivíduos a serem testados, em que cada um deles codifica uma possível solução para um determinado problema [44].

O desempenho do algoritmo genético está diretamente ligado ao tamanho da população, por isso, o dimensionamento da população tem sido considerado um fator importante por algumas pesquisas, uma vez que para elas, se a população for pequena, o algoritmo poderá encontrar soluções pouco satisfatórias. Por outro lado, se for muito grande, haverá uma maior facilidade para explorar o espaço de busca, embora, o algoritmo leve um tempo bem maior para convergir, ou seja, quando a população é muito grande, o algoritmo tem um custo computacional muito alto para encontrar a solução desejada [40], [41], [44]. Na literatura, é comum encontrar população com cerca de 100 indivíduos, mas de qualquer maneira este tamanho pode ser alterado de acordo com o tempo e memória computacionais disponíveis [40].

Como a população inicial de um AG, normalmente é gerada aleatoriamente, o uso da diversidade pode resolver problemas relacionados ao tamanho da população, ao menos para os problemas em que a diversidade possa ser determinada [44], [45]. Em

[46], foi realizado um estudo empírico sobre a relação entre a diversidade de uma população inicial e o desempenho de um AG, através de alguns estudos de caso sobre a influência da diversidade no desempenho do algoritmo.

4.4.2 – Avaliação

Com base nos conceitos do processo evolutivo sabe-se que os melhores indivíduos são selecionados de acordo com seu nível de adaptabilidade em relação ao meio em que vivem, pois quanto maior a sua capacidade de adaptação, maiores as chances de sobreviver e gerar descendentes. Essa capacidade é definida com base no valor de *fitness* de cada indivíduo, o qual não só indica a melhor solução, como também indica quão perto o indivíduo está do seu valor ótimo [41].

Cada indivíduo da população representa uma possível solução para um determinado problema, e a função de avaliação, por sua vez, é quem determina a qualidade de um indivíduo como solução deste problema. Esta função, que também é conhecida como função de custo, calcula um valor numérico que reflete a qualidade dos parâmetros representados no cromossomo que resolve o problema em questão. De acordo com a qualificação atribuída pela função de avaliação, os indivíduos serão ou não selecionados como pais, sendo esta uma forma de diferenciar quais as melhores ou piores soluções para um problema. Esta função deve ser definida com muito cuidado, uma vez que a mesma não faz parte do projeto de algoritmos genéticos e sim do problema a ser resolvido, pois que nesta função estão contidas as informações necessárias para a solução do problema, tais como suas restrições e objetivos de qualidade [40].

A função de avaliação é específica de cada problema, devendo apresentar um cálculo simples, uma vez que se aplica a todos os elementos da população em cada geração. A formulação desta função é extremamente importante para problemas de otimização, uma vez que deve ser definida para avaliar o custo dos indivíduos de uma população. Esta função deverá atender a vários objetivos, e uma forma comum de lidar com múltiplos objetivos é normalizar a função de custo para cada um deles. A normalização do custo é importante para garantir o controle sobre a ponderação relativa de cada custo [47].

4.4.3 – Seleção

Assim como os processos de seleção natural e reprodução, os algoritmos genéticos selecionam os indivíduos da população privilegiando as melhores soluções, e conseqüentemente, gerando descendentes mais qualificados, estabelecendo o mecanismo de sobrevivência dos indivíduos mais aptos, sem desprezar completamente aqueles com função de avaliação mais baixa. Ao considerar também indivíduos menos aptos no seu espaço de soluções, o AG está favorecendo a diversidade da população, uma vez que eles também poderão gerar descendentes com características genéticas favoráveis à solução do problema. Se apenas os melhores indivíduos forem mantidos nas novas populações, os novos indivíduos serão cada vez mais semelhantes, razão pela qual poderá desencadear o efeito da convergência genética, não permitindo que a evolução ocorra satisfatoriamente [40].

Em um AG a diversidade da população é uma característica muito importante para a ampliação do espaço de busca. Na literatura existem vários métodos de seleção, dentre eles o método da roleta (*Roulette Wheel Selection*) [40], [41], [47], seleção por *ranking* (*Rank Selection*) [42], seleção por torneio (*Tournament Selection*) [40], [41], [47], [48], dentre outros.

No método da roleta, é utilizada uma roleta fictícia, em que cada porção ou parte da roleta representa um indivíduo. Neste método, a população passa por uma classificação para a roleta, no qual a cada indivíduo da população é atribuída uma probabilidade de seleção com base ou na sua posição de classificação ou no seu valor de *fitness*, pois quanto mais alto for este valor, maior será a porção do indivíduo na roleta, ou seja, maiores são as chances que ele terá de ser escolhido para gerar descendentes. Na Figura 4.5, o método é exemplificado para quatro indivíduos de uma população candidatos a pais [41].

No método de seleção por *ranking*, os indivíduos da população são classificados de acordo com a sua aptidão, sendo que o valor esperado de cada indivíduo depende de sua classificação e não de sua aptidão absoluta, ou seja, no método de seleção por *ranking* ocorre a ordenação de todos os elementos com base no seu *fitness* para determinar as probabilidades de seleção, estabelecendo um *ranking* utilizado para a seleção ao invés de usar diretamente seu *fitness*, dessa forma, evita-se o domínio de um superindivíduo, que são aqueles indivíduos com valor de *fitness* muito acima da média [40], [50]. A forma mais comum da utilização deste método é a seleção por *ranking*

linear, na qual os indivíduos são classificados de acordo com os seus valores de *fitness*. Aqueles que apresentarem valores de aptidão maiores serão classificados, e quanto aos indivíduos com valores de aptidão inferiores, estes serão eventualmente classificados. Após essa classificação os indivíduos são selecionados com uma probabilidade que é linearmente proporcional à classificação dos indivíduos da população [50], [51]. Em resumo, a seleção por *ranking* inicialmente classifica a população e, em seguida, cada cromossomo recebe um valor de aptidão deste *ranking*. O pior terá adequação 1, o segundo pior 2, e assim por diante, até que o melhor terá adequação N , que é o número de cromossomos da população.

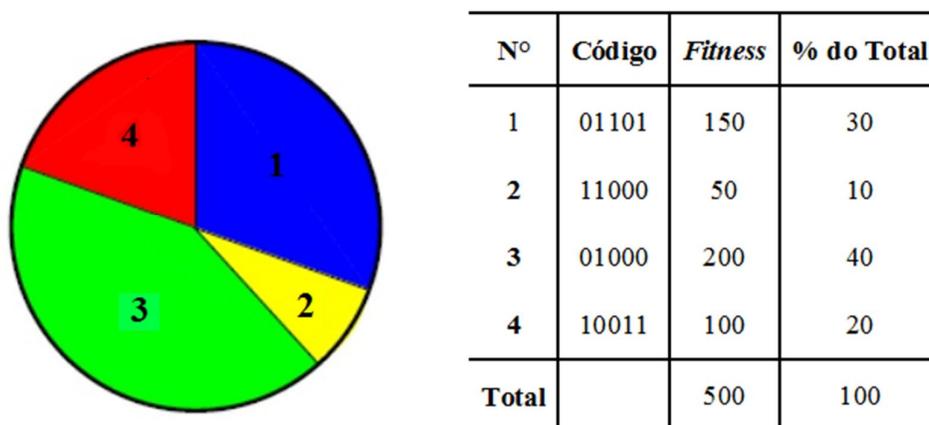


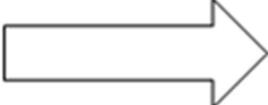
Figura 4.5 – Método da roleta para quatro pais.

No método de seleção por *ranking*, os indivíduos da população são classificados de acordo com a sua aptidão, sendo que o valor esperado de cada indivíduo depende de sua classificação e não de sua aptidão absoluta, ou seja, no método de seleção por *ranking* ocorre a ordenação de todos os elementos com base no seu *fitness* para determinar as probabilidades de seleção, estabelecendo um *ranking* utilizado para a seleção ao invés de usar diretamente seu *fitness*, dessa forma, evita-se o domínio de um superindivíduo, que são aqueles indivíduos com valor de *fitness* muito acima da média [40], [50]. A forma mais comum da utilização deste método é a seleção por *ranking* linear, na qual os indivíduos são classificados de acordo com os seus valores de *fitness*. Aqueles que apresentarem valores de aptidão maiores serão classificados, e quanto aos indivíduos com valores de aptidão inferiores, estes serão eventualmente classificados. Após essa classificação os indivíduos são selecionados com uma probabilidade que é linearmente proporcional à classificação dos indivíduos da população [50], [51]. Em resumo, a seleção por *ranking* inicialmente classifica a população e, em seguida, cada

cromossomo recebe um valor de aptidão deste *ranking*. O pior terá adequação 1, o segundo pior 2, e assim por diante, até que o melhor terá adequação N , que é o número de cromossomos da população.

O método de seleção por torneio consiste no processo de ordenação da aptidão dos indivíduos da população fazendo com que entrem em competição para conseguirem ser escolhidos. Ao serem definidos os indivíduos de maior aptidão, ocorrerá aleatoriamente a seleção de um pequeno subconjunto de indivíduos que serão utilizados para realizar o torneio. O tamanho do torneio (k) é um parâmetro que define quantos indivíduos da população serão selecionados para a competição. Ao serem definidos os competidores, aquele que possuir a maior aptidão será o selecionado, conforme ilustra a Figura 4.6 [40], na qual é ilustrado um esquema de como ocorre o torneio. Na tabela da esquerda está a população com a avaliação de cada indivíduo e a da direita, estão os indivíduos selecionados para cada torneio, em que os vencedores de cada torneio é o indivíduo marcado com fundo cinza, a partir daí o vencedor será o pai selecionado e submetido ao operador genético [40].

Indivíduo	<i>Fitness</i>
X1	200
X2	100
X3	9500
X4	100
X5	100
X6	10000
X7	1
X8	40



Torneios		
X1	X7	X8
X2	X3	X5
X6	X4	X4
X2	X7	X1
X5	X5	X5
X3	X4	X2
X4	X2	X6
X4	X6	X5

Figura 4.6 – Método do torneio.

Para que ocorra a competição o valor mínimo de k é igual a 2. Por outro lado, o valor máximo não tem definições, embora alguns cuidados devam ser tomados, pois se for escolhido um k máximo igual ao tamanho da população (n) o vencedor do torneio

será sempre o mesmo, ou se o seu valor máximo for próximo ao tamanho da população, os $(n-k)$ indivíduos predominarão, já que um deles será sempre selecionado [40], [49].

4.4.4 – Operadores Genéticos

Os operadores genéticos se baseiam no processo da hereditariedade dos genes para criar uma descendência em cada geração. Ao serem avaliados, os indivíduos passam por modificações probabilísticas por meio dos operadores genéticos objetivando melhorar sua aptidão ao longo das novas gerações, preservando suas melhores características. Os operadores genéticos são o *crossover* (recombinação) e a mutação. Estes operadores ocorrem no algoritmo genético segundo suas taxas de probabilidade percentual, onde a taxa de *crossover* é normalmente mais alta do que a de mutação. De acordo com [42], o *crossover* é o principal operador genético. Ocorre com dois cromossomos de cada vez para gerar descendentes, combinando recursos de ambos os cromossomos. Este operador pode ser classificado de diversas formas, dentre elas: o *crossover* de um ponto, *crossover* de dois pontos e *crossover* uniforme.

No *crossover* de um ponto, dois indivíduos são cortados em um ponto correspondente, sorteado aleatoriamente, ocorrendo uma permutação dos genes que compõem o material genético de cada progenitor a partir deste ponto [49]. A Figura 4.7 ilustra o *crossover* de um ponto com indivíduos com codificação binária.

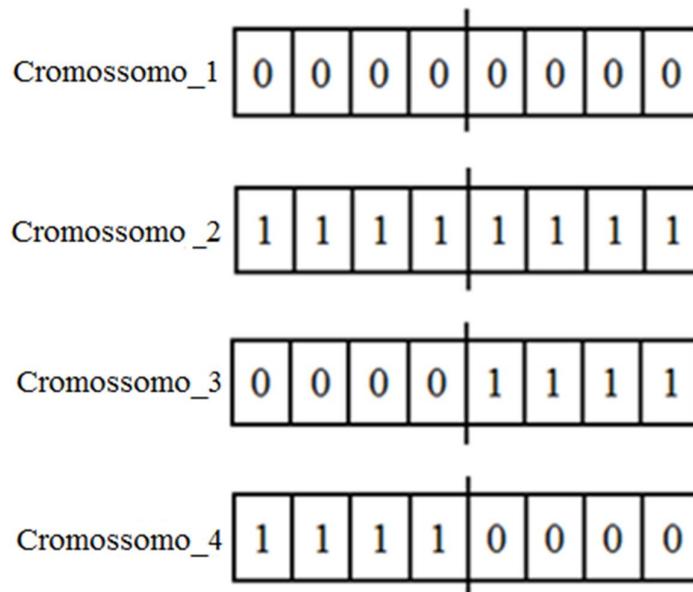


Figura 4.7 – *Crossover* de um ponto.

O *crossover* de um ponto, o cruzamento é realizado combinando o segmento do cromossomo_1 à esquerda do ponto de corte, com o segmento do cromossomo_2 à direita do ponto de corte, formando cromossomo_3, e combinando o segmento do cromossomo_1 à direita do ponto de corte, com o segmento do cromossomo_2 à esquerda do ponto de corte, gerando o cromossomo_4.

O *crossover* de dois pontos tem funcionamento semelhante ao de um ponto, sendo que neste tipo serão sorteados dois pontos de corte, em vez de apenas um ponto, como ilustra a Figura 4.8. Neste caso, o cromossomo_3 será formado com as parte do cromossomo_1 que ficam fora dos pontos de corte com a parte do cromossomo_2 que fica entre os dois pontos de corte, enquanto que o cromossomo_4 é formado com as partes restantes dos dois pais.

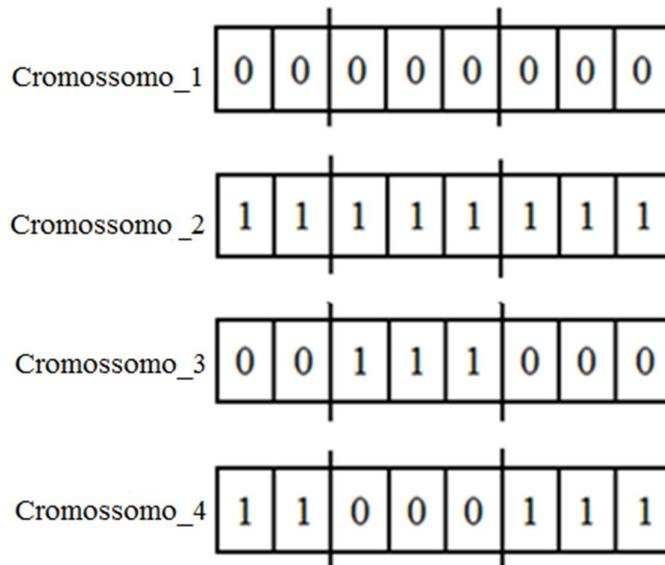
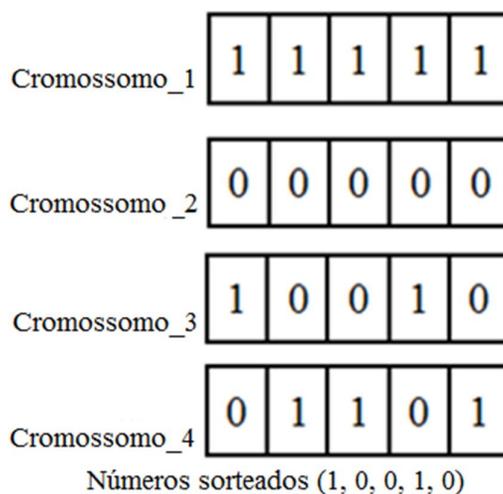


Figura 4.8 – *Crossover* de dois pontos.

Outro tipo de cruzamento é o *crossover* uniforme. Seu funcionamento foi descrito em [40] da seguinte maneira: para cada gene é sorteado um número zero ou um. Caso o valor sorteado seja um, o primeiro filho recebe o gene da posição corrente do primeiro pai e o segundo filho o gene corrente do segundo pai. Se for zero, o valor sorteado, o primeiro filho recebe o gene da posição corrente do segundo pai e o segundo filho o gene da posição corrente do primeiro pai, como ilustra a Figura 4.9.

Figura 4.9 – *Crossover* uniforme.

Além de operadores de recombinação que produzem descendência através da combinação das partes de ambos os pais, um segundo tipo de operador produz filhos de um único pai. Em particular, o operador de mutação produz pequenas mudanças aleatórias na cadeia de bits pela escolha de um único bit de forma aleatória, em seguida, alterando o seu valor. Este processo ocorre de forma aleatória e é controlado por uma taxa fixa de probabilidade, que é definida como a porcentagem do número total de genes da população. O ideal é que a probabilidade de mutação aplicada seja menor que 1%, pois valores muito altos poderão causar danos importantes às futuras gerações, gerando descendentes pouco semelhantes aos pais [42], [50]. A Figura 4.10 exemplifica o processo de mutação por inversão, no qual um bit do indivíduo é escolhido e seu valor é invertido.

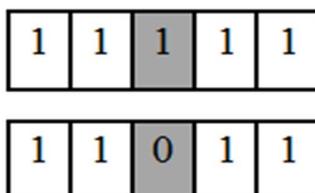


Figura 4.10 – Exemplo do processo de mutação.

4.4.5 – Condições de Parada

O processo de geração é repetido até que uma condição de parada do algoritmo seja alcançada. Geralmente as condições de parada mais comuns são: o número máximo de gerações alcançado, a solução do problema foi encontrada, caso seja conhecida;

perda da diversidade, convergência, ou seja, nas últimas t gerações não houve melhora na aptidão; o alcance do tempo limite de execução do algoritmo genético não permitiu a investigação por uma melhor solução em todo o espaço de busca; não ocorreram melhores soluções após um determinado número de gerações, dentre outros.

4.5 – Ferramenta de Otimização

O Matlab™ é um programa computacional que apresenta importantes características referentes à capacidade de oferecer seções iterativas. Nelas o usuário pode digitar um ou vários comandos na linha de comando, que serão executados imediatamente. O Matlab™ vem com bibliotecas sofisticadas para operações com matrizes, métodos numéricos gerais e manipulação de dados. Portanto, o Matlab™ se tornou uma das principais escolhas dos programadores para implementar aplicações científicas, gráficas e matemáticas. Para a implementação de algoritmos genéticos o Matlab™ vem com uma ferramenta especial denominada de *GA-tool* ou *Optimtool* [52].

A ferramenta de otimização (*Optimization Tool – Optimtool*) é uma interface gráfica utilizada para selecionar o *toolbox* de otimização, especificando as opções de otimização e as executando. Ela fornece uma interface conveniente para todas as rotinas de otimização, incluindo as de algoritmos genéticos. Com esta ferramenta de otimização é possível executar algumas ações, tais como [53]:

- i. Definir e modificar problemas rapidamente;
- ii. Usar a sintaxe correta para funções de otimização;
- iii. Importar e exportar dados de e para a área de trabalho do Matlab™;
- iv. Alterar parâmetros de otimização durante a execução de algoritmos, etc.

Para inicializar o uso da ferramenta de otimização basta digitar o comando *optimtool* na linha de comando do Matlab™, após a execução do comando surgirá na tela a janela de otimização. Para utilizar esta ferramenta em problemas de algoritmos genéticos, basta selecionar a opção “*ga- genetic algorithms*” na caixa de *solver* desta janela, conforme ilustrado na Figura 4.11.

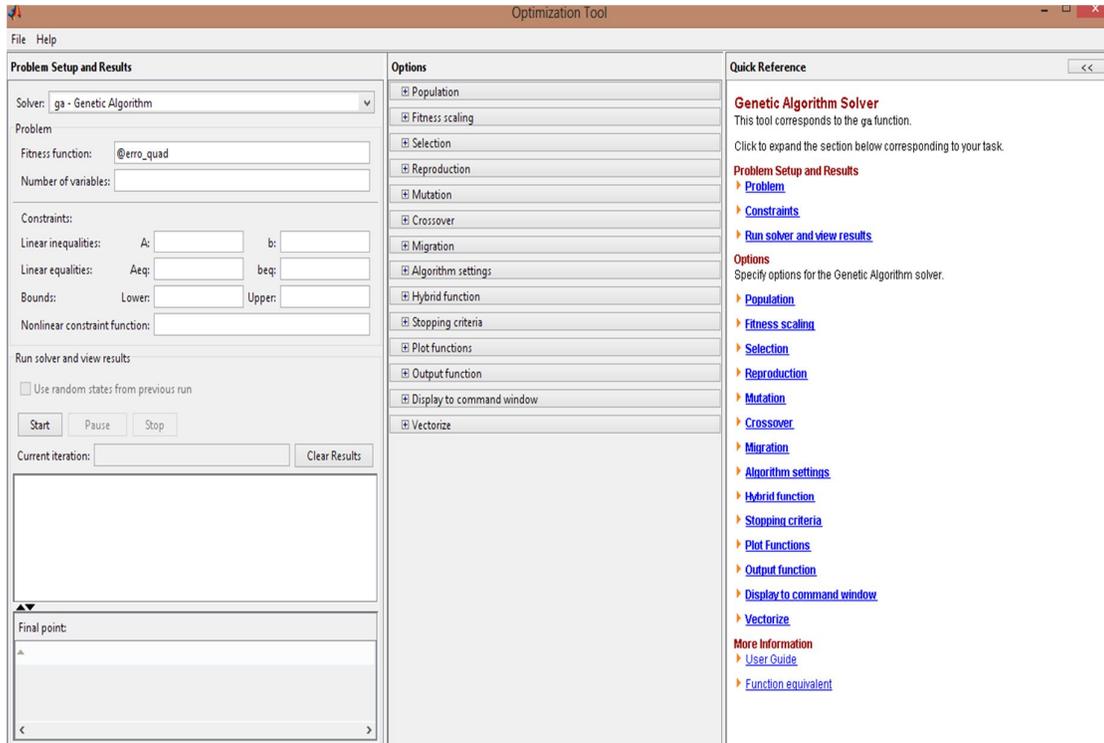


Figura 4.11 – Janela de otimização da ferramenta *Optimtool*.

Ao ser definido o tipo de problema de otimização, parâmetros importantes do algoritmo genético devem ser informados à ferramenta para dar seguimento ao processo de otimização. São eles a função de *fitness*, o número de variáveis de interesse, as restrições do problema, o tamanho e o tipo da população, o tamanho da população, os critérios de parada do algoritmo e por fim, o tipo de plotagem que o usuário deseja obter, que poderá ser o melhor *fitness* ou o melhor indivíduo, por exemplo.

Para entender melhor a utilização da ferramenta *optimtool*, serão analisados os parâmetros de uma FSS com espira quadrada. Inicialmente, foi desenvolvida uma rotina no Matlab™ para a obtenção dos parâmetros de modelagem da estrutura. Nesta rotina são definidos parâmetros como faixa de frequências, tipo e espessura do dielétrico e a modelagem do tipo de estrutura, que foi utilizado o método do circuito equivalente. Em seguida, foi implementada outra rotina que define a função de *fitness*. Esta função, denominada *@erro_quad*, quando fornecida à ferramenta será executada a partir do seu diretório. Nela são definidos os parâmetros de simulação, tais como as frequências de corte das faixas de operação e frequência de ressonância da estrutura, além disso, calcula o erro ocorrido na obtenção destes parâmetros.

Outra informação fornecida à ferramenta é o número de variáveis, que neste caso, por se tratar de uma superfície seletiva em frequência com espira quadrada, são três e correspondem aos parâmetros físicos da estrutura tais como a periodicidade do arranjo (p) da FSS, a largura da fita da espira (w) e ao comprimento da espira (d). Depois disso, são determinadas algumas restrições para essas variáveis, ou seja, são impostos limites de valores para p , d e w . Estas restrições são os limites inferiores e superiores a serem atendidos e são informadas na aba “*problem setup and results*” no campo “*Constraints > Bound: Lower - Upper*” da ferramenta. A utilização desta função de *fitness* neste tipo de problema retorna como solução os valores ótimos de p , d e w dentro dos limites informados nas restrições.

Finalmente, outras informações devem ser inseridas na ferramenta na aba “*options*”. Dentre elas devem ser informados o tamanho e o tipo da população, podem ser escolhidos o método de seleção, o tipo de reprodução, os operadores genéticos (*crossover* e mutação), alguns critérios de parada do algoritmo (números de gerações, função de tolerância, dentre outros) e finalmente o tipo de resposta pretendida, que pode ser a obtenção do melhor indivíduo, o melhor *fitness*, dentre outros. Para isso, basta selecionar a resposta desejada na opção “*Plot functions*”. Detalhes sobre estas opções podem ser obtidas na terceira aba da ferramenta (*Quick Reference*), localizada no lado direito da janela de otimização, na qual existem referências para as referidas opções. Ao selecionar qualquer uma destas opções haverá uma expansão da janela para dar mais informações referentes às mesmas, vide Figura 4.11.

Ao serem inseridas todas essas informações na ferramenta, o usuário já pode executar o *solver* clicando no botão iniciar (*start*), como ilustra a Figura 4.12. Nesta janela o usuário poderá pausar ou parar a execução do algoritmo, observar o número de iterações correntes, obter informações da execução do algoritmo, tais como o valor da função de *fitness*, o critério de parada de execução do algoritmo, dentre outras. Na aba “*Final point*”, são mostrados os valores ótimos das variáveis independentes que correspondem ao valor final da função de *fitness*.

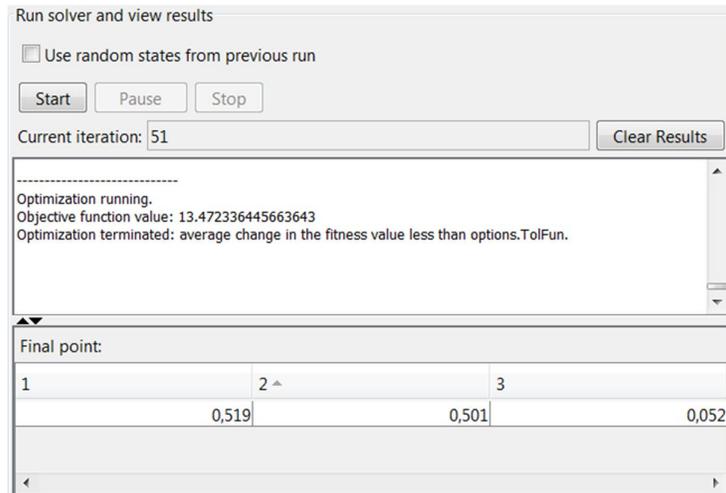


Figura 4.12 – *Display* das iterações correntes.

À medida que a *optimtool* executa a otimização do problema, um gráfico contendo o tipo de plotagem selecionado pelo usuário é gerado, que no exemplo considerado é o melhor *fitness* (*Best fitness*), como ilustra a Figura 4.13.

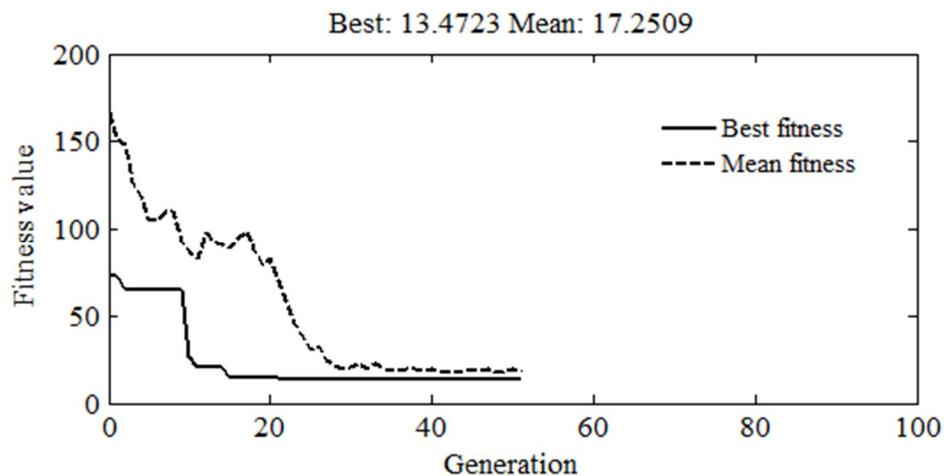


Figura 4.13 – Exemplo de gráfico gerado com o auxílio da ferramenta *optimtool*.

Para visualizar os resultados após o término da execução do algoritmo é necessário acionar a área de trabalho do Matlab™. Para isso, a caixa de diálogo “*workspace*”, permite que os resultados sejam enviados para este ambiente do Matlab™. Para acessar a caixa de diálogo “Exportar *Workspace*” mostrado na Figura 4.14, selecione o menu Arquivo > Exportar para *Workspace*.

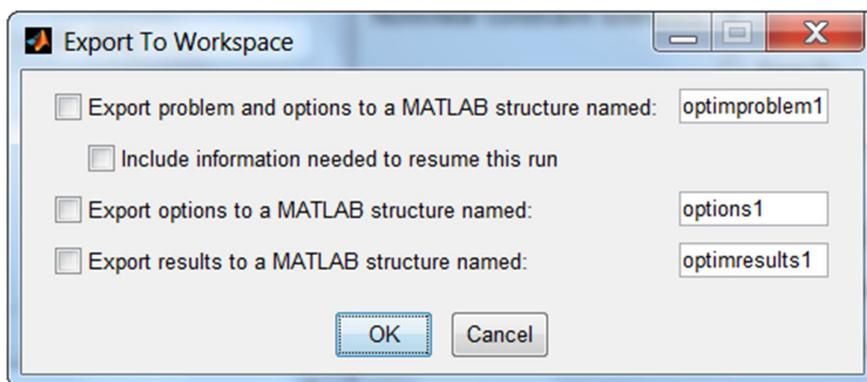


Figura 4.14 – Caixa de diálogo *Workspace*.

Para exportar os dados da ferramenta de otimização para um arquivo do Matlab™, selecione Arquivo > gerar *M-file*. O arquivo do Matlab™ capta a definição do problema, incluindo informações sobre a função a ser otimizada, especificações do algoritmo, restrições e ponto de partida [53].

Neste estudo, os parâmetros do algoritmo genético utilizados na ferramenta de otimização para a obtenção dos resultados descritos em seguida, estão dispostos na Tabela 4.2. As informações sobre estes parâmetros são selecionados na aba “*options*” da *optimtool*.

Tabela 4.2- Parâmetros do algoritmo genético utilizados na ferramenta *optimtool*.

Parâmetro	Valores dos parâmetros
Tipo da População	<i>Double Vector</i>
Tamanho da População	Número de indivíduos
Escala de avaliação	<i>Rank</i>
Seleção	<i>Stochastic uniform</i>
Reprodução	(<i>Default</i>) Padrão
Mutação	(<i>Default</i>) Padrão
<i>Crossover</i>	<i>Scattaret</i>
Migração	(<i>Default</i>) Padrão
Configurações do algoritmo	(<i>Default</i>) Padrão
Função híbrida	Nenhuma
Critério de parada	Número de gerações
Tipo de gráfico desejado	Melhor avaliação

Para exemplificar o uso da ferramenta *optimtool* foi executado um projeto baseado em resultados da literatura. Para projetar uma FSS rejeita-faixas foi escolhida a espira quadrada como geometria para ser utilizada nas células unitárias da FSS. Foi elaborada uma função de *fitness* e os limites utilizados no projeto de síntese foram: $4 \text{ mm} < p < 6 \text{ mm}$; $3 \text{ mm} < d < 5,5 \text{ mm}$; e $0,25 \text{ mm} < w < 0,55 \text{ mm}$. O tamanho da população foi definido como 40. Os demais parâmetros foram mantidos como padrão (*default*). Os parâmetros escolhidos para definir a síntese foram as frequências de corte inferior e superior (f_{ci} e f_{cs}), definidas para um limiar de -10 dB , e a frequência de ressonância (f_r), definida para um limiar de -40 dB .

O exemplo escolhido da literatura [27] gera os parâmetros desejados: $f_{ci} = 12,45 \text{ GHz}$; $f_{cs} = 18,77 \text{ GHz}$ e $f_r = 15,20 \text{ GHz}$. Os resultados mostram que o algoritmo genético pode encontrar um conjunto de dimensões físicas de superfícies seletivas em frequência que se ajusta aos parâmetros de síntese desejados. As dimensões físicas obtidas pelo AG foram: $p = 5,19 \text{ mm}$; $d = 5,01 \text{ mm}$ e $w = 0,52 \text{ mm}$. As dimensões físicas listadas na literatura foram: $p = 5,25 \text{ mm}$; $d = 5 \text{ mm}$ e $w = 0,47 \text{ mm}$. Vale salientar que o AG pode fornecer inúmeras soluções diferentes para os mesmos parâmetros de síntese e que, não obrigatoriamente, serão fornecidas as mesmas dimensões físicas.

Os parâmetros obtidos pelas dimensões físicas fornecidas pelo AG foram: $f_{ci} = 12,10 \text{ GHz}$; $f_{cs} = 18,77 \text{ GHz}$ e $f_r = 15,10 \text{ GHz}$. O que gerou erros de 2,81 %; 0,00 % e 0,66 %. A Figura 4.15 ilustra os coeficientes de transmissão para a FSS da literatura [27] e para a FSS projetada. Pode-se observar uma boa concordância entre as respostas.

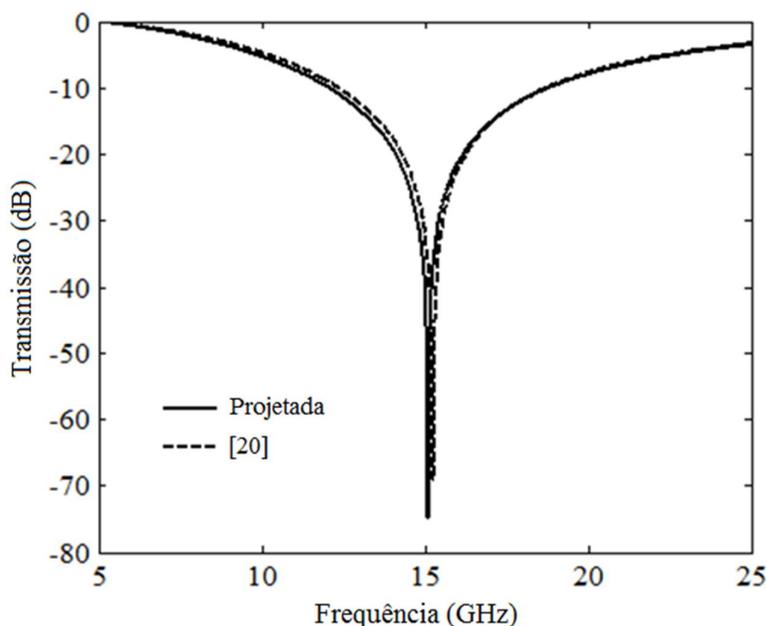


Figura 4.15 – Comparação entre os coeficientes de transmissão da FSS de [20] e da FSS projetada com os parâmetros físicos fornecidos pelo AG.

4.6–Síntese do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os principais conceitos relacionados aos algoritmos genéticos. Inicialmente, foi apresentada uma analogia entre a terminologia da linguagem natural e a utilizada pelos algoritmos genéticos. Destacaram-se também os tipos de codificação mais comumente aplicados aos AG. Em seguida, foi realizado um estudo sobre as principais características da estrutura e funcionamento desses algoritmos, enfatizando parâmetros como a população inicial, a avaliação dos indivíduos, os principais métodos de seleção, operadores genéticos e alguns critérios de parada do algoritmo. Por fim, foi apresentada uma ferramenta do Matlab™ destinada à otimização de algoritmos genéticos, a *optimtool* e por fim, um projeto de FSS executado com o uso desta ferramenta foi exemplificado.

Capítulo 5

Modelagem das FSS

5.1 – Introdução

A modelagem do circuito equivalente para superfícies seletivas em frequência (FSS) requer recursos computacionais muito limitados quando comparados a métodos de análise de onda completa. Na literatura, são encontradas inúmeras modelagens de diferentes geometrias, envolvendo o método do circuito equivalente, nas quais foram apontadas limitações desta técnica de análise. Diante das limitações encontradas, uma proposta de melhoramento do método para modelagem de FSS com diferentes tipos de geometrias do elemento da célula unitária será apresentada neste estudo.

Para obtenção dos dados foram realizadas inúmeras simulações para FSS, feitas com o *software* comercial Ansoft Designer™, o qual utiliza uma técnica de análise de onda completa, gerando resultados muito precisos, mas com um esforço computacional elevado. Foi considerado um único tipo de substrato, o FR-4, devido ao seu baixo custo e facilidade de fornecimento. Além disso, o valor de ϵ_r não afeta o valor de N . Para as simulações obtidas com o *software* aplicou-se o método do circuito equivalente (MCE) para ajustar o parâmetro N com o intuito de convergir as frequências de ressonância e as larguras de banda obtidas com o Ansoft àquelas geradas com o MCE.

Um ponto importante para que se tenha uma boa aproximação do valor do ϵ_{eff} é a escolha apropriada para o valor de N . Isso nem sempre é fácil e pode levar a resultados menos precisos. Estudos extensos podem ter que ser feitos, para a obtenção de um valor apropriado de N , uma vez que diferentes espessuras de substratos dielétricos requerem diferentes valores de N .

Assim, este trabalho propõe uma técnica para determinação do valor de N considerando um número muito abrangente de possibilidades de projetos de FSS usando espira quadrada, espira quadrada dupla, espira quadrada com grade, cruz de Jerusalém e dipolo cruzado como geometrias da célula unitária. A metodologia se baseia em algoritmos genéticos e geometria diferencial, para a obtenção dos modelos algébricos racionais que determinem valores de N mais exatos, facilitando novos projetos de FSS com essas geometrias.

5.2 – Obtenção dos Dados

A obtenção dos valores exatos do parâmetro N para a convergência das frequências de ressonância e larguras de banda das estruturas ocorreu a partir das simulações realizadas com o Ansoft Designer™. O método do circuito equivalente foi utilizado com a finalidade de convergir as frequências de ressonância e larguras de banda obtidas com o Ansoft.

O valor de N foi variado até que a convergência ocorresse. Em todas as simulações a espessura do dielétrico variou de dimensões muito finas até dimensões mais espessas, quais sejam: $h = 0,02$ mm, $h = 0,04$ mm, $h = 0,08$ mm, $h = 0,16$ mm, $h = 0,2$ mm, $h = 0,4$ mm, $h = 0,8$ mm, $h = 1,2$ mm e $h = 1,6$ mm. Essa variação engloba parte dos substratos comerciais mais comuns encontrados no mercado.

Neste estudo foram analisados cinco casos de geometrias utilizadas na análise e síntese de FSS utilizando o MCE, que foram a espira quadrada, espira quadrada dupla, espira quadrada com grade, cruz de Jerusalém e dipolo cruzado. O comportamento dos resultados obtidos para cada geometria será descrito nas seções seguintes.

5.2.1 – Espira Quadrada

O primeiro caso é a espira quadrada, cujas dimensões usadas nas simulações foram escolhidas de modo que possibilitasse a obtenção de FSS para aplicações em altas frequências (no início de ondas milimétricas) para o início do intervalo de frequência de micro-ondas. Assim, essas dimensões geraram fatores de ocupação (FO) ou fator de preenchimento metálico da célula que variaram de, aproximadamente, 5% a 60%. Esses valores geraram periodicidades entre 5 mm e 20 mm ($p = 5$ mm, $p = 10$ mm, $p = 12$ mm, $p = 15$ mm, $p = 20$ mm) e diferentes comprimentos das fitas das espiras (d). Com isto, diferentes frações de d/p foram usadas para se avaliar o efeito dessa razão sobre o valor de N . Obtendo as frações: $d/p = 0,7$, $d/p = 0,75$, $d/p = 0,8$, $d/p = 0,8667$ e $d/p = 0,9$. As Figuras 5.1 e 5.2 mostram as convergências das curvas de frequências geradas utilizando o Ansoft Designer™ e o método do circuito equivalente, por meio do ajuste do parâmetro N .

A FSS representada na Figura 5.1 possui dimensões físicas: $p = 5$ mm, $d = 3,5$ mm, $w = 0,2$ mm e $h = 0,02$ mm. Essas dimensões físicas dão um fator de ocupação (FO) de 8,04 %. Para este caso, a convergência das frequências de ressonância ocorreu para $N = 4,2$.

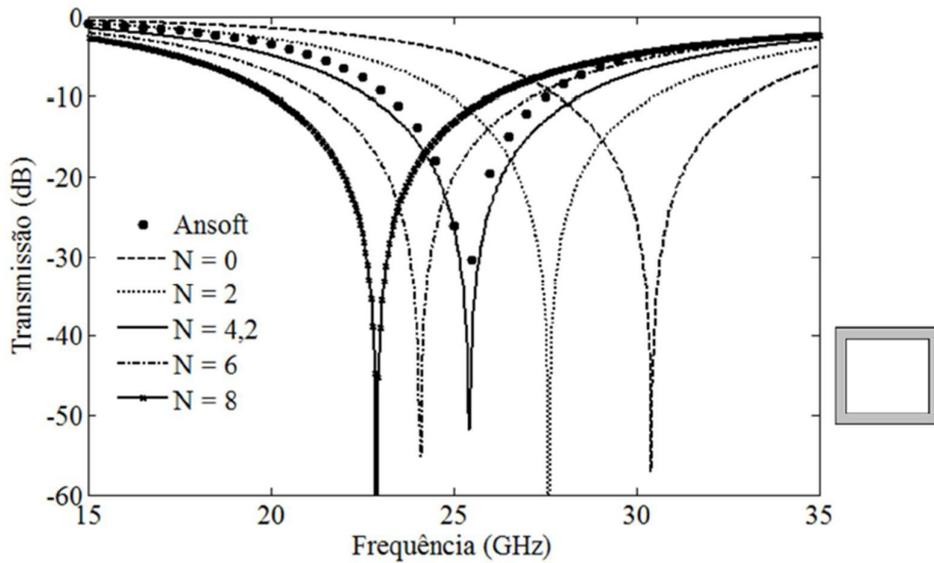


Figura 5.1 - A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,7$ e $FO = 8,04\%$.

Com relação a FSS representada na Figura 5.2, as dimensões físicas foram: $p = 20$ mm, $d = 18$ mm, $w = 4$ mm e $h = 0,8$ mm. Essas dimensões físicas dão um fator de ocupação (FO) de 45 %, ou seja, um extremo comparado com o caso anterior. Para este caso, a convergência das frequências de ressonância ocorreu para $N = 0,61$.

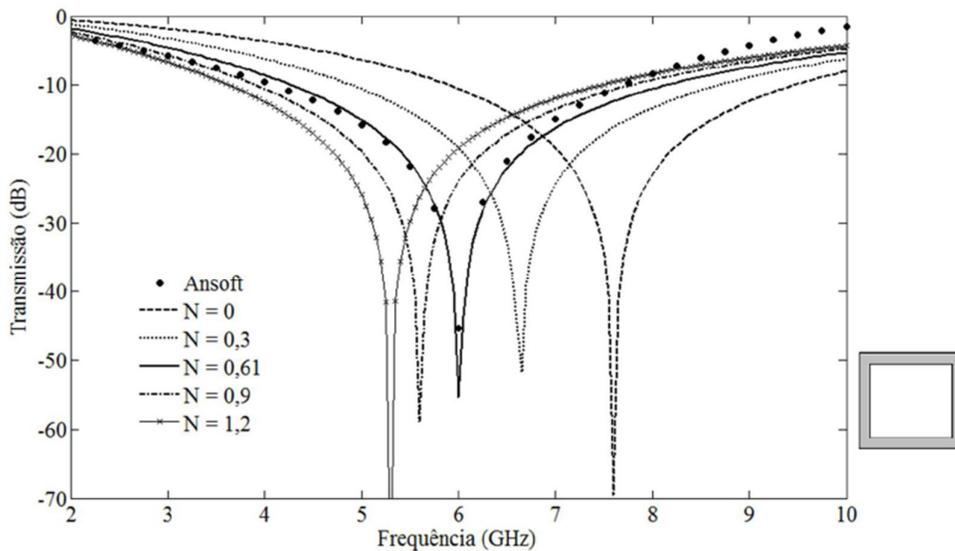


Figura 5.2 - A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,9$ e $FO = 45\%$.

Os gráficos demonstram uma boa concordância entre as curvas geradas pelo Ansoft com as geradas pelo MCE com o ajuste de N , tanto para as frequências de

ressonância quanto para as larguras de banda das estruturas. Percebe-se ainda que à medida que o valor de N , aumenta ocorre uma diminuição no valor das frequências de ressonância obtidas.

5.2.2 – Espira Quadrada Dupla

O segundo caso é a espira quadrada dupla, cujas dimensões usadas nas simulações foram definidas de modo que os fatores de ocupação (FO) obtidos variem de 9% a 54%. Estes valores geraram periodicidades entre 10 mm e 20 mm ($p = 10$ mm, $p = 12$ mm, $p = 15$ mm e $p = 20$ mm) bem como diferentes comprimentos das fitas das espiras que neste caso tanto os comprimentos das espiras externas (d_1) quanto das espiras internas (d_2) foram ajustados para a obtenção de FO .

Os valores adotados resultaram em diferentes frações de d/p que foram usadas para avaliar o efeito desta razão sobre os valores do parâmetro N . No caso da espira quadrada dupla, no cálculo de cada razão foi utilizado apenas o valor do comprimento da espira externa que compõe a estrutura, resultando nas seguintes frações: $d/p = 0,7$, $d/p = 0,75$, $d/p = 0,8$, $d/p = 0,87$ e $d/p = 0,95$.

As convergências das curvas de frequências geradas utilizando o Ansoft DesignerTM e o método do circuito equivalente, por meio do ajuste do parâmetro N são representadas pelas Figuras 5.3 e 5.4. A FSS representada na Figura 5.3 tem as seguintes dimensões físicas: $p = 12$ mm, $d_1 = 9,6$ mm, $d_2 = 7,2$ mm, $w_1 = 0,3$ mm, $w_2 = 0,15$ mm e $h = 0,02$ mm. Essas dimensões físicas resultaram em um fator de ocupação (FO) de 10,69 %. Para este caso, a convergência das frequências de ressonância ocorreu para $N = 2,75$.

A FSS representada na Figura 5.4 tem as dimensões físicas: $p = 20$ mm, $d_1 = 15$ mm, $d_2 = 8$ mm, $w_1 = 3$ mm, $w_2 = 1$ mm e $h = 0,2$ mm. Essas dimensões físicas resultaram em um fator de ocupação (FO) de 43%. Para este caso, a convergência das frequências de ressonância ocorreu para $N = 1,3$.

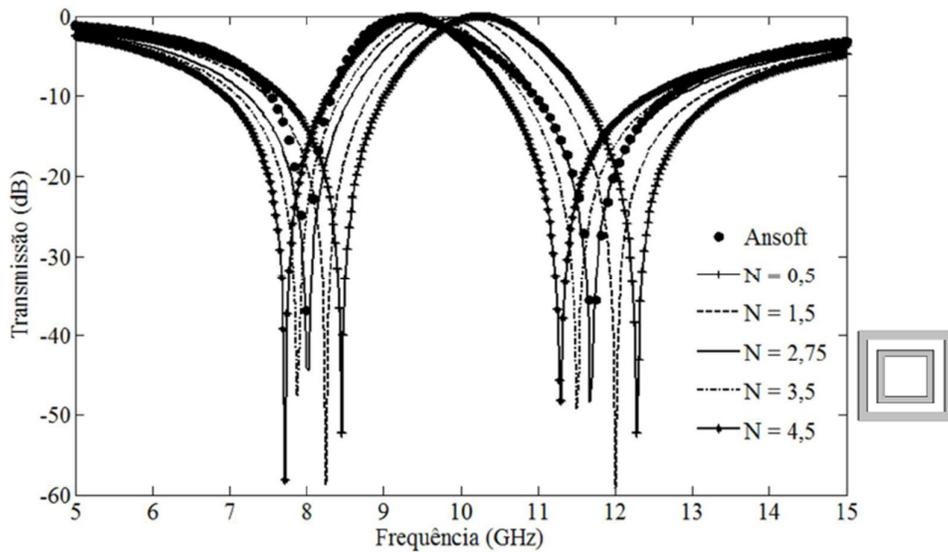


Figura 5.3 - A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,9$ e $FO = 10,69\%$.

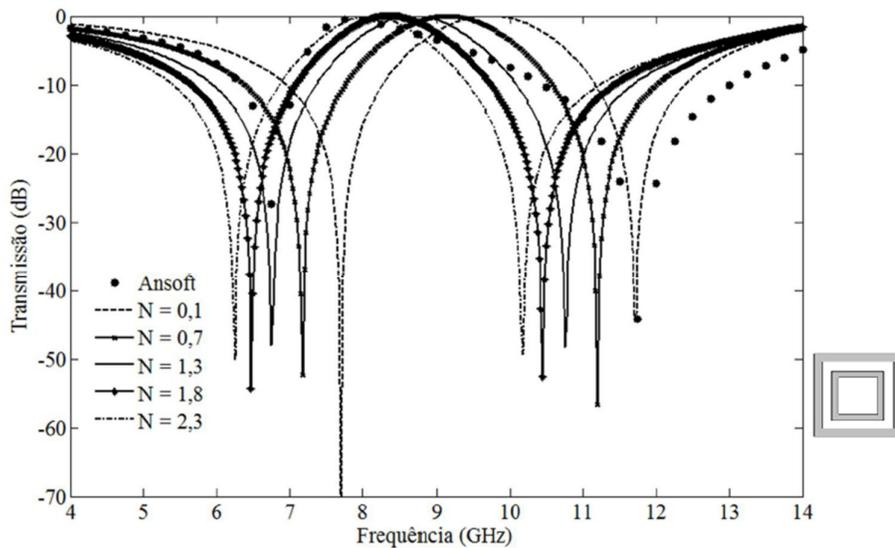


Figura 5.4 - A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,75$ e $FO = 43\%$.

De acordo com a Figura 5.3, observa-se boa concordância, tanto da frequência de ressonância quanto da largura de banda, nas duas bandas de frequência da estrutura. Com relação à Figura 5.4, nota-se que houve concordância tanto da frequência de ressonância quanto da largura de banda apenas na primeira ressonância, não sendo possível observar o mesmo comportamento com a segunda ressonância. Este comportamento foi observado na maioria dos casos analisados para este tipo de

estrutura independentemente do fator de ocupação das células unitárias das FSS bem como dos valores de d/p .

5.2.3 – Espira Quadrada com Grade

O terceiro caso se refere à espira quadrada com grade. As dimensões físicas obtidas desta estrutura geraram fatores de ocupação (FO) definidos em um intervalo de 22% a 59%. Para a obtenção dos fatores de ocupação das células unitárias apenas as larguras das fitas que definem as espiras foram ajustadas, enquanto a largura da fita que define a grade da espira foi mantida fixa em todos os casos analisados. Estes valores originaram periodicidades entre 5 mm e 20 mm ($p = 5$ mm, $p = 10$ mm, $p = 12$ mm, $p = 15$ mm e $p = 20$ mm) com diferentes comprimentos das fitas das espiras (d). Com isto, diferentes frações de d/p foram usadas para se avaliar o efeito dessa razão sobre o valor de N . Obtendo as frações: $d/p = 0,7$, $d/p = 0,75$, $d/p = 0,8$, $d/p = 0,8667$ e $d/p = 0,9$.

A FSS representada na Figura 5.5 tem as seguintes dimensões físicas: $p = 5$ mm, $d = 3,5$ mm, $w_1 = 0,5$ mm, $w_2 = 0,2$ mm e $h = 0,04$ mm. Essas dimensões físicas dão um fator de ocupação (FO) de 29,5 %. Para este caso, a convergência das frequências de ressonância ocorreu para $N = 1,56$.

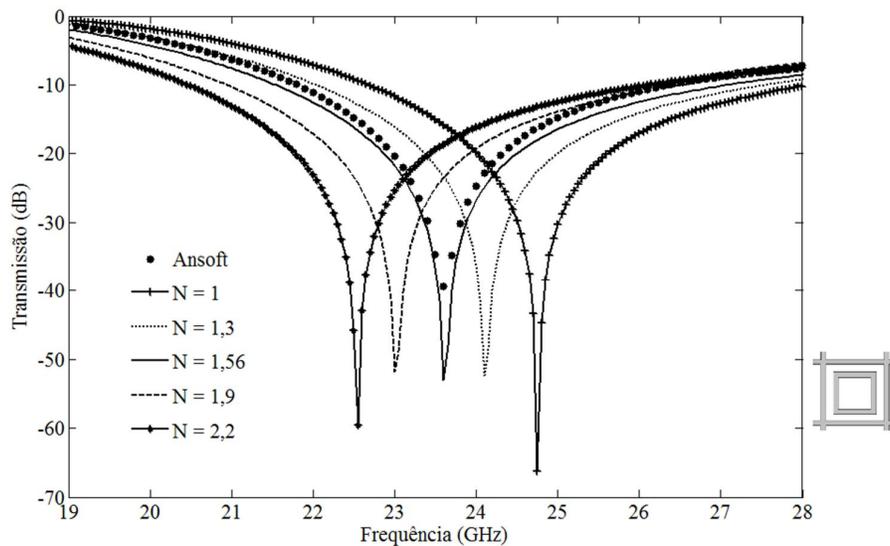


Figura 5.5 - A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,7$ e $FO = 29,5\%$.

Com relação a FSS representada na Figura 5.6, as dimensões físicas são: $p = 20$ mm, $d = 18$ mm, $w_1 = 1,5$ mm, $w_2 = 2,25$ mm e $h = 1,2$ mm. Essas dimensões físicas dão um fator de ocupação (FO) de 54,44 %, ou seja, um valor alto quando comparado ao

caso anterior. Para este caso, a convergência das frequências de ressonância ocorreu para $N = 0,39$.

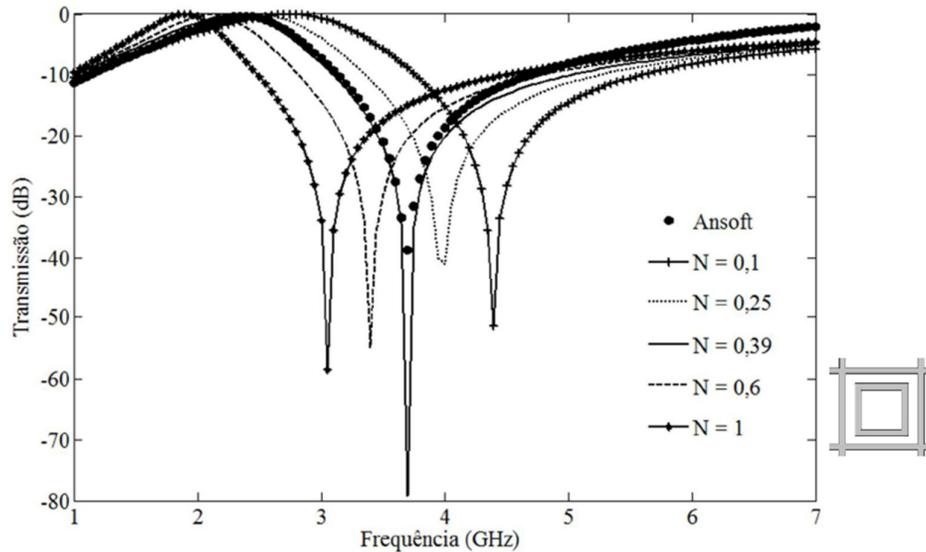


Figura 5.6 - A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,9$ e $FO = 54,44\%$.

As Figuras 5.5 e 5.6 mostram boa concordância entre as curvas geradas pelo Ansoft com as geradas pelo MCE com o ajuste de N , tanto para as frequências de ressonância quanto para as larguras de banda destas estruturas. Assim como os demais casos, à medida que o valor de N aumenta, diminui o valor das frequências de ressonância obtidas.

5.2.4 – Cruz de Jerusalém

As dimensões físicas das células unitárias simuladas foram definidas geraram fatores de ocupação (FO) de aproximadamente 10% a 59%. Esses valores foram definidos a partir de periodicidades que variam de 5 mm a 20 mm. Diferentes frações de d/p são utilizadas para avaliação do efeito dessa razão sobre o valor de N . As razões são: $d/p = 0,8$ mm ($d = 8$ mm; $p = 10$ mm), $d/p = 0,84$ mm ($d = 12,6$ mm; $p = 15$ mm), $d/p = 0,875$ mm ($d = 10,5$ mm; $p = 12$ mm), $d/p = 0,94$ mm ($d = 4,7$ mm; $p = 5$ mm) e $d/p = 0,975$ mm ($d = 19,5$ mm; $p = 20$ mm).

Sabendo-se que a cruz de Jerusalém é uma estrutura complexa composta por diferentes parâmetros físicos, tais como: periodicidade do arranjo (p), comprimento do dipolo que compõe a cruz (d), comprimento do braço externo do dipolo (b_d), largura da fita do dipolo (w), largura da fita do braço do dipolo (h) e espaçamento entre os

elementos do arranjo (g), e que a variação destes parâmetros, em conjunto ou isoladamente, causam alterações tanto na primeira quanto na segunda frequência de ressonância resultantes. Dessa forma, nesta análise estabeleceu-se que todos os parâmetros físicos da FSS, exceto a largura da fita do dipolo seriam mantidos fixos para a obtenção da razão d/p e do fator de ocupação da célula (FO). O comprimento do dipolo cruzado da cruz de Jerusalém foi calculado a partir da diferença entre o valor da periodicidade do arranjo e o valor do espaçamento entre os elementos do arranjo, portanto, ($d = p - g$).

A FSS representada na Figura 5.7 tem as seguintes dimensões físicas: $p = 10$ mm, $d = 8$ mm, $b_d = 6$ mm, $w = 0,25$ mm, $h = 0,4$ mm, $g = 2$ mm e $h_d = 0,04$ mm. Essas dimensões físicas resultam em um fator de ocupação (FO) de 13,14 %. Para este caso, a convergência das frequências de ressonância ocorreu para $N = 1,7$.

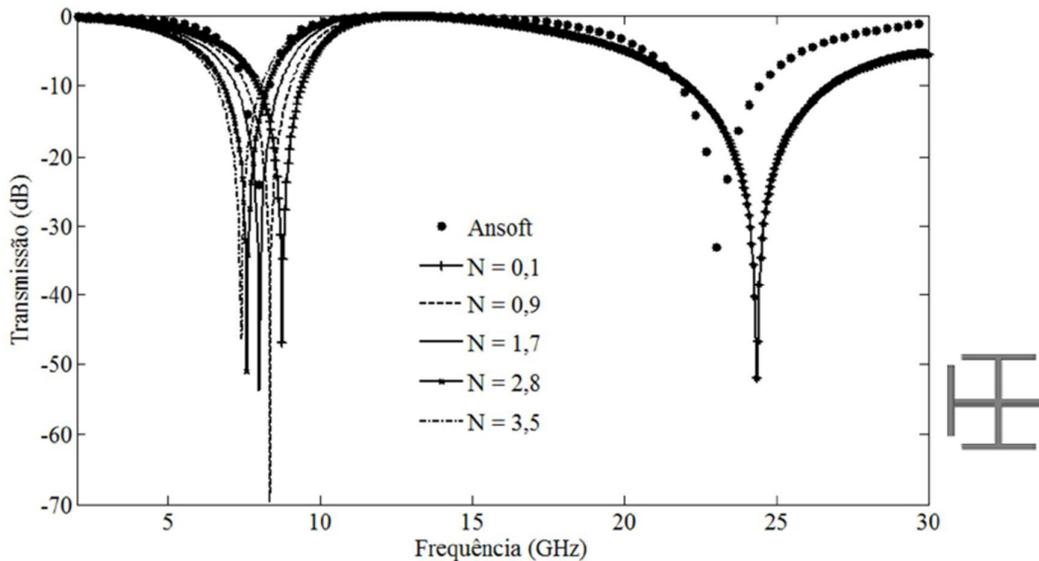


Figura 5.7- A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,8$ e $FO = 13,14\%$.

Com relação à FSS representada na Figura 5.8, as dimensões físicas são: $p = 20$ mm, $d = 19,5$ mm, $w = 3,5$ mm, $h = 2,5$ mm, $g = 0,5$ mm e $h_d = 0,4$ mm. Essas dimensões físicas resultaram em um fator de ocupação (FO) de 54,81%. Para este caso, a convergência das frequências de ressonância ocorreu para $N = 1,22$.

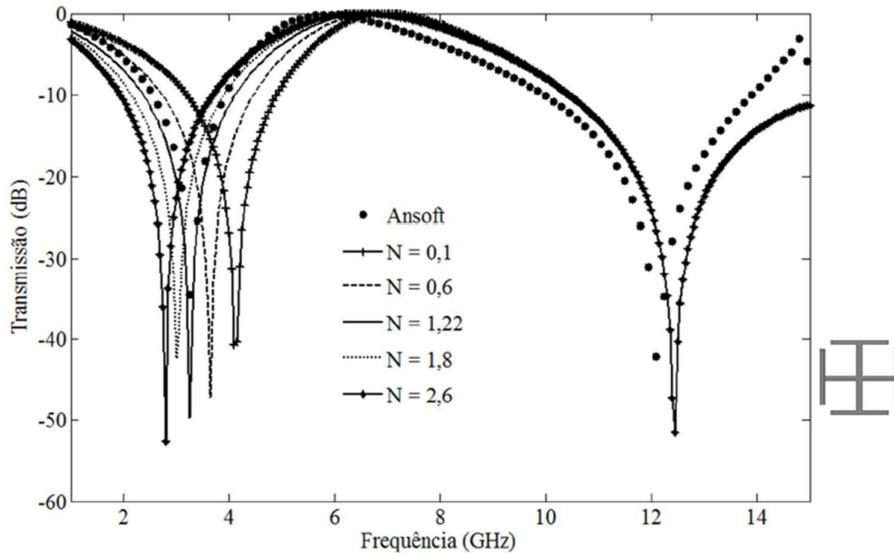


Figura 5.8- A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,975$ e $FO = 54,81\%$.

As curvas representadas nas Figuras 5.7 e Figura 5.8, demonstram boa concordância entre as frequências de ressonância das estruturas obtidas com o método do circuito equivalente com as obtidas com o Ansoft. Em relação à largura de banda das estruturas, ocorre boa concordância tanto nas bandas de rejeição quanto na banda de transmissão das FSS. Observa-se ainda, que a mudança do valor do parâmetro N altera apenas os valores da primeira frequência de ressonância, não sendo observado o mesmo comportamento para a segunda ressonância, mantendo-se fixa para todos os valores de N utilizados na análise destas estruturas.

5.2.5 – Dipolo Cruzado

As dimensões físicas das células unitárias simuladas geraram fatores de ocupação (FO) que variam de, aproximadamente, 6,49% a 64,2%. Esses valores foram obtidos adotando-se periodicidades de 10 mm a 20 mm, quais sejam: $p = 10$ mm, $p = 12$ mm, $p = 15$ mm, $p = 18$ mm e $p = 20$ mm, obtendo-se dessa forma diferentes frações de d/p , que foram utilizadas para avaliação do efeito dessa razão sobre o valor de N . Essas razões são: $d/p = 0,75$ mm ($d = 7,5$ mm; $p = 10$ mm), $d/p = 0,8$ mm ($d = 9,6$ mm; $p = 12$ mm), $d/p = 0,85$ mm ($d = 17$ mm; $p = 20$ mm), $d/p = 0,9$ mm ($d = 13,5$ mm; $p = 15$ mm) e $d/p = 0,94$ mm ($d = 17$ mm; $p = 18$ mm).

Sendo o dipolo uma estrutura simples, é composto pelos parâmetros físicos: periodicidade do arranjo (p), comprimento do dipolo (d), largura da fita do dipolo (w) e

espaçamento entre os elementos do arranjo (g). Dessa forma, nesta análise, a obtenção do fator de ocupação ocorreu por meio da variação da largura da fita do dipolo (w), mantendo-se fixos os demais parâmetros das FSS.

A Figura 5.9 representa uma FSS cujas dimensões físicas são: $p = 10$ mm, $d = 7,5$ mm, $w = 0,5$ mm, $h = 0,04$ mm e $g = 2,5$ mm. Essas dimensões físicas resultam em um fator de ocupação (FO) de 7,25 %. Para este caso, a convergência das frequências de ressonância ocorreu para $N = 0,22$.

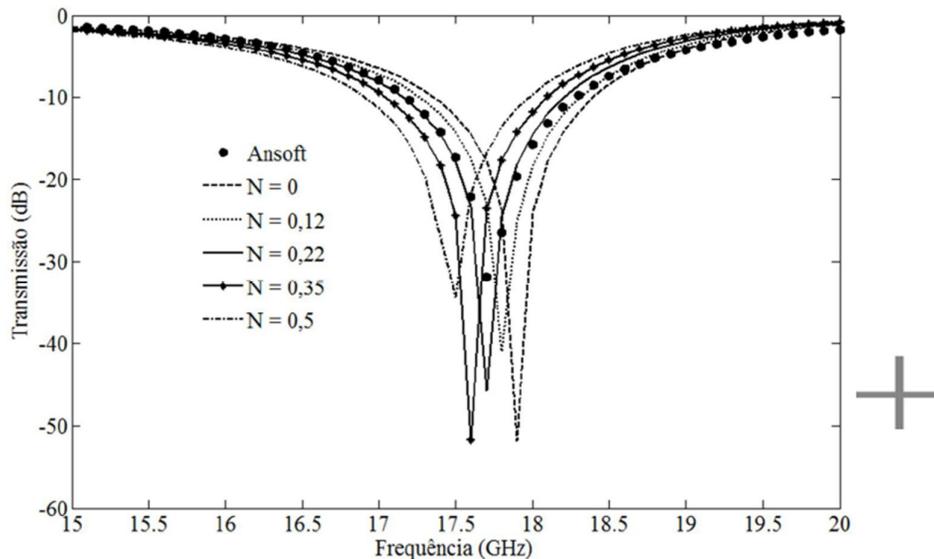


Figura 5.9- A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,75$ e $FO = 7,25$ %.

Com relação à FSS representada na Figura 10, as dimensões físicas são: $p = 18$ mm, $d = 17$ mm, $w = 7$ mm, $h = 1,2$ mm e $g = 1$ mm. Essas dimensões físicas resultam em um fator de ocupação (FO) de 58,33%. Para este caso, a convergência das frequências de ressonância ocorreu para $N = 2,39$.

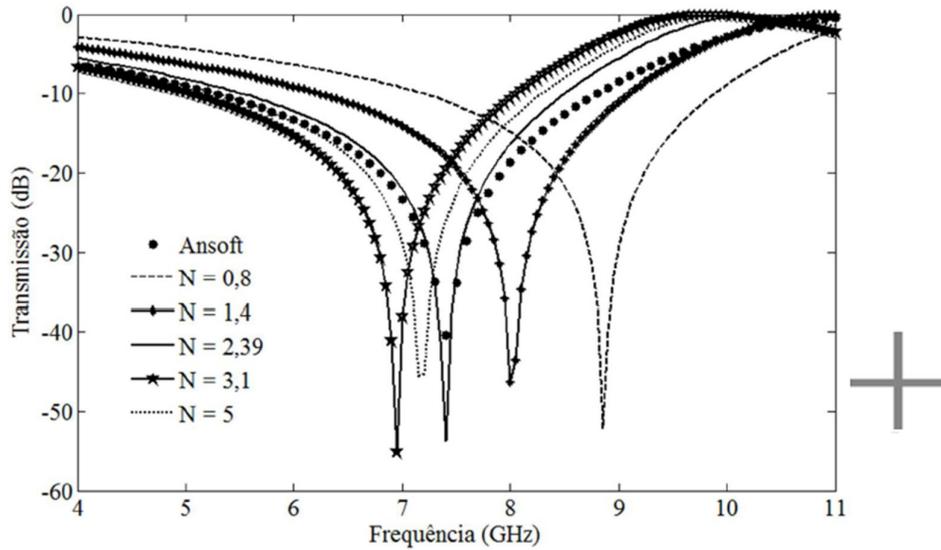


Figura 5.10- A convergência da curva obtida com Ansoft com ajustamento do parâmetro N aplicando o MCE, para $d/p = 0,94$ e $FO = 58,33\%$.

5.3 - Agrupamento dos Dados

Os resultados convergentes obtidos para N foram agrupados em função de d/p . Esses resultados foram plotados em função do fator de ocupação (FO) e da espessura do dielétrico (h).

5.3.1 – Espira Quadrada

Na Figura 5.11, podem ser observadas curvas de N em função de FO , para diversas espessuras de dielétricos e uma razão de d/p igual a 0,9 ($p = 20$ mm, $d = 18$ mm), a largura da fita da espira (w) foi variada de forma a se obter os diferentes valores de FO . Observar-se que as curvas convergem à medida que a espessura do dielétrico aumenta, apresentando um comportamento similar ao de funções quadráticas.

Na Figura 5.12 foram plotados os resultados de N em função da espessura do dielétrico (h), para diferentes valores de FO e uma razão de d/p igual a 0,75. Pode-se observar que as curvas são praticamente as mesmas, não havendo diferença entre elas e com um comportamento de exponencial decrescente.

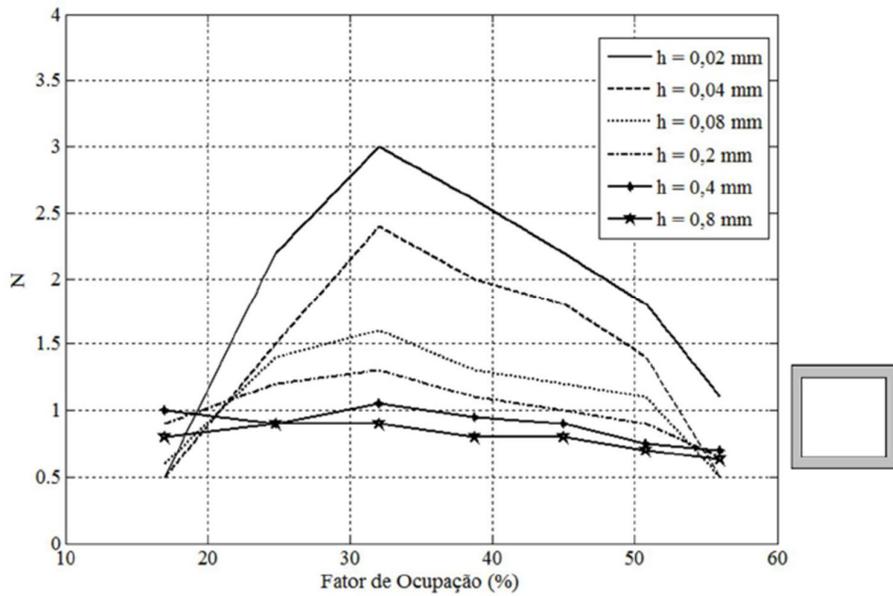


Figura 5.11 – Curvas de N em função de FO , para diferentes valores de h e $d/p = 0,9$.

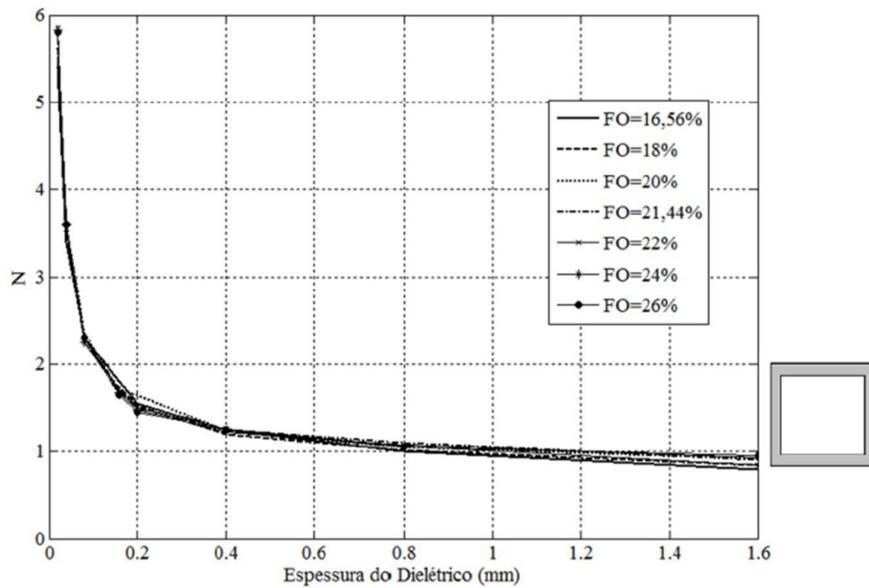


Figura 5.12 – Curvas de N em função de h , para diferentes valores de FO e $d/p = 0,75$.

5.3.2 – Espira Quadrada Dupla

Os resultados convergentes resultantes de N foram agrupados em função de d/p . No caso da espira quadrada dupla, o d da relação d/p se refere ao comprimento da espira externa (d_1). Nesta estrutura, tanto as dimensões de w_1 quanto as de w_2 foram variadas de forma a se obter os diferentes valores de FO . Na Figura 5.13, estão representadas as

curvas de N em função de FO , para diversas espessuras de dielétricos e uma razão de d/p igual a 0,75 ($p = 20$ mm, $d_1 = 15$ mm, $d_2 = 8$ mm).

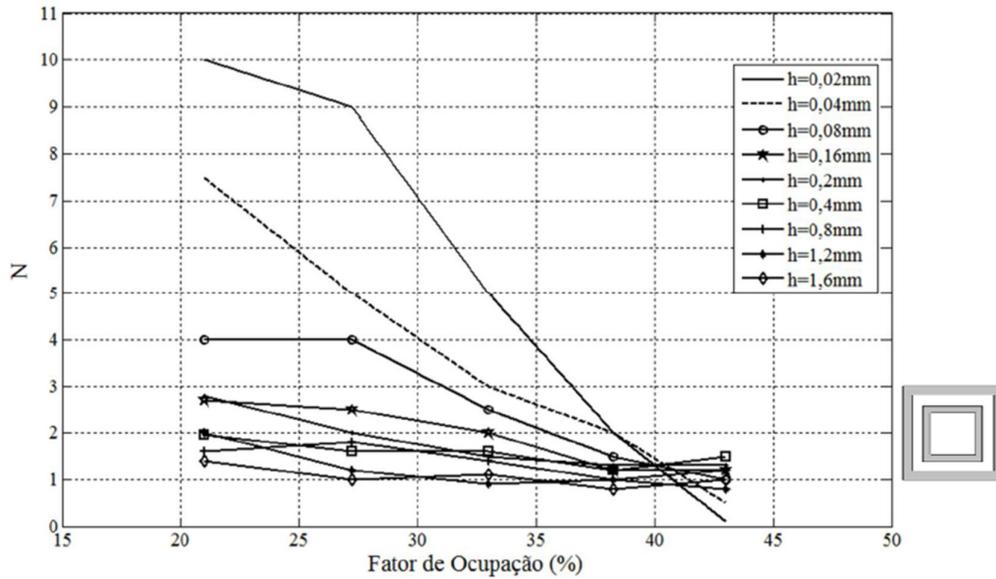


Figura 5.13 – Curvas de N em função de FO , para diferentes valores de h e $d/p = 0,75$.

Na Figura 5.14 foram plotados os resultados de N em função da espessura do dielétrico (h), para diferentes valores de FO e uma razão de d/p igual a 0,87 ($p = 15$ mm, $d_1 = 13$ mm, $d_2 = 9$ mm). Observa-se que as curvas são praticamente as mesmas, havendo pouca diferença entre elas, apresentando um comportamento de exponencial decrescente.

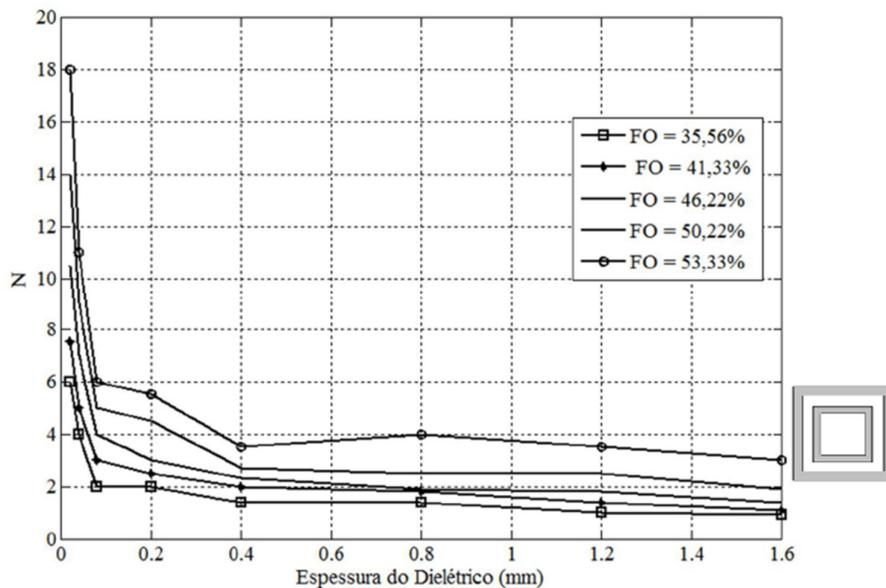


Figura 5.14 – Curvas de N em função de h , para diferentes valores de FO e $d/p = 0,87$.

5.3.3 – Espira Quadrada com Grade

Os resultados convergentes obtidos para N foram agrupados em função de d/p . Esses resultados foram plotados em função de FO e h . A Figura 5.15, representa as curvas de N em função de FO , considerando várias espessuras de dielétricos e uma razão de d/p igual a 0,8 ($p = 12$ mm, $d = 9,6$ mm), a dimensão w_1 , que representa a grade da estrutura, foi mantida fixa, enquanto a dimensão de w_2 , correspondente à largura da fita da espira, foi variada de forma a se obter os diferentes valores de FO .

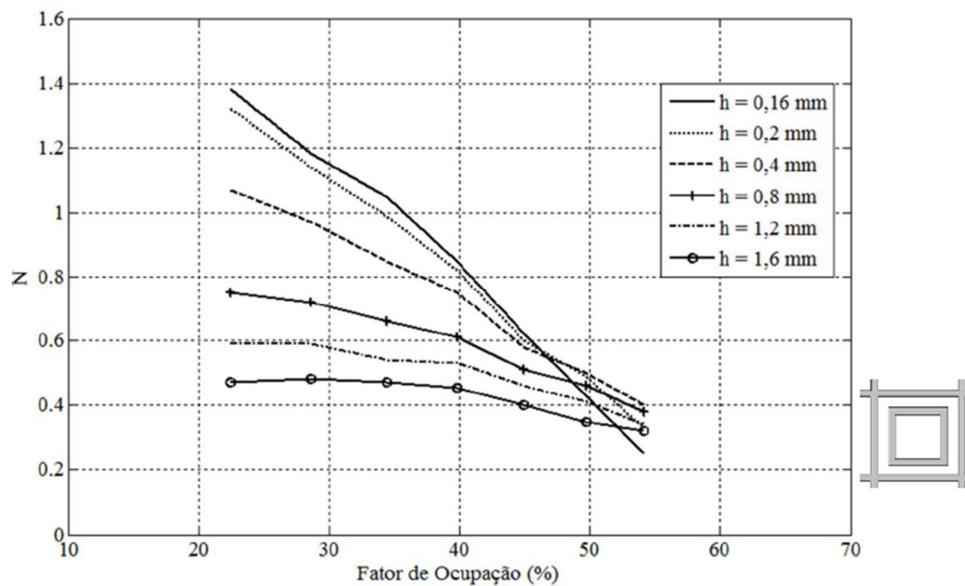


Figura 5.15 – Curvas de N em função de FO , para diferentes valores de h e $d/p = 0,8$.

Na Figura 5.16 foram plotados os resultados de N em função da espessura do dielétrico (h), para diferentes valores de FO e uma razão de d/p igual a 0,75. Observa-se que as curvas apresentam um comportamento similar entre elas, com os valores de N convergindo à medida que a espessura do dielétrico aumenta, observando assim um comportamento de exponencial decrescente, sobretudo para as estruturas com fatores de ocupação mais elevados.

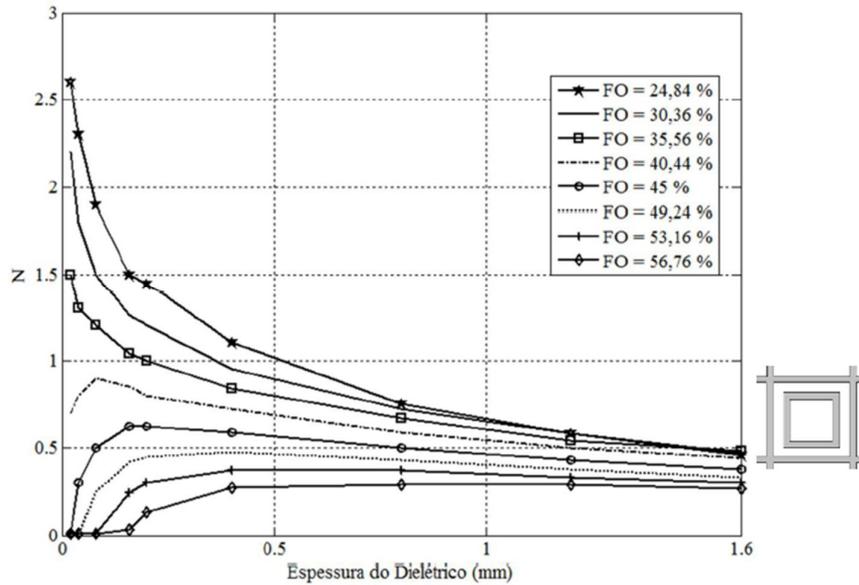


Figura 5.16 – Curvas de N em função de h , para diferentes valores de FO e $d/p = 0,75$.

5.3.4 – Cruz de Jerusalém

Na Figura 5.17, estão representadas as curvas de N em função de FO , para diversas espessuras de dielétricos e uma razão de d/p igual a 0,94, as dimensões de p , d , h e g foram mantidas fixas, enquanto a largura da fita do dipolo w foi variada de modo que foram gerados diferentes valores de FO .

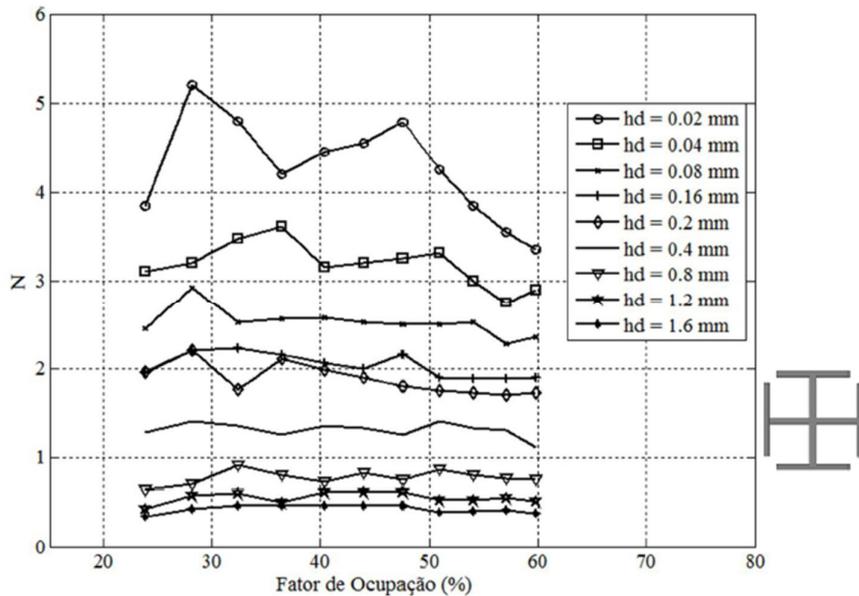


Figura 5.17 – Curvas de N em função de FO , para diferentes valores de hd e $d/p = 0,94$.

Na Figura 5.18, são plotados os resultados de N em função da espessura do dielétrico (h_d), para diferentes valores de FO e uma razão d/p igual a 0,8. Conforme observados nas estruturas anteriores, as curvas de N em função de h convergem à medida que a espessura do dielétrico aumenta, apresentando comportamento similar ao de uma função exponencial decrescente.

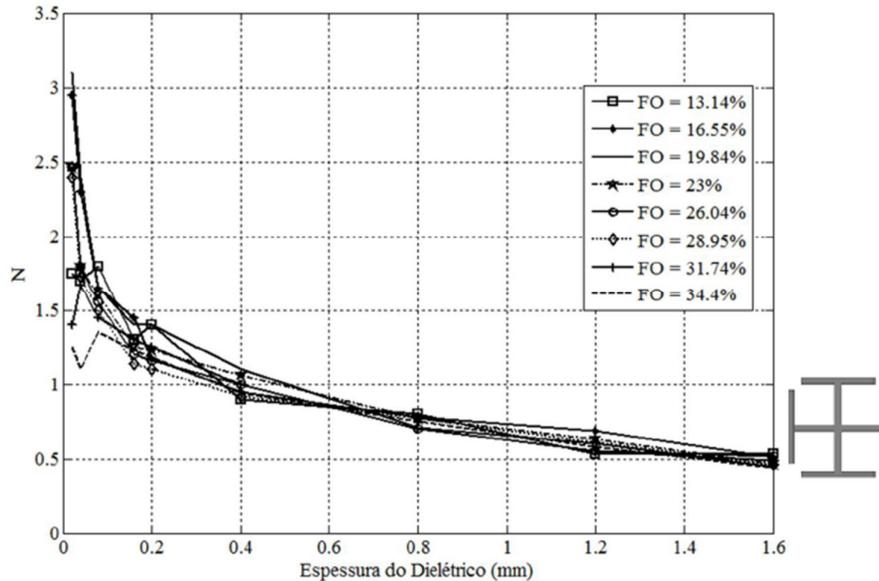


Figura 5.18 – Curvas de N em função de hd , para diferentes valores de FO e $d/p = 0,8$.

5.3.5 – Dipolo Cruzado

A Figura 5.19 representa as curvas de N em função de FO , para diversas espessuras de dielétricos e uma razão de d/p igual a 0,85, as dimensões de p , d , h e g foram mantidas fixas, enquanto a largura do dipolo (w) foi variada para se obter os diferentes valores de FO .

Na Figura 5.20, são plotados os resultados de N em função da espessura do dielétrico (h), para diferentes valores de FO e uma razão de d/p igual a 0,9. Observa-se que as curvas plotadas apresentam um comportamento similar entre elas, com os valores de N convergindo à medida que a espessura do dielétrico aumenta, observando assim um comportamento similar ao de uma função exponencial decrescente.

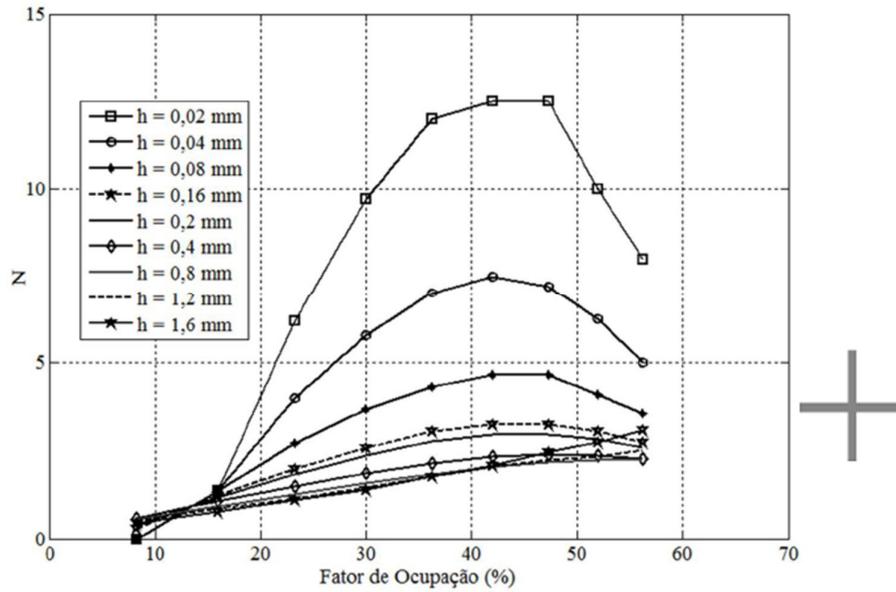


Figura 5.19 – Curvas de N em função de FO , para diferentes valores de h e $d/p = 0,85$.

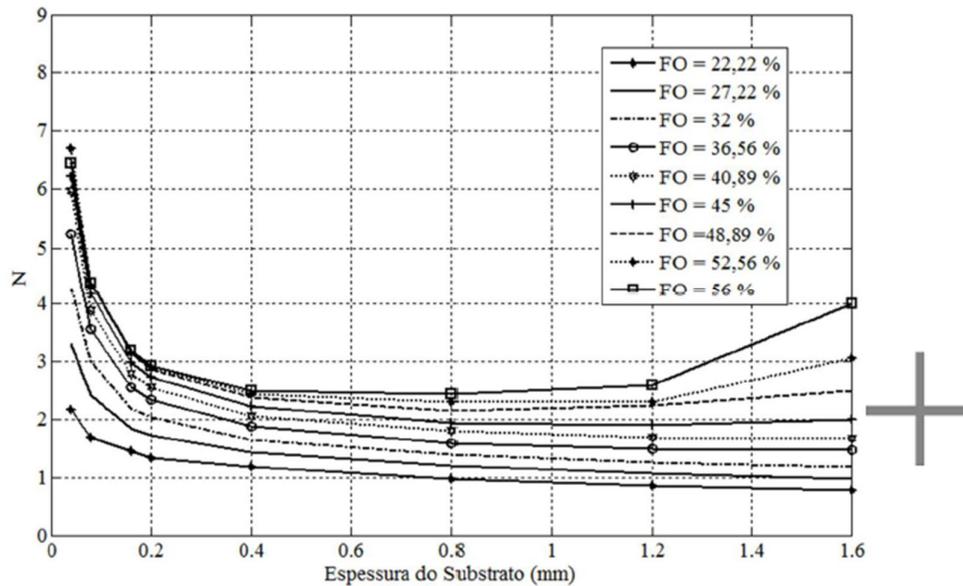


Figura 5.20 – Curvas de N em função de h , para diferentes valores de FO e $d/p = 0,9$.

Depois disso, curvas 3D de N em função de FO e da espessura do dielétrico (h) foram plotadas para diferentes razões de d/p . A obtenção das curvas 3D de N é para que se possa, a partir dessas curvas, analisar o comportamento das mesmas, para a obtenção de um modelo matemático, que generalize o cálculo de N a partir dos parâmetros físicos das estruturas, para cada d/p .

5.4 - Modelagem de FSS com a Aplicação de Equações Algébricas Racionais

Baseado no formato e forma das curvas simuladas foi proposto um modelo algébrico racional que contém 10 parâmetros $(a_1, b_1, \dots, f_1, a_2, b_2, \dots, f_2)$. O modelo é de segundo grau e dado por [59]:

$$H(x, y) = \frac{a_1 x^2 + f_1 x y + b_1 x + d_1 y^2 + e_1 y + c_1}{a_2 x^2 + f_2 x y + b_2 x + d_2 y^2 + e_2 y + c_2} \quad (5.1)$$

No modelo, H é N e as variáveis x e y , são o fator de ocupação (FO) e a espessura do dielétrico (h), respectivamente. A partir de [39], sabe-se que as medidas de H dependem de (FO) e h . Entretanto, observou-se que H também depende de d/p . Por isso, foram modelados diferentes cenários de medições.

A motivação por trás do modelo racional algébrico foi impulsionada por resultados da geometria diferencial [39] no estudo das aproximações de segundo grau dos manifolds. Neste contexto, $H(x, y)$ é uma função de $\mathcal{R}^2 \rightarrow \mathcal{R}$ e assim, pode-se aproximar para uma expressão racional algébrica.

Com o modelo em mãos, os pontos medidos devem ser ajustados a este modelo. Para isto, deve ser definido o erro quadrático médio do modelo ajustado e os pontos medidos com [59]:

$$e(a_1, b_1, \dots, f_1, a_2, b_2, \dots, f_2) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(\hat{H}(x_i, y_i; a_1, b_1, \dots, f_1, a_2, b_2, \dots, f_2) - H_i \right)^2 \quad (5.2)$$

onde a notação $\hat{H}(x_i, y_i; a_1, b_1, \dots, f_1, a_2, b_2, \dots, f_2)$ significa que (5.2) foi avaliada com os parâmetros $(a_1, b_1, \dots, f_1, a_2, b_2, \dots, f_2)$ e H_i é o valor medido de H nos pontos x_i e y_i .

O objetivo é minimizar a função (5.2) com relação a cada parâmetro. Este procedimento irá ajustar o modelo (5.1) para os dados medidos, permitindo assim, fazer previsões para diferentes valores de x_i e y_i . Neste trabalho, foram utilizados algoritmos genéticos para realizar o ajuste dos parâmetros (minimizando (5.2)).

Para minimizar (5.2) utilizaram-se algoritmos genéticos e obtendo os valores dos coeficientes desconhecidos $(a_1, b_1, \dots, f_1, a_2, b_2, \dots, f_2)$. Assim, foram gerados vários modelos algébricos racionais, para cada uma das razões de d/p e que englobam diversas dimensões físicas para projetos de FSS dentro de uma larga faixa de frequências, incluindo todas as geometrias adotadas neste estudo.

Para a obtenção de cada modelo algébrico racional os algoritmos genéticos foram rodados com uma população de 2.000 indivíduos e uma geração com 100.000 indivíduos. Nesta etapa de ajuste dos valores do parâmetro N foi utilizada a ferramenta

optimtool do Matlab para gerar, com a utilização de uma função de *fitness*, os gráficos mostrados nesta seção. De acordo com os resultados obtidos com o modelo acima descrito, observa-se que ocorre boa concordância entre as curvas simuladas e as ajustadas pelo algoritmo genético, demonstrando assim a eficiência e a aplicabilidade da metodologia utilizada.

Os resultados obtidos com a ferramenta *optimtool* apresentados nesta seção foram alcançados utilizando uma função de *fitness* denominada *@regression_error*, associada a uma rotina implementada no Matlab que calcula os coeficientes ($a_1, b_1, \dots, f_1, a_2, b_2, \dots, f_2$) da Equação 5.1, que assim, retorna a solução desta equação, bem como sua representação gráfica, de acordo com o tipo de geometria utilizada nas FSS. A aplicabilidade desta metodologia envolveu cinco tipos diferenciados de geometrias para as células unitárias de superfícies seletivas em frequência, são elas: a espira quadrada, espira quadrada dupla, espira quadrada com grade, cruz de Jerusalém e dipolo cruzado.

Nas subseções abaixo, são ilustradas graficamente as comparações entre resultados obtidos com os valores simuladas do parâmetro N e resultados dos valores ajustados de N pelo algoritmo genético por meio de equações algébricas racionais. Para isto, foram considerados diversos valores de d/p e diferentes espessuras do dielétrico utilizado. Todas as curvas do parâmetro N foram obtidas em função da espessura do dielétrico (h) e do fator de ocupação (FO) da células unitária de cada FSS.

5.4.1 – Espira Quadrada

As Figuras 5.21 e 5.22 mostram as comparações da curva simulada de N com a curva ajustada de N , para $d/p = 0,7$ ($p = 5$ mm, $d = 3,5$ mm) e $d/p = 0,9$ ($p = 20$ mm, $d = 18$ mm), respectivamente. Observa-se, nos dois casos, que houve boa concordância entre a curva dos valores de N simulados e a curva com os valores de N ajustados pelo algoritmo genético.

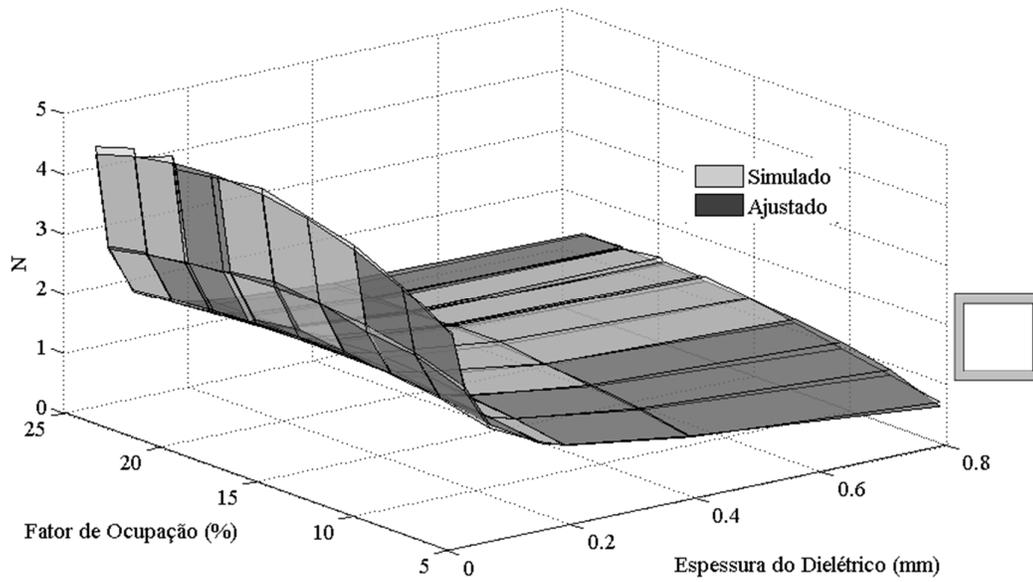


Figura 5.21 – Curva de N em função de FO e h , com $d/p = 0,7$.

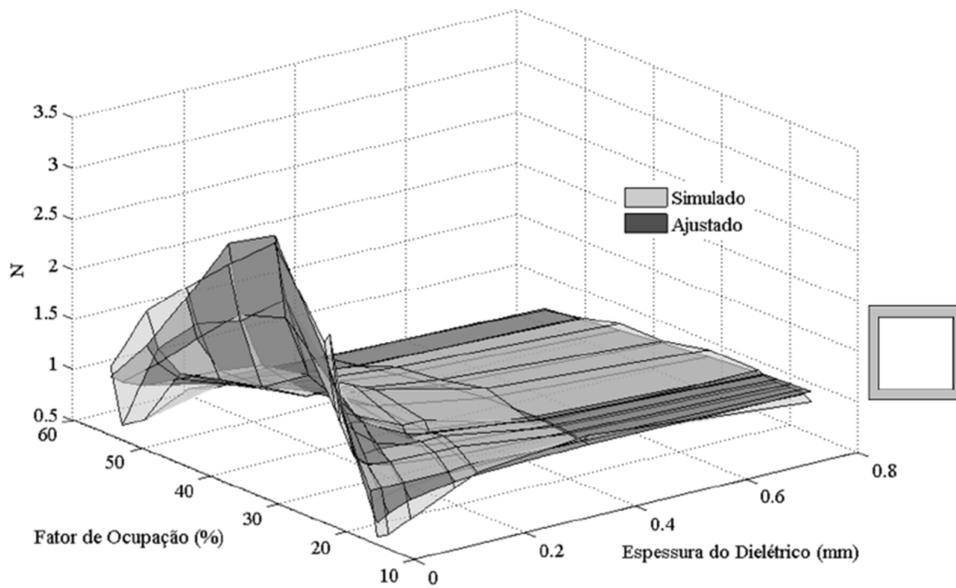


Figura 5.22 – Curva de N em função de FO e h , com $d/p = 0,9$.

5.4.2 – Espira Quadrada Dupla

As figuras 5.23 5.24 ilustram comparações da curva simulada de N com a curva ajustada de N , para $d/p = 0,75$, $d/p = 0,8$ e $d/p = 0,95$, respectivamente. Observa-se que ocorre boa concordância entre as curvas simuladas e as ajustadas pelo algoritmo genético, em ambos os casos.

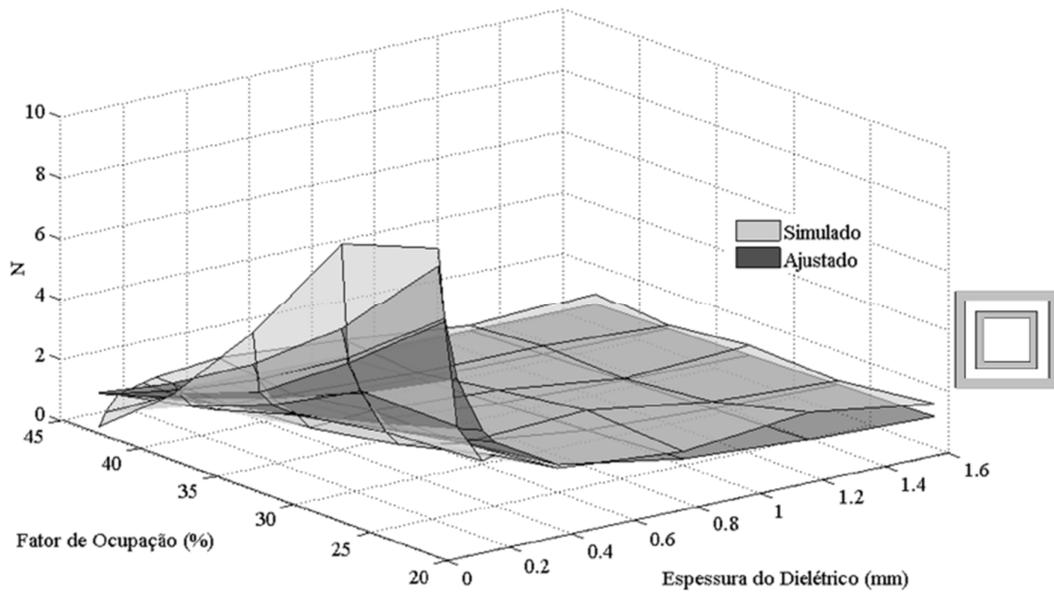


Figura 5.23 – Curva de N em função de FO e h , com $d/p = 0,75$.

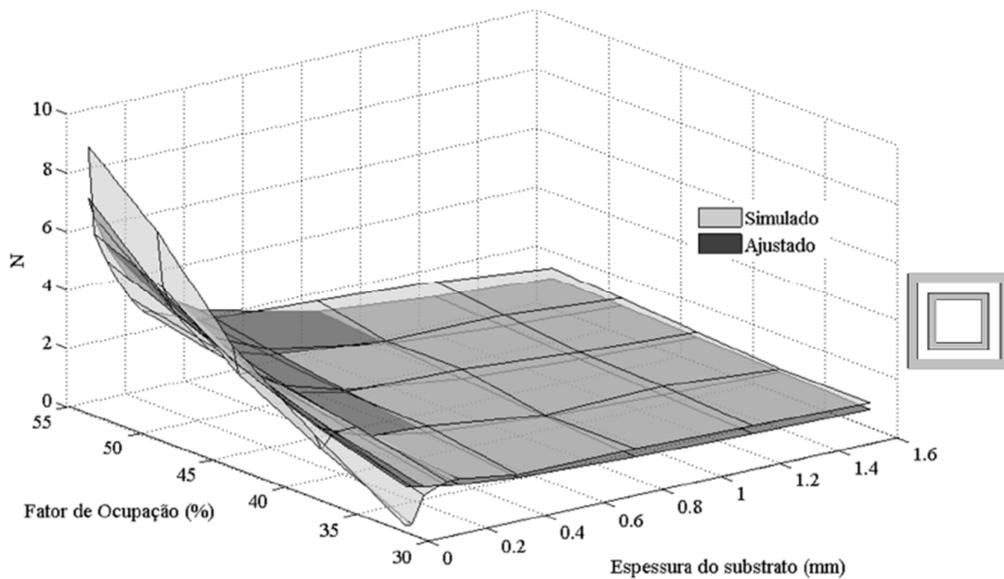


Figura 5.24 – Curva de N em função de FO e h , com $d/p = 0,95$.

5.4.3 – Espira Quadrada com Grade

As Figuras 5.25 e 5.26 ilustram comparações da curva simulada de N com a curva ajustada de N , para $d/p = 0,7$ ($p = 5$ mm, $d = 3,5$ mm) e $d/p = 0,75$ ($p = 10$ mm, $d = 7,5$ mm), respectivamente. Nota-se uma boa concordância entre a curva dos valores simulados de N com a curva com os valores de N ajustados pelo algoritmo genético.

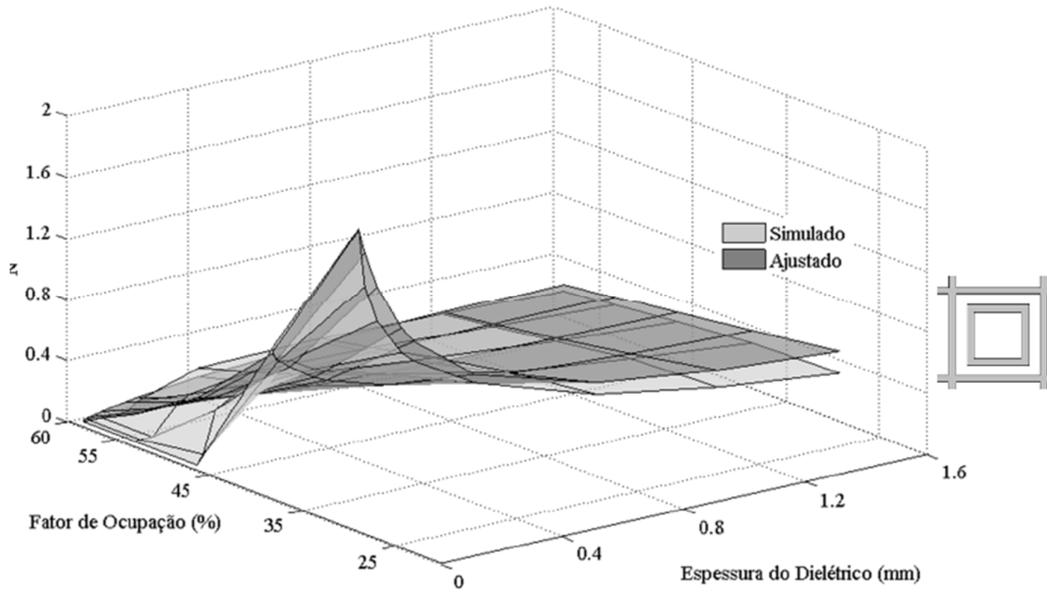


Figura 5.25 – Curva de N em função de FO e h , com $d/p = 0,7$.

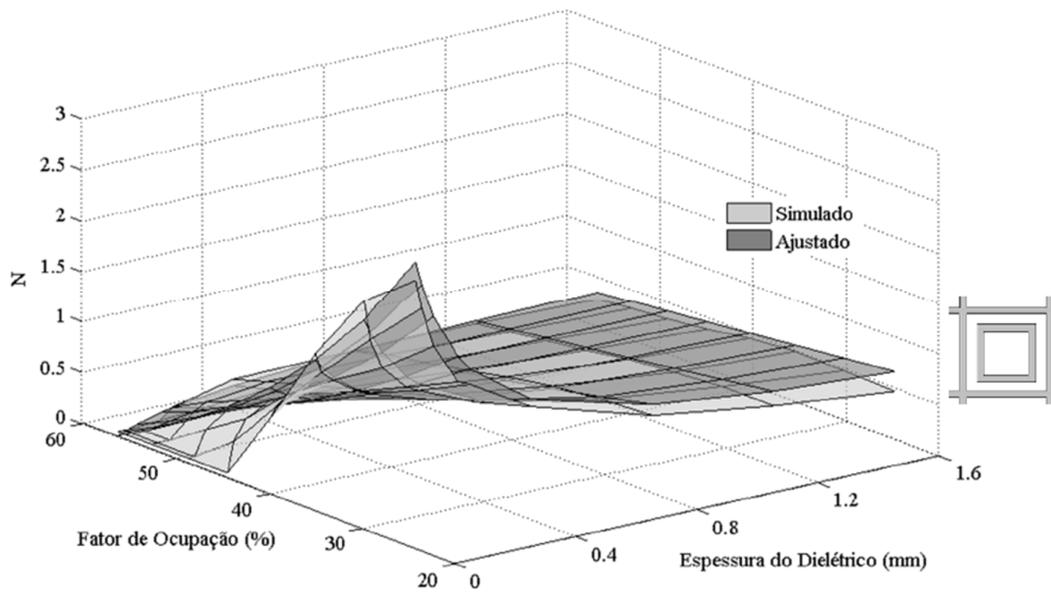


Figura 5.26 – Curva de N em função de FO e h , com $d/p = 0,75$.

5.4.4 – Cruz de Jerusalém

As Figuras 5.27 e 5.28 mostram comparações da curva simulada de N com a curva ajustada de N pelo AG, para $d/p = 0,84$ e $d/p = 0,94$, respectivamente. Nota-se boa concordância entre as curvas simuladas e as ajustadas pelo algoritmo genético.

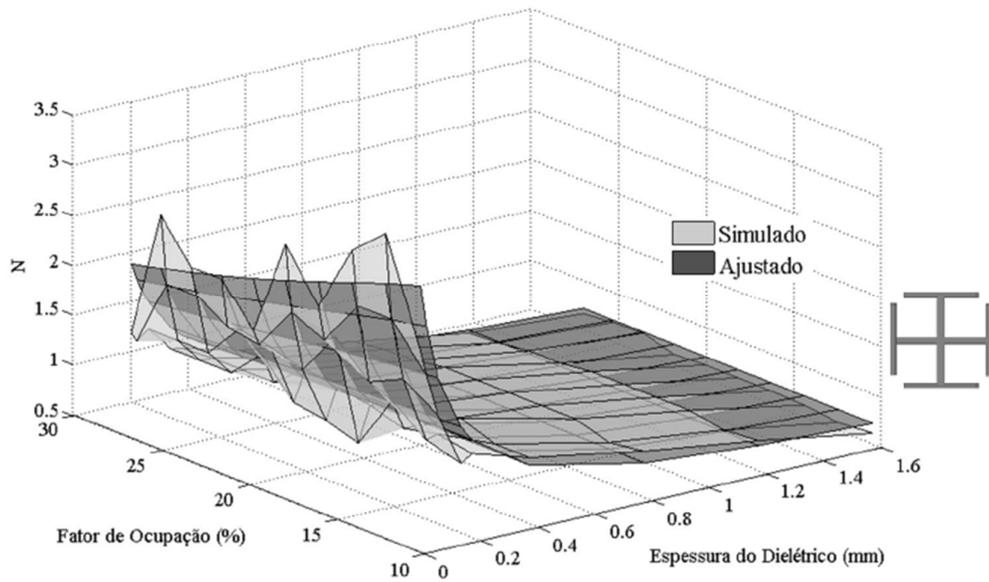


Figura 5.27 – Curva de N em função de FO e hd , com $d/p = 0,84$.

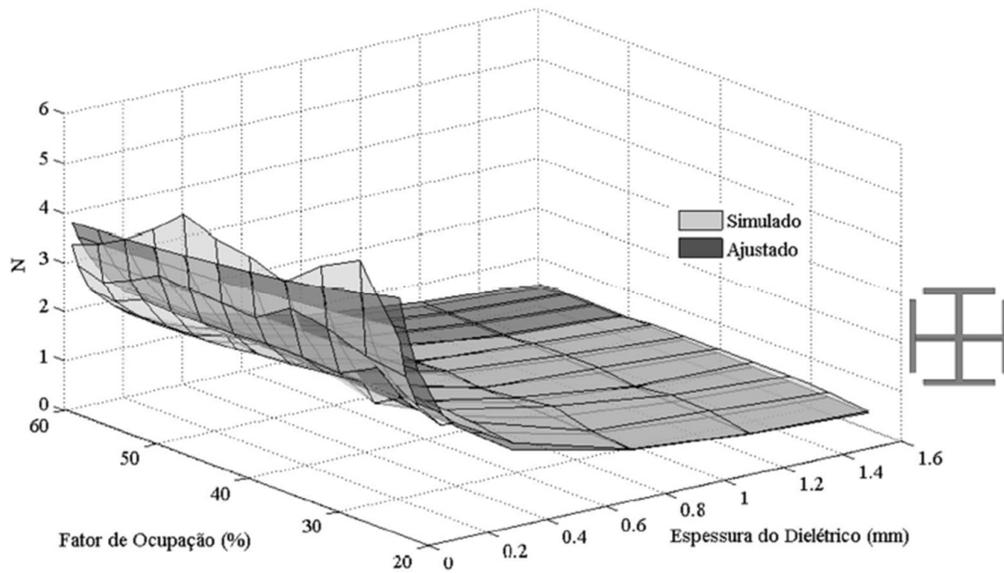


Figura 5.28 – Curva de N em função de FO e hd , com $d/p = 0,94$.

5.4.5 – Dipolo Cruzado

As figuras 5.29 e 5.30 ilustram comparações da curva dos valores simulados de N com a curva dos valores de N ajustados pelo algoritmo genético, para $d/p = 0,8$ e $d/p = 0,75$, respectivamente. Observa-se que ocorre boa concordância entre as curvas simuladas e as ajustadas pelo algoritmo genético.

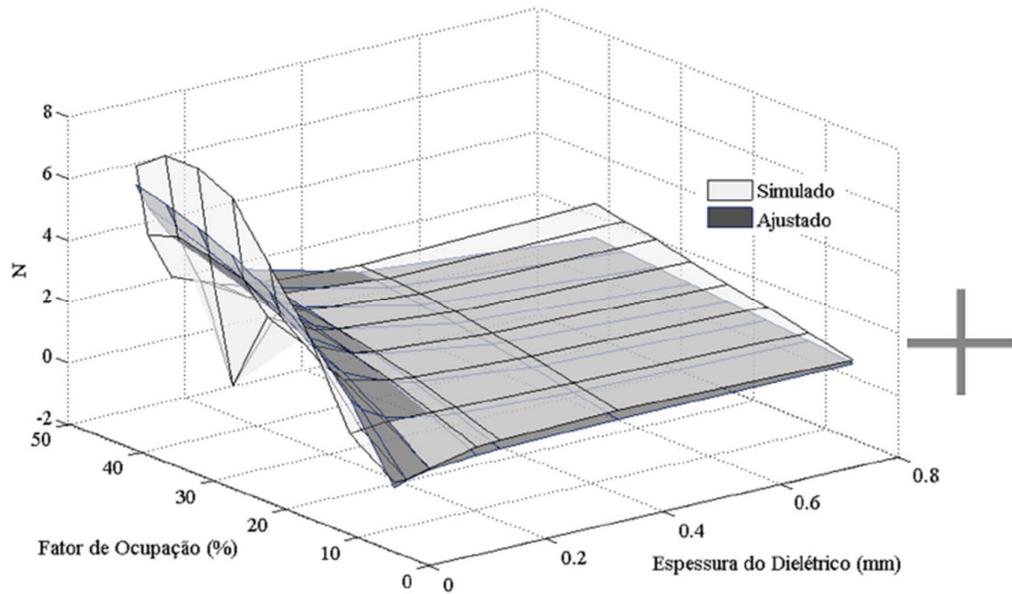


Figura 5.29 – Curva de N em função de FO e h , com $d/p = 0,8$.

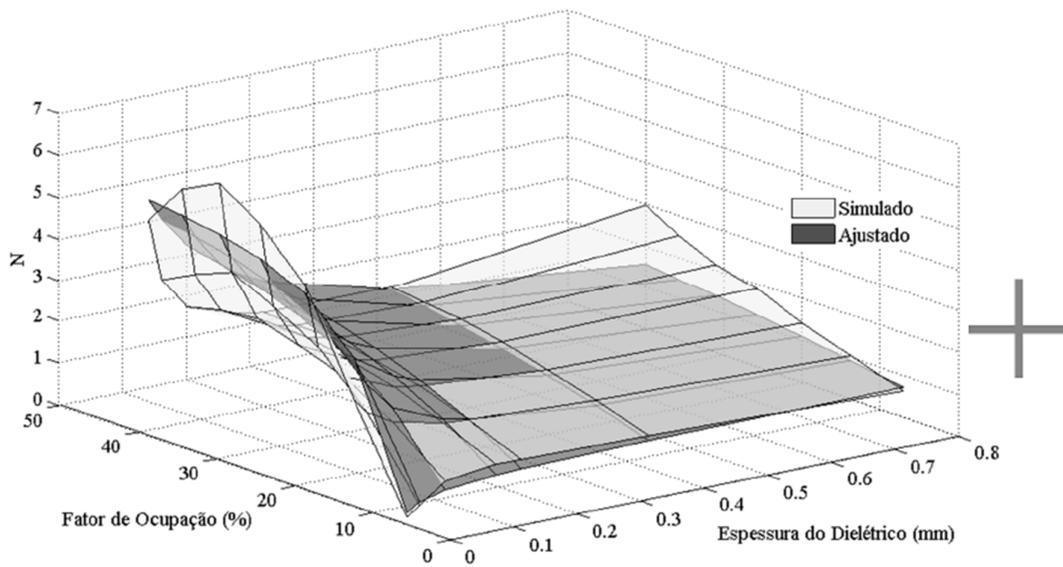


Figura 5.30 – Curva de N em função de FO e h , com $d/p = 0,75$.

A boa concordância entre os resultados apresentados acima demonstram a eficiência e aplicabilidade da metodologia utilizada.

5.4.6 – Validação do Modelo

A validação do modelo apresentado neste capítulo foi realizada por meio da fabricação e medição de três protótipos de superfícies seletivas em frequência com espiras quadradas [60]. Os arranjos foram construídos usando o (FR – 4 epoxy) como

substrato dielétrico, cuja permissividade elétrica é $\epsilon_r = 4,4$. A espessura do substrato (h) varia de acordo com o apresentado na Tabela 5.1. As dimensões físicas dos arranjos das FSS construídas – periodicidade (p), largura da fita das espiras quadradas (w) e comprimento das espiras quadradas (d) – bem como os fatores de ocupação das células metálicas (FO), a relação d/p e as frequências de ressonância (fr) estão apresentadas na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Dimensões físicas e dados utilizados para a fabricação de protótipos de FSS com espiras quadradas.

Arranjo	Dimensões físicas (mm)				Dados		fr (GHz)	N
	p	d	w	h	FO (%)	d/p		
1	20	18	1,40	0,8	23,24	0,90	3,5	0,8832
2	20	15	2,40	1,2	34,16	0,75	6,5	1,0172
3	10	8	1,32	1,6	35,27	0,80	9,5	0,8078

Os resultados comparativos da análise realizada com os arranjos 1, 2 e 3, são ilustrados pelas Figuras 5.31, 5.32 e 5.33, respectivamente. A Figura 5.31, mostra a comparação dos resultados obtidos com simulações realizadas com o *software* Ansoft Designer™, com o método do circuito equivalente (MCE) e com os resultados experimentais. Nesta figura, podem ser observadas diferenças entre os resultados simulados com o *software* e o método do circuito equivalente com os resultados medidos.

Na figura 5.32, são ilustrados os resultados comparativos obtidos para o arranjo 2. As curvas apresentam boa concordância entre os resultados simulados com o *software* e com o método do circuito equivalente com pequenas diferenças entre esses resultados e os resultados medidos.

Na figura 5.33, são ilustrados os resultados comparativos referentes ao arranjo 3. Esta figura mostra que houve boa concordância entre os resultados simulados com o ansoft e com o método do circuito equivalente embora, pequenas diferenças entre esses resultados e os medidos possam ser observadas. Nos três casos analisados as diferenças observadas entre os resultados simulados e medidos podem estar relacionadas às características do substrato dielétrico utilizado que apresentou variação nas especificações da espessura.

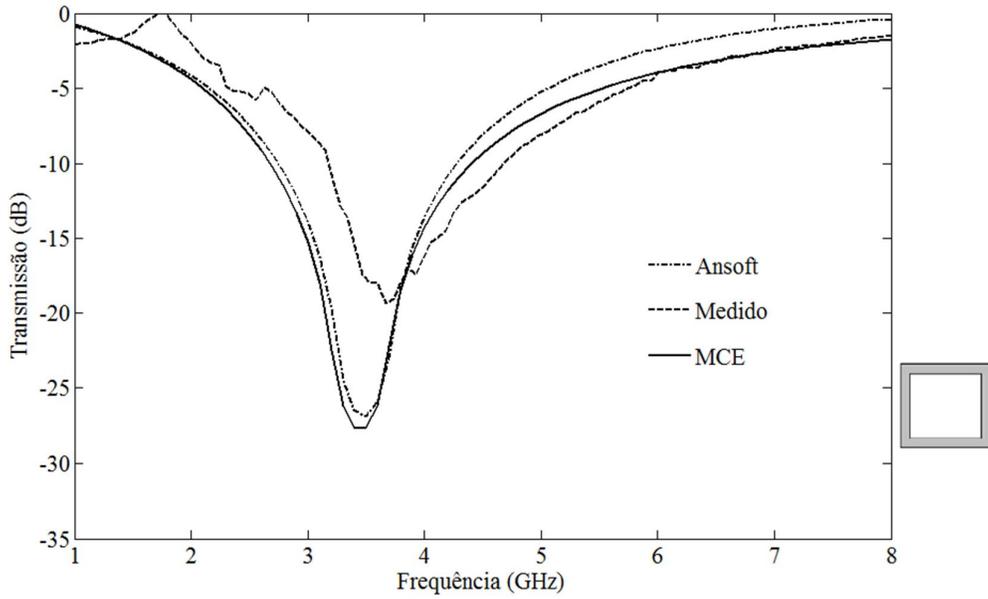


Figura 5.31 – Comparação dos resultados simulados e medidos do Arranjo 1 de uma FSS com espira quadrada.

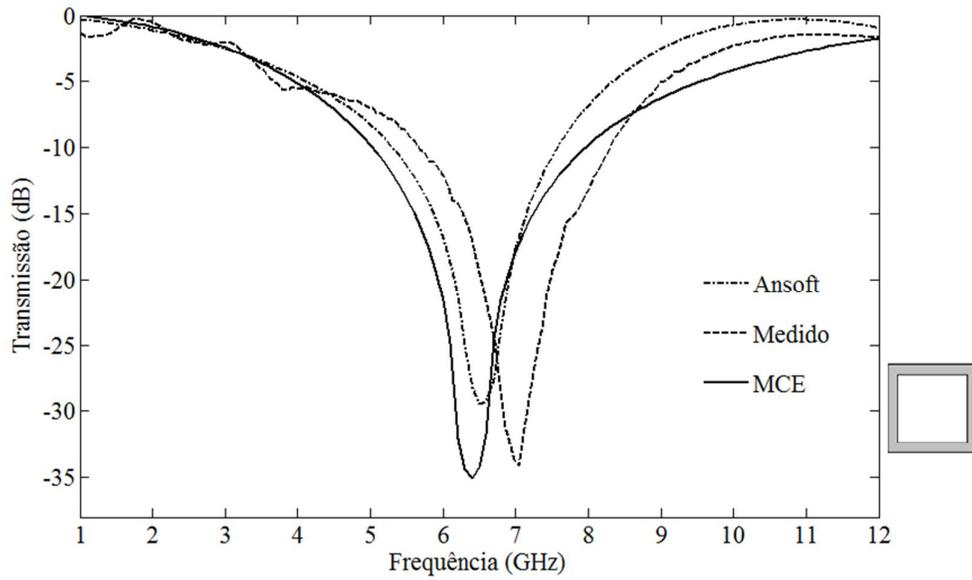


Figura 5.32 – Comparação dos resultados simulados e medidos do Arranjo 2 de uma FSS com espira quadrada.

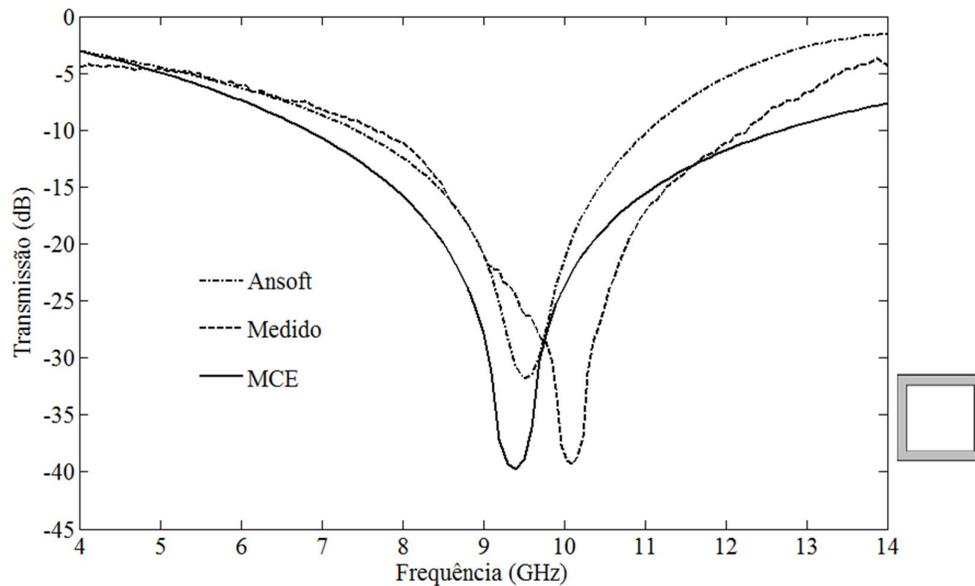


Figura 5.33 – Comparação dos resultados simulados e medidos do Arranjo 3 de uma FSS com espira quadrada.

5.5 – Síntese do Capítulo

Neste capítulo, foi proposta uma técnica de determinação do parâmetro N para FSS com diferentes geometrias da célula unitária, cuja metodologia se baseia em algoritmos genéticos e geometria diferencial para a definição de modelos algébricos racionais que determinem valores mais exatos de N . Inicialmente, foi mostrado como os dados utilizados neste estudo foram obtidos levando em consideração os diferentes tipos de FSS. Em seguida, destacou-se o agrupamento destes dados em função do fator de ocupação da célula e da espessura do dielétrico. Foi descrita a modelagem das estruturas através de equações algébricas racionais, seguida de comparações realizadas entre os valores de N obtidos por simulações com o método do circuito equivalente e os valores de N alcançados com algoritmos genéticos. Por fim, foram apresentados resultados medidos de FSS com espira quadrada para a validação do modelo aplicado nesta análise.

Capítulo 6

Resultados do Método Híbrido

6.1 - Introdução

Neste capítulo são apresentadas estruturas projetadas usando o método híbrido proposto. São obtidos os parâmetros físicos de FSS, para diferentes tipos de geometrias, a partir de funções de *fitness* propostas. As características de transmissão para as estruturas projetadas são obtidas com o método do circuito equivalente e são comparados a resultados obtidos com o *software* comercial Ansoft DesignerTM com a finalidade de validar os mesmos.

Para os casos das FSS projetadas, algumas apresentam respostas do tipo banda única (*single band*) e outras do tipo banda dupla (*dual band*), o que é definido de acordo com o tipo de geometria da célula unitária. Para efeito comparativo são considerados parâmetros importantes para os filtros, tais como: a frequência de ressonância e as frequências de corte inferior e superior (f_{c_i} e f_{c_s}) obtidas em (-10 dB) de cada banda das diferentes estruturas.

Inicialmente, para cada tipo de geometria da célula unitária das FSS foram definidos valores ótimos do parâmetro N , que foram aplicados para convergir as frequências de ressonância das estruturas, conforme descrito nos capítulos 3 e 5, considerando-se o fator de ocupação (FO) da célula unitária e a espessura do substrato dielétrico (h). A partir dos valores ótimos de N foram calculados valores médios deste parâmetro para cada espessura do substrato, os quais foram utilizados para cálculo das características de transmissão da FSS projetada, com a finalidade de definir as frequências de corte das estruturas.

A partir das frequências de corte obtidas das FSS projetadas, a função de *fitness* calcula a diferença ou o erro (e) ocorrido entre estas frequências e as desejadas. Esse procedimento continua até que o erro fique abaixo de um valor aceitável e os parâmetros físicos então são determinados, nesse ponto.

Por fim, foram projetadas e medidas quatro superfícies seletivas em frequência com espira quadrada dupla, espira quadrada com grade, cruz de Jerusalém e dipolo cruzado, com a finalidade de validar o método híbrido proposto neste estudo.

6.2 – Função de *Fitness*

A função de *fitness* utilizada na síntese de superfícies seletivas em frequência com as geometrias citadas anteriormente é definida pela fórmula geral representada pela Equação (6.1). A ferramenta de algoritmo genético do *software* Matlab™ versão R2008a foi utilizada. Nessa ferramenta são definidos os cromossomos do algoritmo - que são os parâmetros físicos das FSS (p , d , w) e os demais os parâmetros de entrada da função, tais como a faixa de frequências (frequências inicial e final), o tipo do substrato (ϵ_r), a espessura do substrato (h), o valor médio de N (N_{med}) e os limites das frequências de corte inferior e superior (fc_i e fc_s) das FSS - com uma ou duas bandas de frequências -(D10).

$$e = e + we * abs\{[t * (iD10) + 10]\} \quad (6.1)$$

Na Equação (6.1), os termos são definidos da seguinte forma:

- e : é termo que representa o erro ocorrido entre as frequências de corte (fc_i e fc_s) obtidas a partir dos parâmetros físicos utilizados e as frequências desejadas.
- $iD10$: é termo que representa o espaço de busca do algoritmo genético. Este espaço de busca compreende os limites das frequências de corte superior e inferior (fc_i e fc_s) das FSS, sejam elas de uma ou duas bandas de frequências, ou seja, os valores das frequências de corte definidas para um limiar de (- 10 dB) dentro de uma faixa de frequências total (frequência inicial a frequência final). Em resumo, este termo define os limites das larguras de banda (BW) das superfícies seletivas em frequência.
- we : é o termo que se refere ao *peso* a ser atribuído à função. Quando se tratar de FSS com duas bandas de operação os valores atribuídos ao *peso* podem ser diferentes, ou seja, dependendo de qual das bandas deseja obter valores mais precisos para as frequências de corte, deverá ser atribuído um valor maior para we em relação à outra banda de operação ou banda de frequência.
- t : é o termo da função que define a modelagem da FSS em análise. Trata-se de uma rotina implementada no Matlab™ que modela o tipo de geometria da estrutura analisada utilizando o método do circuito

equivalente (MCE). Esta rotina é executada pela rotina do algoritmo genético que calcula o erro (e) e ambas devem estar salvas no mesmo diretório de um computador. O tempo de execução do algoritmo é muito rápido e não requer muito esforço computacional, devido ao método de análise utilizado (MCE).

A Figura 6.1 ilustra um exemplo de resposta em frequência de uma FSS simulada com parâmetros de síntese fornecidos pelo algoritmo genético. As curvas da figura representam os parâmetros de síntese pretendidos pelo algoritmo genético (“Curva do AG”), parâmetros de referência (“Curva ideal”) e parâmetros de uma FSS projetada partir dos parâmetros de síntese fornecidos pelo algoritmo genético (“Curva real”). Os parâmetros escolhidos para a síntese foram as frequências de corte inferior e superior definidas em (-10 dB).

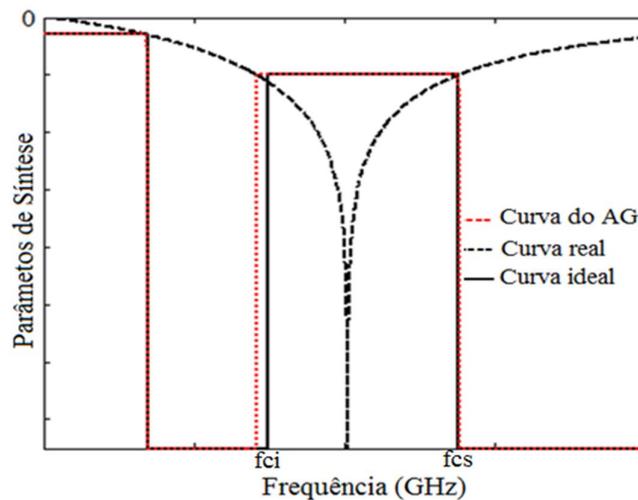


Figura 6.1 – Resposta em frequência obtida com parâmetros fornecidos pelo algoritmo genético.

Nas seções seguintes são mostrados os resultados das análises de FSS realizadas com base na função de *fitness* descrita pela Equação (6.1). Em todos os casos, são comparados resultados obtidos com a função de *fitness*, que utiliza o método do circuito equivalente (MCE) como método de análise, com resultados simulados no Ansoft Designer™. Estas comparações têm como base os limites das frequências de corte (f_{c_i} e f_{c_s}) e frequências de ressonância (f_r) das superfícies seletivas em frequência analisadas. Em todos os casos comparados, a profundidade da curva de transmissão das FSS será considerada para efeito do uso da largura de banda como espaço de busca do algoritmo

genético, para isso, foi estabelecido um limiar de (-10 dB). O parâmetro que define os limites das larguras de banda a partir deste limiar é definido pelo termo $D10$ da Equação (6.1).

6.2.1 – Espira Quadrada

Para a análise das superfícies seletivas em frequência com espira quadrada foram considerados seis arranjos. Na Tabela 6.1 estão descritas informações referentes aos seis arranjos de espiras quadradas analisados, tais como, as dimensões físicas das estruturas - periodicidade (p), comprimento (d), largura da fita da espira (w) e espessura do substrato (h) -, os limites das frequências de corte $D10$ (fc_i e fc_s), o erro calculado pela função de *fitness* Erro (e) e o valor médio de N (N_{med}), utilizado.

Tabela 6.1 – Dados referentes às espiras quadradas simuladas.

Arranjo	Dimensões físicas (mm)				D10 [fc_i, fc_s] GHz		Erro (e)		Nmed
	p	d	w	h	fc_i	fc_s	efc_i	efc_s	
1	5,0	3,50	0,5	0,02	28,6	35,3	0,015	0,0158	4,41
2	10,0	0,75	1,0	0,4	9,95	13,35	0,0087	0,0159	1,20
3	12,0	9,60	0,6	0,8	5,60	7,70	0,0141	0,023	0,88
4	15,0	13,0	1,0	0,8	3,95	5,90	0,00334	0,0194	0,77
5	20,0	18,0	2,50	0,08	4,40	6,65	0,0054	0,0206	1,11
6	20,0	18,0	1,0	0,8	2,55	3,88	0,0137	0,0155	0,82

Para o primeiro arranjo de FSS com espiras quadradas foram atribuídos os pesos $we_1 = 0,01$ para a frequência de corte inferior (fc_i) e $we_2 = 0,01$ para frequência de corte superior (fc_s), definindo assim a faixa de operação ou largura de banda da FSS. Para este arranjo, as diferenças encontradas ou os erros obtidos das respectivas frequências de corte, definidos pela Equação 6.1 foram: $efc_i = 0,0158$ e $efc_s = 0,015$. A Figura 6.2 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 1 da Tabela 6.1.

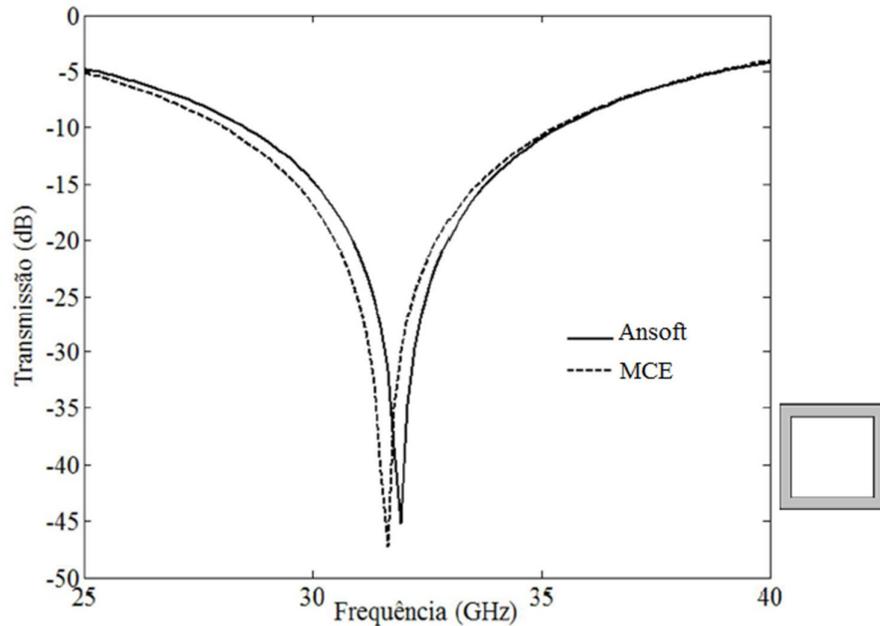


Figura 6.2 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 1 de uma FSS com espira quadrada.

Para o segundo arranjo de FSS com espiras quadradas foram atribuídos os pesos $we_1 = 0,01$ para a frequência de corte inferior (fc_i) e $we_2 = 0,01$ para frequência de corte superior (fc_s), definindo assim a faixa de operação ou largura de banda da FSS representada pelo arranjo 2 da Tabela 6.1. Para este arranjo, as diferenças encontradas ou os erros obtidos das respectivas frequências de corte, definidos pela Equação 6.1 foram: $efc_i = 0,0087$ e $efc_s = 0,0159$. A Figura 6.3 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 2 da Tabela 6.1.

Para o terceiro arranjo de FSS com espiras quadradas foram atribuídos os pesos $we_1 = 0,01$ para a frequência de corte inferior (fc_i) e $we_2 = 0,01$ para frequência de corte superior (fc_s), definindo assim a faixa de operação ou largura de banda da FSS representada pelo arranjo 3 da Tabela 6.1. Para este arranjo, as diferenças encontradas ou os erros obtidos das respectivas frequências de corte, definidos pela Equação 6.1 foram: $efc_i = 0,0141$ e $efc_s = 0,023$. A Figura 6.4 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 3 da Tabela 6.1.

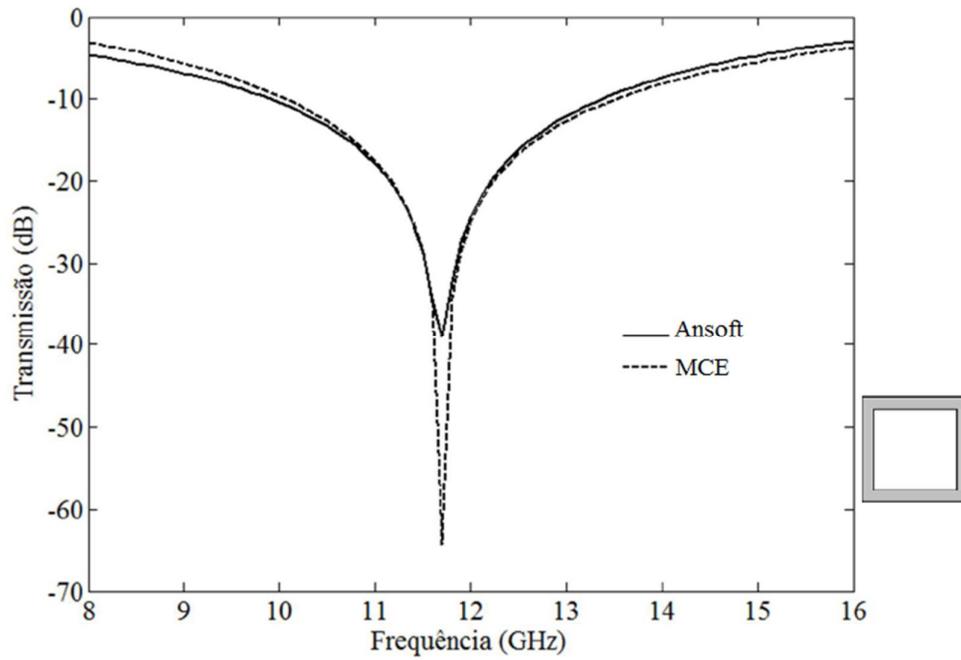


Figura 6.3 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 2 de uma FSS com espira quadrada.

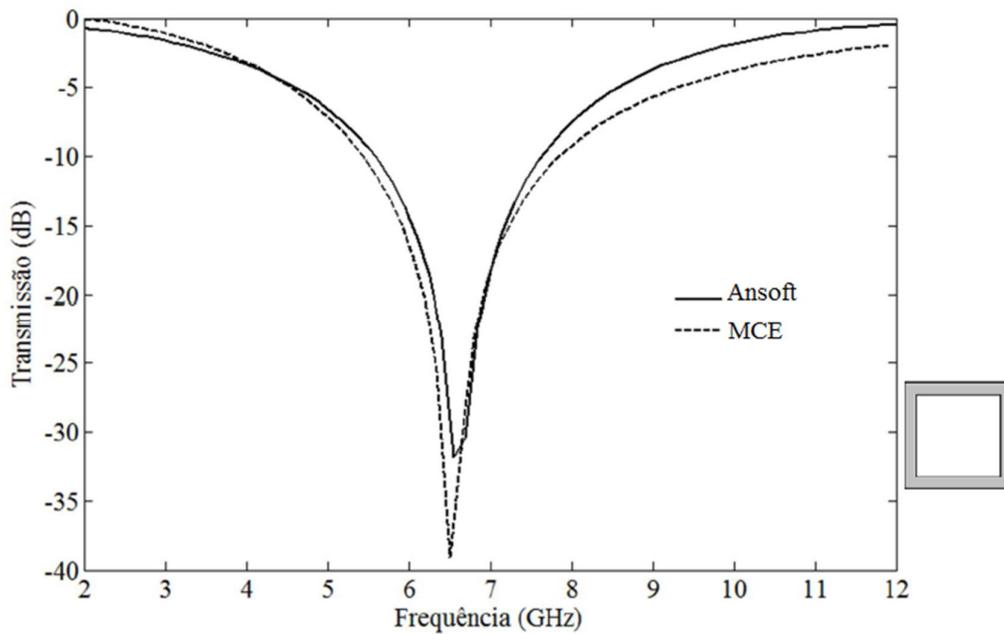


Figura 6.4 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 3 de uma FSS com espira quadrada.

Para o quarto arranjo de FSS com espiras quadradas foram atribuídos os pesos $w_{e1} = 0,01$ para a frequência de corte inferior (f_{c1}) e $w_{e2} = 0,01$ para frequência de corte

superior (fc_s), definindo assim a faixa de operação ou largura de banda da FSS representada pelo arranjo 2 da Tabela 6.1. Para este arranjo, as diferenças encontradas ou os erros obtidos das respectivas frequências de corte, definidos pela Equação 6.1 foram: $efc_i = 0,0034$ e $efc_s = 0,0194$. A Figura 6.5 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 4 da Tabela 6.1.

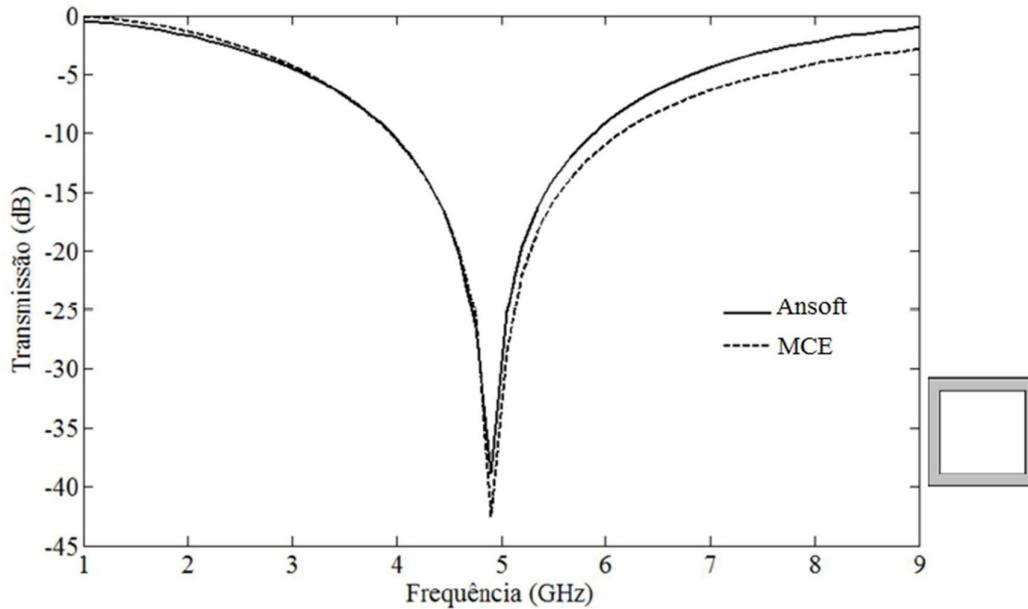


Figura 6.5 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 4 de uma FSS com espira quadrada.

Para o quinto arranjo de FSS com espiras quadradas foram atribuídos os pesos $we_1 = 0,01$ para a frequência de corte inferior (fc_i) e $we_2 = 0,01$ para frequência de corte superior (fc_s), definindo assim a faixa de operação ou largura de banda da FSS representada pelo arranjo 5 da Tabela 6.1. Para este arranjo, as diferenças encontradas ou os erros obtidos das respectivas frequências de corte, definidos pela Equação 6.1 foram: $efc_i = 0,0054$ e $efc_s = 0,0206$. A Figura 6.6 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 5 da Tabela 6.1.

Para o sexto arranjo de FSS com espiras quadradas foram atribuídos os pesos $we_1 = 0,01$ para a frequência de corte inferior (fc_i) e $we_2 = 0,01$ para frequência de corte superior (fc_s), definindo assim a faixa de operação ou largura de banda da FSS representada pelo arranjo 6 da Tabela 6.1. Para este arranjo, as diferenças encontradas ou os erros obtidos das respectivas frequências de corte, definidos pela Equação 6.1

foram: $efc_i = 0,0137$ e $efc_s = 0,0155$. A Figura 6.7 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 6 da Tabela 6.1.

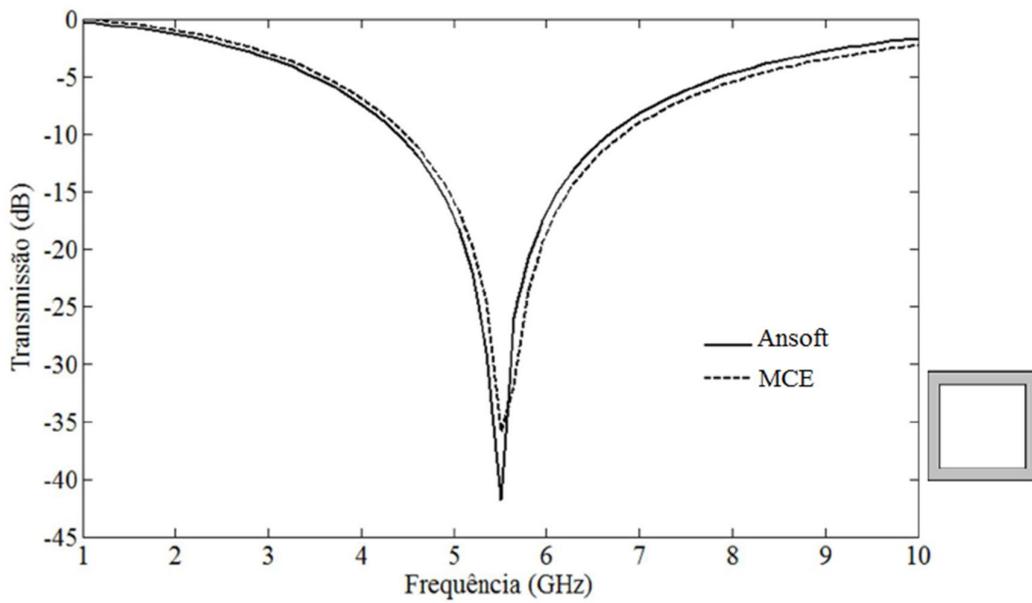


Figura 6.6 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 5 de uma FSS com espira quadrada.

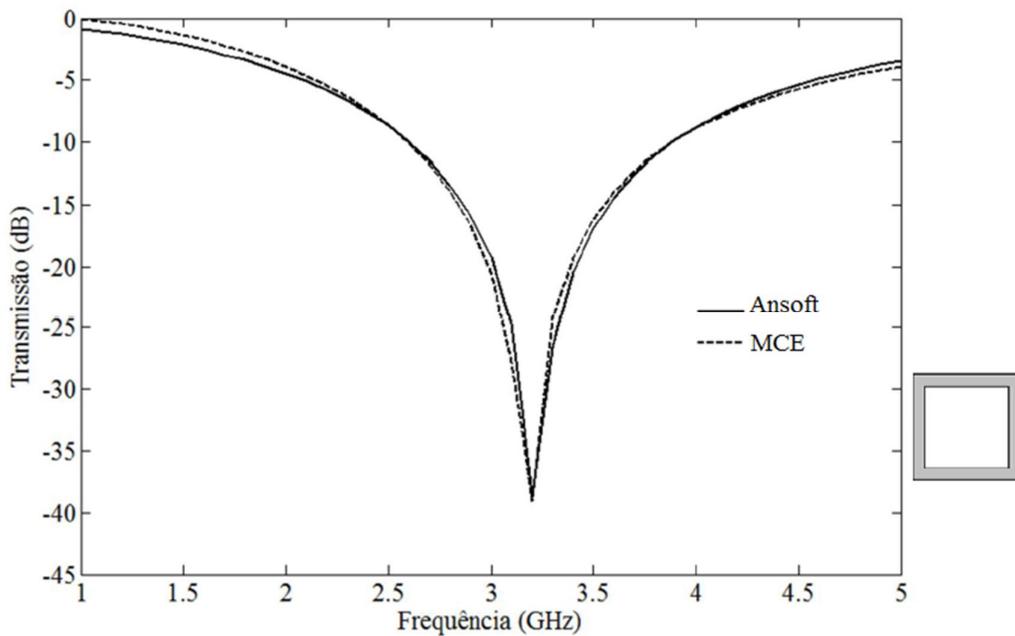


Figura 6.7 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 6 de uma FSS com espira quadrada.

As comparações entre as larguras de banda das FSS com espiras quadradas obtidas com o Ansoft Designer™ e com a função de *fitness* estão descritas na Tabela 6.2. Nesta tabela, a primeira coluna representa o arranjo correspondente às superfícies seletivas em frequência; na segunda coluna estão definidos os valores das larguras de banda das estruturas obtidas com o Ansoft Designer™ e na terceira coluna estão representadas as larguras de banda das FSS obtidas com a função *fitness* definida pela Equação 6.1.

Tabela 6.2 – Comparação entre as larguras de banda obtidas com o Ansoft Designer™ e com a função de *fitness* para espiras quadradas.

Arranjo	BW_Ansoft (GHz)	BW_MCE (GHz)
1	6,70	7,05
2	3,40	3,40
3	2,10	2,35
4	1,95	2,26
5	2,25	2,30
6	1,33	1,31

Na análise realizada nesta tese, o cálculo das larguras de banda obtidas tanto pelo Ansoft quanto pela função de *fitness* se deu pela diferença entre as frequências de corte das FSS. Ou seja, $BW = fc_s - fc_i$. Esta relação será aplicada a todas as FSS, independentemente do tipo de geometria que compõe o elemento da célula unitária do arranjo da estrutura.

6.2.2 – Espira Quadrada com Grade

A análise das superfícies seletivas em frequência com espira quadrada com grade ocorreu de forma semelhante a da espira quadrada, aplicando-se as definições da Equação 6.1. Nesta análise foram considerados seis arranjos de FSS com esta geometria. Na Tabela 6.3 estão descritas informações referentes aos seis arranjos de espiras quadradas com grade, tais como, as dimensões físicas das estruturas - periodicidade (p), comprimento (d), largura da fita da grade (w_1), largura da fita da espira (w_2) e espessura do substrato (h) -, os limites das frequências de corte $D10$ (fc_i e fc_s), o erro calculado pela função de *fitness* Erro (e) e o valor médio de N ($Nmed$), utilizado pela função de *fitness* para a convergência das frequências de ressonância das superfícies seletivas em frequência.

Tabela 6.3 – Dados referentes às espiras quadradas com grade simuladas com a função *fitness* definida pela Equação 6.1.

Arranjo	Dimensões físicas (mm)					D10 [f_{c_i}, f_{c_s}] GHz		Erro (e)		Nmed
	p	d	w_1	w_2	h	f_{c_i}	f_{c_s}	efc_i	efc_s	
1	5,0	3,5	0,5	0,6	0,4	20,65	29,42	0,0217	0,0251	0,46
2	10	7,5	1,0	0,8	0,02	12,1	15,4	0,0045	0,011	0,88
3	12	9,6	1,0	1,25	0,4	7,35	10,55	0,0087	0,0097	0,68
4	15	13	1,5	1,25	0,2	5,15	6,85	0,002	0,0548	0,75
5	20	18	1,5	2,0	1,2	2,95	4,75	0,0132	0,034	0,44
6	10	7,5	1,0	1,0	1,2	8,12	11,3	0,0043	0,0296	0,46

Ao primeiro arranjo de FSS com espiras quadradas com grade foram atribuídos os pesos $w_{e1} = 0,01$ para a frequência de corte inferior e $w_{e2} = 0,01$ para a frequência de corte superior da FSS. Para este arranjo, as diferenças encontradas ou os erros obtidos das respectivas frequências de corte, definidos pela Equação 6.1 foram: $efc_i = 0,0217$ e $efc_s = 0,0251$. A Figura 6.8 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 1 de espira quadrada com grade da Tabela 6.3.

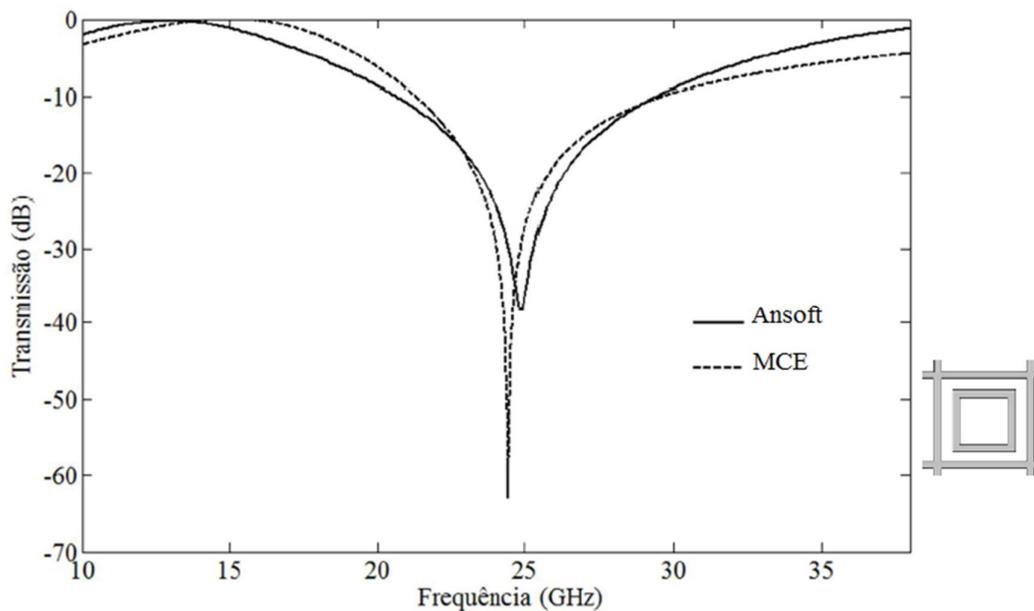


Figura 6.8 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 1 de uma FSS com espira quadrada com grade.

Ao segundo arranjo de FSS com espiras quadradas com grade foram atribuídos os pesos $we_1 = 0,01$ para a frequência de corte inferior e $we_2 = 0,01$ para a frequência de corte superior da FSS. Para este arranjo, as diferenças encontradas ou os erros obtidos das respectivas frequências de corte, definidos pela Equação 6.1 foram: $efc_i = 0,0045$ e $efc_s = 0,011$. A Figura 6.9 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 2 de espira quadrada com grade da Tabela 6.3.

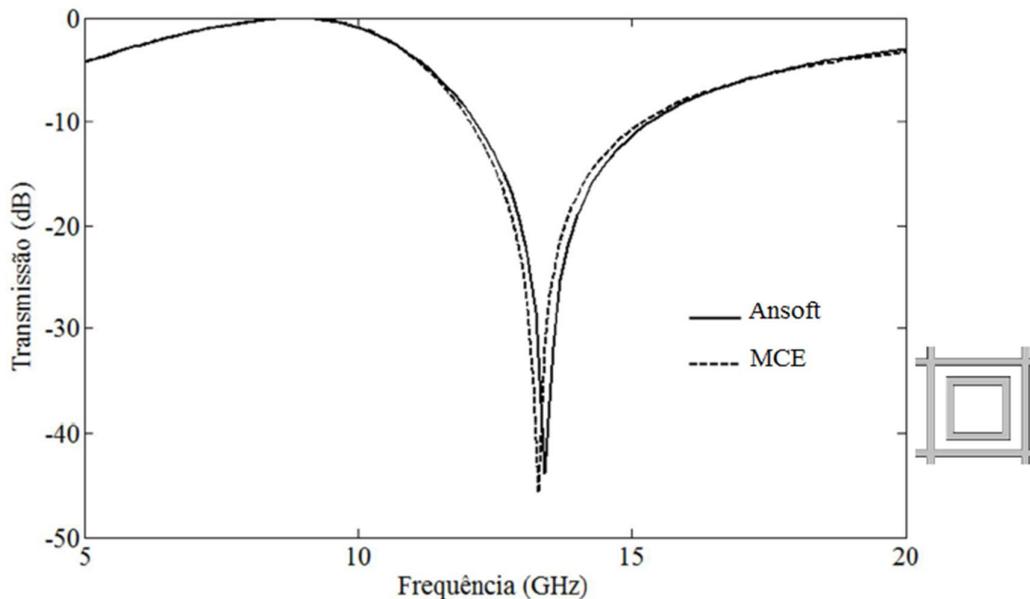


Figura 6.9 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 2 de uma FSS com espira quadrada com grade.

Para o terceiro arranjo de FSS com espiras quadradas com grade foram atribuídos os pesos $we_1 = 0,01$ para a frequência de corte inferior e $we_2 = 0,01$ para a frequência de corte superior da FSS. Para este arranjo, as diferenças encontradas ou os erros obtidos das respectivas frequências de corte, definidos pela Equação 6.1 foram: $efc_i = 0,0087$ e $efc_s = 0,0097$. A Figura 6.10 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 3 de espira quadrada com grade da Tabela 6.3.

Para o quarto arranjo de FSS com espiras quadradas com grade foram atribuídos os pesos $we_1 = 0,01$ para a frequência de corte inferior e $we_2 = 0,01$ para a frequência de corte superior da FSS. Para este arranjo, as diferenças encontradas ou os erros obtidos das respectivas frequências de corte, definidos pela Equação 6.1 foram: $efc_i = 0,002$ e $efc_s = 0,0548$. A Figura 6.11 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 4 de espira quadrada com grade da Tabela 6.3.

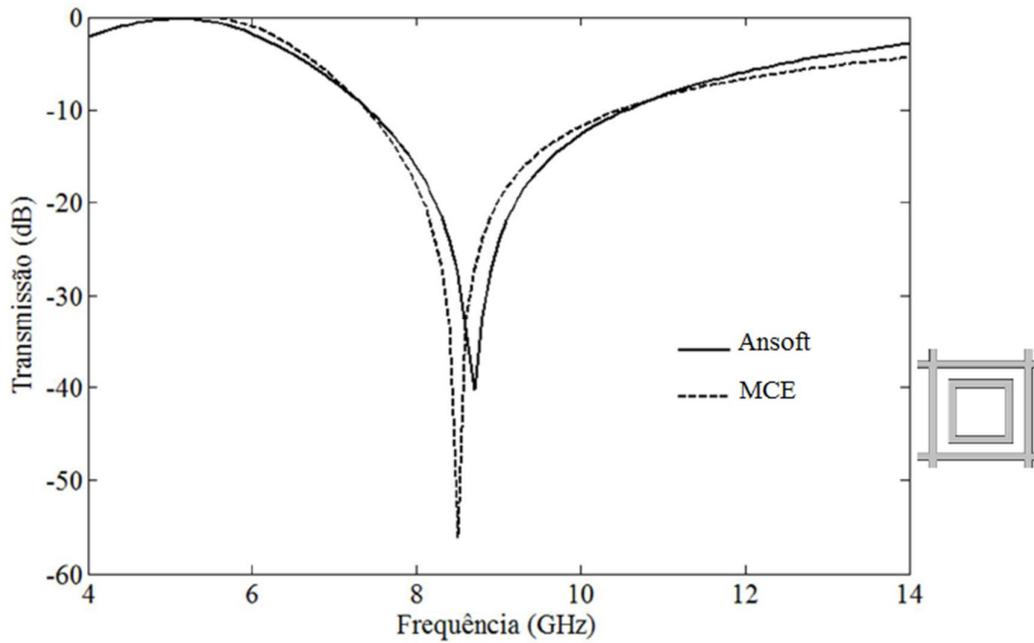


Figura 6.10 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 3 de uma FSS com espira quadrada com grade.

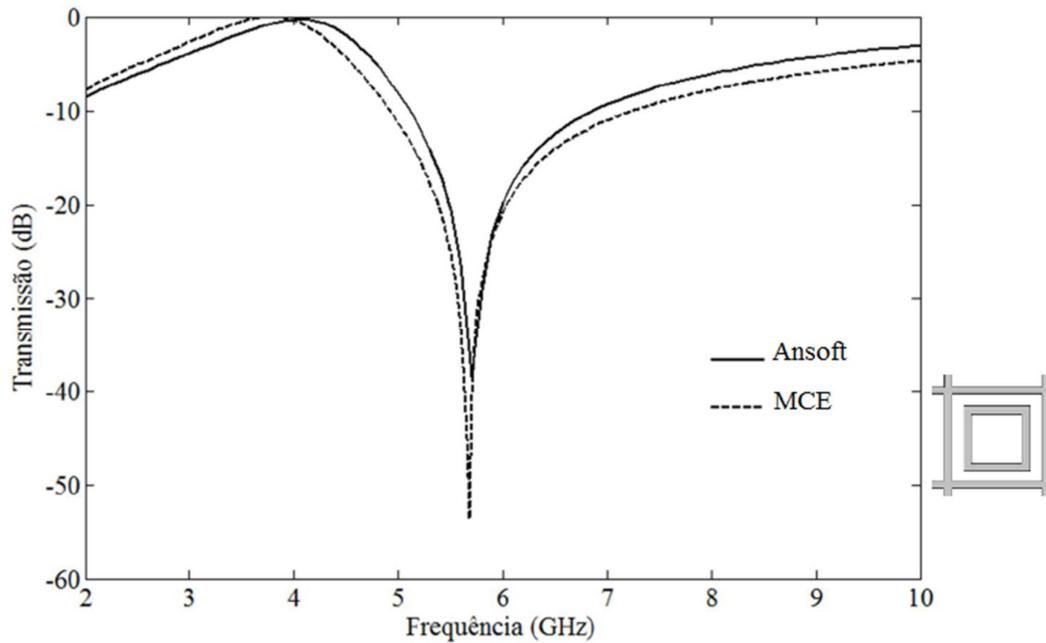


Figura 6.11 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 4 de uma FSS com espira quadrada com grade.

Para o quinto arranjo de FSS com espiras quadradas com grade foram atribuídos os pesos $w_{e1} = 0,01$ para a frequência de corte inferior e $w_{e2} = 0,01$ para a frequência de corte superior da FSS. Para este arranjo, as diferenças encontradas ou os erros obtidos

das respectivas frequências de corte, definidos pela Equação 6.1 foram: $efc_i = 0,0132$ e $efc_s = 0,034$. A Figura 6.12 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 5 de espira quadrada com grade da Tabela 6.3.

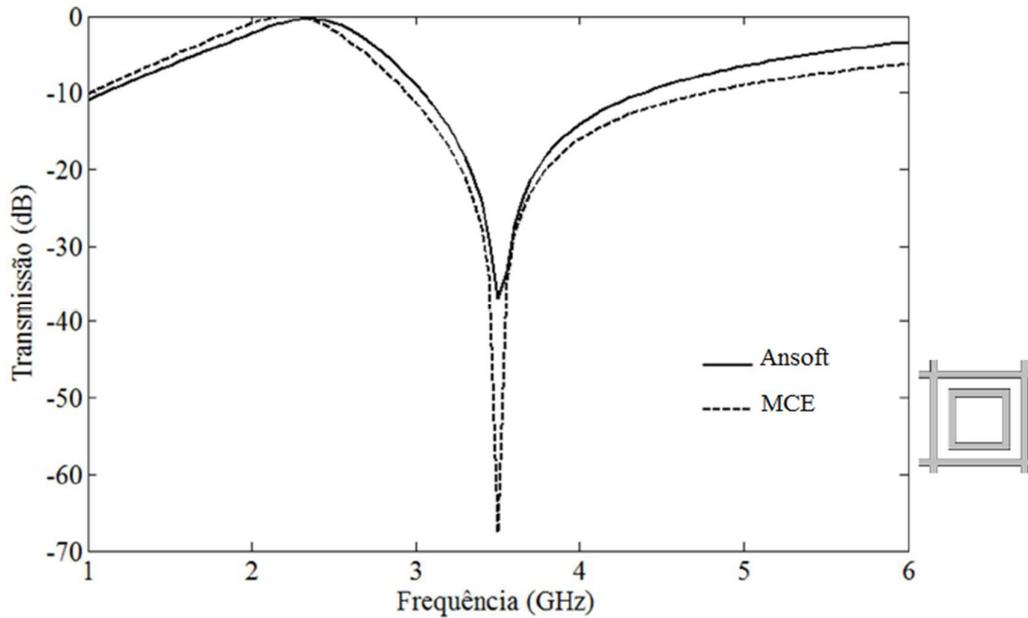


Figura 6.12 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 5 de uma FSS com espira quadrada com grade.

Para o sexto arranjo de FSS com espiras quadradas com grade foram atribuídos os pesos $we_1 = 0,01$ para a frequência de corte inferior e $we_2 = 0,01$ para a frequência de corte superior da FSS. Para este arranjo, as diferenças encontradas ou os erros obtidos das respectivas frequências de corte, definidos pela Equação 6.1 foram: $efc_i = 0,0043$ e $efc_s = 0,0296$. A Figura 6.13 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 6 de espira quadrada com grade da Tabela 6.3.

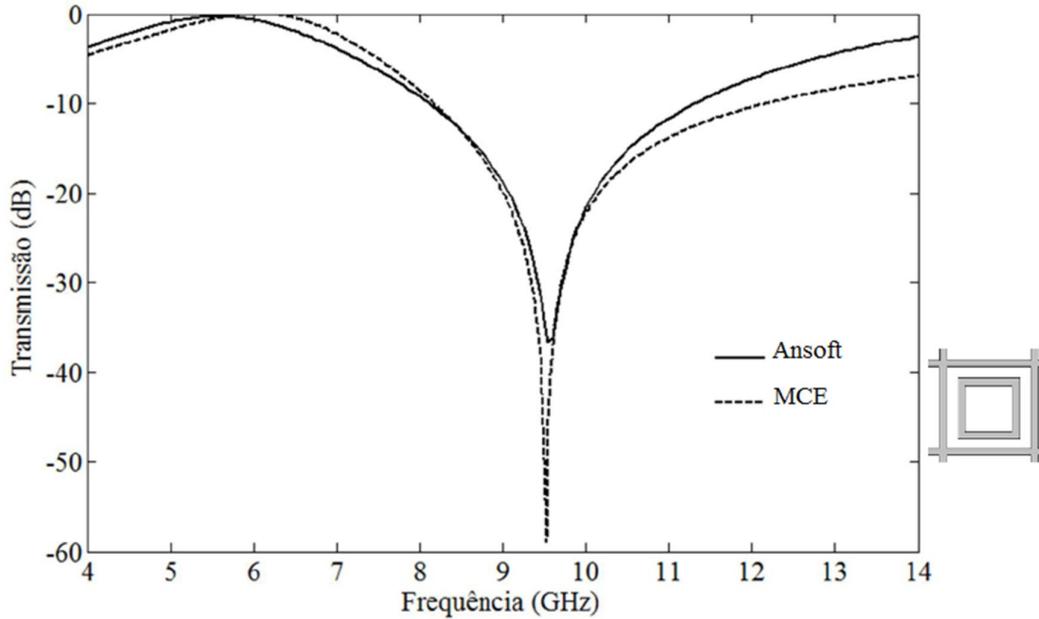


Figura 6.13 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 6 de uma FSS com espira quadrada com grade.

As comparações entre as larguras de banda das FSS com espiras quadradas com grade obtidas com o Ansoft Designer™ e com a função de *fitness* estão descritas na Tabela 6.4. Nesta tabela, a primeira coluna representa o arranjo correspondente às superfícies seletivas em frequência; na segunda coluna estão definidos os valores das larguras de banda das estruturas obtidas com o Ansoft Designer™ e na terceira coluna estão representadas as larguras de banda das FSS obtidas com a função *fitness* definida pela Equação 6.1.

Tabela 6.4 – Comparação entre as larguras de banda obtidas com o Ansoft Designer™ e com a função de *fitness* para espiras quadradas com grade.

Arranjo	<i>BW</i> _Ansoft (GHz)	<i>BW</i> _ MCE (GHz)
1	8,77	8,32
2	3,30	3,10
3	3,18	3,98
4	3,20	3,05
5	1,70	2,30
6	1,34	1,85

6.2.3 – Espira Quadrada Dupla

A análise das superfícies seletivas em frequência com espiras quadradas duplas ocorreu de forma semelhante as das estruturas anteriores, aplicando-se as definições da Equação 6.1. Esta estrutura possui duas bandas de frequências, sendo assim, o termo *DIO* da Equação 6.1 receberá quatro valores, dois para a primeira banda de frequência (BW_1) e dois para a segunda banda (BW_2). Nesta análise foram considerados três arranjos de FSS com esta geometria. Na Tabela 6.5 estão descritas informações referentes aos três arranjos de espiras quadradas duplas, tais como, as dimensões físicas das estruturas – periodicidade (p), comprimento da espira externa (d_1), comprimento da espira interna (d_2), largura da fita espira externa (w_1), largura da fita da espira interna (w_2), os limites das frequências de corte *DIO* [fc_i e fc_s], o erro calculado pela função de *fitness* Erro (e) e o valor médio de N (N_{med}), utilizado pela função de *fitness* para a convergência das frequências de ressonância das superfícies seletivas em frequência.

Tabela 6.5 – Dados referentes às espiras quadradas duplas simuladas com a função *fitness* definida pela Equação 6.1.

Arranjo	Dimensões físicas (mm)					DIO [fc_i, fc_s] GHz				Erro (e)				N_{med}
	p	d_1	d_2	w_1	w_2	BW_1		BW_2		BW_1		BW_2		
						fc_i	fc_s	fc_i	fc_s	efc_i	efc_s	efc_i	efc_s	
1	12	9,6	7,2	0,6	0,6	7,39	9,2	12,02	14,8	0,0386	0,0886	0,0897	0,0901	7,91
2	20	15	8,0	1,5	1,0	3,69	4,97	7,98	10,17	0,0367	0,1002	0,1010	0,1016	1,05
3	20	19	15	1,0	2,0	2,63	3,76	5,7	8,02	0,0222	0,0549	0,0559	0,0562	3,0

Na análise do primeiro arranjo de FSS com espiras quadradas duplas foram atribuídos os pesos para as respectivas bandas de frequências, sendo $we_1 = we_2 = 2$ para as frequências de corte inferior (fc_i) superior (fc_s) da primeira banda de operação (BW_1) e $we_3 = we_4 = 0,01$ para as frequências de corte inferior (fc_i) superior (fc_s) da segunda banda de operação (BW_2). Para este arranjo, os erros obtidos das frequências de corte da primeira banda de operação (BW_1) foram: $efc_i = 0,0386$ e $efc_s = 0,0886$, e para a segunda banda de operação (BW_2) foram: $efc_i = 0,0897$ e $efc_s = 0,0901$. A Figura 6.14 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 1 de espiras quadradas duplas da Tabela

6.5. Neste arranjo foi utilizado o substrato FR - 4 ($\epsilon_r = 4,4$) com espessura ($h = 0,02$ mm).

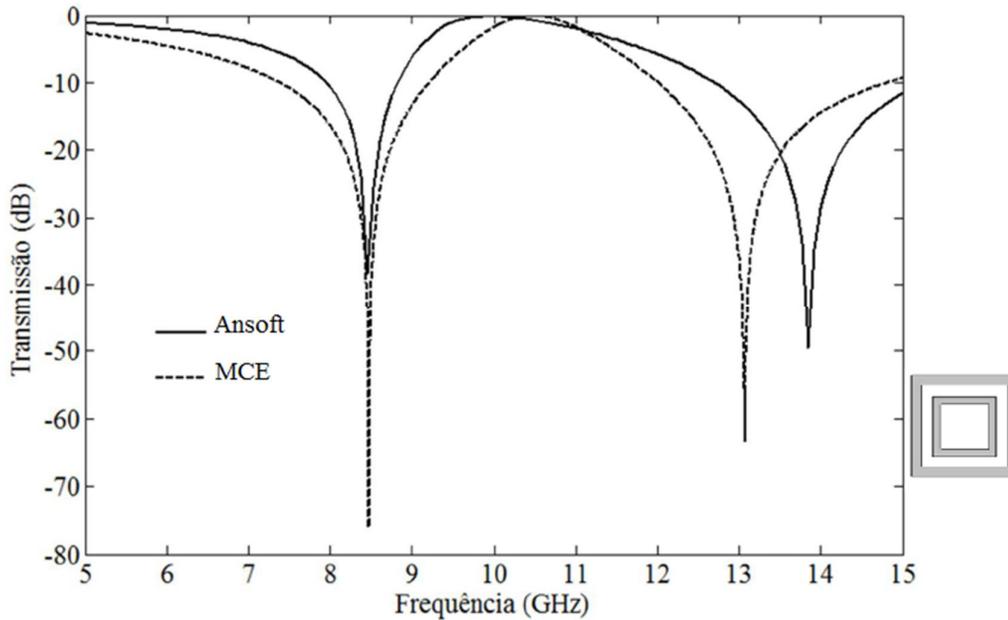


Figura 6.14 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 1 de uma FSS com espira quadrada dupla.

Na análise do segundo arranjo de FSS com espiras quadradas duplas foram atribuídos os pesos para as respectivas bandas de frequências, sendo $we_1 = we_2 = 2$ para as frequências de corte inferior (fc_i) superior (fc_s) da primeira banda de operação (BW_1) e $we_3 = we_4 = 0,01$ para as frequências de corte inferior (fc_i) superior (fc_s) da segunda banda de operação (BW_2). Para este arranjo, os erros obtidos das frequências de corte da primeira banda de operação (BW_1) foram: $efc_i = 0,0367$ e $efc_s = 0,1002$, e para a segunda banda de operação (BW_2) foram: $efc_i = 0,101$ e $efc_s = 0,1016$. A Figura 6.15 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 2 de espiras quadradas duplas da Tabela 6.5. Neste arranjo foi utilizado o substrato FR - 4 ($\epsilon_r = 4,4$) com espessura ($h = 1,6$ mm).

Na análise do terceiro arranjo de FSS com espiras quadradas duplas foram atribuídos os pesos para as respectivas bandas de frequências, sendo $we_1 = we_2 = 1$ para as frequências de corte inferior (fc_i) superior (fc_s) da primeira banda de operação (BW_1) e $we_3 = we_4 = 0,01$ para as frequências de corte inferior (fc_i) superior (fc_s) da segunda banda de operação (BW_2). Para este arranjo, os erros obtidos das frequências de corte da primeira banda de operação (BW_1) foram: $efc_i = 0,0222$ e $efc_s = 0,0549$, e para a segunda banda de operação (BW_2) foram: $efc_i = 0,0559$ e $efc_s = 0,0562$. A Figura 6.16 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 2 de espiras quadradas duplas da Tabela

6.5. Neste arranjo foi utilizado o substrato FR - 4 ($\epsilon_r = 4,4$) com espessura ($h = 0,08$ mm).

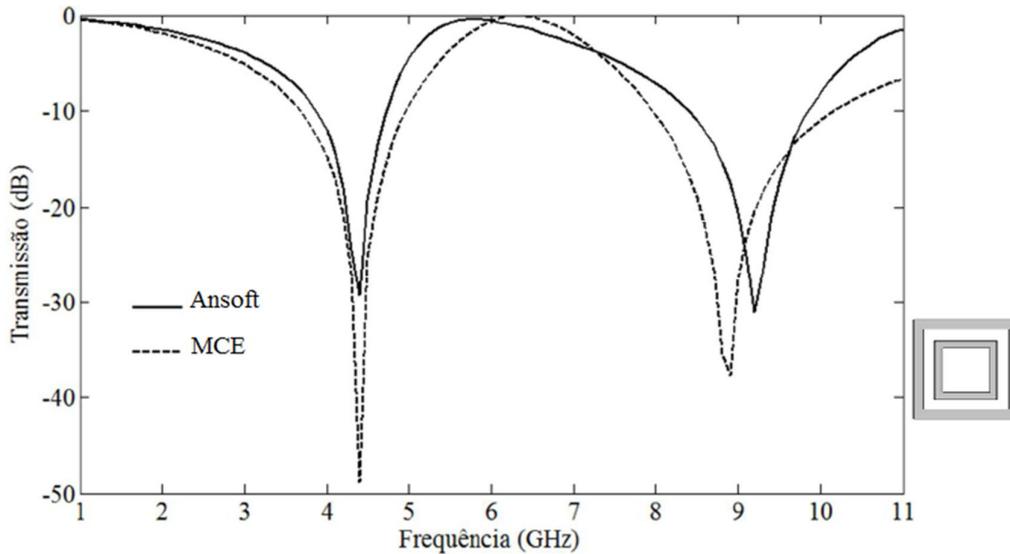


Figura 6.15 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 2 de uma FSS com espira quadrada dupla.

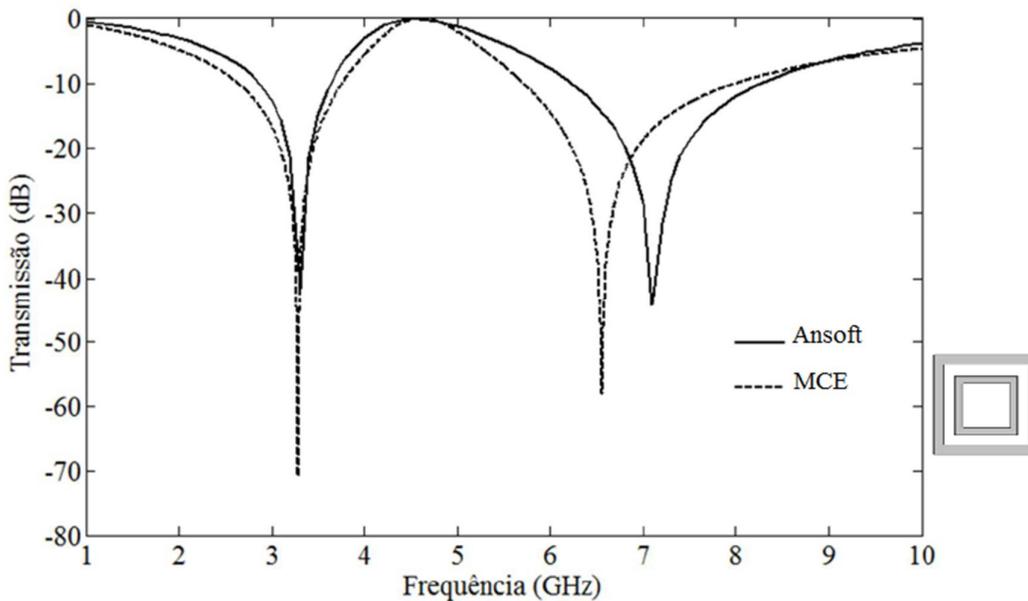


Figura 6.16 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 3 de uma FSS com espira quadrada dupla.

As comparações entre as larguras de banda das FSS com espiras quadradas duplas obtidas com o Ansoft Designer™ e com a função de *fitness* estão descritas na

Tabela 6.6. Nesta tabela, a primeira coluna representa o arranjo correspondente à FSS em análise, a segunda coluna representa as duas bandas de frequências ou bandas de operação da FSS (BW_1 e BW_2) obtidas com o Ansoft Designer™, e na terceira coluna estão representadas as duas bandas de frequências da FSS (BW_1 e BW_2) obtidas com a função *fitness* definida pela Equação 6.1.

Tabela 6.6 – Comparação entre as larguras de banda obtidas com o Ansoft Designer™ e com a função de *fitness* para espiras quadradas duplas.

Arranjo	BW_Ansoft (GHz)		BW_MCE (GHz)	
	BW_1	BW_2	BW_1	BW_2
1	1,81	2,78	1,81	2,78
2	1,28	2,19	1,30	2,19
3	1,40	2,32	1,11	2,3

6.2.4 – Cruz de Jerusalém

A análise das FSS com cruz de Jerusalém baseou-se nas definições da Equação 6.1. Foram analisados quatro arranjos de FSS. As superfícies seletivas em frequência com cruz de Jerusalém apresentam duas bandas de frequências ou duas bandas de operação, dessa forma, o termo *DIO* da Equação 6.1 receberá quatro valores, sendo dois para a primeira banda de frequência (BW_1) e dois para a segunda banda (BW_2). Na Tabela 6.7 estão descritas informações referentes aos quatro arranjos de FSS com cruz de Jerusalém analisados nesta seção.

Os dados contidos na Tabela 6.7 caracterizam FSS com cruz de Jerusalém, tais como: periodicidade (p), comprimento do dipolo que compõe a cruz (d), largura da fita do dipolo que compõe a cruz (w), largura da fita do braço do dipolo (h), comprimento do braço do dipolo (bd), os limites das frequências de corte *DIO* [fc_i e fc_s], o erro calculado pela função de *fitness* Erro (e) e o valor médio de N (N_{med}), utilizado pela função de *fitness* para a convergência das frequências de ressonância das superfícies seletivas em frequência. Além dos dados contidos nesta tabela, outros parâmetros foram considerados na análise dessas estruturas, são eles: o espaçamento entre as cruces do arranjo (g) e a espessura do substrato (hd).

Tabela 6.7 – Dados referentes às cruzes de Jerusalém simuladas com a função *fitness* definida pela Equação 6.1.

Arranjo	Dimensões físicas (mm)					D10 [f_{c_i}, f_{c_s}] GHz				Erro (e)				N_{med}
	p	d	w	h	bd	BW_1		BW_2		BW_1		BW_2		
						f_{c_i}	f_{c_s}	f_{c_i}	f_{c_s}	ef_{c_i}	ef_{c_s}	ef_{c_i}	ef_{c_s}	
1	10	8,0	0,75	0,4	6	7,5	9	22	26,8	0,1635	0,547	0,5503	0,5504	2,01
2	15	12,6	1,2	0,6	8	4,35	5,2	15,6	17,85	0,3844	0,4205	0,4218	0,425	1,76
3	12	10,5	0,6	0,4	8	4,92	6,03	15,83	18,83	0,1447	0,7458	0,7467	0,7472	1,30
4	20	19,5	1,05	2,5	13	1,68	2,43	7,63	10,03	0,3083	0,4785	0,5105	0,6328	0,79

Na análise do primeiro arranjo de FSS com cruz de Jerusalém foram atribuídos os pesos para as respectivas bandas de frequências, sendo $w_{e1} = w_{e2} = 1$ para as frequências de corte inferior (f_{c_i}) superior (f_{c_s}) da primeira banda de operação (BW_1) e $w_{e3} = w_{e4} = 0,01$ para as frequências de corte inferior (f_{c_i}) superior (f_{c_s}) da segunda banda de operação (BW_2). Para este arranjo, os erros obtidos, pela Equação 6.1, das frequências de corte da primeira banda de operação (BW_1) foram: $ef_{c_i} = 0,1635$ e $ef_{c_s} = 0,547$, e para a segunda banda de operação (BW_2) foram: $ef_{c_i} = 0,5503$ e $ef_{c_s} = 0,5504$. A Figura 6.17 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 1 de FSS com cruz de Jerusalém da Tabela 6.7. Neste arranjo, a espessura do substrato foi $h = 0,02$ mm e $g = 2$ mm.

O segundo caso de FSS com cruz de Jerusalém refere-se ao arranjo 2 da Tabela 6.7. Nesta análise, foram atribuídos pesos para as respectivas bandas de frequências, sendo $w_{e1} = w_{e2} = 1$ para as frequências de corte inferior (f_{c_i}) superior (f_{c_s}) da primeira banda de operação (BW_1) e $w_{e3} = w_{e4} = 0,01$ para as frequências de corte inferior (f_{c_i}) superior (f_{c_s}) da segunda banda de operação (BW_2). Para este arranjo, os erros obtidos, pela Equação 6.1, das frequências de corte da primeira banda de operação (BW_1) foram: $ef_{c_i} = 0,3844$ e $ef_{c_s} = 0,4205$ e para a segunda banda de operação (BW_2) foram: $ef_{c_i} = 0,4218$ e $ef_{c_s} = 0,425$. A Figura 6.18 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 2 de FSS com cruz de Jerusalém da Tabela 6.7. Neste arranjo, a espessura do substrato foi $h = 0,08$ mm e $g = 2,4$ mm.

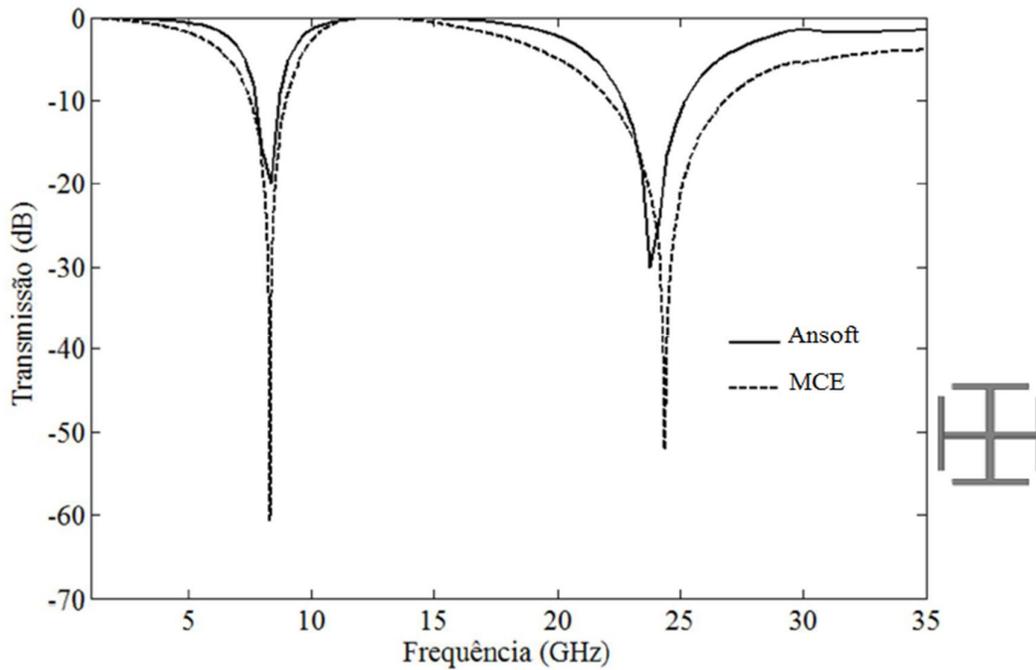


Figura 6.17 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 1 de uma FSS com cruz de Jerusalém.

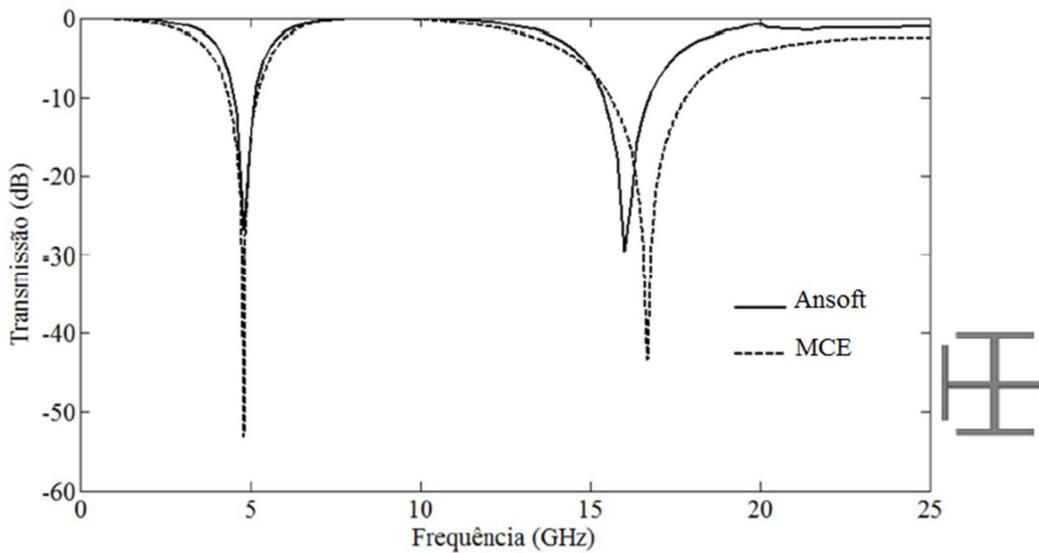


Figura 6.18 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 2 de uma FSS com cruz de Jerusalém.

O terceiro caso de FSS com cruz de Jerusalém refere-se ao arranjo 3 da Tabela 6.7. Nesta análise, os pesos atribuídos para as respectivas frequências de corte da FSS foram: $w_{e_1} = w_{e_2} = 1$ para as frequências de corte inferior (f_{c_i}) superior (f_{c_s}) da primeira banda de operação (BW_1) e $w_{e_3} = w_{e_4} = 0,01$ para as frequências de corte inferior (f_{c_i})

superior (fc_s) da segunda banda de operação (BW_2). Para este arranjo, os erros obtidos, pela Equação 6.1, das frequências de corte da primeira banda de operação (BW_1) foram: $efc_i = 0,1447$ e $efc_s = 0,7458$ e para a segunda banda de operação (BW_2) foram: $efc_i = 0,7467$ e $efc_s = 0,7472$. A Figura 6.19 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 3 de FSS com cruz de Jerusalém da Tabela 6.7. Neste arranjo, a espessura do substrato foi $h = 0,04$ mm e o espaçamento entre as células do arranjo foi $g = 1,5$ mm.

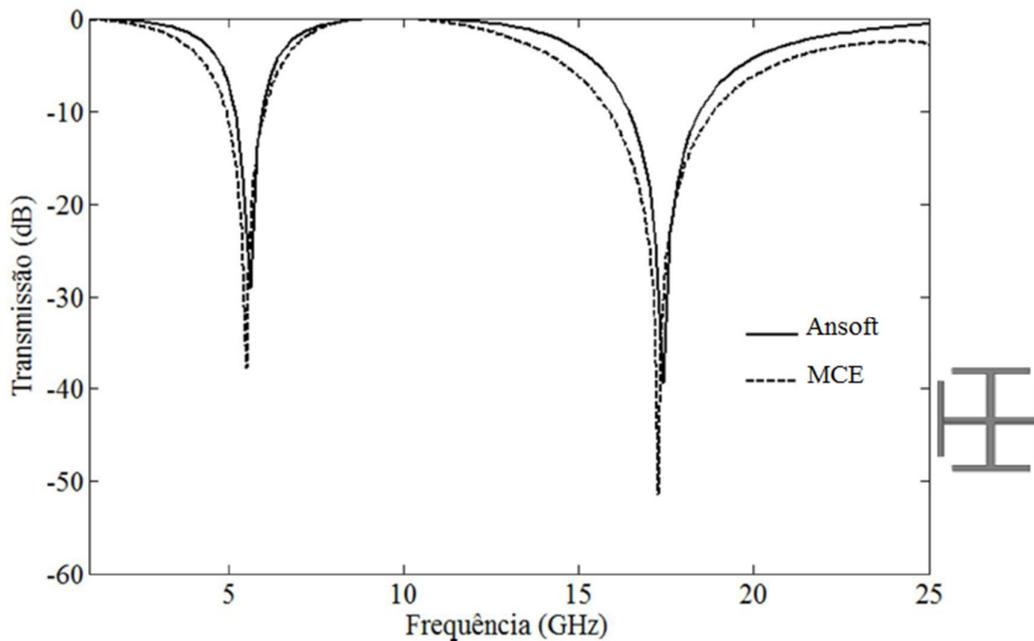


Figura 6.19 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 3 de uma FSS com cruz de Jerusalém.

O quarto caso de FSS com cruz de Jerusalém refere-se ao arranjo 4 da Tabela 6.7. Nesta análise, os pesos atribuídos para as respectivas frequências de corte da FSS foram: $we_1 = we_2 = 0,05$ para as frequências de corte inferior (fc_i) superior (fc_s) da primeira banda de operação (BW_1) e $we_3 = we_4 = 0,005$ para as frequências de corte inferior (fc_i) superior (fc_s) da segunda banda de operação (BW_2). Para este arranjo, os erros obtidos, pela Equação 6.1, das frequências de corte da primeira banda de operação (BW_1) foram: $efc_i = 0,3083$ e $efc_s = 0,4785$ e para a segunda banda de operação (BW_2) foram: $efc_i = 0,5105$ e $efc_s = 0,6328$. A Figura 6.20 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 4 de FSS com cruz de Jerusalém da Tabela 6.7. Neste arranjo, a espessura do substrato foi $h = 1,2$ mm e $g = 0,5$ mm.

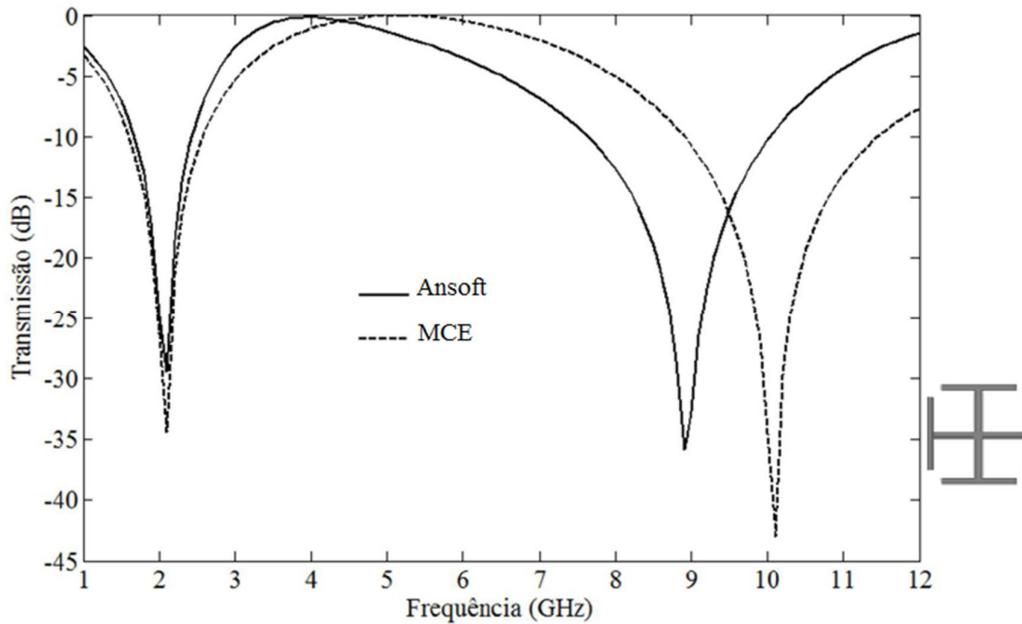


Figura 6.20 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 4 de uma FSS com cruz de Jerusalém.

As comparações entre as larguras de banda das FSS com cruz de Jerusalém, obtidas com o Ansoft Designer™ e com a função de *fitness*, estão descritas na Tabela 6.8. Nesta tabela, a primeira coluna representa o arranjo correspondente à FSS em análise, a segunda coluna representa as duas bandas de frequências ou bandas de operação da FSS (BW_1 e BW_2) obtidas com o Ansoft Designer™, e na terceira coluna estão representadas as bandas de frequências da FSS (BW_1 e BW_2) obtidas com a função *fitness* definida pela Equação 6.1.

Tabela 6.8 – Comparação entre as larguras de banda obtidas com o Ansoft Designer™ e com a função de *fitness* para cruz de Jerusalém.

Arranjo	BW_{Ansoft} (GHz)		BW_{MCE} (GHz)	
	BW_1	BW_2	BW_1	BW_2
1	1,50	4,80	1,40	4,65
2	1,11	3,00	1,11	3,00
3	0,85	2,25	0,78	2,15
4	0,65	1,60	0,69	1,65

6.2.5 – Dipolo Cruzado

Para a análise das superfícies seletivas em frequência com dipolo cruzado foram considerados quatro arranjos. Na Tabela 6.9 estão descritas informações referentes aos quatro arranjos de dipolos cruzados analisados, tais como, as dimensões físicas das estruturas - periodicidade (p), comprimento do dipolo (d), largura da fita do dipolo (w) e espessura do substrato (h), os limites das frequências de corte $D10$ [fc_i e fc_s], o erro calculado pela função de *fitness* Erro (e) e o valor médio de N ($Nmed$), utilizado pela função de *fitness* para a convergência das frequências de ressonância das FSS.

As análises das superfícies seletivas em frequência com dipolo cruzado se baseiam nas definições da Equação 6.1. Nos casos analisados as comparações foram feitas com resultados obtidos por esta equação e resultados simulados no Ansoft Designer™ com base nos limites das frequências de corte (fc_i e fc_s) destas superfícies seletivas em frequência. Na Tabela 6.9 estão descritos os dados referentes aos arranjos de FSS com dipolos cruzados analisados nessa seção.

Tabela 6.9 – Dados referentes aos dipolos cruzados simulados com a função *fitness* definida pela Equação 6.1.

Arranjo	Dimensões físicas (mm)				D10 [$fc_i fc_s$] GHz		Erro (e)		Nmed
	p	d	w	h	fc_i	fc_s	efc_i	efc_s	
1	10	7,5	2,0	0,8	13,1	15,45	0,005	0,0103	1,77
2	12	9,6	2,5	1,2	9,55	11,8	0,0052	0,0102	1,86
3	15	13,5	2,5	0,2	8,73	10,23	0,0026	0,0137	1,72
4	20	17	5,0	1,6	5,7	7,25	0,001	0,0046	1,77

Na análise do primeiro arranjo de FSS com dipolos cruzados da Tabela 6.9, foram atribuídos os pesos $we_1 = 0,02$ para fc_i e $we_2 = 0,02$ para fc_s da banda de operação (BW) da FSS. Para este arranjo, as diferenças encontradas ou os erros obtidos das respectivas frequências de corte, definidos pela Equação 6.1 foram: $efc_i = 0,005$ e $efc_s = 0,0103$. A Figura 6.21 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 1 de dipolos cruzados descrito na Tabela 6.9.

Na análise do segundo arranjo de FSS com dipolos cruzados da Tabela 6.9, foram atribuídos os pesos $we_1 = 0,02$ para fc_i e $we_2 = 0,02$ para fc_s da banda de operação (BW) da FSS. Para este arranjo, as diferenças encontradas ou os erros obtidos das

respectivas frequências de corte, definidos pela Equação 6.1 foram: $efc_i = 0,0052$ e $efc_s = 0,0102$. A Figura 6.22 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 2 de dipolos cruzados descrito na Tabela 6.9.

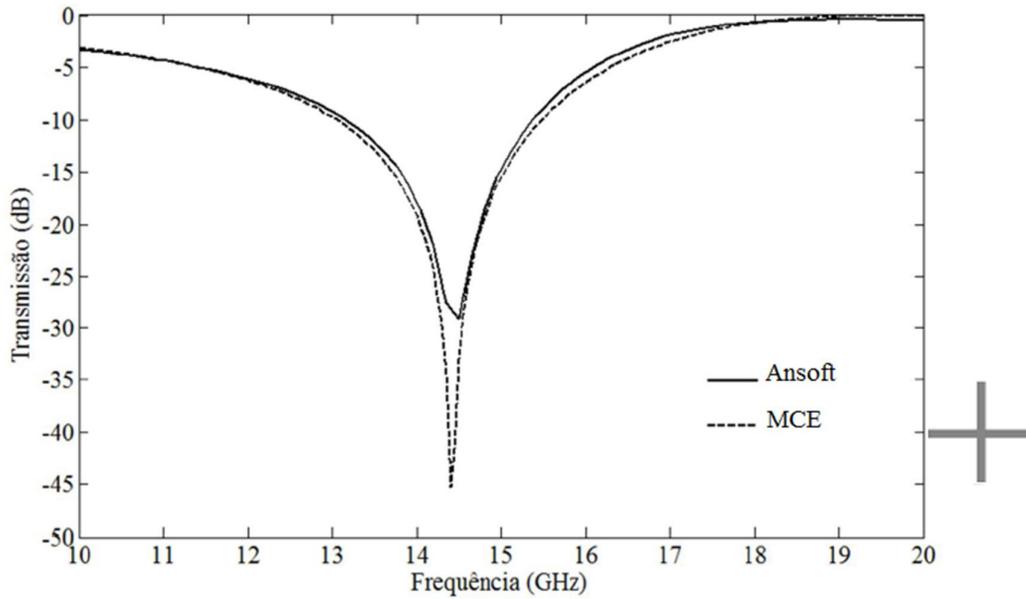


Figura 6.21 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 1 de uma FSS com dipolo cruzado.

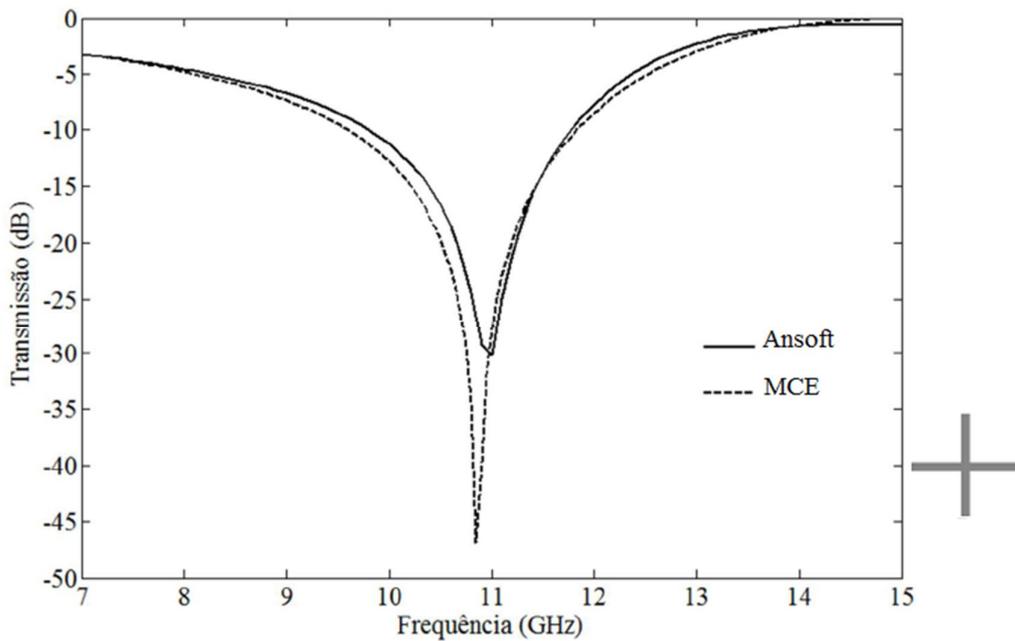


Figura 6.22 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 2 de uma FSS com dipolo cruzado.

Na análise do terceiro arranjo de FSS com dipolos cruzados da Tabela 6.9, foram atribuídos os pesos $we_1 = 0,02$ para fc_i e $we_2 = 0,02$ para fc_s da banda de operação (BW) da FSS. Para este arranjo, as diferenças encontradas ou os erros obtidos das respectivas frequências de corte, definidos pela Equação 6.1 foram: $efc_i = 0,0026$ e $efc_s = 0,0137$. A Figura 6.23 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 3 de dipolos cruzados descrito na Tabela 6.9.

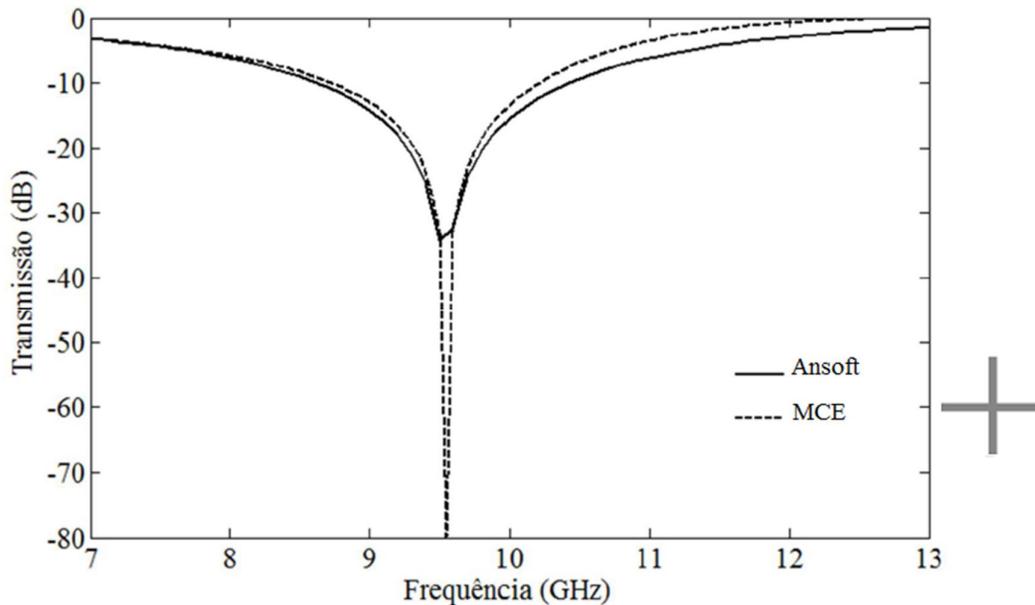


Figura 6.23 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 3 de uma FSS com dipolo cruzado.

Para o quarto arranjo de FSS com dipolos cruzados descrito na Tabela 6.9, foram atribuídos os pesos $we_1 = 0,01$ para fc_i e $we_2 = 0,01$ para fc_s da banda de operação (BW) da FSS. Para este arranjo, as diferenças encontradas ou os erros obtidos das respectivas frequências de corte, definidos pela Equação 6.1 foram: $efc_i = 0,001$ e $efc_s = 0,0046$. A Figura 6.24 ilustra os resultados comparativos obtidos para arranjo 4 de dipolos cruzados descrito na Tabela 6.9.

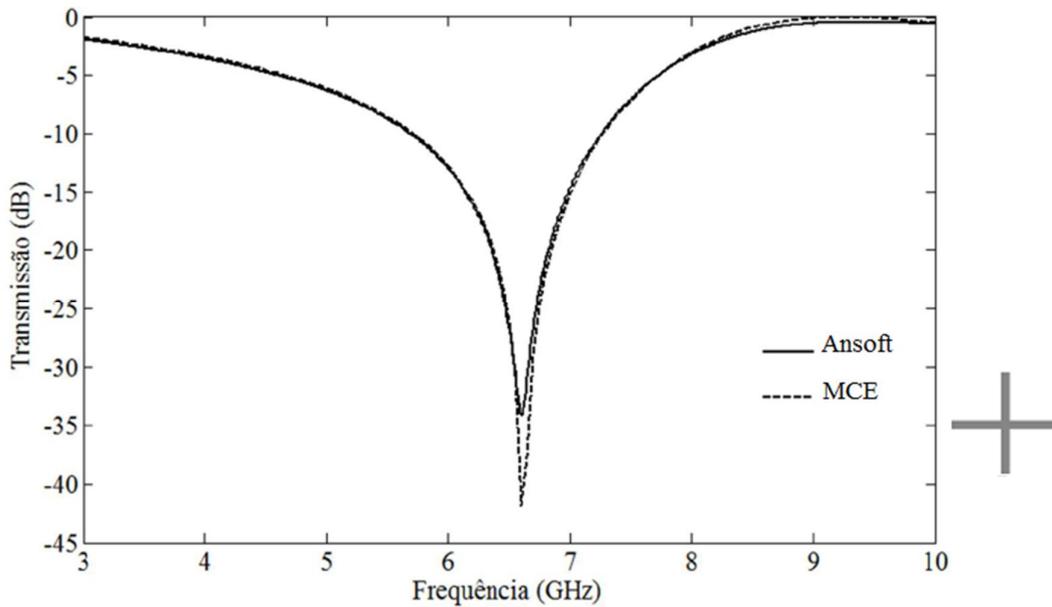


Figura 6.24 - Comparação entre as larguras de banda obtidas para o arranjo 4 de uma FSS com dipolo cruzado.

As comparações entre as larguras de banda das FSS com dipolos cruzados, obtidas com o Ansoft Designer™ e com a função de *fitness*, estão descritas na Tabela 6.10. Nesta tabela, a primeira coluna representa o arranjo correspondente à FSS em análise, a segunda coluna representa a banda de frequências ou banda de operação da FSS (*BW*) obtidas com o Ansoft Designer™, e na terceira coluna estão representadas as bandas de frequências ou larguras de banda das FSS (*BW*) obtidas com a função *fitness* definida pela Equação 6.1.

Tabela 6.10- Comparação entre as larguras de banda obtidas com o Ansoft Designer™ e com a função de *fitness* para FSS com dipolo cruzado.

Arranjo	<i>BW</i> _Ansoft (GHz)	<i>BW</i> _ MCE (GHz)
1	2,35	2,42
2	2,25	2,24
3	1,50	1,47
4	1,58	1,56

6.3 – Validação do Modelo

Para validar a modelagem desenvolvida, foram construídos e medidos quatro protótipos de FSS. Os protótipos construídos foram: FSS com cruz de Jerusalém, FSS

com espira quadrada com grade, FSS com espira quadrada dupla e FSS com dipolo cruzado. A Figura 6.25 ilustra o *setup* de medições dos protótipos construídos. Nesta etapa foi medido o coeficiente de transmissão das FSS, com a finalidade de comparar as frequências de ressonâncias e as larguras de banda das estruturas medidas com os resultados das simulações.

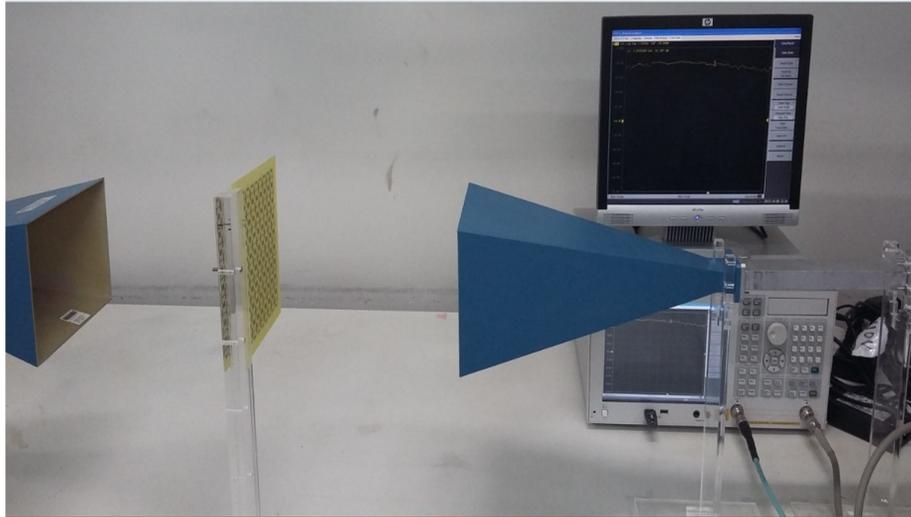


Figura 6.25–*Setup* de medições dos protótipos das FSS construídas.

A primeira estrutura medida trata-se de uma superfície seletiva em frequência com cruz de Jerusalém. As dimensões físicas desta estrutura estão descritas na Tabela 6.11. Nesta tabela estão descritas a periodicidade (p), a largura da fita da cruz (w), o comprimento do braço do dipolo (bd), a largura da fita do braço do dipolo (wd), o espaçamento entre as células do arranjo (g), a espessura do substrato (h), o tipo de substrato (ϵ_r), o fator de ocupação metálica da célula (FO) e o valor médio do parâmetro N (N_{med}).

Tabela 6.11 – Dimensões físicas da FSS com cruz de Jerusalém medida.

FSS	Dimensões físicas (mm)								Dados		
	p	d	w	wd	bd	g	h	ϵ_r	$FO(\%)$	d/p	N_{med}
Cruz de Jerusalém	20	19,5	1,05	2,5	13	0,5	1,2	4,4	39,84	0,975	0,79

A Figura 6.26 ilustra as comparações entre os resultados simulados e medidos da FSS com cruz de Jerusalém. Pode-se observar, nesta figura, que os resultados simulados

e medidos apresentaram boa concordância entre as larguras de banda e frequências de ressonância obtidas.

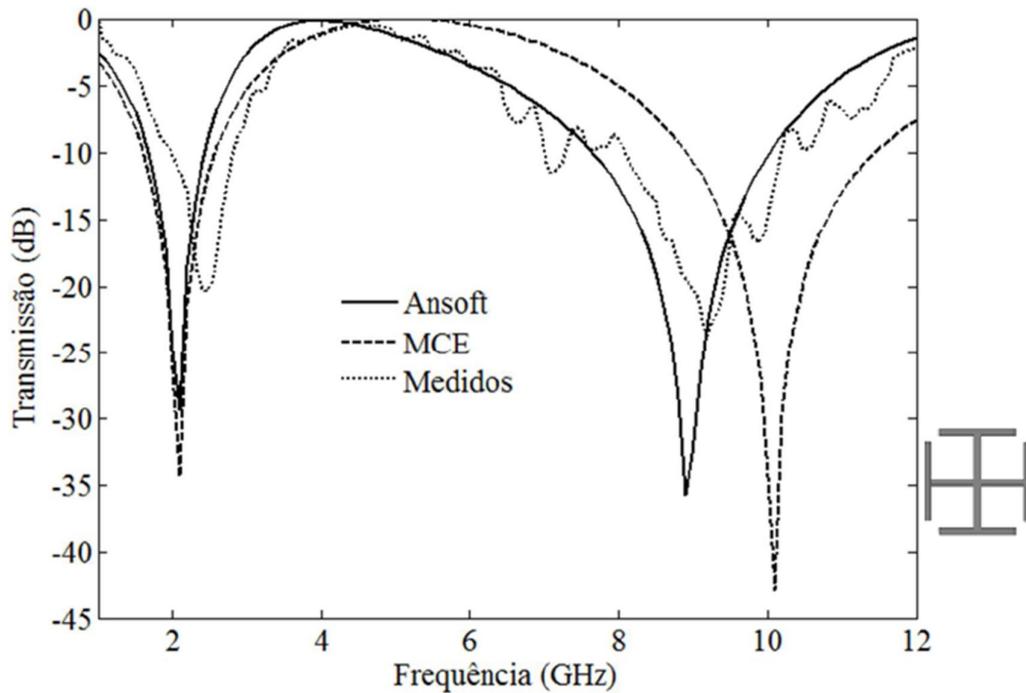


Figura 6.26 – Comparação entre resultados simulados e medidos de uma FSS com cruz de Jerusalém.

A segunda estrutura construída refere-se a uma FSS com espira quadrada dupla. As dimensões físicas do protótipo construído estão descritas na Tabela 6.12. Nesta tabela estão descritas a periodicidade (p), a largura da fita da espira externa (w_1), a largura da fita da espira interna (w_2), o comprimento da espira externa (d_1), o comprimento da espira interna (d_2), a espessura do substrato (h), o tipo de substrato (ϵ_r), o fator de ocupação metálica da célula (FO), a relação d/p e o valor médio de N (N_{med}).

Tabela 6.12 – Dimensões físicas da FSS com espira quadrada dupla medida.

FSS	Dimensões físicas (mm)							Dados		
	p	d_1	d_2	w_1	w_2	h	ϵ_r	FO (%)	d/p	N_{med}
Espira quadrada dupla	20	15	8	1,5	1,0	1,6	4,4	27,25	0,75	1,04

A Figura 6.27, ilustra as comparações entre os resultados simulados e medidos da FSS com espira quadrada dupla. Nesta figura, observa-se para a primeira banda de frequência (BW_1), uma boa concordância entre os resultados simulados ocorrendo uma pequena discrepância dos resultados medidos em relação aos simulados, tanto para a

frequência de ressonância quanto para a largura de banda; em relação à segunda banda de frequência (BW_2) observa-se boa concordância entre os resultados simulados e medidos.

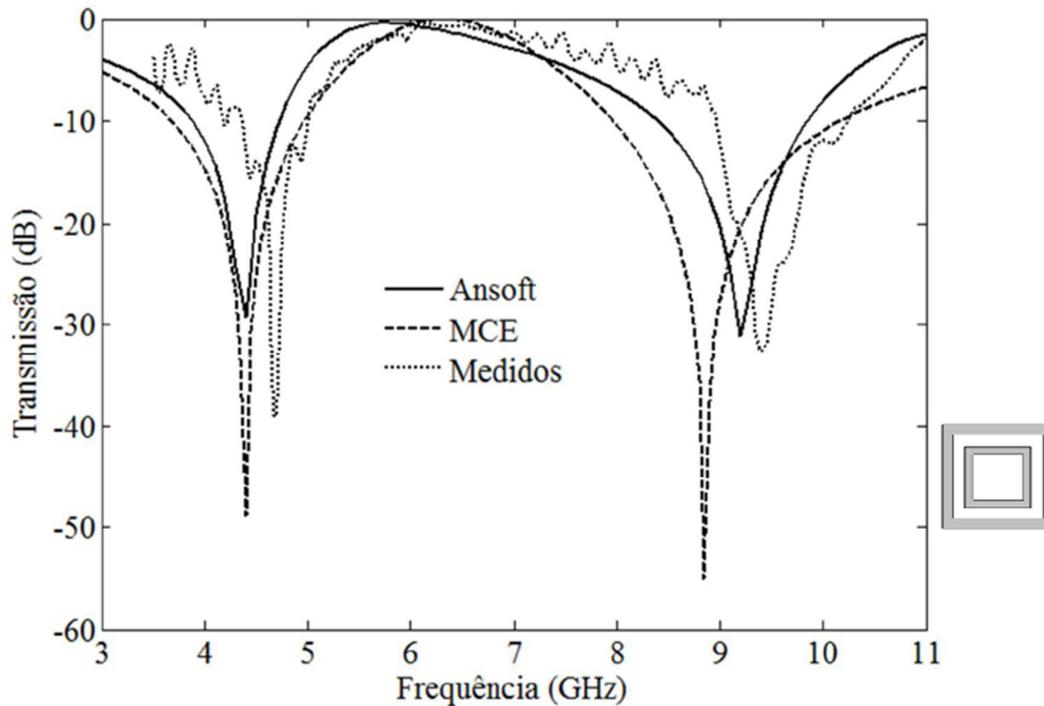


Figura 6.27 – Comparação entre resultados simulados e medidos de uma FSS com espiras quadradas duplas.

A terceira estrutura trata-se uma FSS com espira quadrada com grade. As dimensões físicas da estrutura estão descritas na Tabela 6.13. Nesta tabela estão descritas a periodicidade (p), a largura da fita da grade (w_1), a largura da fita da espira (w_2), o comprimento da grade (d_1), o comprimento da espira (d_2), a espessura do substrato (h), o tipo de substrato (ϵ_r), o fator de ocupação metálica da célula (FO), a relação d/p e o valor médio de N (N_{med}).

Tabela 6.13 – Dimensões físicas da FSS com espira quadrada com grade medida.

FSS	Dimensões físicas (mm)							Dados		
	p	d_1	d_2	w_1	w_2	h	ϵ_r	FO (%)	d/p	N_{med}
Espira quadrada com grade	10	10	7,5	1,0	1,0	1,2	4,4	45	0,75	0,46

A Figura 6.28 ilustra comparações entre os resultados simulados e medidos da FSS com espira quadrada com grade. Nesta figura, os resultados simulados apresentaram boa concordância com os resultados medidos, tanto em relação às larguras de banda quanto às frequências de ressonância apresentadas pela estrutura.

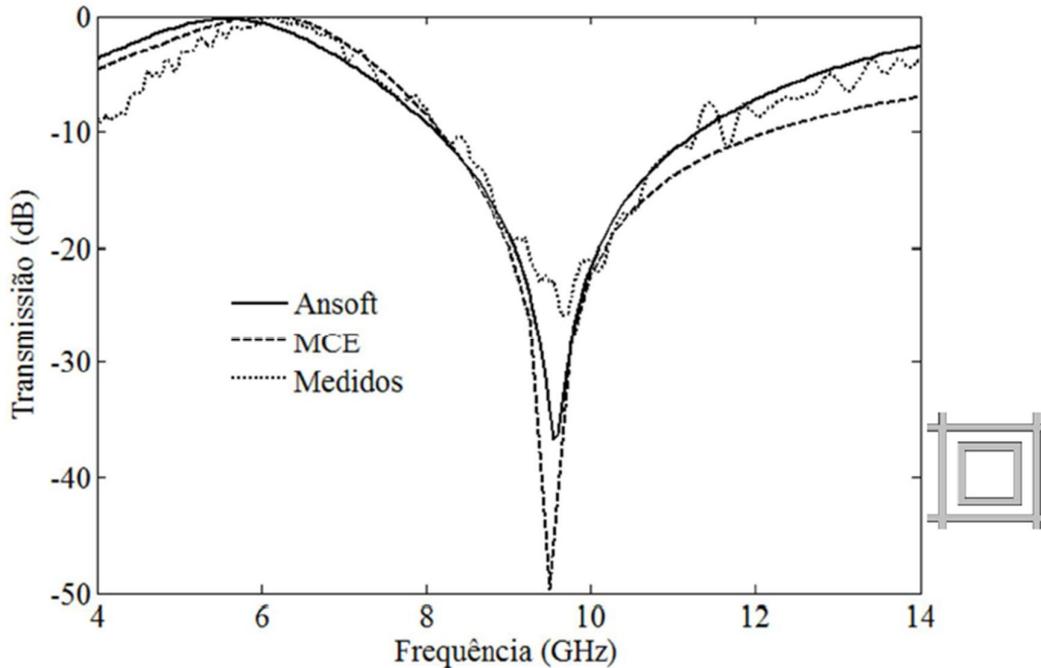


Figura 6.28 – Comparação entre resultados simulados e medidos de uma FSS com espira quadrada com grade.

A quarta estrutura trata-se de uma FSS com dipolo cruzado. As dimensões físicas da estrutura estão descritas na Tabela 6.14. Nessa tabela estão descritas a periodicidade (p), a largura da fita do dipolo (w), o comprimento do dipolo (d), a espessura do substrato (h), o tipo de substrato (ϵ_r), o fator de ocupação metálica da célula (FO), a relação d/p e o valor médio de N ($Nmed$).

Tabela 6.14 – Dimensões físicas da FSS com dipolo cruzado medida.

FSS	Dimensões físicas (mm)					Dados		
	p	d	w	h	ϵ_r	FO (%)	d/p	$Nmed$
Dipolo cruzado	20	17	5	1,6	4,4	36,25	0,85	1,77

A Figura 6.29 ilustra comparações entre os resultados simulados e medidos de uma FSS com dipolo cruzado. De acordo com esta figura, os resultados simulados e

experimentais apresentam boa concordância em relação às frequências de ressonância e as larguras de banda apresentadas pela FSS.

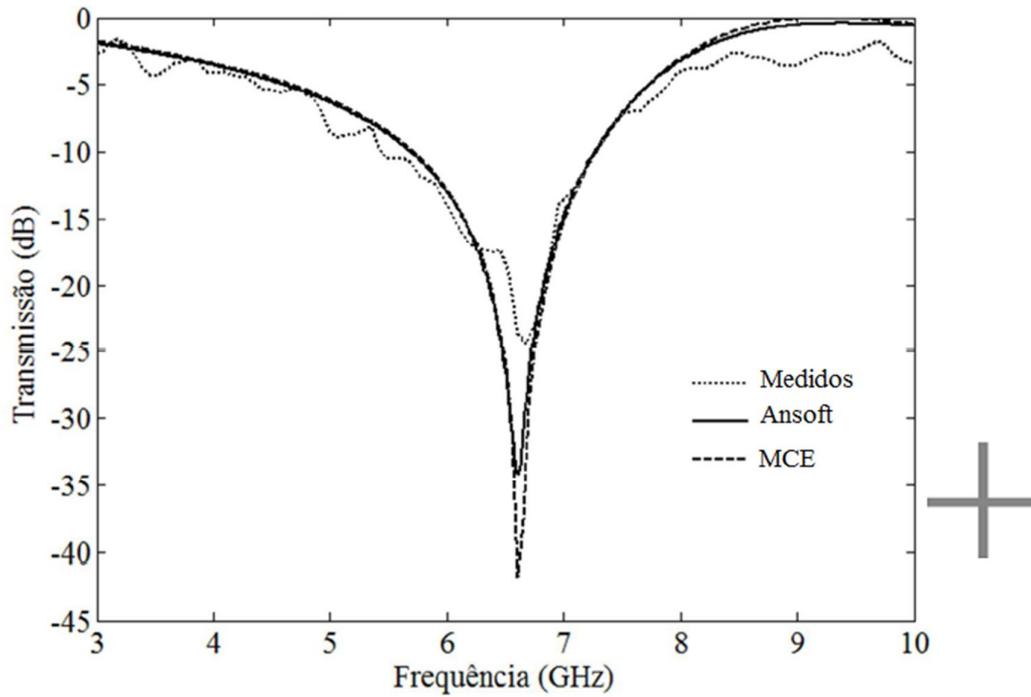


Figura 6.29– Comparação entre resultados simulados e medidos de uma FSS com dipolo cruzado.

A Tabela 6.15, apresenta as larguras de banda (BW) e frequências de ressonância (f_r) das FSS construídas obtidas por simulações com o Ansoft Designer™, com o MCE e resultados medidos das FSS construídas.

Tabela 6.15 – Comparação entre as larguras de banda e frequências de ressonância obtidas com o Ansoft, com o MCE e medições das FSS construídas.

FSS	Ansoft (GHz)				MCE (GHz)				Medidos (GHz)			
	BW_1	BW_2	fr_1	fr_2	BW_1	BW_2	fr_1	fr_2	BW_1	BW_2	fr_1	fr_2
Cruz de Jerusalém	0,8	2,29	2,1	9,0	0,92	3,5	2,1	10,1	0,8	2,33	2,47	9,19
Espira quadrada dupla	0,9	1,48	4,4	9,2	1,3	2,2	4,4	8,9	0,65	1,7	4,68	9,19
Espira quadrada com grade	3,2	-	9,6	-	3,98	-	9,57	-	2,16	-	9,41	-
Dipolo cruzado	1,55	-	6,59	-	1,68	-	6,6	-	1,82	-	6,6	-

6.4 - Síntese do Capítulo

Neste capítulo foi desenvolvida uma função de *fitness* que tem a finalidade de determinar a faixa de operação ou largura de banda (BW) de uma FSS, independentemente do tipo de geometria da célula unitária. Além disso, esta função pode determinar a frequência de ressonância da FSS a partir de um valor médio do parâmetro N , cujo parâmetro é aplicado para a convergência das frequências de ressonância. Tanto as frequências de ressonância quanto as larguras de banda foram analisadas a partir de um limiar estabelecido (-10 dB). Esta análise envolveu FSS com diferentes geometrias, tais como espira quadrada, espira quadrada dupla, espira quadrada com grade, cruz de Jerusalém e dipolo cruzado. A análise das FSS ocorreu em três etapas: na primeira as estruturas foram simuladas no *software* Ansoft Designer™; na segunda etapa as FSS obtidas com o Ansoft foram simuladas com a função de *fitness* (Equação 6.1), que usa o MCE como método de análise. Nesta etapa, foram calculados valores médios do N para a convergência das frequências de ressonâncias das FSS obtidas com o Ansoft e com o MCE; e na terceira etapa foram construídas e medidas quatro FSS com a finalidade de validar a modelagem apresentada. Para isto, os resultados medidos foram comparados aos resultados simulados com a função de *fitness* e com o Ansoft Designer™.

Capítulo 7

Conclusão

Nesta tese, foi realizado um estudo das superfícies seletivas em frequências (FSS) abordando suas principais características eletromagnéticas. Foi feito um estudo detalhado do método do circuito equivalente, que é o método de análise utilizado neste trabalho, abordando os conceitos propostos por Marcuvitz para modelagem de circuitos equivalentes para diversos tipos de geometria dos elementos da célula unitária das FSS. Além disso, realizou-se uma análise detalhada dos efeitos do parâmetro N na obtenção da permissividade elétrica relativa.

Foi apresentado um breve estudo sobre algoritmos genéticos levando em consideração seus conceitos fundamentais. Realizou-se uma analogia entre a terminologia da linguagem natural e a utilizada pelos algoritmos genéticos e os tipos de codificação mais comumente aplicados aos AG foram apresentados. Esse estudo destacou as principais características da estrutura e funcionamento desses algoritmos, com base na população inicial, avaliação dos indivíduos, os principais métodos de seleção, os operadores genéticos e alguns critérios de parada do algoritmo. Por fim, foi apresentada a ferramenta do Matlab™ destinada à otimização de algoritmos genéticos, a *optimtool* e foi feita uma exemplificação de projeto de FSS com essa ferramenta.

Os circuitos equivalentes obtidos para diversas geometrias foram implementados no Matlab™ e resultados alcançados com o método do circuito equivalente foram comparados a resultados experimentais da literatura. Foi observado o fenômeno de seletividade de frequência para as estruturas analisadas, através da ocorrência de ressonância nas curvas do coeficiente de transmissão apresentadas. A análise dos efeitos do parâmetro N na obtenção da permissividade elétrica efetiva mostra que existe um valor ótimo pra cada geometria e que esse valor depende da espessura do substrato e fator de ocupação metálica da célula unitária. Com relação ao método de análise, pôde-se observar que os parâmetros de transmissão das superfícies seletivas em frequência obtidos com o método do circuito equivalente apresentaram boa concordância com os resultados medidos da literatura, o que valida a análise descrita nesta tese.

Foi apresentada uma técnica para determinação do valor de N considerando um número muito abrangente de possibilidades de projetos de FSS usando espira quadrada, espira quadrada dupla, espira quadrada com grade, cruz de Jerusalém e dipolo cruzado como geometrias da célula unitária. Para isto aplicou-se uma metodologia baseada em algoritmos genéticos e geometria diferencial, com as quais foram obtidos modelos algébricos racionais que determinam valores de N mais exatos, facilitando novos projetos de FSS com essas geometrias. Os resultados alcançados com esta metodologia demonstram a eficiência e aplicabilidade do método em projetos de FSS com as geometrias utilizadas neste estudo.

Por fim, uma função de *fitness* foi desenvolvida com a finalidade de determinar as faixas de operação de superfícies seletivas em frequência, independentemente do tipo de geometria. Os resultados alcançados com esta função de *fitness*, utilizando o método do circuito equivalente apresentaram boa concordância quando comparados a resultados obtidos com o *software* comercial Ansoft DesignerTM, podendo, desta maneira, validar a análise realizada.

A metodologia apresentada por este trabalho foi validada com a construção e medição de protótipos de FSS com diferentes geometrias. Os resultados experimentais obtidos, tanto das larguras de banda quanto das frequências de ressonância, alcançaram boa concordância com os resultados simulados com o método do circuito equivalente e com os simulados com o *software* comercial.

Como sugestão para trabalhos futuros, pode-se propor a aplicação desta metodologia em FSS com outros tipos de geometrias para os elementos das células. Aplicar esta metodologia na análise de FSS com elementos do tipo abertura. Sugere-se ainda que esta metodologia seja testada e comparada a outra técnica de inteligência computacional, como *PSO (Particle Swarm Optimization)*.

Referências

- [1] R. Mittra, C. H. Chan e T. Cwik, “**Techniques for Analyzing Frequency Selective Surfaces – A Review**”. *IEEE Proceedings*, **76** (12), 1593 – 1615 (1988).
- [2] T. K. Wu, “**Frequency Selective Surface and Grid Array**”. John Wiley & Sons, INC., Nova York (1995).
- [3] B. A. Munk, “**Frequency Selective Surfaces: Theory and Design**”, John Wiley & Sons, New York (2000).
- [4] K. Delihacioglu, S. Uckun, T. Ege, “**L-Shaped Frequency Selective Surfaces as Conducting Elements on Chiral Slab**”. *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*, **8** (4), 1398 – 1401 (2006).
- [5] R. M. S. Cruz, “**Análise e Otimização de Superfícies Seletivas de Frequência Utilizando Redes Neurais Artificiais e Algoritmos de Otimização Natural**”. Universidade Federal do Rio Grande do Norte (2009).
- [6] R. M. S. Cruz, P. H. da F. Silva, A. G. D’Assunção, “**Synthesis of Crossed Dipole Frequency Selective Surfaces Using Genetic Algorithms and Artificial Neural Networks**”. *IEEE Proceedings of International Joint Conference on Neural Networks*, 627 – 633 (2009).
- [7] R. H. C. Maniçoba, A. G. D’Assunção, A. L. P. S. Campos, “**Improving Stop-Band Properties of Frequency Selective Surface with Koch Fractal Elements**”. *IEEE 2010 International Workshop on Antenna Technology* (2010).
- [8] S. Uçkun, T. Ege, “**Three Concentric Rings as Frequency Selective Surfaces on Isotropic Chiral Slabs**”. *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*, **08**(1), 345 – 349 (2006).
- [9] D. Singh, A. Kumar, S. Meena, V. Agarwala, “**Analysis of Frequency Selective Surfaces for Radar Absorbing Materials**”. *Progress in Electromagnetics Research B*, **38**, 297 – 314 (2012).

- [10] G. F. Walsh, R. M. Osgoog III, D. Ziegler, M. Roy, J. Carlson, L. Belton, B. R. Kimball, “**Frequency Selective Surface Offer New Possibilities as Reflectance Filters in the NIR/Visible Spectrum**”. *Proceedings of SPIE*, **7030** (2008).
- [11] L. Jun, W. Jian-BO, S. Guan-Cheng, “**Frequency Selective Surface Structure Optimized by Genetic Algorithms**”. *Chinese Physics B*, **18** (4), 1598 – 1600 (2009).
- [12] M. Bozzi, L. Perregini, “**Analysis of Multilayered Printed Frequency Selective Surfaces by the MoM/BI-RME Method**”. *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, **51** (10) (2003).
- [13] J. A. Bossard, D. H. Wernwer, T. S. Mayer, R. P. Drupp, “**A Novel Design Methodology for Reconfigurable Frequency Selective Surfaces Using Genetic Algorithm**”. *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, **53** (4) (2005).
- [14] A. L. P. de S. Campos, “**Superfícies Seletivas em Frequência: Análise e Projeto**”. Editora do IFRN, Natal (2009).
- [15] A. P. P. Rebelo, “**Design of Frequency Selective Windows for Improved Indoor Outdoor Communication**”. Master Thesis, Lund University - Dept. Electrosience, Lund, Suécia (2004).
- [16] A. L. P. S. Campos, “**Estudo da Flexibilidade de Projetos de Superfícies Seletivas de Frequência**”. Anais do II CONNEPI (2007).
- [17] D. C. Kohlgraf, “**Design and Testing of a Frequency Selective Surface (FSS) Based Wide-Band Multiple Antenna System**”. A Thesis, Departament of Electrical and Computer Engineering, The Ohio StateUniversity (2005).
- [18] S. M. F. Naqvi, “**Walls That Can be Tuned**”. Disponível em: <http://ezinearticles.com/?Walls-that-Can-Be-Tuned&id=2467716>. Acessado em: 19 de abril de 2013.
- [19] K. R. Jha, G. Singh, R. Jyoti, “**A Simple Synthesis Technique of Single-Square-Loop Frequency Selective Surface**”. *Progress in Electromagnetics Research B*, **45**, 165 – 185 (2012).

- [20] A. L. P. S. Campos, A. M. Martins, V. A. Almeida Filho, “**Synthesis of Frequency Selective Surface Using Genetic Algorithms Combined with the Equivalent Circuit Method**”. *Microwave and Optical Technology Letters*, **54** (8), 1893 – 1897 (2012).
- [21] L. Lanuzza, A. Monorchio, G. Manara, “**Synthesis of High-Impedance FSSs Using Genetic Algorithms**”. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, **4**, 364 – 367 (2002).
- [22] M. R. da Silva, C. de L. Nóbrega, P. H. da F. Silva, A. G. D’Assunção. “**Dual Polarized Band-Stop FSS Spatial Filters Using Vicsek Fractal Geometry**”. *Microwave and Optical Technology Letters*, **55**(1), 31 – 34 (2013).
- [23] R. Dubrovka. J. Vazquez, C. Parini, D. Moore, “**Equivalent Circuit Method for Analysis and Synthesis of Frequency Selective Surfaces**”. *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, **153** (3), 213 – 220 (2006).
- [24] A. Fallahi, M. Mishrikey, C. Hafner, R. Vahldieck, “**Radar Absorbers Based on Frequency Selective Surface on Perforated Substrates**”. *Journal of Computational and Theoretical Nanoscience*, **5** (4), 704 – 710 (2008).
- [25] D. Kim, J. Yeo, J. Choi, “**Compact Spatial Triple-Band-Stop Filter for Cellular/PCS/IMT-2000 Systems**”. *ETRI Journal*, **30** (5), 735 – 737 (2008).
- [26] N. Marcuvitz, **Waveguide Handbook**. Editora McGraw-Hill, Nova Iorque (1951).
- [27] R. J. Langley and E. A. Parker, “**Equivalent circuit model for Arrays of Square Loops**”, *Electronics Letters*, **18** (7), 294-296 (1982).
- [28] C. K. Lee and R. J. Langley, “**Equivalent Circuit models for Frequency Selective Surfaces at Oblique Angles of Incidence**”, *IEE Proceedings*, **132** (6), 395 – 399 (1985).
- [29] Z. L. Wang, K. Hashimoto, N. Shinohara e H. Matsumoto, “**Frequency-Selective Surface for Microwave Power Transmission**”. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **47** (10), 2039-2042 (1999).

- [30] R. J. Langley and E. A. Parker, “**Double-Square Frequency Selective Surfaces and Their Equivalent Circuit**”, *Electronic Letters*, **19** (17), 675 - 677 (1983).
- [31] T. W. Leonard, and J. W. Cofer, “**A New Equivalent Circuit Representation for the Jerusalem Cross**”. IEE Conference Publish. 169 (1978).
- [32] R. J. Langley and A. J. Drinkwater, “**Improved Empirical Model for the Jerusalem Cross**”, *IEE Proceedings*, **129** (1), 1 – 6 (1982).
- [33] B. Hooberman, “**Everything You Ever Wanted to Know About Frequency-Selective Surface Filters but Were Afraid to Ask**”, Technical Report, Department of Physics, Columbia University.
- [34] V. V. Yatsenko, S. A. Tretyakov, S. I. Maslovski, and A. A. Sochava, “**Higher Order Impedance Boundary Conditions for Sparse Wire Grids**”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **48** (5), 720 – 727 (2000).
- [35] F. Costa, A. Monorchio e G. Manara, “**Efficient Analysis of Frequency-Selective Surfaces by a Simple Equivalent-Circuit Model**”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **54** (4), 36 – 48 (2012).
- [36] D. A. Palma and W. C. Wong, “**Broadband Frequency Selective Surface**”, IN: *MILCOM '86 - Military Communications Conference*, (2), 5 – 9 (1986).
- [37] A. L. P. S. Campos; M. L. C. Gomes Neto; A. G. d’Assunção, “**Investigação Experimental da Análise de FSS Através do Método dos Potenciais Vetoriais de Hertz**”, V Congresso Brasileiro de eletromagnetismo, 2002, Gramado.
- [38] G. I. Kiani, A. R. Weily, K. P. Esselle, “**A Novel Absorb/Transmit FSS for Secure Indoor Wireless Networks With Reduced Multipath Fading**”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **16** (6), 378 – 380 (2006).
- [39] T. L. Silva, “**Análise de Onda Completa de Superfície Seletiva em Frequência do Tipo Anteparo Duplo**”, Dissertação de Mestrado, UFRN (2011).
- [40] R. Linden, “**Algoritmos Genéticos: Uma Importante Ferramenta da Inteligência Computacional**”. Editora Brasport. 2ª Edição. Rio de Janeiro (2008).
- [41] S. N. Sivanandam, S. N. Deepa, “**Introduction to Genetic Algorithms**”. Editora Springer, Nova York (2008).

-
- [42] M. Gen, R. Cheng, L. Lin, “**Network Models and Optimization: Multiobjective Genetic Algorithms Approach**”. Editora Springer (2008).
- [43] R. Malhotra, N. Singh, Y. Singh, “**Genetic Algorithms: Concepts, Design for Optimization of Process Controllers**”. *Computer and Information Science*, **4** (2), 39 – 54 (2011).
- [44] P. A. Diaz-Gomez, D. F. Hougen, “**Initial Population for Genetic Algorithms: A Metric Approach**”. In *Proceeding of the 2007 International Conference on Genetic and Evolucionary Methods*, Nevada, USA (2007).
- [45] A. E. Eiben, R. Hinterding, Z. Michalewicz, “**Parameter Control in Evolutionary Algorithms**”. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, **3** (2), 124 – 144 (1999).
- [46] P. A. Diaz-Gomez, D. F. Hougen, “**Empirical Study: Initial Population Diversity and Genetic Algorithm Performance**”. In *Proceeding of International Conference on Artificial Intelligence and Pattern Recongito, AIPR-07*, Flórida, USA (2007).
- [47] R. L. Haupt, D. H. Werner, “**Genetic Algorithms in Electromagnetics**”. Editora John Wiley & Sons, INC., Nova York (2007).
- [48] R. L. Haupt, S. E. Haupt, “**Practical Genetic Algorithms**”. Editora John Wiley & Sons, INC., Nava Jersey (2004).
- [49] A. V. Siciliano, “**Algoritmos Genéticos e Particle Swarm Optimization e suas Aplicações em Problemas de Guerra Eletrônica**”. *IX Simpósio de Guerra Eletrônica* (2007).
- [50] T. M. Mitchell, “**Machine Learning**”. Editora McGraw-Hill (1997).
- [51] R. Sivaraj, “**A Review of Selection Methods in Genetic Algorithm**”. *International Journal of Engineering Science and Technology (IJEST)*, **3** (5), 3792 – 3797 (2011).
- [52] G. N. Purohit, A. M. Sherry, M. Saraswat, “**Optimization of Function by using a New MATLAB based Genetic Algorithm Procedure**”. *International Journal of Computer Applications*, **61**(15) (2013).

-
- [53] **Optimization Toolbox™ User's Guide**. The MathWorks, Inc. 3 Apple Hill Drive Natick.
- [54] P. H. da F. Silva, R. M. S. Cruz, A. G. D'Assunção, “**Bleding PSO and ANN for Optimal Design of FSS Filterswith Koch Island Patch Elements**”. *IEEE Transactions on Magnetics*. **46** (8), 3010 – 3013 (2010).
- [55] A. E. Yilmaz, M. Kuzuoglu. “**Design of the Square Loop Frequency Selective Surfaces with Particle Swarm Optimization via the Equivalent Circuit Model**”. *Radioengineering*, **18**(2), 95 – 102 (2009).
- [56] P. H. da F. Silva, P. Lacouth, G. Fontgalland, A. L. P. S. Campos, A. G. D'Assunção, “**Design of Frequency Selective Surfaces Using a Novel MoM-ANN-GA Technique**”. *Microwave and Optoelectronics Conference, 2007. IMOC 2007. SBMO/IEEE MTT-S International*. 275 – 279 (2007).
- [57] J. A. Bossard, D. H. Werner, T. S. Mayer, R. P. Drupp, “**A Novel Design Methodology for Reconfigurable Frequency Selective Surfaces Using Genetic Algorithms**”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **53** (4), 1390 – 1400 (2005).
- [58] G. Manara, A. Monorchio, R. Mittra, “**A New Genetic-Algorithm-based Frequency Selective Surface Design for Dual Frequency Applications**”. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, **3**, 1722 – 1725 (1999).
- [59] Conrad, B., “**Differential Geometry Handouts**”, Stanford University, Available at: <http://math.stanford.edu/~conrad/diffgeomPage/handouts.html>.
- [60] G. L. R. Araújo, A. L. P. S. Campos, A. M. Martins, “**Improvement of the Equivalent Circuit Method for Analysis of Frequency Selective Surface Using Genetic Algorithms and Rational Algebraic Models**”. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 55, 67–74, 2015.