



Ministério da Educação
Universidade Federal de Ouro Preto
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas
Departamento de Engenharia Elétrica



SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIAS MULTIBANDA E/OU BANDA LARGA

ANA LUIZA MORAIS OLIVEIRA

João Monlevade MG
2023

ANA LUIZA MORAIS OLIVEIRA

SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIAS MULTIBANDA E/OU BANDA LARGA

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Ouro Preto como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau em Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dra. Aline Rocha de Assis

João Monlevade - MG
25 de agosto de 2023

SISBIN - SISTEMA DE BIBLIOTECAS E INFORMAÇÃO

O482s Oliveira, Ana Luiza Morais.
Superfícies seletivas em frequências multibanda e/ou banda larga.
[manuscrito] / Ana Luiza Morais Oliveira. - 2023.
78 f.: il.: color., gráf., tab.. + Algoritmos.

Orientadora: Profa. Dra. Aline Rocha de Assis.
Monografia (Bacharelado). Universidade Federal de Ouro Preto.
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas. Graduação em Engenharia
Elétrica .

1. Sistemas de comunicação em banda larga. 2. Sistemas de
comunicação sem fio. 3. Sistemas de telecomunicação. 4. Superfícies
seletivas de frequência. 5. Telecomunicações. I. Assis, Aline Rocha de. II.
Universidade Federal de Ouro Preto. III. Título.

CDU 621.39

Bibliotecário(a) Responsável: Flavia Reis - CRB6-2431



FOLHA DE APROVAÇÃO

Ana Luiza Morais Oliveira

Superfícies Seletivas em Frequências Multibanda e/ou Banda Larga

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Ouro Preto como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Aprovada em 25 de agosto de 2023

Membros da banca

Dra - Aline Rocha de Assis- Orientadora -Universidade Federal de Ouro Preto.
Dra - Fernanda Rodrigues da Silva- Universidade Federal de Itajubá.
Dr - Glauco Ferreira Gazel Yared - Universidade Federal de Ouro Preto.

Aline Rocha de Assis, orientadora do trabalho, aprovou a versão final e autorizou seu depósito na Biblioteca Digital de Trabalhos de Conclusão de Curso da UFOP em 31/08/2023



Documento assinado eletronicamente por **Renan Fernandes Bastos, COORDENADOR(A) DO CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**, em 31/08/2023, às 11:31, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site http://sei.ufop.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **0583765** e o código CRC **D4C9E682**.

Dedico a todos que me ajudaram a chegar até aqui!

Agradecimentos

A meus pais e irmãos pelo apoio incondicional, pois, sem eles, nada seria.

Ao meu companheiro de vida, Gabriel, pelo incentivo e estímulo.

Aos amigos que me ajudaram e estiveram comigo durante essa jornada.

A professora Aline pela oportunidade, apoio e paciência durante todo o processo de construção desse TCC.

Ao professor Antônio Luiz Pereira de Siqueira Campos por ajudar com seu infinito conhecimento.

Aos professores da UFOP, que me proporcionaram a oportunidade de possuir um ensino superior e a expansão de meus horizontes.

O que eu ouço, eu esqueço.

O que eu vejo, eu lembro.

O que eu faço, eu entendo.

Confúcio

Resumo

Cada vez mais existem equipamentos que usam a rede sem fio para a comunicação e esses sistemas podem atuar nas bandas licenciadas e não licenciadas. Isto gera um problema de interferência entre esses sistemas concorrentes. Uma solução é usar as superfícies seletivas em frequência para atuar como filtro e assim eliminar essas faixas de frequência indesejadas. Então este trabalho visa projetar uma FSS que seja capaz de rejeitar as faixas de frequências não licenciadas, ISM e UNII. E para que isso seja possível, a superfície proposta deve ter característica multibanda e banda larga. Portanto para alcançar os objetivos propostos, aplicou-se a técnica de cascadeamento de duas superfícies seletivas em frequência. Onde, em cada FSS, adotou-se como geometria a espira circular. Precisamente, a primeira FSS é composta por uma espira circular simples e a segunda é de espiras circulares duplas concêntricas. Sendo, a primeira responsável por rejeitar a primeira banda ISM e a segunda atua na rejeição das bandas faltantes ISM e UNII. Os parâmetros de projeto foram gerados via MCE e, depois otimizados pelo algoritmo de evolução diferencial e finalmente, o projeto foi validado pelo MoM.

Palavras-chave: Superfícies seletivas em frequência, FSS, multibanda, banda larga.

Abstract

There has been a noticeable increase in wireless network equipment for communication. These systems can act in both licensed and unlicensed bands, which creates an interference issue between these competing systems. So this work aims to design an FSS that can reject the unlicensed frequency bands, ISM and NII. One solution is to use selective surface frequency to act as a filter and thus eliminate these undesired frequency bands. To enable it, the proposed surface must have multiband and broadband characteristics. Therefore, to achieve the proposed objectives, the technique of cascading two frequency-selective surfaces was applied. Where, in each FSS, the circular loop was adopted as geometry. Precisely, the first FSS is composed of a single circular loop and the second is made up of concentric double circular loops. The first one is responsible for rejecting the first ISM band and the second acts on the rejection of the missing ISM and UNII bands. The design parameters were generated via MCE and then optimized by the differential evolution algorithm and finally, the design was validated by MoM.

Keywords: Frequency Selective Surface, FSS, multiband, broadband.

Lista de figuras

Figura 1 – Tipos de elementos da FSS	7
Figura 2 – Representação dos elementos utilizados em FSS divididos em grupo: (a) grupo 1; (b) grupo 2; (c) grupo 3; (d) grupo 4.	8
Figura 3 – Exemplos de elementos fractais	9
Figura 4 – Exemplos de elementos simples e seus equivalentes convolucionados	9
Figura 5 – Estrutura em cascata: (a) vista tridimensional e (b) vista frontal.	9
Figura 6 – Cenário típico de uma FSS	11
Figura 7 – Parâmetros para a incidência TE: (a) Arranjo de fitas condutoras paralelas; (b) Ângulo de incidência; (c) Circuito equivalente.	14
Figura 8 – Parâmetros para a incidência TM: (a) Arranjo de fitas condutoras paralelas; (b) Ângulo de incidência; (c) Circuito equivalente.	15
Figura 9 – Modelo do circuito equivalente para FSS.	16
Figura 10 – Geometria da primeira FSS: Anéis duplos concêntricos	21
Figura 11 – Geometria da segunda FSS: Anel simples	21
Figura 12 – Arranjo periódico da espira circular	24
Figura 13 – Circuito equivalente para o arranjo de espira circular	25
Figura 14 – Arranjo periódico da espira circular dupla	26
Figura 15 – Circuito equivalente para o arranjo de espira circular dupla	27
Figura 16 – Fluxograma do algoritmo de evolução diferencial	30
Figura 17 – Design da FSS de anel simples	34
Figura 18 – Resposta em frequência obtida pelo MCE	34
Figura 19 – Resposta em frequência obtida pelo MoM	35
Figura 20 – Design da FSS de anéis duplos concêntricos	37
Figura 21 – Resposta em frequência obtida pelo MCE	38
Figura 22 – Resposta em frequência obtida pelo MoM	38
Figura 23 – Estruturas cascadeadas no HFSS	40
Figura 24 – Resposta em frequência para estrutura em cascata	41
Figura 25 – Download do software Ansys HFSS	50
Figura 26 – Area de trabalho do Ansys	51
Figura 27 – Ativando o HFSS	51
Figura 28 – Configuração parte 1	52
Figura 29 – Configuração parte 2	52
Figura 30 – Configuração parte 3	53
Figura 31 – Desenho parte 1	53
Figura 32 – Desenho parte 2	54
Figura 33 – Desenho parte 3	54

Figura 34 – Desenho parte 4	55
Figura 35 – Desenho parte 5	55
Figura 36 – Desenho parte 6	56
Figura 37 – Desenho parte 7	56
Figura 38 – Desenho parte 8	57
Figura 39 – Desenho parte 9	57
Figura 40 – Desenho parte 10	58
Figura 41 – Desenho parte 11	59
Figura 42 – Desenho parte 12	59
Figura 43 – Desenho parte 13	60
Figura 44 – Desenho parte 14	60
Figura 45 – Desenho parte 15	60
Figura 46 – Simulação parte 1	61
Figura 47 – Simulação parte 2	61
Figura 48 – Simulação parte 3	62
Figura 49 – Simulação parte 4	62
Figura 50 – Simulação parte 5	63
Figura 51 – Simulação parte 6	63
Figura 52 – Simulação parte 7	64
Figura 53 – Simulação parte 8	64
Figura 54 – Simulação parte 9	65
Figura 55 – Simulação parte 10	65
Figura 56 – Simulação parte 11	66
Figura 57 – Simulação parte 12	66
Figura 58 – Simulação parte 13	67
Figura 59 – Simulação parte 14	67
Figura 60 – Simulação parte 15	68
Figura 61 – Simulação parte 16	68
Figura 62 – Simulação parte 17	69
Figura 63 – Simulação parte 18	70
Figura 64 – Simulação parte 19	70
Figura 65 – Simulação parte 20	71
Figura 66 – Simulação parte 21	71

Lista de tabelas

Tabela 1 – Principais parâmetros do anel circular	22
Tabela 2 – Dimensões para anel simples gerado pelo algoritmo DE	33
Tabela 3 – Comparação entre MCE e MoM	35
Tabela 4 – Dimensões para o anel duplo gerado no algoritmo DE	37
Tabela 5 – Comparação entre os métodos de análise para o anel externo	39
Tabela 6 – Comparação entre os métodos de análise para o anel interno	39

Lista de abreviaturas e siglas

FSS	<i>Frequency Selective Surface/ Superfície Seletiva em Frequência</i>
UWB	<i>Ultra-Wide Band/ Ultra Banda Larga</i>
L	Indutor
C	Capacitor
CEP	Condutor elétrico perfeito
MoM	<i>Method of Moments/Métodos dos Momentos</i>
FEM	<i>Finite Element Method/Métodos dos Elementos Finitos</i>
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain/Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo</i>
WCIP	<i>Wave Concept Interactive Procedure/Método das Ondas</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>
RCS	<i>Radar Cross Section</i>
HIS	<i>High Impedance Surface</i>
RFID	<i>Radio Frequency IDentification</i>
ISM	<i>Industrial, Scientific and Medical</i>
UNII	<i>Unlicensed National Information Infrastructure</i>
BW	<i>Bandwidth/ Largura de Banda</i>
TE	Ondas transversais elétricas
TM	Ondas transversais magnéticas
PCB	<i>Printed circuit board/ Placa de circuito impresso</i>
DE	<i>Differential Evolution / Evolução Diferencial</i>

Lista de símbolos

λ	Comprimento de onda no dielétrico
E^i	Onda plana incidente
E^t	Onda plana transmitida
E^r	Onda plana refletida
T	Coefficiente de transmissão
ϵ_0	Constante dielétrica do espaço livre
ϵ_r	Constante dielétrica do substrato
ϵ_{eff}	Constante dielétrica eficaz
f_{sup}	Frequência superior
f_{inf}	Frequência inferior
f_0	Frequência de ressonância
GHz	Giga-hertz
MHz	Mega-hertz
dB	Decibéis
mm	Milímetro
w	Largura da fita do elemento
p	Periodicidade da estrutura
ϕ	Ângulo de incidência da onda
F	Fator de mutação
Cr	Taxa de cruzamento
D	Número de variáveis

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Motivação	2
1.1.1	Objetivos	3
1.1.2	Organização do Texto	3
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	4
2.1	Introdução	4
2.2	Redes de comunicação sem fio	4
2.2.1	Bandas ISM	5
2.2.2	Bandas UNII	5
2.3	Superfícies Seletivas em Frequência	6
2.4	Elementos da FSS	7
2.5	FSSs Ativas e Passivas	10
2.6	Substratos das FSS	10
2.7	Descrição do problema físico	11
2.8	Métodos de Análise	13
2.8.1	Modelo do Circuito Equivalente	13
2.8.2	MoM	16
2.9	Superfície seletiva em frequência banda larga	16
2.10	Superfície seletiva em frequência multibanda	17
2.11	Software de simulação	18
2.12	Considerações Finais	19
3	METODOLOGIA	20
3.1	Introdução	20
3.2	Patch multibanda e banda larga	20
3.3	Modelo do Circuito Equivalente	22
3.3.1	Modelagem para espira circular	23
3.3.2	Modelagem para espiras circulares duplas	25
3.4	Algoritmo de Evolução Diferencial	28
3.4.1	Otimização do MCE com o algoritmo de Evolução Diferencial	30
3.5	Considerações Finais	31
4	RESULTADOS	32
4.1	Introdução	32
4.2	FSS - Anel simples	33

4.3	FSS - Anéis Duplos Concêntricos	36
4.3.1	Análise - anel externo	38
4.3.2	Análise - anel interno	39
4.4	Cascadeamento das Estruturas	40
4.5	Considerações Finais	41
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	43
5.1	Conclusões	43
5.2	Trabalhos Futuros	44
	Referências	45
	Anexos	49
	ANEXO A – PROJETO COM O HFSS	50
A.1	Instalação	50
A.2	Configurações básicas	51
A.3	Projeto da FSS 1 - Espira Simples	53
A.3.1	Geometria	56
A.3.2	Simulação	60
	ANEXO B – ALGORITMOS IMPLEMENTADOS	72
B.1	Funções bases	72
B.2	Espira Circular	73
B.3	Espira Circular Dupla	75

1 Introdução

Nos últimos anos, foi observado um aumento no uso de sistemas de comunicação sem fio, especialmente em bandas não licenciadas, como ISM (do inglês, *Industrial, Scientific and Medical*) e UNII (do inglês, *Unlicensed National Information Infrastructure*). Esse aumento de sistemas concorrentes intensificou o problema de interferência, o que não só afeta o desempenho do sistema, mas compromete a transmissão. Então, a FCC (do inglês, *Federal Communications Commission*) estabeleceu faixas de operação para as aplicações ISM e UNII. Para a ISM ficou definido 3 bandas, a primeira vai de 902 MHz à 928 MHz, a segunda banda ficou de 2,4 à 2,5 GHz e a última vai de 5,725 à 5,875 GHz. Já para a UNII ficou definido duas faixas de operação, que são de 5,15 à 5,35 GHz e 5,725 à 5,825 GHz. Há diversos equipamentos que atuam nas bandas não licenciadas, sendo a banda de 2,4 GHz junto com a banda de 5 GHz as mais utilizadas. A primeira faixa ISM é usada por telefones sem fio e câmeras *wireless*. Já a segunda banda ISM, de 2,4GHz, é usada pela maioria dos eletrônicos e periféricos que usam do *wi-fi* ou *bluetooth*. A sobreposição das bandas ISM e UNII, que é a faixa entre 5,15 à 5,875 são usadas por dispositivos WLAN (SUNG et al., 2006), (BARROS, 2017).

Com o avanço tecnológico, juntamente com o interesse por dispositivos cada vez mais multifuncionais com alta taxa de transmissão, de baixo peso, dimensão e custo, as superfícies seletivas em frequência (do inglês, *Frequency Selective Surface* - FSS) desempenham um papel de destaque na solução de problemas causados por interferência.

As FSS consistem em filtros de ondas eletromagnéticas, formados por um arranjo periódico de elementos depositados sobre uma camada dielétrica. E dependendo do tipo do elemento utilizado, as FSS podem atuar como filtros rejeita-faixa ou passa-faixa (CAMPOS, 2008).

Ao contrário de filtros tradicionais, a resposta em frequência da FSS não é apenas em função da frequência, mas também em função do ângulo de incidência e da polarização da onda eletromagnética. É necessário que a FSS de boa qualidade possua estabilidade para diferentes ângulos de incidência e sejam indiferentes a polarizações dentro da faixa de operação. Outro fator que influencia nas características de uma FSS é a geometria da estrutura, pois ela interfere na distribuição de corrente na superfície, atuando diretamente na resposta em frequência da FSS (SEGUNDO, 2014).

Existem FSS com diversas características, mas o foco deste trabalho são as FSS ultra banda larga (do inglês, *Ultra-Wide Band* - UWB) e a multibanda. A tecnologia UWB, por exemplo, é aplicada para a conectividade de computadores e celulares com seus periféricos. A UWB permite uma alta taxa de transmissão de dados sem perdas. E as FSS com características multibanda apresentam mais de uma frequência de ressonância, ou seja, podem operar em mais de uma frequência. A alta demanda por antenas e filtros multifuncionais para a comunicação

tem gerado um grande volume de pesquisa nessa área, pois esse desenvolvimento reduz os custos operacionais e de implementação de sistemas de comunicação. Algumas aplicações dessas estruturas são para bloqueadores de rede sem fio, antenas inteligentes, atividades aeroespaciais e muitas outras.

Há várias técnicas para se obter a característica multibanda e UWB e esses procedimentos envolvem a geometria da superfície. Existem infinitas possibilidades quanto à geometria, é possível utilizar grupos mais simples, como espiras e dipolos e grupos mais complexos como os elementos fractais e convolucionados. Mas para a simplicidade deste projeto, utilizou-se das espiras circulares como geometria das FSS. Portanto o objetivo deste trabalho é utilizar algumas dessas técnicas para projetar uma FSS multibanda e/ou banda larga, visando uma superfície que seja capaz de rejeitar as frequências ISM e UNIL.

1.1 Motivação

Com o avanço da tecnologia juntamente com o interesse comercial, iniciou-se uma busca por dispositivos eletroeletrônicos cada vez menores, mais leve e de baixo custo. Esse movimento, dentre outros, contribuiu para o desenvolvimento de diversas áreas tecnológicas, principalmente no setor de telecomunicação, que levou, por exemplo, o desenvolvimento de estruturas planares com propriedades atrativas e úteis para aplicações em sistemas aeroespaciais e de comunicação sem fio. Então começou a ser elaborado uma linha de pesquisa focado no desenvolvimento de antenas e filtros passivos em microfita (DESCHAMPS, 1953). Esses novos dispositivos apesar de terem limitações obtiveram êxito em termos de redução de peso e espaço.

Desse modo, passou-se a estudar a geometria e as estruturas que integram esses elementos. Tradicionalmente, segundo (WU, 1995), existem estruturas do tipo dipolos, espiras, *patches* com o interior sólido e diversas outras combinações. E mais recentemente, o estudo de estrutura fractais aplicadas as antenas induz o comportamento multibanda. Isso ocorre devido a um aumento no comprimento elétrico, ocasionando uma redução na frequência de ressonância (COHEN, 1997; PRASAD et al., 2000). Portanto, todos esses avanços permitiram a redução ainda maior nessas estruturas, e além de torná-las viáveis para aplicações em diferentes frequências.

A existência de ambientes tomados cada vez por interferências eletromagnéticas fez com que as atenções se voltassem para dispositivos que são capazes de realizar, de forma eficaz, a filtragem de certas faixas de frequência e que respondem a diferentes ângulos de incidência da onda. Assim, surgiu o campo de estudo voltado para as FSS.

Existem diversas vantagens do uso de filtros fabricados em FSS e que é possível destacar o fato deles poderem operar em frequências elevadas (THz). Dessa forma torna-se uma opção para o desenvolvimento de novos sistemas onde filtros eletrônicos não apresentam boa resposta. Além disso, as FSS dispensam conexão com outros dispositivos para operação, podendo ficar entre o elemento transmissor e o elemento receptor, minimizando ruídos gerados por conectores.

Além disso, podem ser fabricados utilizando-se superfícies mais maleáveis, podendo então ser acoplados a estruturas que apresentem certa curvatura. Logo, as FSS permitem o desenvolvimento de filtros espaciais compactos e com melhor desempenho, que variam de acordo com sua estrutura e objetivo de aplicação.

1.1.1 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é projetar uma FSS visando a aplicação em multibanda e/ou banda larga, que seja capaz de rejeitar as frequências ISM e UNII.

Os objetivos específicos são:

- Realizar uma revisão do estado da arte para discutir as soluções mais modernas e eficazes das FSSs;
- Pesquisar e apresentar os conceitos elementares, classificação e tipologia e métodos de análise clássicos das FSSs;
- Analisar as respostas da FSS voltadas para as aplicações em multibanda e banda larga;
- Projetar uma FSS, selecionando técnicas simples em termos de construção e que ocupem o menor espaço possível, visando aplicações práticas.

1.1.2 Organização do Texto

O capítulo 1 contém uma introdução, onde é apresentado uma visão geral do tema e é discutido a motivação e os objetivos deste trabalho.

No capítulo 2 é realizado um levantamento bibliográfico com o estado da arte da superfície seletiva em frequência a fim de fornecer todas as informações sobre esse tema. Ou seja, descrevendo seu comportamento físico, suas características e técnicas utilizadas em seu projeto.

No capítulo 3 é apresentado a metodologia adotada no desenvolvimento deste trabalho. Isto significa mostrar as técnicas escolhidas, descritas no capítulo 2, para desenvolver o projeto da FSS. Além disso, é apresentado a geometria, seus parâmetros de projeto e a modelagem das FSSs pelo modelo do circuito equivalente. O capítulo é finalizado com o tópico sobre o algoritmo de evolução diferencial que foi implementado para gerar valores ótimos dos parâmetros de projeto.

O capítulo 4 consiste nos resultados obtidos com os métodos de análise implementados. Sendo eles o método de meia onda, que é o método do circuito equivalente e o método de onda completa, que é o Método dos Momentos (MoM).

O capítulo 5 apresenta as considerações finais do trabalho e propostas de continuidade.

2 Revisão Bibliográfica

2.1 Introdução

Uma superfície seletiva em frequência consiste em um arranjo periódico bidimensional curvado ou planar que atua como filtro espacial para radiação no espaço livre. O projeto de uma FSS visa refletir ou transmitir ondas eletromagnéticas com discriminação de frequência e de acordo com a aplicabilidade é possível utilizar de diversos tipos de elementos nos arranjos (NÓBREGA, 2013) - (MUNK, 2005).

A compreensão dos princípios físicos das FSS se deu através de investigação do gradeamento da difração óptica, utilizado para decompor um feixe de luz monocromática em suas ordens espectrais. Este processo foi estudado pelo físico David Rittenhouse, em 1786. O experimento consiste em posicionar um arranjo de fios igualmente espaçados em direção à luz e assim observar a filtragem da luz branca dentro de diferentes faixas de comprimentos de ondas (MITTRA; CHAN; CWIK, 1988).

Então esse experimento conseguiu provar que superfícies não contínuas exibem diferentes propriedades de transmissão, de acordo com as frequências de onda incidente. E a partir disso, as FSS tem sido o foco de diversos estudos de óptica e micro-ondas. Logo surgiram diversas aplicações, que vão desde filtros passa-faixa utilizados em antenas radome e rejeita-faixa no anteparo de fornos de micro-ondas. Isto é, as FSS podem operar em largas faixas do domínio espectral.

Neste capítulo será apresentado uma revisão bibliográfica sobre as FSS, suas características e como elas influenciam essas superfícies, além de mostrar as principais técnicas de análise e medição, e as principais aplicações das FSS.

2.2 Redes de comunicação sem fio

As redes sem fio são redes formadas por nós que se comunicam através de um enlace sem fio, ou seja, o meio físico para comunicação é o próprio ar. Usualmente a comunicação é feita por meio de ondas de rádio frequência. A utilização de redes sem fio leva a um novo e grande conjunto de possibilidades, gerando diversas aplicações que podem dar suporte a diversas atividades. Com o desenvolvimento da tecnologia existem cada vez mais equipamentos que se utilizam da rede sem fio e a expectativa é que aumente cada vez mais a conexão de equipamentos sem fio na rede. Dessa forma, se faz cada vez mais necessário buscar soluções para problemas de interferências que estes equipamentos causam (GOMES; SPOHN, 2010).

O FCC é a agência responsável por criar as regras onde esses dispositivos sem fios operam.

Por exemplo, o FCC determina em que parte do espectro de rádio frequência as WLANs podem operar e a potência que tais tecnologias transmissão podem usar. Essa agência é que regulamenta as bandas ISM e a UNII. As bandas ISM estão localizadas em 902MHz, 2,4MHz e 5,8MHz. E para a UNII foi especificada três bandas, onde cada uma dessas está na faixa dos 5GHz. Ambos espectros não são licenciados, logo não há necessidade de requisição ao FCC para começar a operar, embora exista um limite de potência de transmissão. Por isso, a maior vantagem é a inexistência do custo com licenciamento, o que permite pequenos negócios implementarem uma WLAN e irem crescendo de acordo com a necessidade, fomentando ainda mais o crescimento do mercado *wireless*. Por outro lado, o fato da banda ser não licenciada possui a desvantagem de que vários sistemas *wireless* podem estar competindo na mesma banda e interferindo entre si (GOMES; SPOHN, 2010), (LOUREIRO et al., 2003).

2.2.1 Bandas ISM

Conforme dito anteriormente, existem três bandas ISM e elas são:

- **Banda de 900MHz:** É definida na faixa de frequências de 902 a 928 MHz com largura de 26MHz. Embora esta banda tenha sido usada por WLANs, ela tem sido preterida pelas bandas de frequência mais altas que possuem maior largura de banda. Alguns dos dispositivos que usam essa banda são telefones sem fio e câmeras *wireless*.
- **Banda de 2.4 GHz:** Esta banda é usada por todos os dispositivos compatíveis com os padrões 802.11a, 802.11b e 802.11g e é a mais popular das bandas ISM. Alguns exemplos de dispositivos que usam estes padrões são: roteadores, computadores, celulares, periféricos que usam o *bluetooth* e *wifi*, etc. A banda é definida na faixa de frequências de 2,4 a 2,5 GHz com largura de 100 MHz.
- **Banda de 5.8 GHz:** É definida na faixa de frequências de 5,725 a 5,875 GHz com largura de banda de 150 MHz. Esta banda não é especificada para uso com dispositivos WLAN, o que tende a fazer alguma confusão. Esta banda se sobrepõe em outra banda não licenciada, a de 5GHz da UNII, e esta sim, é a que é utilizada pelos dispositivos WLAN. Um exemplo de equipamento eletrônico que usa essa rede são totens interativos.

2.2.2 Bandas UNII

As bandas 5GHz UNII podem ser divididas em três bandas com largura de 100 MHz e são usadas por dispositivos compatíveis com o padrão 802.11a. Dentro de cada uma das três bandas há 4 canais não coincidentes, cada qual separados por 5 MHz. As bandas são as seguintes: inferior, central e superior. O FCC determinou que a banda inferior deverá ser usada somente para aplicações *indoor*, a banda central para uso *indoor* ou *outdoor*, e a banda superior somente para uso *outdoor*.

- **Banda Inferior:** A banda inferior vai de 5,15 a 5,25 GHz, e de acordo com o FCC, pode ter uma potência de saída máxima de 50mW. A banda inferior é reservada somente para uso *indoor*.
- **Banda Central:** A banda central vai de 5,25 a 5,35 GHz e de acordo com o FCC pode ter uma potência de saída máxima de 250mW. Normalmente é usado para enlaces *outdoor* de curta distância envolvendo dois prédios. Devido a alta potência de saída e sua flexibilidade quanto ao uso, produtos que operam nessa banda poderão ter grande aceitação no futuro.
- **Banda Superior:** A banda superior vai de 5,725 a 5,875 GHz e é confundida com a banda ISM de 5,8GHz. O FCC limita a potência de saída em 1W. Seu uso está restrito para aplicações *outdoor*, exceto em casos de link rádio frequência de grande distância.

2.3 Superfícies Seletivas em Frequência

Segundo Munk (2005), uma superfície seletiva em frequência é uma estrutura composta por elementos periódicos bidimensionais, que pode ser do tipo abertura ou formando por elementos condutores. Estas superfícies exibem características de filtragem de frequência semelhante às dos filtros de frequência tradicionais.

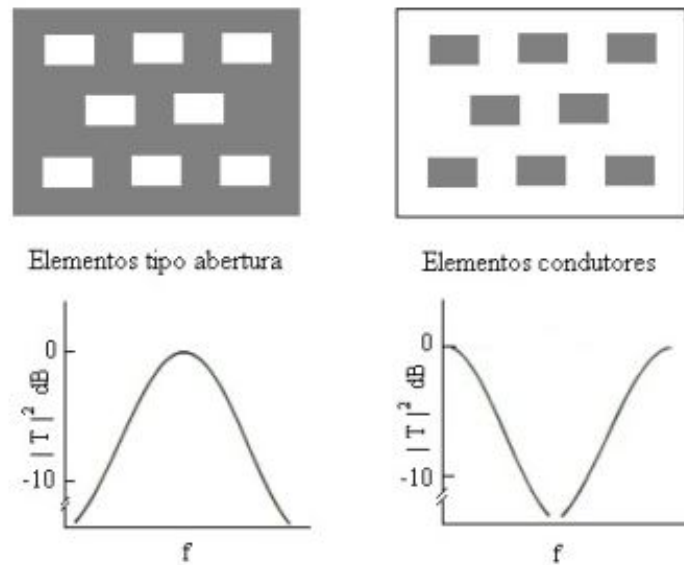
Esses elementos, impressos em um substrato dielétrico, podem ser *patches* metálicos sobre o substrato e que configura uma FSS capacitiva. Ou podem ser aberturas periódicas perfuradas na superfície condutora, que é a configuração da FSS indutiva. Resumidamente, uma FSS é um circuito LC em série ou paralelo, que comporta-se como um filtro no espaço-livre.

A Figura 1 apresenta o comportamento de cada tipo de estrutura. O elemento do tipo abertura, que são as FSS indutivas, atuam como um filtro passa-faixa, pois quando as aberturas entram em ressonância com a frequência da onda incidente a estrutura torna-se transparente até que ocorra a transmissão total da onda incidente. Já a FSS com elementos condutores ou *patches*, que são as FSS capacitivas, operam como um filtro rejeita-faixa. Logo, que os componentes entram em ressonância, com a frequência da onda incidente, a estrutura irradia potência no sentido de reflexão e dessa forma a superfície se comporta com um condutor perfeito, refletindo totalmente a onda incidente (CAMPOS, 2008).

A FSS também é classificada a partir de sua estrutura, conforme a espessura do elemento, podendo ser do tipo anteparo-fino ou espesso. A classificação do tipo anteparo-fino refere-se a elementos do tipo *patch* ou abertura de circuito impresso. Ela possui uma espessura inferior a $0,001\lambda$, em que λ é o comprimento de onda para a frequência de ressonância do anteparo. As FSS de anteparo-fino são pequenas, leves e de baixo custo (WU, 1995).

Por outro lado uma FSS de anteparo-espesso é usada em aplicações passa-faixa, sendo uma estrutura pesada e de alto custo. A vantagem é que a razão entre a frequência de transmissão

Figura 1 – Tipos de elementos da FSS



Fonte:(CAMPOS, 2008)

e reflexão pode ser reduzida, o que é importante para antenas em satélites de comunicação (WU, 1995).

Na prática, o funcionamento da FSS baseia-se na corrente elétrica que é induzida pela onda eletromagnética. Nesse caso, a amplitude da corrente é determinada pela intensidade do acoplamento energético entre a onda e os elementos da FSS. E ela alcança seu valor máximo na frequência de ressonância, quando o tamanho desses elementos equivalem a $\lambda/2$ e λ para FSS abertas e fechadas, respectivamente. Por essa razão, elas são modelados de modo que ressoem juntamente com a frequência de operação. Naturalmente, parte da onda incidente é absorvida e parte é refletida e essa distribuição de corrente na superfície é que gera os diferentes comportamentos de filtragem (BARROS, 2017).

Portanto, o projeto e a modelagem da FSS depende fundamentalmente da faixa de frequência e da largura de banda desejadas. Outras diversas características de resposta, como polarização do sinal, nível de atenuação e estabilidade angular podem ser atendidas a partir da configuração dos elementos na superfície em questão.

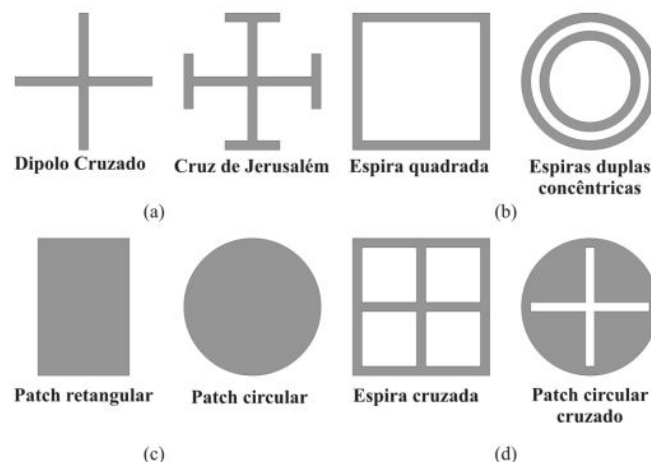
2.4 Elementos da FSS

A geometria do *patch* interfere na distribuição de corrente e conseqüentemente, afeta a distribuição do campo na superfície da FSS. Logo, existem diversas configurações e espaçamentos desses elementos. Conforme explicado por Munk (2005), os elementos tradicionalmente são divididos em quatro grupos:

- Grupo 1: N polos conectados pelo centro, por exemplo dipolos cruzados e cruz de Jerusalém. Compreendem simples dipolos retos, como ilustrados na Fig.2(a) e possuem largura de banda moderada.
- Grupo 2: as espiras, por exemplo espiras quadradas, anéis concêntricos, como mostra a Fig. 2(b). A largura de banda superior caracteriza esses elementos que ressoam quando seu perímetro médio é de uma onda completa.
- Grupo 3: os elementos com o interior sólido, por exemplo *patches* retangulares e circulares, como mostra a Fig.2(c). Devido a sua simplicidade, foram os primeiros elementos a serem estudados mas tem fraca resposta ao variar o ângulo de incidência.
- Grupo 4: combinações dos elementos anteriores, ver Fig. 2(d). Existem infinitas combinações que podem ser feitas com os elementos típicos anteriores.

De acordo com os grupos apresentados, a Figura 2 exemplifica algumas formas de representação para os elementos da FSS, em diferentes configurações.

Figura 2 – Representação dos elementos utilizados em FSS divididos em grupo:
(a) grupo 1; (b) grupo 2; (c) grupo 3; (d) grupo 4.

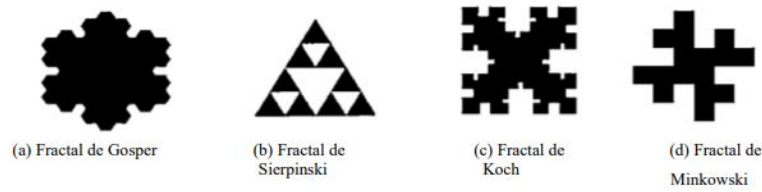


Fonte:(MUNK, 2005)

Existem infinitas possibilidades quanto à geometria dos elementos básicos que geram diferentes respostas em frequência e características. Mas, além dessas formas clássicas pode-se destacar o uso de elementos fractais, os convolucionados, em cascata e os combinados. O uso dos elementos fractais em FSS, Figura 3, tem como principal característica o filtro espacial compacto e apresentam um desempenho superior em comparação as geometrias clássicas (ROMEU; RAHMAT-SAMII, 2000).

Os elementos convolucionados descrevem uma classe de elementos complexos que exibem ressonâncias em uma superfície com pequena periodicidade. Segundo (SANZ-IZQUIERDO et

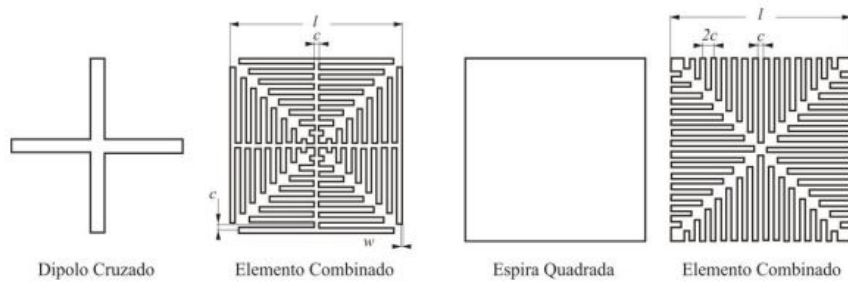
Figura 3 – Exemplos de elementos fractais



Fonte:(OLIVEIRA et al., 2010)

al., 2009), o uso desses elementos melhora a estabilidade angular da resposta em frequência da superfície. Assim a vantagem desse elemento é obter uma maior largura de banda com elementos de tamanho reduzido. A Figura 4 mostra dois tipos de elementos convolucionados.

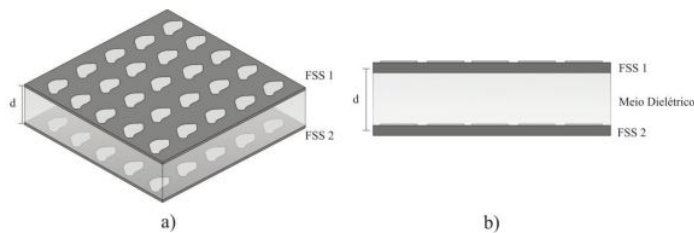
Figura 4 – Exemplos de elementos simples e seus equivalentes convolucionados



Fonte:(SANZ-IZQUIERDO et al., 2009)

As FSS em cascata são formadas por duas ou mais estruturas, com elementos tipo *patch* condutor ou abertura, que são empilhadas e separadas por camadas dielétricas. Assim esse cascadeamento influencia nas características finais da FSS. Um exemplo de estrutura em cascata é apresentada na Figura 5. Essa técnica é bastante eficaz para se obter resposta multibanda quanto para características de UWB.

Figura 5 – Estrutura em cascata: (a) vista tridimensional e (b) vista frontal.



Fonte: (SEGUNDO, 2018)

Os elementos combinados são formados por FSS que possuem diferentes frequências de ressonância e geometrias em uma célula periódica. Com este tipo de configuração é difícil de obter boas respostas ressoantes em banda larga. Isso significa que essa técnica tem desempenho satisfatório até determinada faixa de frequência.

O cobre, normalmente, é o material condutor utilizado já que ele apresenta uma alta condutividade. Com isso, a condutividade da superfície pode ser aproximada por uma placa de condutor elétrico perfeito (CEP). Mas se o material não tem condutividade elevada, o desempenho da FSS diminui (GUSTAFSSON et al., 2006).

2.5 FSSs Ativas e Passivas

A FSS passiva é aquela em que os elementos são projetados numa camada dielétrica para uma frequência particular a ser transmitida ou rejeitada. A vantagem dessa FSS é a facilidade de fabricação e a desvantagem é que não permite a reconfiguração. Por outro lado, em uma FSS ativa é incorporado alguns dispositivos eletrônicos ativos, como diodos. A inserção desses elementos ativos, na superfície, resulta num controle prolongado do comportamento da estrutura, além de tornar a FSS menor e reconfigurável. A desvantagem é a complexidade na fabricação dessas estruturas (WU, 1995).

De acordo com Munk (2005), qualquer estrutura periódica pode ser excitada por uma onda plana incidente E^i (arranjo passivo), ou por geradores individuais conectados a cada elemento (arranjo ativo). No arranjo passivo, uma onda incidente é parcialmente transmitida através da estrutura, E^t , sendo o restante refletido de volta, E^r . Em ressonância, a amplitude do sinal refletido pode ser igual à amplitude do sinal incidente quando $E^t = 0$. Então, o coeficiente de reflexão é definido como:

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

onde E^i e E^r estão referidos no plano do arranjo. E de modo similar o coeficiente de transmissão é dado por:

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

Para os arranjos ativos, os geradores de tensão devem possuir a mesma amplitude e variação linear de fase e assim, caracterizar uma estrutura periódica.

2.6 Substratos das FSS

As características elétricas e mecânicas do substrato são essenciais para o comportamento da FSS e os materiais mais comuns para a fabricação deste substrato são os materiais dielétricos

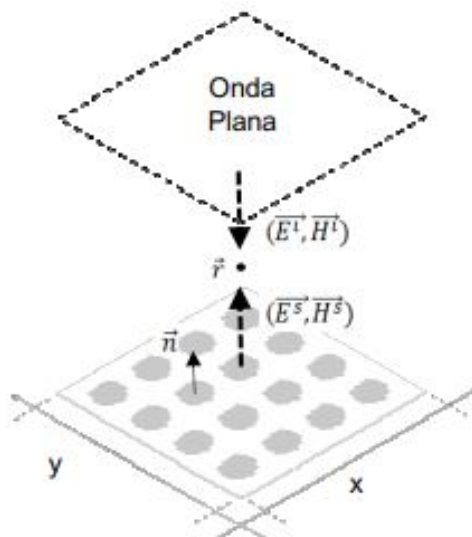
isotrópicos e anisotrópicos (WU, 1995).

A permissividade elétrica do material é um parâmetro físico de grande influência na faixa de operação das FSS. Os substratos mais desejáveis possuem permissividade elétrica baixa, pois isso possibilita maior eficiência e largura de banda. Entretanto, eles necessitam uma quantidade maior de material para sua fabricação, já que são mais espessos. Os substratos isotrópicos apresentam permissividade elétrica $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$, onde ε_0 é a permissividade no espaço livre e ε_r é a constante dielétrica relativa do substrato. Nesses materiais o comportamento do campo elétrico independe da direção do campo. Já nos substratos anisotrópicos o comportamento do campo elétrico depende da direção do campo ou do eixo do material. Essa direção do eixo é determinada pela propriedade cristalina do material.

2.7 Descrição do problema físico

Um ponto importante é compreender o funcionamento físico de um FSS e isso será apresentado nesta seção. Então para isso considere um corpo condutor, sobre um dielétrico, colocado em um meio homogêneo (μ, ε) e cuja superfície da FSS é designada por S com vetor unitário normal dado por \vec{n} .

Figura 6 – Cenário típico de uma FSS



Fonte: (FERREIRA, 2016)

A Figura 6 mostra o cenário físico que uma FSS é submetida. Nota-se que sobre a superfície da FSS é aplicado um campo incidente (\vec{E}^i, \vec{H}^i) que induz uma corrente superficial sobre a geometria metálica e essa corrente irradia sob a forma de um campo espalhado (\vec{E}^s, \vec{H}^s) (FERREIRA, 2016).

Segundo Su et al. (2011) e Caliskan (2004), o campo total externo ao condutor é a superposição dos campos incidente e espalhado.

$$\vec{E}^T = \vec{E}^i + \vec{E}^s \quad (2.3)$$

$$\vec{H}^T = \vec{H}^i + \vec{H}^s \quad (2.4)$$

O campo elétrico espalhado induzido por uma fonte na posição \vec{r}' irradiando no espaço livre em um ponto distante \vec{r} , é:

$$\vec{E}^s(\vec{r}) = j\omega\vec{A} - \nabla\Phi \quad (2.5)$$

onde $\omega = 2\pi f$, com \vec{A} o vetor de potencial magnético sendo dado por:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \mu \iint_S (\vec{J}_s(\vec{r}') \cdot G(\vec{r}, \vec{r}')) dS' \quad (2.6)$$

e Φ o vetor potencial elétrico, calculado como:

$$\Phi(\vec{r}) = \left(\frac{1}{\epsilon}\right) \times \iint_S (\nabla \cdot \vec{J}_s(\vec{r}') \cdot G(\vec{r}, \vec{r}')) dS' \quad (2.7)$$

Nas equações 2.6 e 2.7, $G(\vec{r}, \vec{r}')$ é a função de Green para o espaço livre:

$$G(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{e^{-jk_0 R}}{4\pi R} \quad (2.8)$$

$\vec{J}_s(\vec{r}')$ a densidade de corrente sobre a superfície condutora, $R = |\vec{r} - \vec{r}'|$ a distância entre uma posição \vec{r} de observação localizada arbitrariamente e \vec{r}' a posição da fonte do campo, e k_0 é o número de onda, dado por $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$.

A relação de contorno entre o campo elétrico espalhado \vec{E}^s , a impedância de superfície da geometria metálica Z_S e sua densidade de corrente \vec{J}_S , quando sob um campo elétrico incidente pode ser expressa como:

$$\vec{n} \times \vec{E}^s = \vec{n} \times Z_S \vec{J}_S \quad (2.9)$$

Substituindo 2.5 em 2.9, tem-se que:

$$\vec{n} \times (-j\omega\vec{A} - \nabla\Phi) = \vec{n} \times Z_S \vec{J}_S \quad (2.10)$$

A equação 2.10 é conhecida como a Equação Integral dos Potenciais Mistos e sua solução é encontrada utilizando-se de métodos de análise numéricos (FERREIRA, 2016).

2.8 Métodos de Análise

Na literatura encontra-se diversas técnicas desenvolvidas para determinar as características de transmissão e reflexão de uma FSS e todas elas dão importância à exatidão dos resultados, análise do tipo de elemento e o tempo computacional envolvido na solução do projeto. De modo geral, essas técnicas podem ser da teoria de circuitos, da expansão modal e técnicas iterativas.

Historicamente, um dos primeiros métodos de análise de FSS utilizados foi a Técnica de Casamento Modal, apresentada em Gustafsson et al. (2006) e Wu (1995) que fornecem detalhes da resposta em frequência e da polarização, juntamente com o entendimento físico de sua operação. Relacionado a este, surge o Modelo de Circuito Equivalente, que é bem explicado por Sung, Sowerby e Williamson (2005) e Langley e Parker (1983), sendo um método simples e que produz resultados satisfatórios.

Com o desenvolvimento da computação, outros métodos passaram a ser utilizados, eles são conhecidos por serem modelos de onda completa. Estes métodos possuem rigorosas formulações matemáticas, exigem maior esforço computacional, porém fornecem resultados mais precisos. Em destaque tem-se: o Método dos Momentos (do inglês, *Method of Moments*, MoM), Métodos dos Elementos Finitos (do inglês, *Finite Element Method*, FEM), Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (do inglês, *Finite Difference Time Domain*, FDTD) e o Método das Ondas (do inglês, *Wave Concept Iterative Procedure*, WCIP).

Atualmente, métodos híbridos têm sido utilizados para análise da FSS. Técnicas como: MoM em conjunto com elementos finitos e redes neurais baseadas em algoritmos genéticos que foi desenvolvido por Brito (2021), estão sendo usados na modelagem de elementos de forma complexa.

Essas diversas técnicas de análise são utilizadas para entender o comportamento da superfície segundo os parâmetros envolvidos no projeto da estrutura. Neste trabalho são usadas duas técnicas de análises para gerar resultados mais consistentes para a FSS implementada. O primeiro método será o de meia onda, que é o método do circuito equivalente e para implementá-lo foi usada sua modelagem matemática em conjunto com um algoritmo de evolução diferencial. E a segunda técnica utilizada foi de onda completa, o Método dos Momentos.

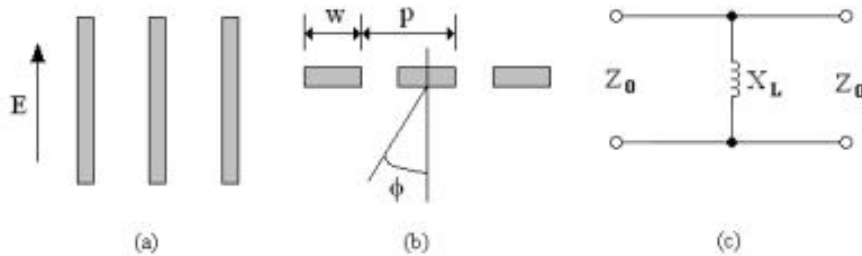
2.8.1 Modelo do Circuito Equivalente

O projeto e a análise de uma FSS pelo modelo do circuito equivalente é um método simples e uma opção muito interessante. Pois este modelo reduz o tempo e esforço computacional em comparação com outros métodos de análise e também fornece uma compreensão eletromagnética

mais clara da geometria considerada (SILVA; CAMPOS; NETO, 2020).

O desenvolvimento do circuito equivalente para uma FSS parte da representação do circuito de um arranjo infinito de fitas condutoras e paralelas, desenvolvidas por Marcuvitz (1951). O modelo do circuito equivalente depende dos ângulos de incidência da onda transversal elétrica (TE) e da onda transversal magnética (TM) e as Figuras 7 e 8 mostram os parâmetros de incidência para ondas TE e TM, respectivamente. Nota-se que as fitas metálicas tem espessura nula, uma largura de w , periodicidade p e a onda TE tem ângulo de incidência ϕ , como mostra a Figura 7. E para a Figura 8 as fitas metálicas tem largura nula, periodicidade p , um espaçamento g e a onda TM apresenta ângulo de incidência θ .

Figura 7 – Parâmetros para a incidência TE: (a) Arranjo de fitas condutoras paralelas; (b) Ângulo de incidência; (c) Circuito equivalente.



Fonte: (CAMPOS, 2008)

Logo, as equações básicas para calcular a reatância indutiva e a susceptância capacitiva para fitas metálicas em paralelo para ondas TE são calculadas como Marcuvitz (1951), Campos (2008):

$$X_{TE} = F(p, w, \lambda, \phi) = \frac{p \cos \phi}{\lambda} \left[\ln \left(\csc \left(\frac{\pi w}{2p} \right) \right) + G(p, w, \lambda, \phi) \right] \quad (2.11)$$

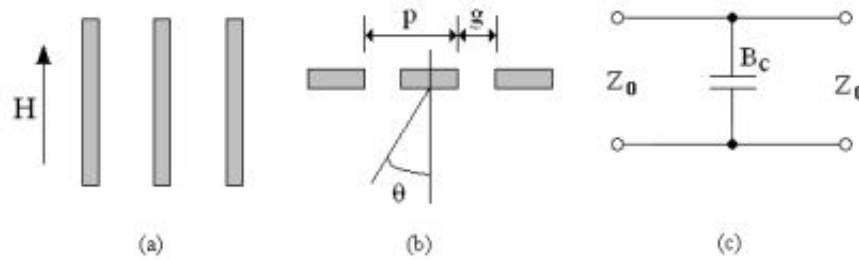
$$B_{TE} = \frac{4p \sec(\phi)}{\lambda} \left[\ln \left(\csc \left(\frac{\pi g}{2p} \right) \right) + G(p, g, \lambda, \phi) \right] \quad (2.12)$$

E as equações básicas para calcular a reatância indutiva e a susceptância capacitiva para onda TM são calculados como Marcuvitz (1951), Campos (2008):

$$X_{TM} = \frac{p \sec(\theta)}{\lambda} \left[\ln \left(\csc \left(\frac{\pi w}{2p} \right) \right) + G(p, w, \lambda, \theta) \right] \quad (2.13)$$

$$B_{TM} = 4F(p, g, \lambda, \theta) = \frac{4p \cos \theta}{\lambda} \left[\ln \left(\csc \left(\frac{\pi g}{2p} \right) \right) + G(p, g, \lambda, \theta) \right] \quad (2.14)$$

Figura 8 – Parâmetros para a incidência TM: (a) Arranjo de fitas condutoras paralelas; (b) Ângulo de incidência; (c) Circuito equivalente.



Fonte: (CAMPOS, 2008)

Ressaltando que λ é o comprimento de onda, a função G é um fator de correção proposto por Marcuvitz (1951). As equações que envolvem a função G são:

$$G(p, w, \lambda, \phi) = \frac{0,5(1 - \beta^2)^2 \left[\left(1 - \frac{\beta^2}{4}\right)C_+ + C_- + 4\beta^2 C_+ C_- \right]}{\left(1 - \frac{\beta^2}{4}\right) + \beta^2 \left[1 + \frac{\beta^2}{2} - \frac{\beta^4}{8} \right] C_+ + C_- + 2\beta^6 C_+ C_-} \quad (2.15)$$

$$C_{\pm} = \frac{1}{\sqrt{1 \pm \frac{2p \sin \phi}{\lambda} - \left(\frac{p \cos \phi}{\lambda}\right)^2}} - 1 \quad (2.16)$$

$$\beta = \sin\left(\frac{\pi w}{2p}\right) \quad (2.17)$$

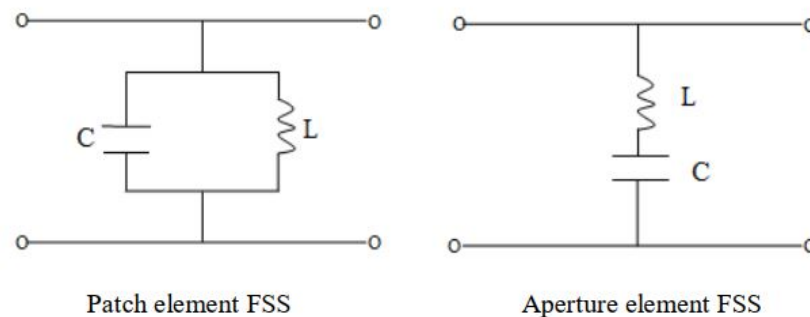
As equações apresentadas na subseção 2.8.1 são fundamentais para a modelagem das estruturas, pois a partir delas é possível ponderar os valores de reatância e susceptância em cada circuito equivalente. E elas são válidas para o comprimento de onda e ângulos de incidência no intervalo expresso pela equação 2.18 (MARCUVITZ, 1951).

$$\frac{p(1 + \sin \theta)}{\lambda} < 1 \quad (2.18)$$

Dependendo do tipo da FSS existem duas possíveis configurações do circuito equivalente. Quando tem-se uma FSS do tipo abertura (comportamento de filtro passa-faixa), a matriz de elementos é representada por uma associação de um L e C em série. E quando for uma FSS do tipo condutor (comportamento de filtro rejeita-faixa), a matriz de elementos é composta por uma associação de L e C em paralelo. A Figura 9 exemplifica essa associação de acordo com o comportamento da FSS.

Há diversos trabalhos na literatura, onde uma FSS foi projetada pelo modelo do circuito equivalente e os resultados obtidos foram satisfatórios. Por exemplo, Langley e Parker (1982) apresentou a primeira modelagem por circuito equivalente de espiras quadradas. Depois disso,

Figura 9 – Modelo do circuito equivalente para FSS.



Fonte: (HU, 2012)

Aziz et al. (2013), Ferreira et al. (2015) e Kanth e Raghavan (2017) desenvolveram uma modelagem otimizada de uma FSS de espiras quadradas, também pelo método aqui discutido. Essas teses também evidenciaram a limitação do modelo do circuito equivalente, onde a impedância equivalente da FSS impressa em um substrato dielétrico é modificada proporcionalmente à constante dielétrica e à espessura do dielétrico que suporta a estrutura. Ou seja, um aumento na espessura do substrato, mantendo a permissividade relativa fixa, causa uma redução gradual na frequência de ressonância.

2.8.2 MoM

O Método dos Momentos utiliza-se das correntes de superfície para modelar os *patches* e as correntes de polarização volumétricas são usadas para modelar os campos ao longo do substrato dielétrico. As equações integrais dos potenciais eletromagnéticos são transformadas em sistemas lineares, que podem ser resolvidas numericamente. Ou seja, o MoM resolve a equação integral, reduzindo o número de coeficientes desconhecidos a um número finito de equações, que contém o mesmo número de coeficientes desconhecidos (GIBSON, 2021).

Ou seja, conhecido o comportamento eletromagnético de uma FSS em termos de sua excitação, o MoM pode ser utilizado para resolver a Equação Integral dos Potenciais Mistos e calcular a distribuição de corrente na superfície.

2.9 Superfície seletiva em frequência banda larga

A obtenção da característica banda larga é alcançada usando elementos com geometria fractal, elementos convolucionados, e com o cascadeamento destas superfícies. Assim, é possível encontrar diversos trabalhos que aplicaram esses métodos a fim de se obter a banda larga em uma FSS.

Ranga et al. (2013) apresenta um conjunto de quatro FSS empilhadas que atuam como refletor para uma antena com UWB, com objetivo de obter ganho constante. Cada superfície atua de forma diferente a fim de refletir certas frequências.

Segundo, Campos e Neto (2013), mostram que é possível utilizar três FSS diferentes, cascadeadas, para obter a característica de banda ultra larga. A primeira superfície usa a geometria retangular com uma fenda, a segunda é um *patch* retangular e a última apresenta geometria retangular com duas fendas.

Lu, Yan e She (2014) apresenta também uma FSS cascadeada, que tem como vantagem possuir uma grande largura de banda e com banda passante com poucas flutuações e com respostas estáveis para vários ângulos de incidência. E que esta superfície pode ser aplicada na redução do *Radar Cross Section*(RCS) de antenas.

O trabalho de Sanz-Izquierdo, Robertson e Parker, em Sanz-Izquierdo et al. (2011), expõe uma FSS a partir de elementos convolucionados para filtrar sinais em aplicações *indoor*. Essa técnica possibilita a filtragem de frequências em banda larga como também proporciona a redução do tamanho do elemento. É um importante trabalho, pois atualmente existe um número elevado de dispositivos conectados a rede de comunicação móvel e *wi-fi*. Isso causa uma significativa interferência reduzindo assim a capacidade de transmissão do sistema. Por isso, cresce o interesse em soluções que permitem a gestão desses sinais nos edifícios.

O uso da FSS em radomes é muito importante e alvo de vastas pesquisas. O radome é uma cobertura inserida para a proteção da antena. Ele deve ser transparente as ondas eletromagnéticas de interesse e sem atrapalhar o desempenho do elemento radiador. Costa e Monorchio, em Costa e Monorchio (2012), apresentam um projeto de um radome, cuja estrutura é uma FSS resistiva, que atua com absorvedor, um dielétrico e outra FSS passa-banda.

Os absorvedores de radar são estruturas que cobrem uma fonte e minimizam a reflexão de ondas eletromagnéticas. Eles tem diversas funções, como redução do RCS de um objeto, blindagem de circuitos eletrônicos, etc. Fallahi et al. (2010) apresentam um projeto de um absorvedor de radar de banda larga.

2.10 Superfície seletiva em frequência multibanda

Uma FSS multibanda é caracterizada pelas múltiplas bandas de passagem e/ou bandas rejeitadas no intervalo de frequência na qual são utilizadas. Na literatura é possível encontrar diversos projetos que visam uma FSS atuante em mais de uma frequência e a seguir é apresentado alguns destes trabalhos.

Chatterjee et al. (2012) apresentam uma estrutura de FSS multibanda com diversas aplicações. Por exemplo, a primeira banda, com frequência de ressonância de 5,1 GHz, pode ser usada para IEEE 802.11a e *wi-fi*. A segunda banda, de 7 GHz, é usada no domínio da RADAR.

A quinta faixa, de 17,89 GHz, é usada por sensores de micro-ondas.

Em Costa, Genovesi e Monorchio (2013) é proposto um absorvedor multibanda baseado em superfície de alta impedância (do inglês, *High Impedance Surface* - HIS), que é empregado como transponder para identificação por rádio frequência (do inglês, *Radio Frequency Identification* - RFID).

As HIS são superfícies compostas por células de espiras quadradas, onde cada espira compreende um pico ressoante. Portanto, é proposto um identificador de rádio frequência sem chip.

Braz e Campos, em Braz e Campos (2014), sugere o uso do multifractal de Cantor, que pode ser usada nas bandas C e X.

Existem diversos estudos que usam a FSS na faixa do infravermelho. Nessa faixa, há aplicações interessantes nas áreas de detecção e comunicação (FERNANDEZ, 2012).

Yeo, Nahar e Sertel (2013) sugere um absorvedor com características multibanda e/ou banda larga. No projeto, o absorvedor atua numa frequência acima do infravermelho e a FSS apresenta como geometria o dipolo cruzado com inserção de elementos parasita. Essa estrutura é usada em aplicações de sensoriamento.

2.11 Software de simulação

A obtenção de dados a partir de simulações apresenta algumas vantagens e facilidades sobre as medições físicas. No processo de simulação, os parâmetros podem ser facilmente modificados, uma vez que não envolve mudança física, apenas alteração numérica. As estruturas simuladas não sofrem a influência do ambiente nem apresenta problemas relacionados a irradiações indesejáveis, aos conectores e aos elementos parasitas, por exemplo. Porém esses programas possuem limitações, devido à utilização de análises teóricas e limitações comerciais. Então o ideal é realizar em primeiro instante a construção do protótipo via software, submetê-lo aos métodos de análises disponíveis, e validar o resultado simulado com a medição física do projeto.

Existem alguns softwares, disponíveis comercialmente, que podem ser usados para a simulação de antenas e superfícies seletivas em frequência e eles empregam diferentes métodos de análises. Os mais conhecidos são o CST *Microwave Studio*, que se utiliza do método das diferenças finitas no domínio do tempo e as versões do software HFSS da *Ansys*. O HFSS possui uma versão para estudantes com limitação de processamento e que se utiliza do MoM como método de análise. A segunda versão é a comercial, sendo ela mais completa e que emprega o método do elementos finitos. Portanto para este trabalho foi utilizado a versão de estudante do software da *Ansys*, visto a fácil disponibilidade para seu uso.

2.12 Considerações Finais

Neste capítulo o objetivo foi apresentar uma revisão bibliográfica sobre as superfícies seletivas em frequência, abordando sobre os fatores que devem ser levados em consideração para o projeto das FSS, tais como, tipo da FSS (abertura ou *patch* condutor), geometria do elemento, tipo do substrato e periodicidade do elemento. Também foram apresentadas as principais técnicas de análises da FSS, como por exemplo: o modelo de circuito equivalente, MoM e FDTD. Essas técnicas são importantes, pois com elas é possível analisar as características de transmissão e reflexão das FSS. Os métodos de análises empregadas neste trabalho são o MoM, que é o método implementado no software *Ansys Electronics* e o método do circuito equivalente. E por fim, foram apresentadas diversas aplicações de FSS com características multibanda e/ou banda larga fundamentadas na literatura.

3 Metodologia

3.1 Introdução

Com o aumento de equipamentos que usam o sistema de comunicação sem fio, sejam nas bandas licenciadas ou não, existe um problema de sistemas concorrentes que causam interferência, e isso prejudica o desempenho e compromete a transmissão de dados. Uma solução é usar a FSS para rejeitar as frequências que causam essa interferência. Logo, essas superfícies podem ser colocadas em qualquer ambiente para filtrar os ruídos indesejados, permitindo a passagem das frequências desejadas.

A proposta deste trabalho é apresentar uma FSS que consiga rejeitar as frequências das bandas ISM e UNIL, e assim as outras faixas de frequência possam passar. Com isso, busca-se projetar uma superfície que seja multibanda e banda larga e para isso, a será empregada a técnica de cascadeamento das superfícies seletivas em frequência. Para as análises, será usado o software da *Ansys HFSS*, versão gratuita para estudantes, que usa o MoM para fazer a análises da estrutura e será apresentada a modelagem da FSS pelo método do circuito equivalente.

3.2 Patch multibanda e banda larga

A caracterização de uma FSS começa com a definição dos parâmetros necessários, como largura de banda, a frequência de ressonância e a definição da geometria. A largura de banda (do inglês, *bandwidth*) é determinada pelas frequências nas quais o sinal é atenuado em $-3dB$ da sua amplitude original, e também é a medida entre os pontos de frequência inferior (f_{inf}) e superior (f_{sup}), como mostra a equação 3.1.

$$BW = f_{sup} - f_{inf} \quad (3.1)$$

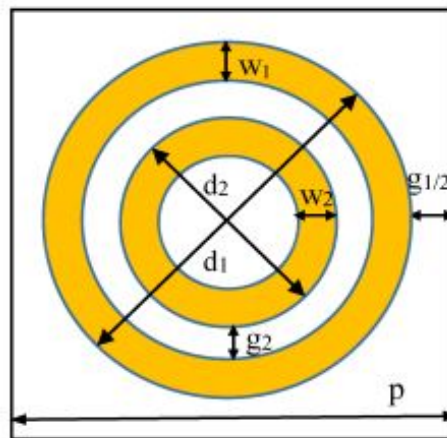
A frequência de ressonância é a frequência na qual a superfície entra em ressonância com a frequência da onda incidente, logo, a superfície irradia potência no sentido de reflexão e dessa forma a FSS se comporta como um condutor perfeito, refletido a onda incidente. O cálculo da frequência de ressonância é dado por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.2)$$

O próximo passo é definir a geometria que será aplicada a estrutura e sabe-se que as geometrias são separadas por grupos. Para este trabalho optou-se pelo grupo 2, o das espiras. Segundo Munk (2005), este grupo de elementos geram uma melhor estabilidade de ressonância

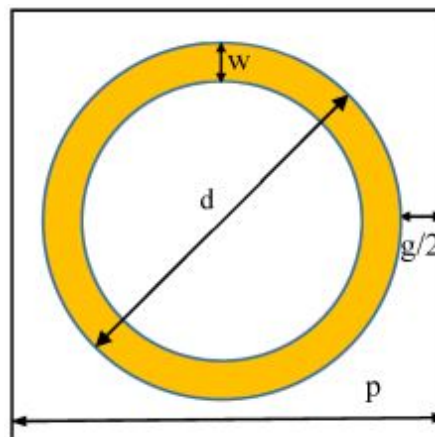
com o ângulo de incidência e uma largura de banda maior. Na literatura já encontra-se trabalhos que usaram o grupo das espiras e obtiveram com sucesso a estabilidade angular e largura de banda. Como por exemplo, Aziz et al. (2013), Ferreira et al. (2015) e Kanth e Raghavan (2017) usaram as espiras quadradas e Yao, Bai e Miao (2011), Varkani, Firouzeh e Nezhad (2018) e Silva, Campos e Neto (2020) que usaram as espiras circulares. Portanto, neste trabalho, foram adotados os anéis circulares como geometria da FSS e assim, obter uma banda larga e multibandas para rejeitar as faixas de frequências ISM e UNII. Pelas Figuras 10 e 11 é possível observar a geometria implementada e na Tabela 1 nota-se os parâmetros que são importantes ao considerar o *loop* circular.

Figura 10 – Geometria da primeira FSS: Anéis duplos concêntricos



Fonte: Adaptado de (VARKANI; FIROUZEH; NEZHAD, 2018)

Figura 11 – Geometria da segunda FSS: Anel simples



Fonte: Adaptado de (VARKANI; FIROUZEH; NEZHAD, 2018)

Tabela 1 – Principais parâmetros do anel circular

Parâmetros	Descrição
p	periodicidade ou tamanho de célula unitária
g	espaço mínimo entre o anel e a célula
d	diâmetro do anel
w	largura da camada de cobre
h	espessura do substrato

Fonte: da Autora

3.3 Modelo do Circuito Equivalente

Segundo Marcuvitz (1951), a presença de uma descontinuidade em um arranjo periódico resulta uma irregularidade nos campos, dos modos propagantes, nos terminais do arranjo. Com isso, é possível representar essas descontinuidades de campo ou tensão-corrente como um arranjo de indutores e capacitores. Então no modelo do circuito equivalente pode-se representar a FSS como um circuito, cuja estrutura e parâmetros são baseados na forma e tamanho da FSS, sendo o mesmo um método comumente usado para estimar a frequência de ressonância das estruturas com geometrias convencionais. Embora não seja tão preciso quanto a solução de onda completa, com este método e com o auxílio de um algoritmo de otimização, é possível estimar e fazer ajustes nos parâmetros do arranjo periódico. Então partindo e adaptando as equações apresentadas na subseção 2.8.1, é possível modelar a FSS por um circuito LC.

Outro ponto importante a ser apresentado são os efeitos dos parâmetros no projeto a ser desenvolvido. Esses parâmetros, que estão descritos na Tabela 1, são por exemplo: a periodicidade (p), o *gap* (g), a espessura do substrato (h), etc. A seguir, os efeitos de cada parâmetro de projeto serão analisados.

O substrato escolhido é a superfície onde a FSS é impressa, que neste trabalho é uma placa de circuito impresso (do inglês, *printed circuit board* - PCB). A PCB escolhida é constituída de folhas laminadas em epóxi e reforçadas com fibra de vidro, conhecida com FR-4. Essa escolha de substrato se dá pela popularidade, fácil acesso e sua permissividade dielétrica é $\epsilon_r = 4,4$. Por consequência, a capacitância equivalente de uma FSS, impressa em um substrato, é modificada proporcionalmente à permissividade dielétrica e à espessura do substrato. Assim, deve-se levar em conta esse comportamento para modelar as equações corretamente (VARKANI; FIROUZEH; NEZHAD, 2018), (SILVA; CAMPOS; NETO, 2020). Logo, esse comportamento é traduzido pela equação 3.3.

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_r + (\epsilon_r - 1) \left(\frac{-1}{(e^x)^N} \right) \quad (3.3)$$

Onde a letra x representa uma variável dependente da espessura do substrato (h) e da periodicidade

(p), e na equação 3.4 observa-se essa relação.

$$x = \frac{10h}{p} \quad (3.4)$$

Na equação 3.3, a variável N é um fator exponencial para diferentes formas e preenchimento da célula da FSS. Segundo Costa, Monorchio e Manara (2009) e Varkani, Firouzeh e Nezhad (2018), o valor de N varia de 1,3 a 1,8 e que para o grupo 2, das espiras, deve-se escolher $N = 1,8$ para um resultado ótimo.

A largura da camada de cobre (w) na FSS causa mudanças na frequência de ressonância e o valor do indutor é proporcional a p da célula e é inversamente proporcional a w . Logo, à medida que w aumenta, L diminui e assim, a frequência ressoante será maior enquanto a largura de banda se torna mais ampla. Por fim, tem-se o espaço entre as células unitárias (g), que uma vez aumentado, a periodicidade também aumenta, mas a capacitância diminui. Portanto, o incremento de g resulta em maior frequência ressoante (VARKANI; FIROUZEH; NEZHAD, 2018), (SILVA; CAMPOS; NETO, 2020).

Então levando em conta as equações básicas, apresentadas em 2.8.1, e sabendo como os parâmetros da FSS afetam o projeto é possível fazer a modelagem do circuito equivalente.

3.3.1 Modelagem para espira circular

Inicialmente, para aplicar as equações desenvolvidas por Marcuvitz (1951), deve-se desmembrar o arranjo periódico em fitas verticais e horizontais, onde as fitas paralelas equivalem ao elemento L e as perpendiculares correspondem ao elemento C . Como, neste trabalho, deseja-se um comportamento de rejeição de faixas, no circuito equivalente os elementos L e C devem ser associados em paralelo.

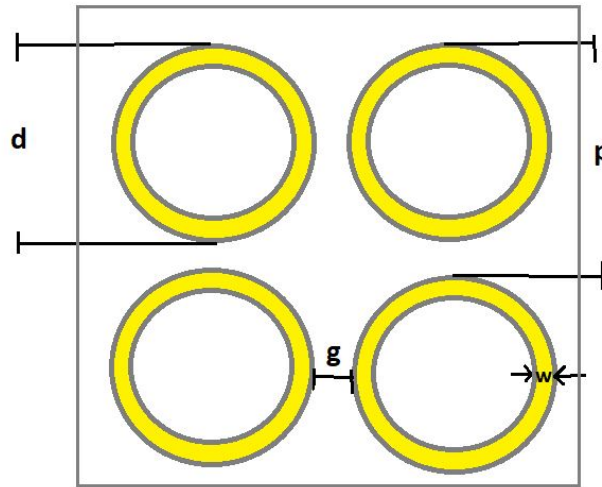
A Figura 12 mostra parte do arranjo periódico e os parâmetros de projeto desejados. Como $p \ll \lambda$, a impedância equivalente é simplesmente uma indutância ou capacitância que depende se a onda incidente do campo elétrico é paralela ou perpendicular às fitas condutoras.

Aplicando as equações apresentadas em 2.8.1 e fazendo as devidas adaptações para a geometria da espira circular é possível modelar matematicamente. A equação para calcular a reatância é:

$$\frac{X_L}{Z} = \left(\frac{\pi d}{4p} \right) \times F(p, 2w, \lambda, \theta), \quad (3.5)$$

onde o fator $(1/p)$ é acrescentado devido à característica não contínuas do condutor, o fator (πd) corresponde ao perímetro da espira circular e o fator $(1/4)$ corresponde a quantidade de tiras

Figura 12 – Arranjo periódico da espira circular



Fonte: da Autora

metálicas da geometria. A equação para o cálculo da susceptância é:

$$\frac{B_C}{Y} = \left(\frac{\pi d}{2p} \right) \times (\varepsilon_{eff}) \times 4F(p, g, \lambda, \phi) \quad (3.6)$$

Na equação (3.6) o fator $(1/p)$ é devido às características não contínuas do condutor, o fator (πd) é o perímetro da espira circular, o fator $(1/2)$ corresponde a quantidade de tiras metálicas que geram a capacitância e acrescenta-se também o efeito do dielétrico do substrato (ε_{eff}) . O espaço mínimo entre o anel e célula unitária é dado por:

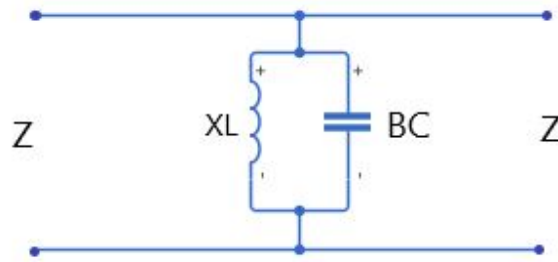
$$g = p - \frac{\pi d}{4}, \quad (3.7)$$

onde, o fator $(\pi d/4)$ é uma média do espaço mínimo entre duas células unitárias adjacentes (SILVA; CAMPOS; NETO, 2020).

O circuito equivalente desse arranjo é bem simples e pode ser observado na Figura 13. É representado por em reatância X_L , uma susceptância B_C e Z é a impedância no espaço livre. A reatância e a susceptância estão conectados em série para obter a característica de rejeição de faixa. O ramo $(X_L - B_C)$, na totalidade, corresponde a interação entre o *patch* e o anel condutivo. Então o valor da indutância é afetado, principalmente, pelo diâmetro (comprimento) e a periodicidade (largura) da tira condutora e o valor da capacitância é afetado pela largura média do espaço entre duas espiras adjacentes, o comprimento de meia espira e o dielétrico efetivo no substrato.

Após a construção do circuito equivalente para a FSS com espira simples, deve-se calcular a admitância do circuito equivalente e assim calcular o coeficiente de transmissão e a

Figura 13 – Circuito equivalente para o arranjo de espira circular



Fonte: da Autora

potência transmitida. De acordo com (CAMPOS, 2008) o coeficiente de transmissão e a potência transmitida são dada por:

$$Y = \frac{1}{(X_L - (\frac{1}{BC}))} \quad (3.8)$$

$$T = \frac{1}{1 + 0,25Y^2} \quad (3.9)$$

3.3.2 Modelagem para espiras circulares duplas

A modelagem para os anéis concêntricos duplos é bem parecido com a do anel simples, mas neste caso, deve-se considerar mais pontos de interação. Primeiro, é considerado a interação entre os anéis e a estrutura, segundo, considerado a interação do anel mais externo com o espaçamento g_1 e por fim, a interação entre o anel mais interno com o espaçamento g_2 . Pela Figura 14 é possível observar o arranjo periódico da segunda FSS.

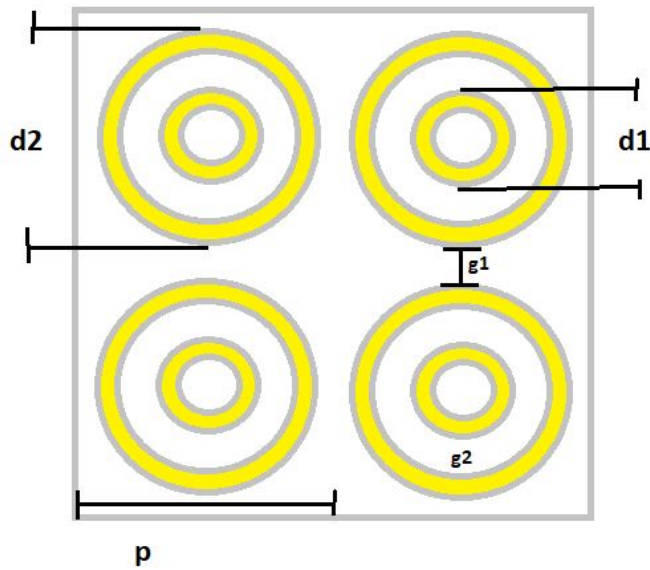
Sabe-se que a parte condutora da estrutura é modelada como um L. Então para esse arranjo periódico, o circuito equivalente é constituído por duas reatâncias e duas susceptâncias. As equações para o cálculo das reatâncias são apresentadas a seguir.

$$\frac{X_{L1}}{Z} = \frac{d_1\pi}{p} [X1 \parallel X2] \quad (3.10)$$

Na equação 3.10 tem-se duas reatâncias (X1 e X2) que são associadas as interações entre os anéis. O termo (πd_1) é o perímetro da espira circular e o termo $(1/p)$ é acrescentado devido às características não contínuas do condutor. As impedâncias X1 e X2 são dadas por:

$$\frac{X1}{Z} = F(p, w_1, \lambda, \theta) \quad (3.11)$$

Figura 14 – Arranjo periódico da espira circular dupla



Fonte: da Autora

$$\frac{X2}{Z} = F(p, w_2, \lambda, \theta) \quad (3.12)$$

Associando em paralelo as equações 3.11 e 3.12:

$$(X1 \parallel X2) = \frac{F(p, w_1, \lambda, \theta) \times F(p, w_2, \lambda, \theta)}{F(p, w_1, \lambda, \theta) + F(p, w_2, \lambda, \theta)} \quad (3.13)$$

Substituindo a equação 3.13 em 3.10:

$$\frac{X_{L1}}{Z} = \left(\frac{\pi d_1}{p}\right) \times \left(\frac{F(p, w_1, \lambda, \theta) \times F(p, w_2, \lambda, \theta)}{F(p, w_1, \lambda, \theta) + F(p, w_2, \lambda, \theta)}\right) \quad (3.14)$$

A equação para a segunda reatância é:

$$\frac{X_{L2}}{Z} = \frac{\pi d_2}{p} \times F(p, 2w_2, \lambda, \theta) \quad (3.15)$$

Por fim, sabe-se que a lacuna entre o condutor é modelado como um C. Logo, as equações para o cálculo das susceptância são:

$$\frac{B_{C1}}{Y} = \frac{3\pi d_1}{4p} \times \varepsilon_{eff} \times F(p, g_1, \lambda, \phi) \quad (3.16)$$

$$\frac{B_{C2}}{Y} = \frac{\pi d_2}{4p} \times (B1 \parallel B2) \times \varepsilon_{eff} \quad (3.17)$$

Na equação 3.17 tem-se duas susceptâncias ($B1$ e $B2$) que estão associadas a interação entre as lacunas do anel externo com o interno. Elas são dadas por:

$$\frac{B1}{Y} = 4F(p, g_1, \lambda, \phi) \quad (3.18)$$

$$\frac{B2}{Y} = 4F(p, g_2, \lambda, \phi) \quad (3.19)$$

Associando em paralelo as equações 3.18 e 3.19:

$$(B1 \parallel B2) = \frac{4F(p, g_1, \lambda, \phi) \times F(p, g_2, \lambda, \phi)}{4F(p, g_1, \lambda, \phi) + 4F(p, g_2, \lambda, \phi)} \quad (3.20)$$

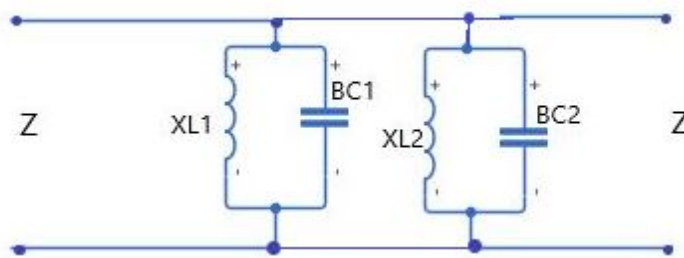
Substituindo a equação 3.20 em 3.17:

$$\frac{B_{C2}}{Y} = \frac{\pi d_2}{p} \times (\varepsilon_{eff}) \times \left(\frac{F(p, g_1, \lambda, \phi) \times F(p, g_2, \lambda, \phi)}{F(p, g_1, \lambda, \phi) + F(p, g_2, \lambda, \phi)} \right) \quad (3.21)$$

Então, para as susceptâncias tem-se nas equações o efeito do substrato na FSS (ε_{eff}). Na equação 3.16 o fator ($3\pi d_1$) é referente ao ambiente dos anéis, e na equação 3.21, o termo (πd_2) é referente ao perímetro da espira e ($1/p$) é referente às características não contínuas do condutor.

O circuito equivalente desse arranjo é apresentado na Figura 15. Nota-se que para esse arranjo, o primeiro ramo é composto por uma X_{L1} conectada em paralelo com uma B_{C1} , onde ocorre a primeira frequência de ressonância. No segundo ramo tem-se uma X_{L2} e uma B_{C2} conectadas em paralelo e neste ramo ocorre a segunda frequência de ressonância.

Figura 15 – Circuito equivalente para o arranjo de espira circular dupla



Fonte: da Autora

Por fim, apresentado o circuito equivalente, deve-se calcular a admitância para encontrar o coeficiente de transmissão e a potência transmitida. Segundo Varkani, Firouzeh e Nezhad (2018), este cálculo é dado por:

$$Z_1 = X_{L1} - \left(\frac{1}{B_{C1}} \right) \quad (3.22)$$

$$Z_2 = X_{L2} - \left(\frac{1}{B_{C2}}\right) \quad (3.23)$$

$$Z_{eq} = \frac{Z_1 \times Z_2}{(Z_1 + Z_2)} \quad (3.24)$$

$$Y = \frac{1}{Z_{eq}} \quad (3.25)$$

Pela admitância total do circuito (equação 3.25), é possível calcular o coeficiente de transmissão da superfície seletiva em frequência. Então, a partir disso calcula-se a potência transmitida, dada por T . É interessante normalizar a equação 3.26 para se obter uma resposta bem comportada e a equação normalizada é apresentada em 3.27.

$$T = \frac{4}{4 + Y^2} \quad (3.26)$$

$$T = \frac{1}{1 + 0,25Y^2} \quad (3.27)$$

3.4 Algoritmo de Evolução Diferencial

Os algoritmos de evolução diferencial (do inglês, *Differential Evolution* - DE) são ferramentas de otimização evolucionária, propostos inicialmente na década de 1990, para a otimização de sistemas com variáveis contínuas. Desde o seu desenvolvimento, o algoritmo se mostra como uma ferramenta simples e poderosa para a otimização numérica, e que retorna como resultado uma solução ótima global. Segundo Cheng e Hwang (2001) as principais características do algoritmo de evolução diferencial são:

- Algoritmo de busca estocástica, originado dos mecanismos de seleção natural;
- O algoritmo é simples e de fácil entendimento, com poucos parâmetros de controle para conduzir à otimização;
- Eficaz para solucionar problemas de otimização com função objetivo descontínua, pois não necessita de informações sobre derivadas da mesma;
- Manipula uma população de soluções que utiliza diferentes regiões no espaço de busca, tornando o algoritmo robusto a mínimos locais;
- É eficaz mesmo trabalhando com uma população pequena;
- Permite as variáveis serem otimizadas como números reais, sem processamento extra;

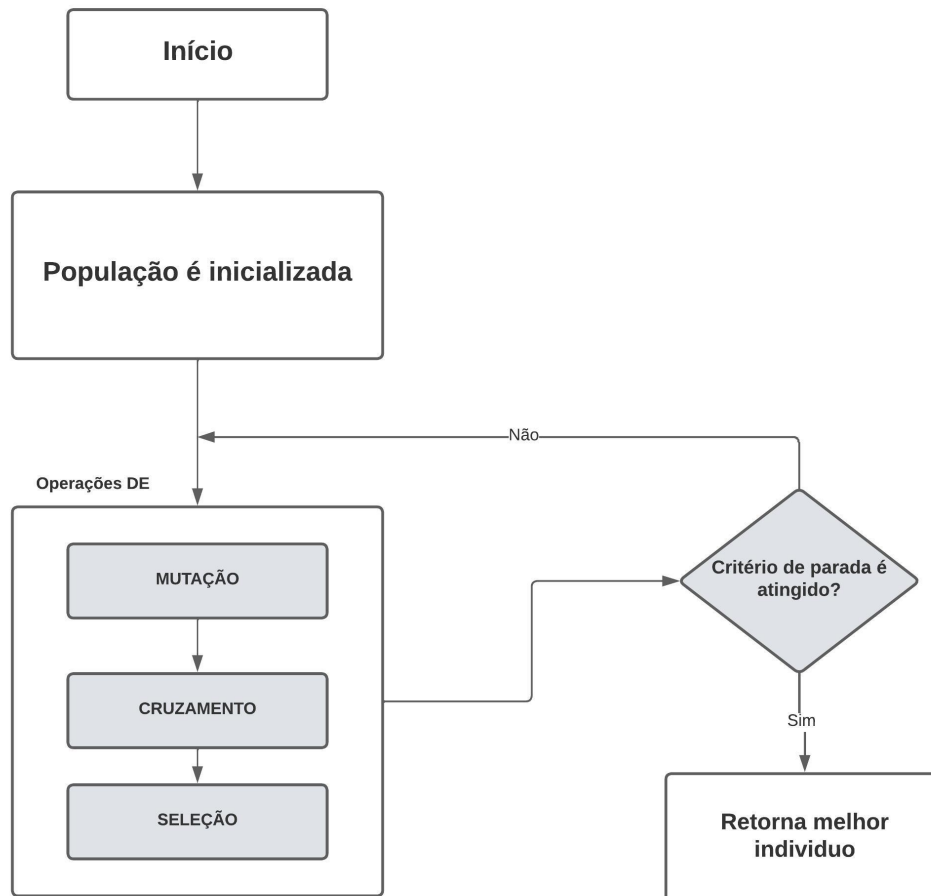
Assim como os algoritmos evolutivos, o primeiro conceito é o de população, onde essa população é formada por N vetores, que cobrem todo espaço de busca, para um problema com n variáveis de projeto. Então, uma vez criada a população, a mesma é submetida aos operadores evolutivos e assim o algoritmo começa a atuar. É importante ressaltar que o número de indivíduos (N) é fixado durante todo o processo de otimização. Portanto, dado uma população, os três operadores a serem executados são: mutação, cruzamento e seleção. Essas três operações serão repetidas até que um critério de parada seja alcançado e para o caso deste trabalho, o critério de parada é a convergência da população. Logo, os operadores do algoritmo DE se baseiam no princípio da evolução natural cujo principal objetivo é encontrar a melhor solução do problema (STORN; PRICE, 1997), (CHENG; HWANG, 2001).

O fluxograma do algoritmo implementado pode ser observado na Figura 16 e o algoritmo é iniciado com operadores, fixos e necessários para as operações DE. O fator de mutação (F) que é responsável por gerar uma nova população de indivíduos mutados e segundo Storn e Price (1997) deve ser um valor entre 0,5 e 1, neste trabalho utilizou-se de $F = 0,8$. Outro operador é a taxa de cruzamento (Cr), que também foi proposta por Storn e Price (1997). O objetivo deste operador é aumentar a diversidade da população e deve ser definida no intervalo de 0,8 a 1 e para este trabalho usou-se $Cr = 0,95$. Outra variável a ser inicializada é o número de termos variáveis a serem otimizados (D), ou seja, são os parâmetros do projeto (periodicidade, diâmetro, etc). E a partir desse número de variáveis defini-se o número de membros da população (NP), onde $NP = 10D$. Também devem ser definidos dois vetores com valores limites de mínimo e máximo que as variáveis de projeto podem possuir, sendo Xv_{min} e Xv_{max} , respectivamente. Por fim, são definidos um número máximo de interações, ou seja, as gerações e o critério de parada para o algoritmo.

Com isso, é inicializada a população e ela é submetida a operações DE. Na operação de mutação são escolhidos, de maneira aleatória, três indivíduos distintos dentre todos os N que compõem a população inicial. O indivíduo sofre uma perturbação resultante da diferença vetorial entre os outros dois indivíduos, essa diferença é multiplicada pelo fator de mutação (F) e esse operador gera uma nova população de indivíduos mutados. Em resumo, a mutação gera uma nova população derivada da população original com o objetivo de aumentar a diversidade da população. Na sequência, inicia a operação de cruzamento, onde tem-se um novo indivíduo advindo de um cruzamento entre indivíduos da população original e da população mutada. Ao fim dessa operação, todos os indivíduos cruzados formam uma nova população do mesmo tamanho e dimensão das populações obtidas anteriormente. Enfim é realizada a operação de seleção, mas esta depende da função objetivo implementada. Esta função objetivo é conhecida como *fitness* e é a função que contém os parâmetros que pretende-se otimizar. Ou seja, nesta função tem-se o equacionamento do modelo do circuito equivalente, apresentado em 3.3, para a espira simples e para as espiras duplas. Logo, o operador de seleção visa escolher, dentre a população corrente e a população cruzada, os melhores indivíduos e com isso tem-se uma geração de população de melhores indivíduos. Então quando o critério de parada é atingido, o algoritmo retorna o melhor

indivíduo da população (os melhores valores para o projeto). Caso contrário as operações são repetidas reproduzindo novas gerações até atender o critério de parada ou atingir o limite máximo de gerações possíveis, causando a não convergência do algoritmo.

Figura 16 – Fluxograma do algoritmo de evolução diferencial



Fonte: da Autora

3.4.1 Otimização do MCE com o algoritmo de Evolução Diferencial

Inicialmente, as estruturas foram modeladas usando o MCE e os parâmetros de projeto (p , d , w e f) foram otimizados com o algoritmo de evolução diferencial. Para fazer isso, adotou-se como base o equacionamento desenvolvido por Varkani, Firouzeh e Nezhad (2018) e que foram apresentados na seção 3.3. Além disso, para implementar os algoritmos do anexo B empregou-se como base o algoritmo para espiras quadradas desenvolvidos por Campos (2008). Ou seja, todo o desenvolvimento matemático e a implementação lógica estavam disponíveis na literatura. Sendo necessário fazer a adaptação de espiras quadradas para espiras circulares.

3.5 Considerações Finais

Neste capítulo o objetivo foi apresentar a metodologia adota para este trabalho. Primeiramente foi exposto a geometria adota, os parâmetros de projeto e como cada um deles interferem na superfície seletiva em frequência. Logo depois, abordou-se sobre a modelagem matemática juntamente com o modelo do circuito equivalente para a FSS com espira simples e para espiras duplas. Outro ponto importante deste capítulo foi apresentar o algoritmo DE que foi implementado e assim gerar o valores ótimos do projeto.

Portanto, uma vez desenvolvida a modelagem matemática do circuito equivalente da FSS e com o auxílio de um algoritmo de evolução diferencial, será possível realizar uma análise e simulação completa do projeto. Ou seja, com o algoritmo DE obtém-se os melhores valores para o projeto que são analisados pelo método circuito equivalente (MCE) e pelo MoM. Logo, o projeto será testado por dois métodos diferentes, sendo um mais simples (método do circuito equivalente) mas que é eficiente para um projeto inicial e um mais complexo e completo (método dos momentos).

No anexo [A](#) há um passo-à-passo do desenvolvimento usando o software HFSS e no anexo [B](#) há o algoritmo implementado, para o modelo do circuito equivalente. Os resultados encontrados serão apresentados e discutidos no próximo capítulo.

4 Resultados

4.1 Introdução

A partir das expressões apresentadas no capítulo 3, foi implementado o algoritmo de evolução diferencial com o objetivo de se obter os valores ótimos para desenvolvimento do projeto.

Um ponto importante para o andamento do projeto é que se a dimensão do elemento for completamente diferente das dimensões de ressonância, a onda incidente sobre a FSS passará como se a mesma fosse transparente. Então para elementos com a geometria espiral (quadrada e circular), a ressonância ocorre quando o comprimento de cada meia espira é um múltiplo de meio comprimento de onda. Desse modo, o comprimento da espira inteira precisa ser um múltiplo de um comprimento de onda. Especificando para a espira circular, a medida da circunferência, deve ter um comprimento de onda. Portanto o comprimento elétrico da circunferência deve ser de um comprimento de onda efetivo, e conseqüentemente, a dimensão da circunferência será menor que um comprimento de onda no espaço livre (WU, 1995), (MANIÇOBA, 2012).

Isto posto, para respeitar a relação entre dimensão do elemento e a dimensão de ressonância e para a geometria circular, tem-se que:

$$\lambda = \frac{c}{f \times \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.1)$$

$$2\pi R_m = \lambda \quad (4.2)$$

A partir da equação 4.1 calcula-se o comprimento de onda para a frequência de ressonância desejada, sendo c a velocidade da luz, f a frequência de ressonância e ϵ_r a permissividade elétrica do substrato. Na equação 4.2 tem-se a relação entre a medida da circunferência com o comprimento de onda. Logo, essa relação é empregada no algoritmo de evolução diferencial a fim de traçar um limite mínimo e máximo, para que seja respeitada essa dinâmica de comprimento elétrico e comprimento de onda na frequência desejada.

Em seguida, com os valores obtidos, a superfície é simulada e o seu comportamento é analisado. Para essa análise são utilizados o método do circuito equivalente (MCE) e o MoM. Logo, o projeto passará por dois métodos de validação. Com isso, será possível observar o comportamento da estrutura e confirmar se há a rejeição das faixas de frequências ISM e UNII.

4.2 FSS - Anel simples

Para a primeira FSS, de anel simples, definiu-se que a banda de atuação será na faixa ISM de 900MHz. Essa banda é usada por telefones sem fio e câmara *wireless* mas ela tem sido pouco utilizada, pois a mesma possui somente 26MHz de largura de banda.

Definido a banda de atuação, o próximo passo é calcular a frequência central (f_0). E ela é dada pela média geométrica entre a frequência inferior e a superior da banda de passagem, conceito que é traduzido pelo equacionamento abaixo:

$$f_0 = \sqrt{f_{sup} \times f_{inf}} \quad (4.3)$$

$$f_0 = \sqrt{928 \times 902} \approx 914MHz \quad (4.4)$$

Na teoria, deseja-se que a frequência de ressonância da FSS fosse em torno de 914MHz, como mostra a equação 4.4. Posto isto, deve-se calcular o comprimento de onda (λ), dado pela equação 4.1, e com isso, encontrar o raio médio, equação 4.2, da espira circular.

$$\lambda_{Fss1} = \frac{(3 \times 10^8)}{(0,914 \times 10^9 \times \sqrt{4,4})} \approx 156,4mm \quad (4.5)$$

$$R_m = \frac{\lambda_{Fss1}}{2\pi} \approx 24,9mm \quad (4.6)$$

Com esses valores, agora, é possível refinar as especificações de projeto usando o algoritmo DE implementado, e desta maneira, o algoritmo retornará valores das variáveis de projeto respeitando a relação entre a dimensão do elemento e a dimensão de ressonância. Vale ressaltar que o método de otimização retorna diversos valores possíveis de projeto e somente um foi usado para este trabalho.

Na Tabela 3 é possível observar as dimensões adotadas. Destaque-se que o valor da espessura do substrato (h) foi mantido constante e igual ao valor mais comum de se encontrar comercialmente. Esta tomada de decisão também contribui para diminuir a complexidade do projeto, já que, mais uma variável projeto demandaria uma análise paramétrica mais complexa.

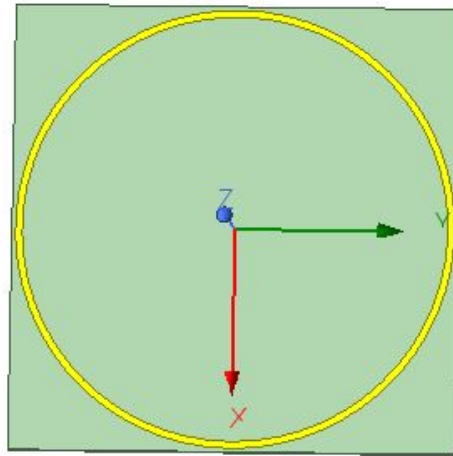
Tabela 2 – Dimensões para anel simples gerado pelo algoritmo DE

	Dimensões do anel simples				
Simulação	w (mm)	p (mm)	d (mm)	h (mm)	f_0 (GHz)
1	2	65	64	1,6	0,8

Fonte: da Autora

Pela Figura 17 é possível observar o design da superfície seletiva em frequência implementada no HFSS.

Figura 17 – Design da FSS de anel simples

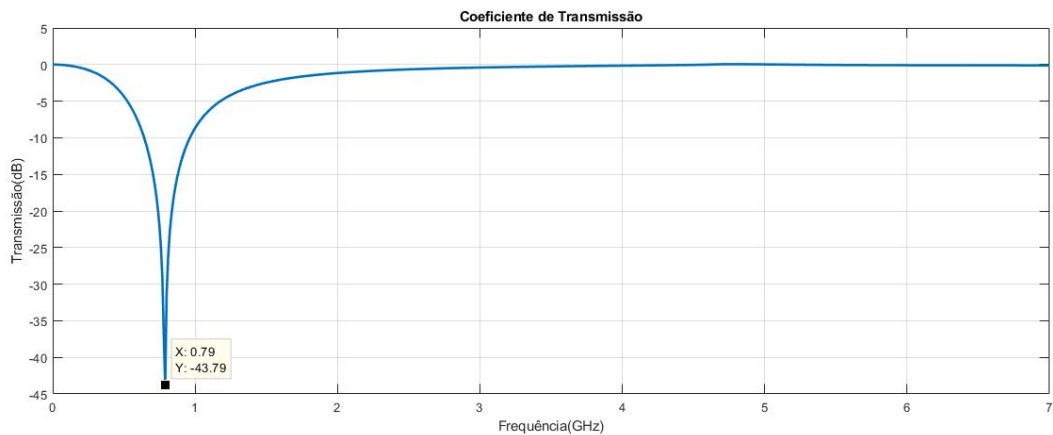


Fonte: da Autora

Por fim, aplica-se os métodos de análise sobre a estrutura desenvolvida e assim pode-se observar seu comportamento na frequência. Como já mencionado anteriormente, as FSSs vão ser analisadas pelo método do circuito equivalente (MCE) e através do MoM, que é implementado no software HFSS. A resposta em frequência da estrutura pode ser observada na Figura 18, análise pelo MCE e na Figura 19, análise pelo MoM.

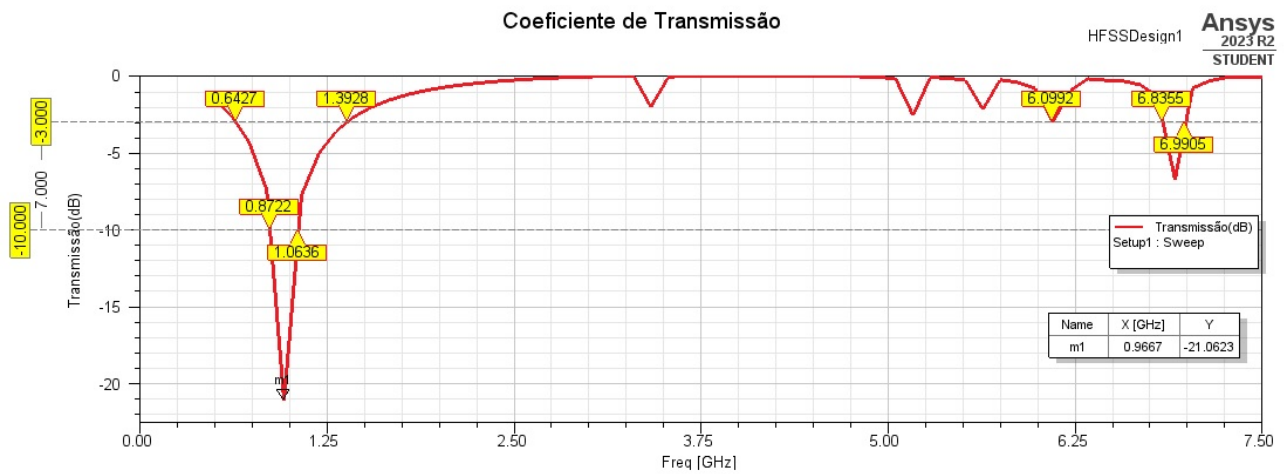
Para a análise da resposta em frequência alguns pontos importantes devem ser observados em ambos os gráficos. Esses pontos são: a frequência central (f_0), a frequência inferior (f_{inf}) e superior (f_{sup}) para a medida em $-3dB$ e $-10dB$, e a largura de banda (BW). E a partir da frequência central é possível mensurar o erro relativo dos métodos de análise. Então essas informações são extraídas e apresentadas na Tabela 3.

Figura 18 – Resposta em frequência obtida pelo MCE



Fonte: da Autora

Figura 19 – Resposta em frequência obtida pelo MoM



Fonte: da Autora

Tabela 3 – Comparação entre MCE e MoM

Método de Análise	Variáveis de Interesse						
	f_0	$f_{inf}(-3dB)$	$f_{sup}(-3dB)$	$f_{inf}(-10dB)$	$f_{sup}(-10dB)$	BW	erro relativo(%)
MCE	790MHz	446MHz	1,39GHz	650MHz	970MHz	320MHz	18,98%
MoM	966,7MHz	642,7MHz	1,3928GHz	872,2MHz	1,0636GHz	190,8MHz	5,45%

Fonte: da Autora

Da teoria, sabe-se, que na frequência de $-3dB$ há uma perda da metade da potência de um sinal. Logo, em $-10dB$ é possível considerar que o sinal foi totalmente atenuado. E o erro relativo é o valor da divisão do erro absoluto pelo valor medido.

O primeiro ponto a ser observar é a frequência de ressonância, equação 4.4, idealmente deve ser de 914 MHz mas foram obtidas 790 MHz e 966,7 MHz através do MCE e do MoM, respectivamente. Nota-se então uma grande diferença entre os métodos e isto é confirmado pelo erro relativo. Através do MCE foi obtido um erro de 18,98% enquanto o MoM gerou um erro de 5,45%. Essa diferença ocorre pelo fato do MCE ser um modelo de meia onda, que gera uma resposta satisfatória mas com pouca precisão. Já o MoM é um modelo de onda completa, que apresenta uma formulação matemática mais rigorosa gerando respostas mais precisas. O segundo ponto de análise é em qual frequência começa o enfraquecimento da potência de transmissão. A FSS começa a perder potência em 446 MHz e em 642,7 MHz, pelo MCE e MoM, respectivamente. Ou seja, o sinal transmitido começa a perder potência em uma frequência mais baixa pelo modelo de meia onda. Contudo, deve-se observar o ponto em que o sinal é totalmente atenuado. Através do MCE, a faixa de rejeição está entre 970 a 650 MHz, o que gera uma largura de banda de 320 MHz. Por meio do MoM, a faixa de rejeição está entre 1,0636 GHz a 872,2 MHz, gerando uma largura de banda de 190,8 MHz. Portanto, o objetivo é alcançado, a banda ISM de 900MHz é totalmente rejeitada. Nota-se a diferença da resposta em frequência que é gerada por um modelo

de meia onda e de onda completa e o resultado é validado pelos dois métodos de análises.

4.3 FSS - Anéis Duplos Concêntricos

A segunda FSS consiste em um *patch* de anéis duplos, onde cada anel ressoará em frequências diferentes. Um ponto importante foi definir em quais frequências cada anel irá ressoar. Segundo Campos (2008), Segundo, Campos e Neto (2013), Segundo (2018) e Silva, Campos e Neto (2020), a frequência central é afetada principalmente pela periodicidade e o diâmetro da geometria. Com isso, definiu-se que essa FSS atuará nas faixas de frequências de 2,4 GHz e 5 GHz porque apresentam o valor de periodicidade próximos. Então o anel externo será o responsável por rejeitar a banda de 2,4 GHz e a banda de 5 GHz ficará com o anel interno. As bandas ISM e UNII de 5GHz se sobrepõem, por consequência, o objetivo é que o anel interno seja capaz de rejeitar todo esse espectro. Assim será possível a rejeição das bandas ISM e UNII na totalidade. Para isso os mesmos passos desenvolvidos anteriormente são aplicados, aqui, para FSS de anel duplo.

A frequência de ressonância, o comprimento de onda e o raio médio do anel externo é:

$$f_1 = \sqrt{2,5 \times 2,4} \approx 2,45GHz \quad (4.7)$$

$$\lambda_1 = \frac{(3 \times 10^8)}{(2,45 \times 10^9 \times \sqrt{4,4})} \approx 59,6mm \quad (4.8)$$

$$R_1 = \frac{\lambda_1}{2\pi} \approx 9,5mm \quad (4.9)$$

E para o anel interno, também calcula-se a frequência de ressonância, o comprimento de onda e o raio médio.

$$f_2 = \sqrt{5,875 \times 5,15} \approx 5,5GHz \quad (4.10)$$

$$\lambda_2 = \frac{3 \times 10^8}{5,5 \times 10^9 \times \sqrt{4,4}} \approx 26mm \quad (4.11)$$

$$R_2 = \frac{\lambda_2}{2\pi} \approx 4,2mm \quad (4.12)$$

O projeto desta FSS se torna mais complexo, uma vez que deve-se trabalhar com dois comprimentos de onda diferentes numa mesma estrutura. Com as equações necessárias, apresentadas acima, é feito um ajuste no algoritmo DE para anel duplo. Assim, o algoritmo estará limitado para retornar as variáveis de projeto que respeita a relação da dimensão de ressonância com a dimensão do elemento.

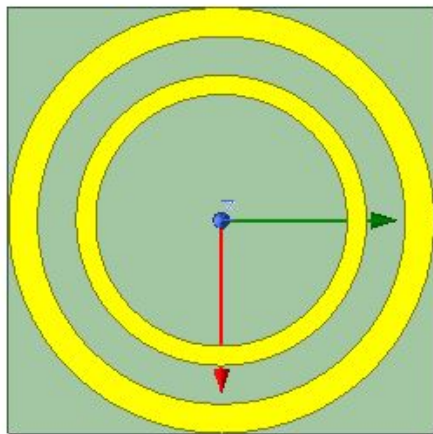
Na Tabela 4 são apresentadas as dimensões para o projeto da FSS de anéis duplos concêntricos. E na Figura 20 é possível observar o design da estrutura desenvolvida.

Tabela 4 – Dimensões para o anel duplo gerado no algoritmo DE

Simulação	Dimensões anel externo					Dimensões anel interno			
	w_1 (mm)	p_1 (mm)	d_1 (mm)	h (mm)	f_1 (GHz)	w_2 (mm)	p_2 (mm)	d_2 (mm)	f_2 (GHz)
1	1,5	22	22	1,6	2,3	1	18	15	5,4

Fonte: da Autora

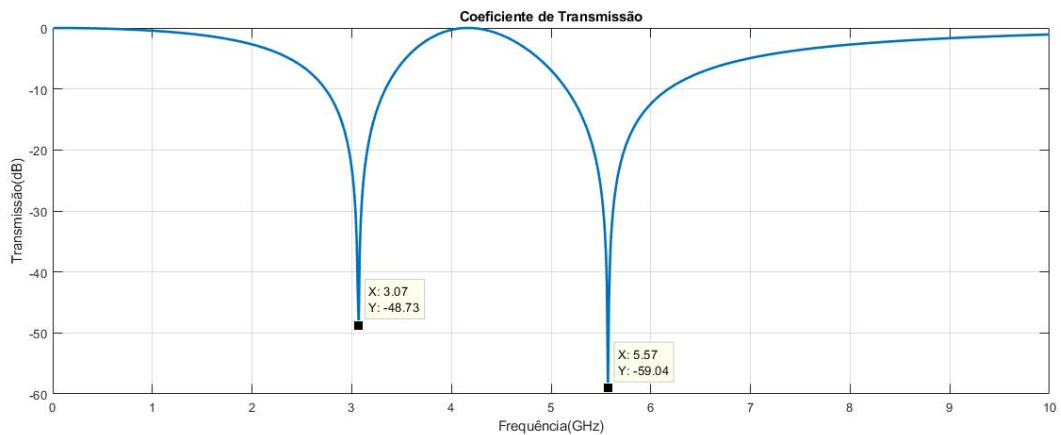
Figura 20 – Design da FSS de anéis duplos concêntricos



Fonte: da Autora

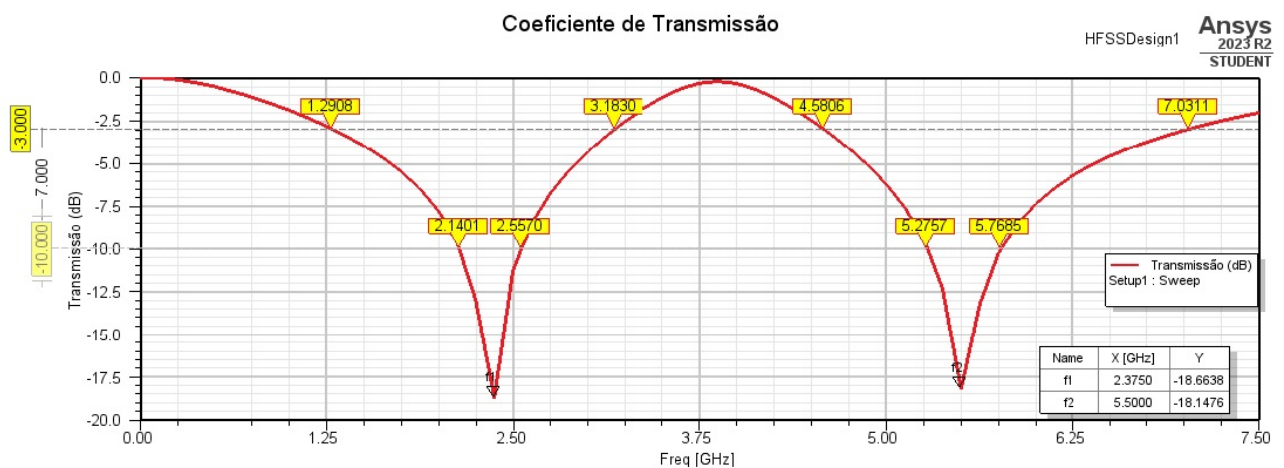
As Figuras 21 e 22 mostram a resposta em frequência pela método MCE e MoM, respectivamente. A análise da resposta em frequência dessa FSS será feita por etapas já que essa estrutura atua em duas frequências de ressonância diferentes. Os pontos a serem observados são os mesmos apresentados anteriormente, que são: a frequência inferior (f_{inf}) e superior (f_{sup}) em -3 dB e em -10 dB, a frequência de ressonância e a largura de banda (BW). Na frequência de -3 dB tem-se o ponto onde a potência do sinal decai pela metade e por isso, em -10 dB tem-se a atenuação total do sinal.

Figura 21 – Resposta em frequência obtida pelo MCE



Fonte: da Autora

Figura 22 – Resposta em frequência obtida pelo MoM



Fonte: da Autora

4.3.1 Análise - anel externo

O anel externo atua na rejeição da faixa de frequência ISM de 2, 4GHz. Essa é a banda mais popular das bandas ISM, pois ela é usada pela maioria dos dispositivos que funcionam via *wifi* e *bluetooth*.

As informações relevantes foram extraídas dos gráficos 21 e 22 e expostas na Tabela 5. O primeiro ponto a ser analisado é a frequência de ressonância do anel externo. Na teoria, a frequência central deveria ser $f_1 = 2,45\text{GHz}$ mas foram encontrados valores diferentes. Pelo MCE foi obtido 3,07 GHz, enquanto pelo MoM foi obtido uma frequência de ressonância de 2,37 GHz, mostrando novamente a diferença dos métodos de análise e comprovado pelo erro relativo. O modelo de meia onda (MCE) gerou um erro de 18,98% e o de onda completa foi de 5,45%. Isto comprova que o MoM gera uma resposta mais precisa e completa. A potência de

transmissão decai pela metade em 2,07 GHz, pelo MCE e pelo MoM ocorre em 1,2908 GHz. E o sinal volta a ser transmitido em 3,67 GHz para o MCE e para o MoM em 3,183 GHz. A atenuação total do sinal ocorre em -10 dB. Logo, para o MCE a faixa de rejeição é entre 2,34 a 3,33 GHz produzindo uma banda de rejeição de 990 MHz. Já para o MoM, a faixa ocorre entre 2,1401 a 2,557 GHz gerando uma banda de rejeição de 416,9 MHz. Portanto houve a rejeição completa da banda ISM proposta e foi validada pelos dois métodos de análise.

Tabela 5 – Comparação entre os métodos de análise para o anel externo

Método de análise	Variáveis de interesse para o anel externo						
	f_1	$f_{1inf}(-3dB)$	$f_{1sup}(-3dB)$	$f_{1inf}(-10dB)$	$f_{1sup}(-10dB)$	BW_1	erro relativo(%)
MCE	3,07GHz	2,07GHz	3,67GHz	2,34GHz	3,33GHz	990MHz	20,19%
MoM	2,375GHz	1,2908GHz	3,183GHz	2,1401GHz	2,557GHz	416,9MHz	3,15%

4.3.2 Análise - anel interno

O anel interno foi projetado para atuar na rejeição de toda a banda de 5GHz e assim, rejeitar, junto, as bandas ISM e UNII. Nessa faixa de frequência as aplicações são voltadas para aplicações *indoor* (banda inferior), *outdoor* (banda central e superior) e para links de rádio frequência para grande distâncias (banda superior).

As informações relevantes foram extraídas das Figuras 21 e 22 e expostas na Tabela 6. Nota-se que para este caso, foi possível obter frequências de ressonâncias próximas para o MCE e MoM de 5,57 GHz e 5,5 GHz, respectivamente. Com isso, foi possível obter um erro relativo baixo (1,25%) para o MCE e um erro nulo para o MoM. A potência do sinal volta a decair em 4,73 GHz (MCE) e em 4,58 GHz (MoM). E o sinal volta a ser transmitido em 7,74 GHz e em 7,03 GHz através do MCE e MoM, respectivamente. E por fim, tem-se que a rejeição total ocorre entre as faixas: 5,16 a 6,17 GHz (MCE) e 5,2757 a 5,7685 GHz (MoM). Observe que, para o MCE houve a rejeição quase completa de toda banda e que para o MoM não foi possível rejeitar toda a banda desejada. Pelo MoM foi possível rejeitar toda a banda central e parte da banda superior enquanto ficou faltando rejeitar a banda inferior totalmente. Logo, o objetivo foi alcançado parcialmente já que apenas o MCE validou a rejeição total da banda de 5 GHz e o MoM mostrou que não foi possível rejeitar toda essa faixa.

Tabela 6 – Comparação entre os métodos de análise para o anel interno

Método de análise	Variáveis de interesse para o anel externo						
	f_2	$f_{2inf}(-3dB)$	$f_{2sup}(-3dB)$	$f_{2inf}(-10dB)$	$f_{2sup}(-10dB)$	BW_2	erro relativo(%)
MCE	5,57GHz	4,73GHz	7,74GHz	5,16GHz	6,17GHz	1,01GHz	1,25%
MoM	5,5GHz	4,5806GHz	7,0311GHz	5,2757GHz	5,7685GHz	492,8MHz	0%

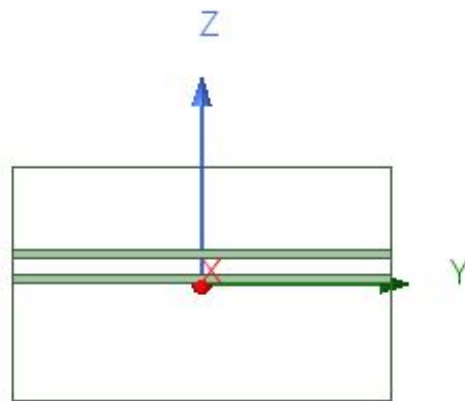
Fonte: da Autora

4.4 Cascadeamento das Estruturas

Nas seções 4.2 e subseções 4.3.1 e 4.3.2 foi apresentado que as estruturas funcionam como proposto separadamente, mas para uma análise melhor é necessário fazer o cascadeamento das estruturas e assim, observar seu comportamento na frequência. Então o objetivo dessa seção é examinar como o cascadeamento das estruturas influenciam no coeficiente de transmissão. E essa avaliação será feita somente pelo software HFSS, pois por ele é possível simular o efeito eletromagnético na FSS com mais precisão.

A Figura 23 ilustra o cascadeamento das estruturas implementadas. As estruturas estão separadas por uma camada de ar de 6 milímetros.

Figura 23 – Estruturas cascadeadas no HFSS



Fonte: da Autora

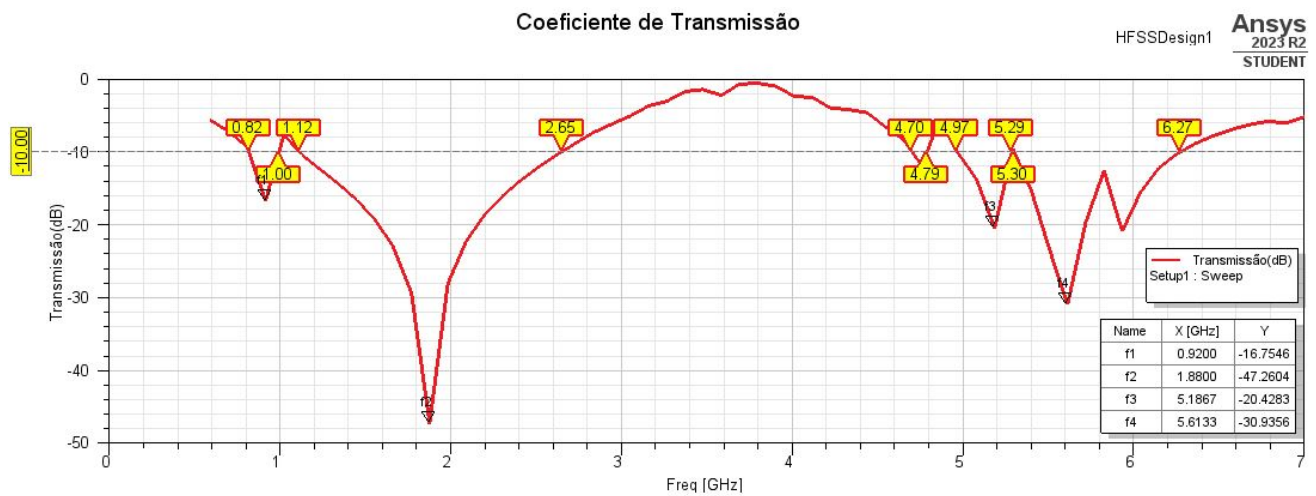
A princípio o software apresenta uma limitação para os cálculos das correntes de superfície. Logo, para conseguir concluir, o HFSS faz aproximações matemáticas para chegar em um resultado aproximado.

Pela Figura 24 nota-se o comportamento da resposta em frequência. Os pontos de interesse para análise são dois: a frequência de ressonância e a faixa de frequência em -10dB . Pelo primeiro ponto é possível mensurar o erro relativo entre as frequências de ressonância, teórico e prático, e pelo segundo será possível mensurar as bandas de rejeição geradas pela estrutura em cascata.

A primeira faixa de rejeição ocorre entre 0.82 a 1 GHz, gerando uma $BW_1 = 180\text{ MHz}$. A frequência central ocorre em 920 MHz causando um erro relativo de 0,652%. Nota-se que houve uma diminuição da banda de rejeição em relação a análise para a FSS sozinha e houve um deslocamento na frequência de ressonância, o que diminuiu o erro relativo. Mas ao considerar o ponto de meia potência pode-se considerar que há uma enorme banda de rejeição, que abrange o primeiro e o segundo pico negativo do gráfico.

A segunda faixa de rejeição ocorre entre 1,12 a 2,65 GHz, obtendo uma banda de rejeição

Figura 24 – Resposta em frequência para estrutura em cascata



Fonte: da Autora

igual à $BW_2 = 153$ MHz. A frequência central ocorre 1,88 GHz e o erro relativo é de 30,3%. Nota-se que houve um deslocamento da frequência de ressonância e isso gerou um alto erro relativo entre a frequência central teórica e a medida. Então o cascadeamento das FSSs evidenciam a interação de uma estrutura com a outra. Como as frequências centrais são próximas, a tendência seria de encontrar uma banda de rejeição que abrangesse todo este espectro ISM de 920 MHz à 2,4 GHz.

Por fim, tem-se a terceira faixa de rejeição, que ocorre entre 4,97 a 6,27 GHz. Neste caso, foi obtido uma banda de rejeição de $BW_3 = 1300$ MHz, que abrange todo o espectro ISM e UNII de 5 GHz. Para este caso, o cascadeamento da estrutura foi fundamental para gerar a rejeição completa desse espectro de frequência, já que para a análise individual não foi possível obter a rejeição completa. A frequência de ressonância ocorreu no ponto f_4 em 5,6133 GHz, gerando um erro relativo de 2,02%. Outro ponto a ser observado no gráfico é o fato de haver quatro picos negativos nessa faixa de análise e a frequência de ressonância é dada no pico onde houve uma atenuação maior do sinal.

Portanto, ao utilizar uma estrutura multicamada foi obtida a rejeição completa das bandas ISM e UNII. Também observou-se que para encontrar uma solução multibanda e com banda de rejeição suficientemente grande é necessário usar a técnica de cascadeamento das superfícies.

4.5 Considerações Finais

Neste capítulo o objeto era de apresentar a simulação das superfícies seletivas em frequência pelo método do circuito equivalente (MCE) e pelo MoM (software HFSS) e assim, comprovar que é possível empregar uma geometria simples para obter a rejeição das bandas ISM e UNII. Mas, ressaltando, que essa rejeição ocorre justamente pelo uso do cascadeamento das estruturas, já que

o comportamento do coeficiente de transmissão foi exposto para as superfícies individualmente e depois em multicamada.

Além disso, durante o desenvolvimento do projeto, foi possível observar como os parâmetros de projeto influenciam no coeficiente de transmissão. As análises paramétricas empregadas para refinar o algoritmo DE evidenciou que a frequência de ressonância é afetada pela periodicidade (p), diâmetro (d) e largura do cobre (w) na geometria. E isso é confirmado, na literatura, por outros trabalhos como Campos (2008), Segundo, Campos e Neto (2013), Segundo (2018) e Silva, Campos e Neto (2020). Também ficou evidente que o uso da estrutura multicamada é fundamental para obter a característica multibanda com uma boa faixa de rejeição e esse ponto também é consolidado por Maniçoba (2009), Maniçoba (2012) e Dubrovka et al. (2009).

Por fim, a análise do cascadeamento foi feita somente pelo HFSS, que aplica o método dos momentos de onda completa para determinar as distribuições de corrente na FSS e essa distribuição de corrente depende fortemente da geometria adotada. A versão livre do HFSS apresentou uma limitação para realizar esses cálculos, o que gerou uma resposta aproximada do coeficiente de transmissão, mas essa resposta destaca o comportamento, de modo geral, da estrutura. Na literatura há técnicas para superar essa dificuldade, mas devido a sua complexidade e viabilidade não cabe ao escopo deste trabalho.

5 Conclusões e Trabalhos Futuros

5.1 Conclusões

As superfícies seletivas em frequência representam um dos tópicos mais populares na área de telecomunicações, por isso possuem um elevado número de publicações científicas. Normalmente, esse estudo se divide em três linhas de pesquisa: a descoberta de novas geometrias, desenvolvimento de novos métodos de análises e a proposta de novas aplicações. Independente da abordagem, um objetivo em comum é a obtenção de uma FSS a partir de elementos de dimensões reduzidas, inferiores ao comprimento de onda de operação.

Inicialmente, este trabalho expôs, no capítulo 2, as principais características de uma FSS e como elas influenciam na resposta em frequência. Além disso, compreendeu-se o seu comportamento físico e que para conceber um projeto com característica multibanda e banda larga deve-se utilizar algumas técnicas, como: cascadeamento de estruturas, uso de geometrias fractais e de elementos combinados. Mas como o objetivo central era de apresentar uma estrutura de fácil implementação foi desenvolvido duas FSSs e que foram cascadeadas para obter o atributo desejado. Então usou-se o grupo 2 de elementos, que é o grupo das espiras, mais precisamente as espiras circulares. A primeira FSS consiste em uma espira simples, do tipo *patch*, que rejeita a primeira banda ISM. A segunda FSS consiste em um arranjo, também do tipo *patch*, de espira circulares duplas, onde o anel externo rejeita a segunda faixa ISM e o anel interno rejeita o restante da banda ISM e UNII. Durante a revisão do estado da arte, foram estudados alguns dos métodos de análises que podem ser empregados para entender o comportamento da estrutura. Optou-se pela escolha de duas técnicas de análise, o MCE e MoM. O primeiro método é um modelo de meia onda que é amplamente utilizado devido a sua simplicidade de implementação. Por ele é possível aproximar a FSS por um circuito equivalente. Embora não seja tão preciso, com este método e com o algoritmo DE implementado, foi possível encontrar os valores para os parâmetros do projeto. Então, a partir, desses parâmetros foi possível modelar a espira circular simples e dupla. Após essa modelagem, a FSS foi implementada no software HFSS (versão para estudantes) da *Ansys* e por ele foi feita a análise pelo métodos dos momentos. O MoM consiste num método de onda completa e através dele é possível realizar um ensaio completo da FSS. Por ele é possível conhecer o seu comportamento eletromagnético.

Uma questão muito importante relacionada com a aplicação de uma FSS é desenvolver um projeto que seja possível balancear o comportamento multibanda com a operação em largura de banda. No capítulo 4 o objetivo foi de apresentar o comportamento da FSS separadamente e em cascata. A análise mais detalhada, para cada superfície com apenas uma camada mostrou a dificuldade de encontrar parâmetros de projeto, validados tanto pelo MCE quanto pelo MoM, para satisfazer as características desejadas. A forma como a periodicidade, o diâmetro e a largura

do cobre influenciam na frequência de ressonância é impossível implementar somente uma FSS com geometria simples para rejeitar mais de duas frequências. Da análise individual de cada FSS, concluiu-se que não é possível rejeitar completamente o espectro ISM e UNII. Então a solução foi cascatear as estruturas e assim, obter a rejeição das três bandas e com largura de banda suficiente.

Portanto, obteve-se sucesso com os objetivos proposto neste trabalho e além disso, foi apresentado uma análise completa sobre as FSSs.

5.2 Trabalhos Futuros

Há infinitas possibilidades quanto a aplicação e análise de uma FSS, então sugere-se alguns tópicos como continuação deste trabalho:

- Implementação do projeto em laboratório, para as devidas medições e comparações com os resultados obtidos via simulação.
- Estudar outras técnicas para obtenção de características multibanda e banda larga.
- Variar o material de construção da FSS e assim, observar se há mudanças na faixa de operação devido a diferentes permissividades elétricas.
- Variar a distância das estruturas cascateadas e observar se há mudanças no comportamento de transmissão.
- Implementar outros métodos de análise nas estruturas.

Referências

- AZIZ, M. A. et al. Impedance modeling for a unit cell of the square loop frequency selective surface at 2.4 ghz. In: IEEE. *2013 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*. [S.l.], 2013. p. 161–166. 16, 21
- BARROS, V. F. d. Aplicação de curvas fractais em elementos convolucionados para o projeto de fss miniaturizada e com estabilidade angular. Brasil, 2017. 1, 7
- BRAZ, É. C.; CAMPOS, A. L. P. d. S. Multiband frequency selective surfaces with a modified multifractal cantor geometry. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, SciELO Brasil, v. 13, p. 111–121, 2014. 18
- BRITO, A. C. R. d. Antena bow-tie integrada a uma fss refletora para aplicações em sistemas 5g. Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2021. 13
- CALISKAN, F. *Electromagnetic analysis of planar layered structures*. [S.l.]: Georgia Institute of Technology, 2004. 12
- CAMPOS, A. L. P. d. S. Superfícies seletivas em frequência: análise e projeto. Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Norte, 2008. 1, 6, 7, 14, 15, 25, 30, 36, 42, 72
- CHATTERJEE, A. et al. Theoretical and experimental investigation on a slot loaded compact multi-band frequency selective surface. *astronomy*, v. 4, p. 5, 2012. 17
- CHENG, S.-L.; HWANG, C. Optimal approximation of linear systems by a differential evolution algorithm. *IEEE Transactions on Systems, man, and cybernetics-part a: systems and humans*, IEEE, v. 31, n. 6, p. 698–707, 2001. 28, 29
- COHEN, N. Fractal antenna applications in wireless telecommunications. In: IEEE. *Professional Program Proceedings. Electronic Industries Forum of New England*. [S.l.], 1997. p. 43–49. 2
- COSTA, F.; GENOVESI, S.; MONORCHIO, A. Chipless rfid transponders by using multi-resonant high-impedance surfaces. In: IEEE. *2013 International Symposium on Electromagnetic Theory*. [S.l.], 2013. p. 401–403. 18
- COSTA, F.; MONORCHIO, A. A frequency selective radome with wideband absorbing properties. *IEEE transactions on antennas and propagation*, IEEE, v. 60, n. 6, p. 2740–2747, 2012. 17
- COSTA, F.; MONORCHIO, A.; MANARA, G. An equivalent circuit model of frequency selective surfaces embedded within dielectric layers. In: IEEE. *2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. [S.l.], 2009. p. 1–4. 23
- DESCHAMPS, G. Microstrip microwave antenna, usaf antenna research and development program, 3th, 1953. In: *Symposium on the*. [S.l.: s.n.], 1953. 2
- DUBROVKA, R. et al. Multi-frequency and multi-layer frequency selective surface analysis using modal decomposition equivalent circuit method. *IET microwaves, antennas & propagation*, IET, v. 3, n. 3, p. 492–500, 2009. 42

- FALLAHI, A. et al. Thin wideband radar absorbers. *IEEE Transactions On antennas and propagation*, IEEE, v. 58, n. 12, p. 4051–4058, 2010. 17
- FERNANDEZ, J. J. S. *Frequency selective surfaces for Terahertz applications*. Tese (Doutorado) — University of Edinburgh, 2012. 18
- FERREIRA, D. et al. Square loop and slot frequency selective surfaces study for equivalent circuit model optimization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 63, n. 9, p. 3947–3955, 2015. 16, 21
- FERREIRA, H. *Matrioska: uma proposta de geometria para FSS multibandas*. Dissertação (Mestrado), 2016. 11, 13
- GIBSON, W. C. *The method of moments in electromagnetics*. [S.l.]: Chapman and Hall/CRC, 2021. 16
- GOMES, R. D.; SPOHN, M. A. Estudo experimental da utilização espectral na banda ism de 2.4 ghz. In: *9th International Information and Telecommunication Technologies Symposium*. [S.l.: s.n.], 2010. 4, 5
- GUSTAFSSON, M. et al. Design of frequency selective windows for improved indoor outdoor communication. *IEEE transactions on antennas and propagation*, IEEE, v. 54, n. 6, p. 1897–1900, 2006. 10, 13
- HU, D. *3D frequency selective surfaces*. Tese (Doutorado) — University of Sheffield, 2012. 16
- KANTH, V. K.; RAGHAVAN, S. Complementary frequency selective surface array optimization using equivalent circuit model. In: IEEE. *2017 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC)*. [S.l.], 2017. p. 1–4. 16, 21
- LANGLEY, R. J.; PARKER, E. A. Equivalent circuit model for arrays of square loops. *Electronics Letters*, v. 18, p. 294–296, 1982. 15
- LANGLEY, R. J.; PARKER, E. A. Double-square frequency-selective surfaces and their equivalent circuit. *Electronics Letters*, IET, v. 19, n. 17, p. 675–677, 1983. 13
- LOUREIRO, A. A. et al. Comunicação sem fio e computação móvel: tecnologias, desafios e oportunidades. In: *Minicurso apresentado no Congresso da Sociedade Brasileira de Computação. Campinas, SP*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 78. 5
- LU, Z.-B.; YAN, X.-Q.; SHE, J.-J. A novel wideband wide-angle frequency selective surface composite structure. In: *PIERS Proceedings*. [S.l.: s.n.], 2014. 17
- MANIÇOBA, R. H. C. *Estudo comparativo de técnicas de cascadeamento de superfícies seletivas em frequência*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2009. 42
- MANIÇOBA, R. H. C. Estudo do acoplamento entre superfícies seletivas de frequência assimétricas em estruturas de multicamadas. Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2012. 32, 42
- MARCUVITZ, N. *Waveguide handbook*. [S.l.]: Iet, 1951. 14, 15, 22, 23
- MITTRA, R.; CHAN, C.; CWIK, T. Techniques for analyzing frequency selective surfaces—a review. *Proceedings of the IEEE*, v. 76, n. 12, p. 1593–1615, 1988. 4

- MUNK, B. A. *Frequency selective surfaces: theory and design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2005. 4, 6, 7, 8, 10, 20
- NÓBREGA, C. d. L. Análise e projeto de superfícies seletivas de frequência com elementos pré-fractais para aplicações em comunicações indoor. Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2013. 4
- OLIVEIRA, E. et al. Small-size quasi-fractal patch antenna using the minkowski curve. *Microwave and Optical Technology Letters*, Wiley Online Library, v. 52, n. 4, p. 805–809, 2010. 9
- PRASAD, R. H. et al. Microstrip fractal patch antenna for multiband communication. *Electronics Letters*, IET, v. 36, n. 14, p. 1179–1180, 2000. 2
- RANGA, Y. et al. A constant gain ultra-wideband antenna with a multi-layer frequency selective surface. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, EMW Publishing, v. 38, p. 119–125, 2013. 17
- ROMEU, J.; RAHMAT-SAMII, Y. Fractal fss: A novel dual-band frequency selective surface. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, IEEE, v. 48, n. 7, p. 1097–1105, 2000. 8
- SANZ-IZQUIERDO, B. et al. Singly and dual polarized convoluted frequency selective structures. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 58, n. 3, p. 690–696, 2009. 9
- SANZ-IZQUIERDO, B. et al. Wideband fss for electromagnetic architecture in buildings. *Applied Physics A*, Springer, v. 103, n. 3, p. 771–774, 2011. 17
- SEGUNDO, F. C. G. d. S. *Análise e projeto de superfícies seletivas em frequência multibanda e/ou banda larga*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2014. 1
- SEGUNDO, F. C. G. d. S. Aplicação de inteligência computacional em projetos de superfície seletiva em frequência multibanda e/ou banda larga para aplicações comerciais. Brasil, 2018. 9, 36, 42
- SEGUNDO, F. C. G. d. S.; CAMPOS, A. L. P. d. S.; NETO, A. G. A design proposal for ultrawide band frequency selective surface. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, SciELO Brasil, v. 12, p. 398–409, 2013. 17, 36, 42
- SILVA, B. S. da; CAMPOS, A. L. P. d. S.; NETO, A. G. Equivalent circuit model for analysis of frequency selective surfaces with ring and double concentric ring apertures. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Wiley Online Library, v. 14, n. 7, p. 600–607, 2020. 14, 21, 22, 23, 24, 36, 42
- STORN, R.; PRICE, K. Differential evolution—a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces. *Journal of global optimization*, Springer Nature BV, v. 11, n. 4, p. 341, 1997. 29
- SU, J. et al. Integral-equation analysis of frequency selective surfaces using ewald transformation and lattice symmetry. *Progress In Electromagnetics Research*, EMW Publishing, v. 121, p. 249–269, 2011. 12

- SUNG, G.-H.; SOWERBY, K. W.; WILLIAMSON, A. G. Equivalent circuit modelling of a frequency selective plasterboard wall. In: IEEE. *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. [S.l.], 2005. v. 4, p. 400–403. 13
- SUNG, G. H.-h. et al. A frequency-selective wall for interference reduction in wireless indoor environments. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, IEEE, v. 48, n. 5, p. 29–37, 2006. 1
- VARKANI, A. R.; FIROUZEH, Z. H.; NEZHAD, A. Z. Equivalent circuit model for array of circular loop fss structures at oblique angles of incidence. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Wiley Online Library, v. 12, n. 5, p. 749–755, 2018. 21, 22, 23, 27, 30
- WU, T.-K. Frequency selective surfaces. *Encyclopedia RF Microw Eng.*, 1995. 2, 6, 7, 10, 11, 13, 32
- YAO, X.; BAI, M.; MIAO, J. Equivalent circuit method for analyzing frequency selective surface with ring patch in oblique angles of incidence. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 10, p. 820–823, 2011. 21
- YEO, W.-G.; NAHAR, N. K.; SERTEL, K. Far-ir multiband dual-polarization perfect absorber for wide incident angles. *Microwave and Optical Technology Letters*, Wiley Online Library, v. 55, n. 3, p. 632–636, 2013. 18

Anexos

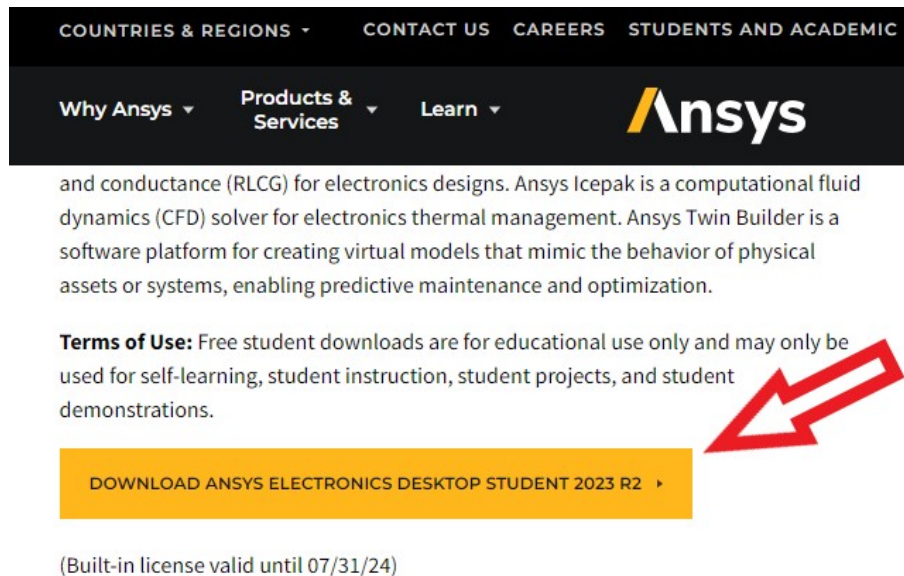
ANEXO A – Projeto com o HFSS

O objetivo deste anexo é inserir o passo-a-passo para o desenvolvimento do projeto no software Ansys HFSS

A.1 Instalação

O primeiro passo para começar a utilizar o HFSS é fazer sua instalação, para isso basta acessar a página : <<https://www.ansys.com/academic/students/ansys-electronics-desktop-student>>. Ao acessar a página é necessário clicar no botão, em destaque, na Figura 25 e fazer a instalação do software. Na mesma página também é possível ver os passos para instalação, os requisitos do software para execução e mais informações como restrições, a duração da licença, e quais ferramentas estão disponíveis no software.

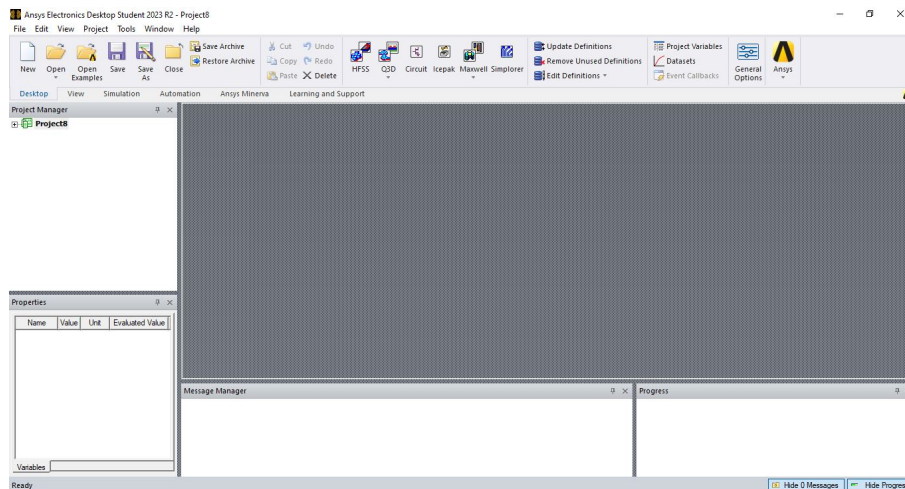
Figura 25 – Download do software Ansys HFSS



Fonte: da Autora

Após a instalação, ao abrir o programa ele se iniciará como na a Figura 26. Essa é área de trabalho do Ansys, mais adiante trataremos sobre como iniciar um trabalho no HFSS.

Figura 26 – Area de trabalho do Ansys

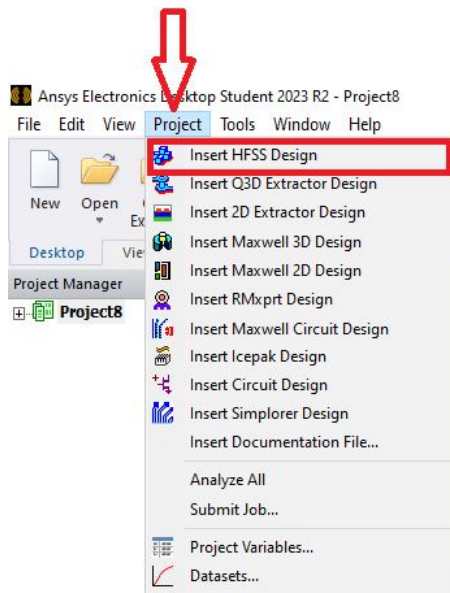


Fonte: da Autora

A.2 Configurações básicas

Para iniciar um projeto no HFSS é necessário realizar algumas configurações. A primeira configuração é para inserir a ferramenta do HFSS. Para tal fim, basta ir em **Project -> Insert HFSS Design**. Esse processo pode ser observado na Figura 27.

Figura 27 – Ativando o HFSS

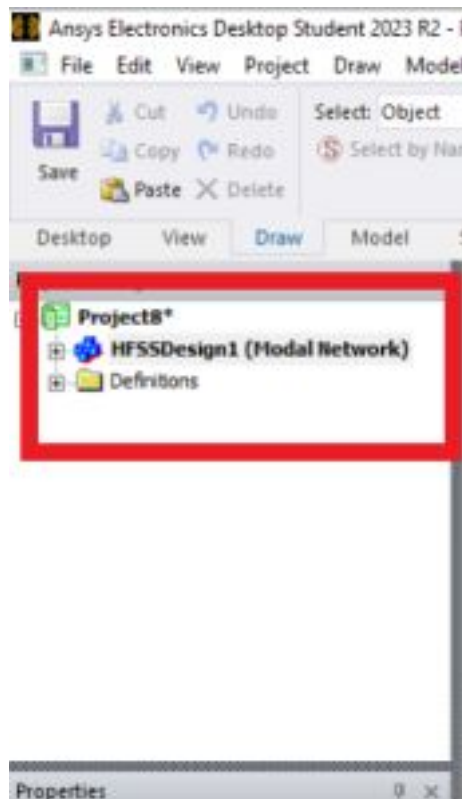


Fonte: da Autora

Após fazer o procedimento acima, abaixo de **Project8** aparecerá o **HFSSDesign1 (Modal Network)**, indicando a ativação do HFSS e pela Figura 28 nota-se a árvore de projeto. Por parâmetro padrão, o HFSS não vem com a rede modal (**Modal Network**) ativada e para simular

com as **Port Floquet** é necessário ativar esse tipo de solução.

Figura 28 – Configuração parte 1



Fonte: da Autora

Então para resolver este problema é necessário ir em **HFSS** -> **Solution Type**, como mostra a Figura 29 abaixo.

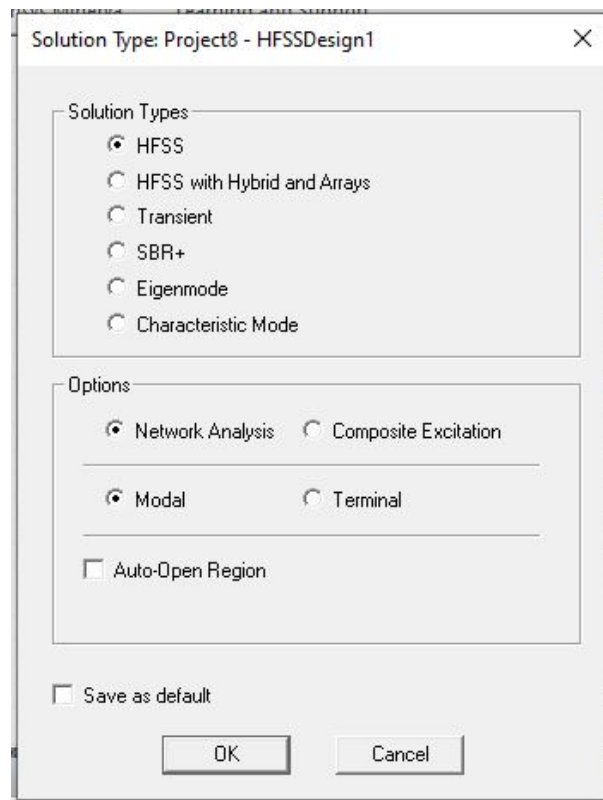
Figura 29 – Configuração parte 2



Fonte: da Autora

Ao fazer essa procedimento uma janela de configuração do sistema irá aparecer. Certifique-se e faça as marcações como na Figura 30 abaixo e clique em OK. Após esses procedimentos é possível começar a projetar a FSS.

Figura 30 – Configuração parte 3

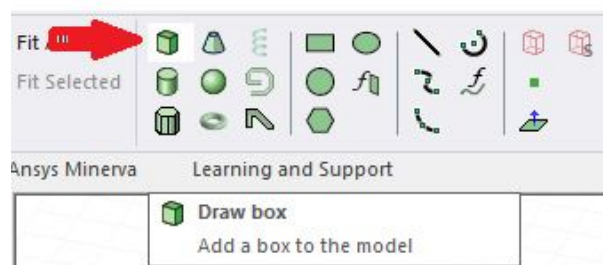


Fonte: da Autora

A.3 Projeto da FSS 1 - Espira Simples

Inicialmente vamos começar pelo desenho da estrutura. A FSS é construída a partir de uma caixa retangular. Então você deve clicar em **Draw Box**, como mostra a Figura 31 e desenhar a caixa no espaço quadriculado.

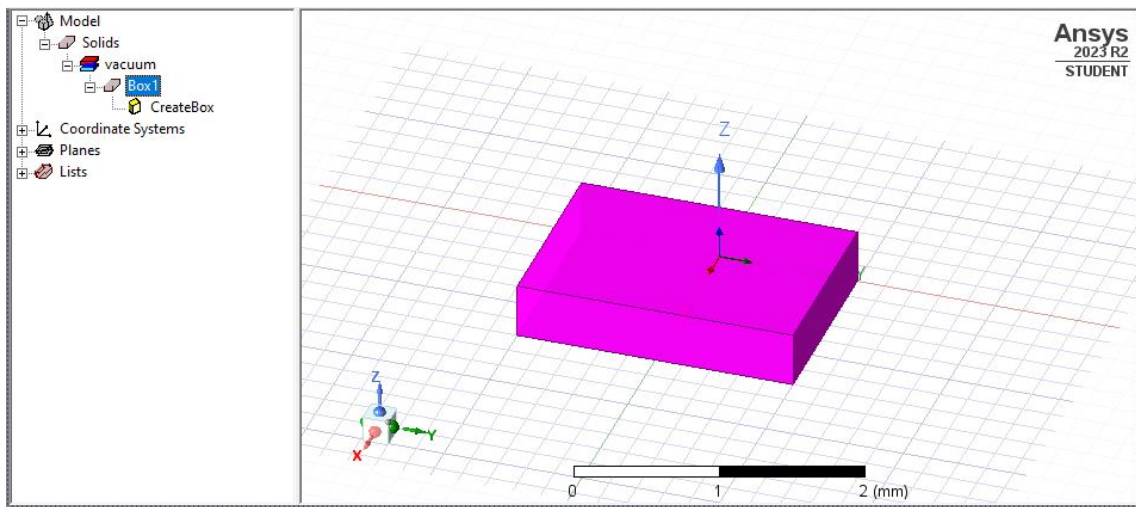
Figura 31 – Desenho parte 1



Fonte: da Autora

Após o desenho da caixa, teremos o desenho como mostra a Figura 32, mas é necessário fazer as configurações de tamanho, posição do desenho no espaço e escolha do material. Assim, a FSS terá as dimensões e definições desejadas.

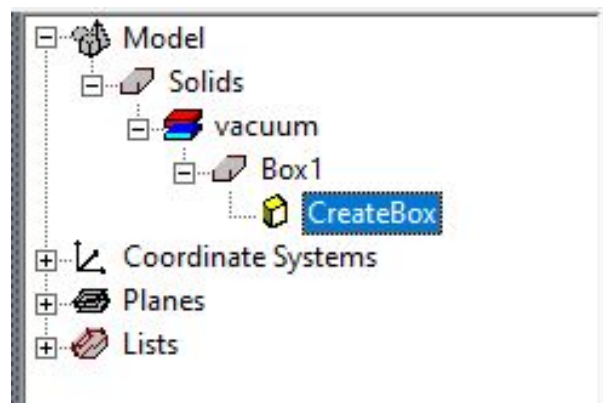
Figura 32 – Desenho parte 2



Fonte: da Autora

Para realizar esses ajustes vamos observar a Figura 33 abaixo. Ao clicar em **CreatBox** aparecerá uma nova janela para ajustar as dimensões da caixa. Depois, basta selecionar a **Box1** para fazer a mudança de material.

Figura 33 – Desenho parte 3

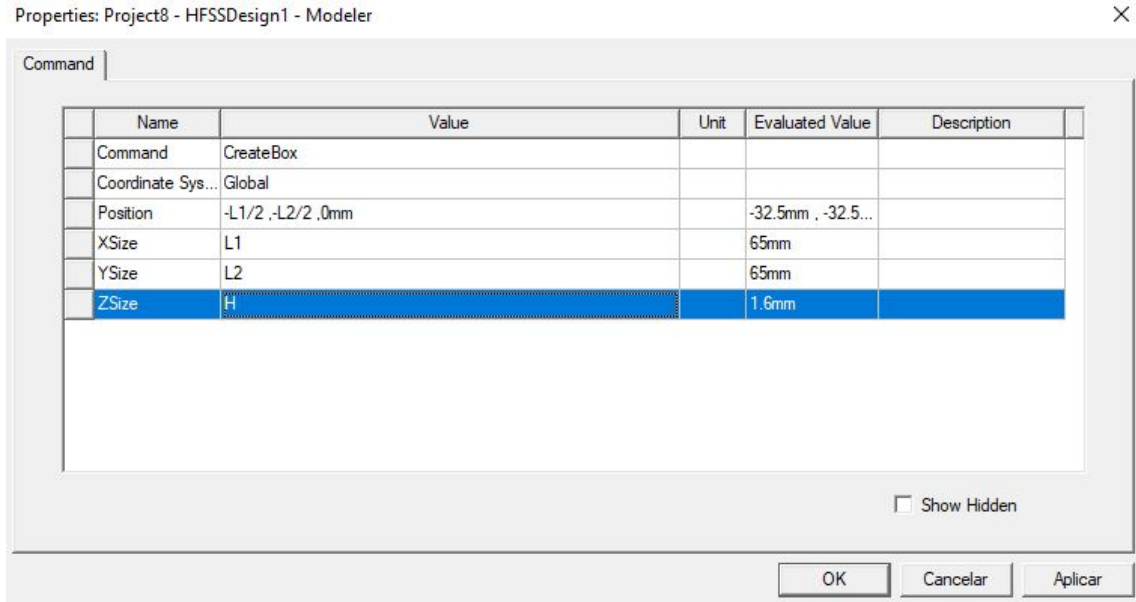


Fonte: da Autora

Mas primeiramente vamos por etapas, seleciona o **CreatBox** e apertar o botão direito do mouse. Isso abrirá uma janela, igual a da Figura 34. É necessário editar os valores e é melhor trabalhar, nessa parte, com variáveis assim você consegue editar o seu desenho com mais facilidade. Em **Position** é a posição da caixa no espaço, ou seja, tem 3 valores a serem preenchidos, que são a posição em x, y e em z. Então é necessário reescrever as posições com $-L_1/2$, $-L_2/2$ e $0mm$. Depois aperte em enter assim, aparecerá uma nova janela para escrever os valores, como na Figura 35. Então basta escrever na caixa de **Value** o tamanho desejado, normalmente é o valor da periodicidade da sua estrutura e nesse trabalho ficou definido como $65mm$. Em **Xsize**, **Ysize** e **Zsize**, tem-se o tamanho de fato da FSS. Então em **Xsize** e **Ysize** é a periodicidade da célula,

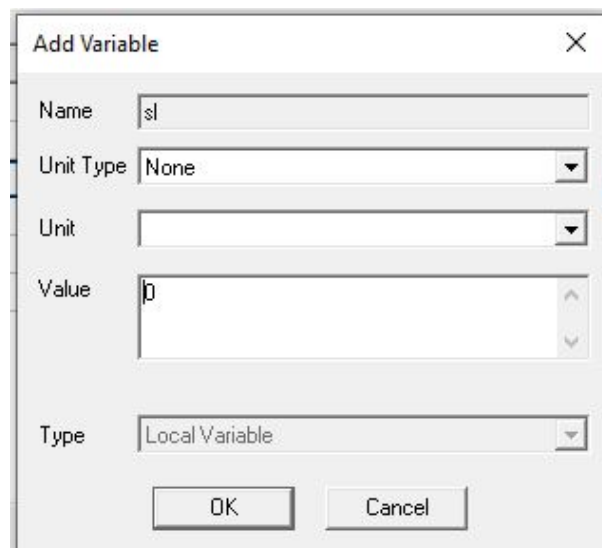
basta escrever L_1 e L_2 , respectivamente. E em **Zsize** é as espessura do substrato, basta entrar com o valor de 1,6mm.

Figura 34 – Desenho parte 4



Fonte: da Autora

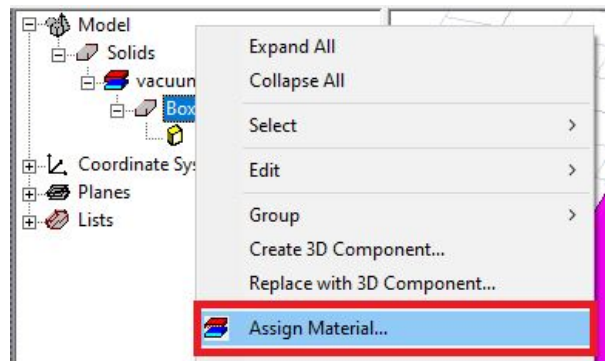
Figura 35 – Desenho parte 5



Fonte: da Autora

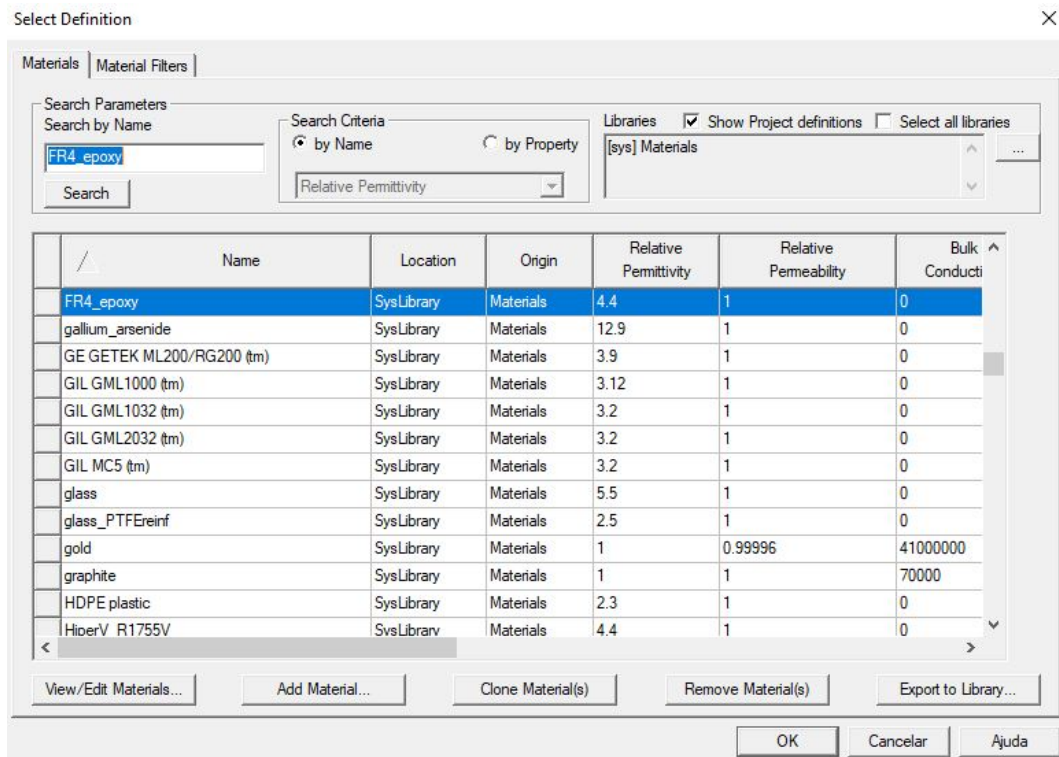
Por fim, selecione o **Box1**, clique com o botão esquerdo do mouse e clique em **Assign Material**, como mostra a Figura 36. Nessa etapa é definido o material que a FSS é feito, é possível escolher diversos materiais para a construção. A Figura 37 mostra a janela que é aberta para definição do material, escreve o nome do material ou procure na lista e clique em OK. Para este trabalho foi adotado o FR-4 (fibra de vidro).

Figura 36 – Desenho parte 6



Fonte: da Autora

Figura 37 – Desenho parte 7



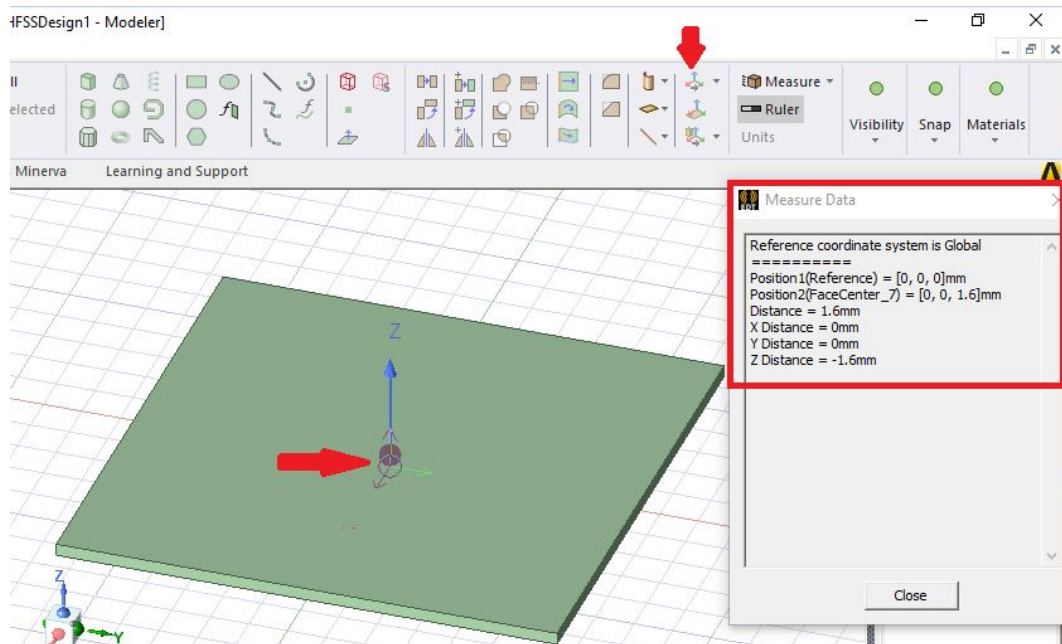
Fonte: da Autora

A.3.1 Geometria

Com o procedimento anterior temos a estrutura da FSS pronta, o próximo passo é fazer a geometria. O primeiro passo, aqui, é deslocar o eixo do desenho para a face superior da FSS. Para isso, basta clicar em **Offset Origin**, o eixo antes fixo se torna móvel, e mova o eixo até obter o valor igual ao retângulo vermelho da Figura 38. A posição de referência 1 vai estar em (0,0,0) mm e a posição 2, em referência a face, vai estar em (0,0,1.6)mm. Após esse procedimento o eixo estará em cima da face superior da caixa e no ponto central da mesma. Ou seja, será possível

desenhar a geometria em cima da face superior e o desenho estará centralizado.

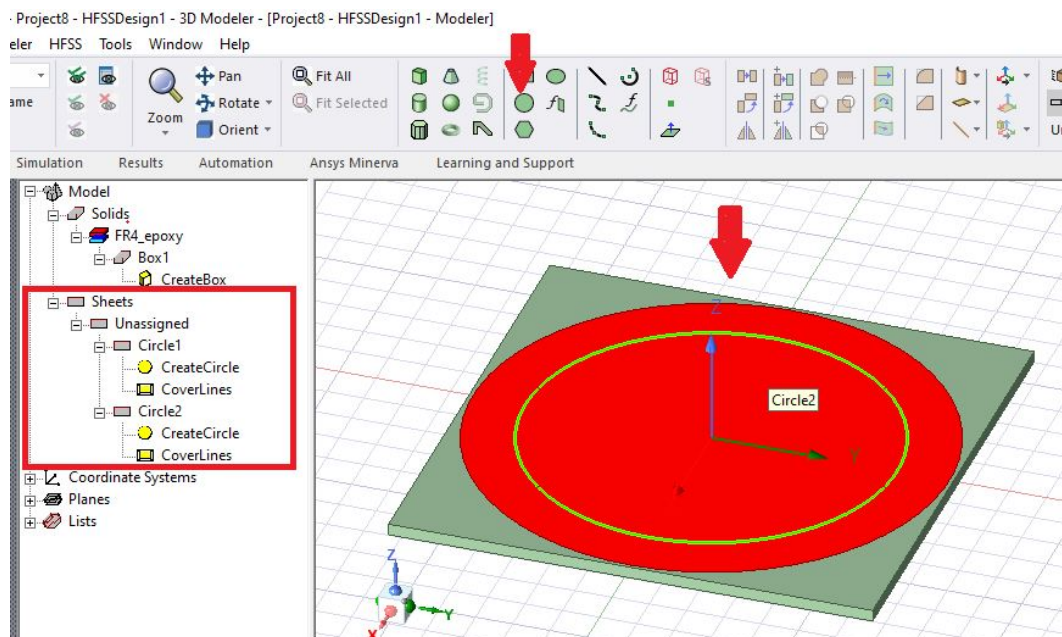
Figura 38 – Desenho parte 8



Fonte: da Autora

Depois basta ir em **Draw Circle** para fazer a forma geométrica do círculo. Como queremos um anel será necessário desenhar dois círculos para obter essa geometria.

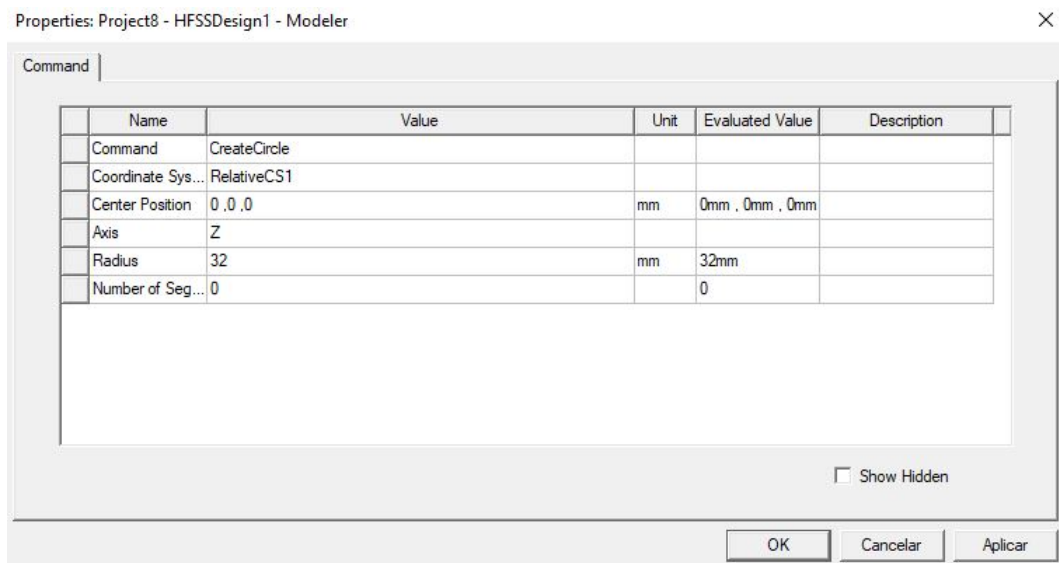
Figura 39 – Desenho parte 9



Fonte: da Autora

A Figura 39 mostra esse procedimento, a primeira seta vermelha, no canto superior, indica onde está o **Draw Circle**. Desenhe os dois círculos na face superior da superfície. Nota-se que foram criado dois círculos, evidenciados no retângulo vermelho da Figura 39. O próximo passo é definir as dimensões corretas dos círculos e deve ser feito círculo por círculo. Para o primeiro círculo, em **Circle1**, clique em **CreatCircle** e aparecerá a janela da Figura 40. Note que a coordenadas do sistema vai estar em **RelativeCS1**, a posição central é (0,0,0), o eixo (axis) é **Z** e o raio deve ser definido como 32mm e clicar em OK.

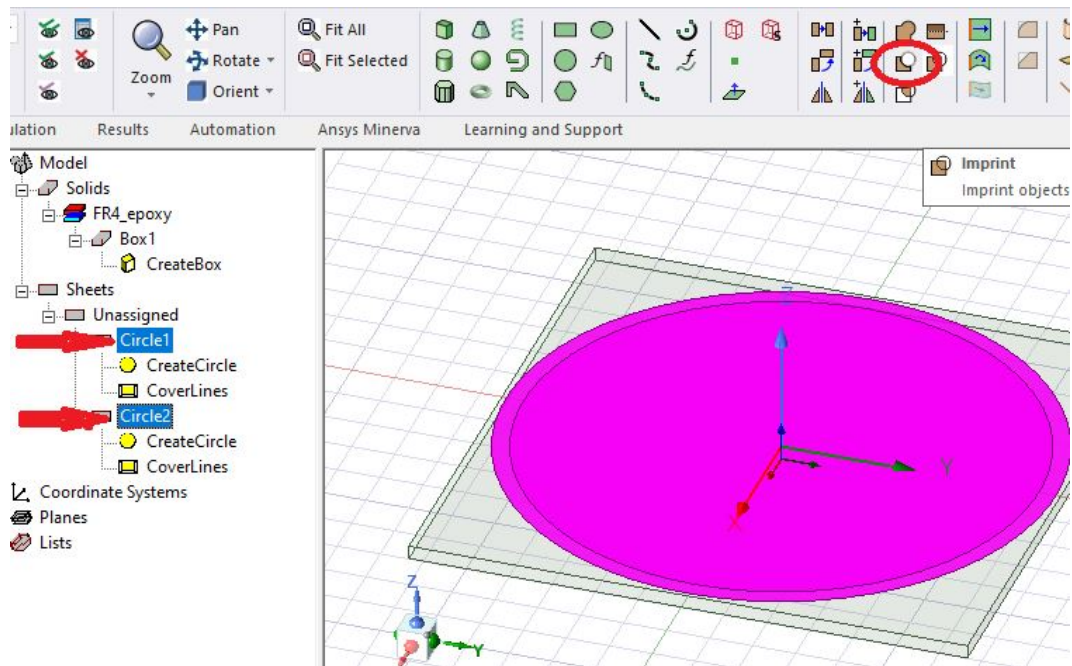
Figura 40 – Desenho parte 10



Fonte: da Autora

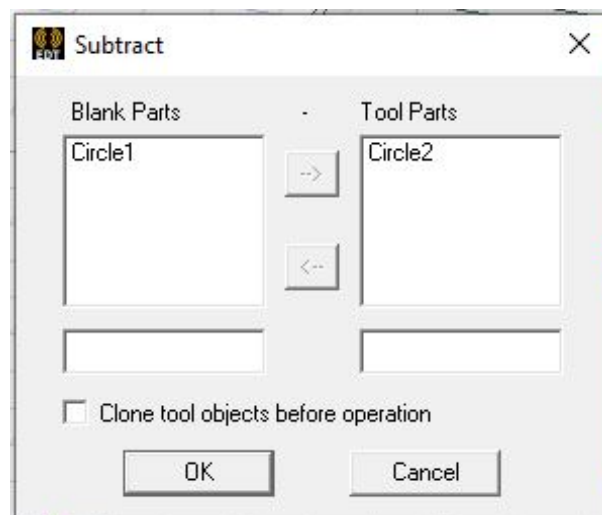
Para o segundo círculo, o procedimento deve ser o mesmo feito anteriormente, só que o raio deve ser de 30mm. Essa diferença entre o primeiro círculo e o segundo vai ser a largura do material condutor, w . A fim de se transformar a geometria em um anel, temos que subtrair um círculo do outro. O procedimento é apresentado na Figura 41. A seleção dos círculos é mostrada pelas duas setas, observe que no desenho, os círculos ficam cor de rosa e depois basta clicar em **Subtract**. Ao fazer isso aparecerá uma nova janela como mostra a Figura 42. Com a finalidade de obter um anel, a ordem da subtração importa, logo, é necessário subtrair o **Circle1** do **Circle2**. Assim, como mostra a Figura 42 e clicar em OK. O resultado dessa subtração pode ser observado na Figura 43. A esquerda, no canto inferior do software nota-se uma janela de propriedades e quando uma geometria está selecionada. Pela Figura 44 tem-se essa janela, e é possível fazer alterações para melhorar a visualização do desenho. A seta preta indica onde a cor da círculo pode ser alterada.

Figura 41 – Desenho parte 11



Fonte: da Autora

Figura 42 – Desenho parte 12

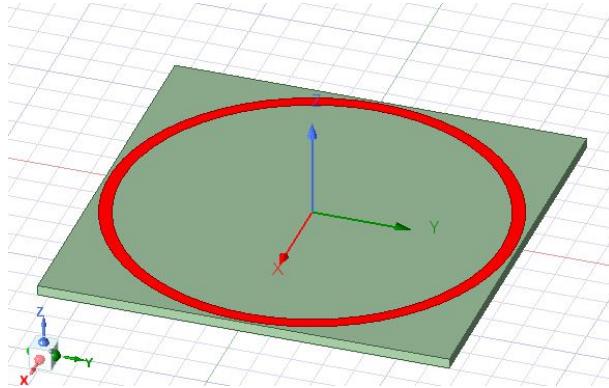


Fonte: da Autora

O próximo procedimento é definir que o anel é um material condutor e diferente da superfície. Para isso, selecione o **Circle1** clique com o botão esquerdo do mouse e uma nova janela será aberta. Devemos ir em **Assign Boundary** -> **Perfect E**. A Figura 45 indica este procedimento.

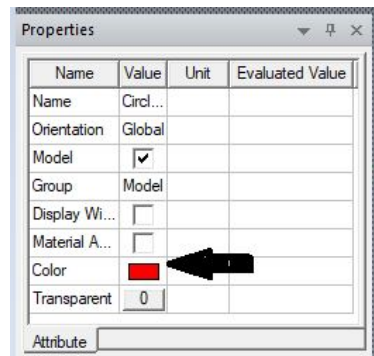
Com todos esses passos aplicados, agora, a FSS está pronta para ser simulada. Esses próximos passos são os mais importantes e também são mais complexos.

Figura 43 – Desenho parte 13



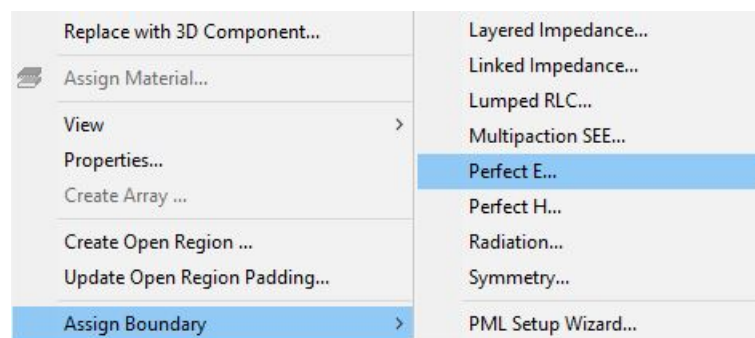
Fonte: da Autora

Figura 44 – Desenho parte 14



Fonte: da Autora

Figura 45 – Desenho parte 15



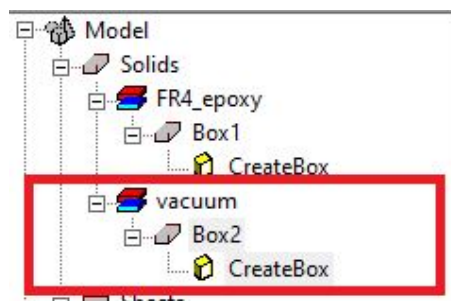
Fonte: da Autora

A.3.2 Simulação

Primeiro devemos desenhar a caixa de ar, para emular a incidência do campo elétrico e magnético na FSS e para isso, vamos desenhar um nova caixa. A Figura 46 mostra essa nova caixa, novamente, vamos editar a estrutura. Pois a FSS deve ficar dentro dela. Então vamos selecionar o

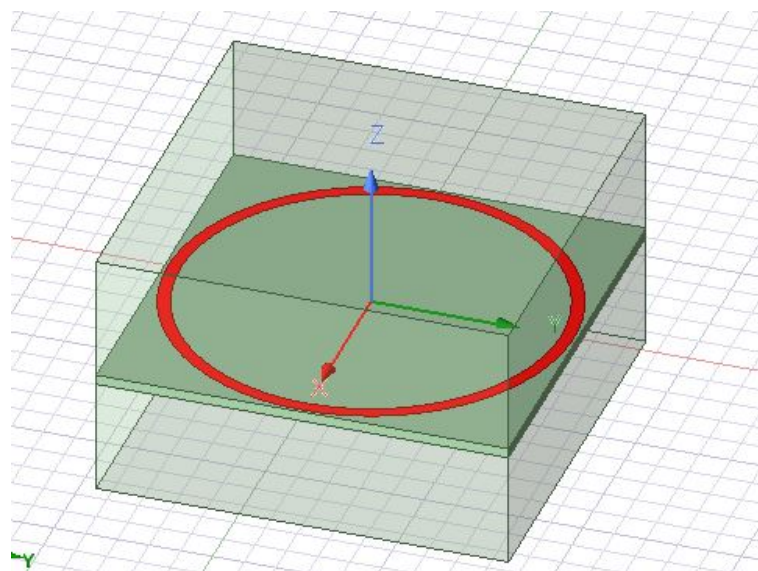
CreateBox e definir as mesmas dimensões feitas anteriormente. Ou seja, em **Position** teremos $-L_1/2, -L_2/2, -20mm$, a única diferença está na última posição. Coloquei $-20mm$ pois a FSS deve ficar no meio da caixa de ar. **Xsize** e **Ysize** definidos com L_1 e L_2 , respectivamente. E em **Zsize** é definido o tamanho da caixa, que foi de $40mm$. O tamanho da caixa é muito importante na simulação, ela deve ser no mínimo de meio comprimento de onda ($\lambda/2$) e essa estimativa é feita com a ajuda da equação 4.1. Depois, seleciona-se **Box2**, apertar o botão esquerdo do mouse e clica em **Assign Material** e seleciona o **air** e ir em OK para finalizar. A figura 47 mostra como o desenho vai aparecer após esses procedimentos. E na janela de propriedades, da caixa de ar, é possível alterar o nível da transparência da caixa e assim, melhorar a visualização do projeto como um todo.

Figura 46 – Simulação parte 1



Fonte: da Autora

Figura 47 – Simulação parte 2

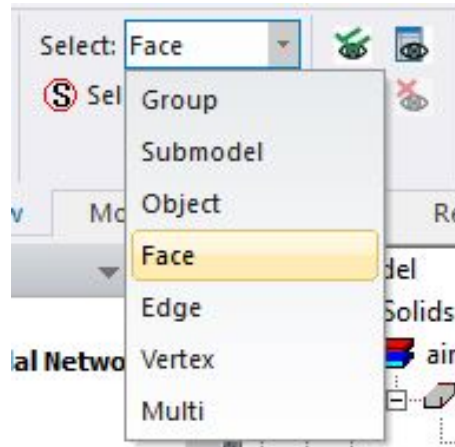


Fonte: da Autora

O próximo passo é definir os limites (**Boundary**) do campo elétrico e magnético, que atuam na caixa. Para esse propósito temos que ter acesso as faces laterais da caixa de ar e

então devemos verificar se no **Select** está selecionado a opção **Face**. A figura 48 mostra esse procedimento. Outro modo, é apertar a tecla **F** do teclado, que essa mudança também é feita.

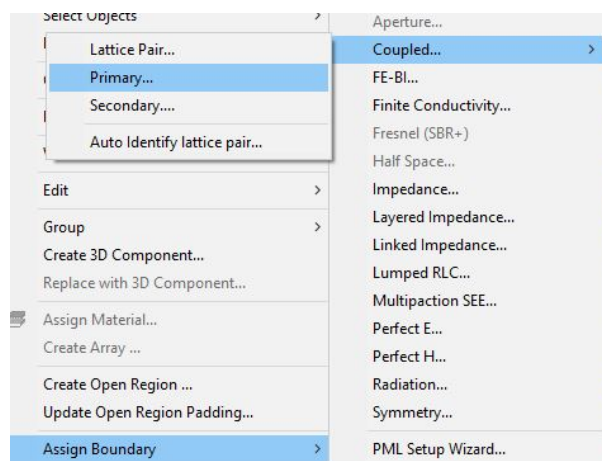
Figura 48 – Simulação parte 3



Fonte: da Autora

Como vamos usar a **Floquet Port** como método de excitação devemos seguir os seguintes passos: selecionar uma face, clicar no botão esquerdo do mouse -> **Assign Boundary** -> **Coupled** -> **Primary**. Prefiro definir os lados que serão primários primeiro e depois os secundários. Esse caminho é apresentado na Figura 49.

Figura 49 – Simulação parte 4

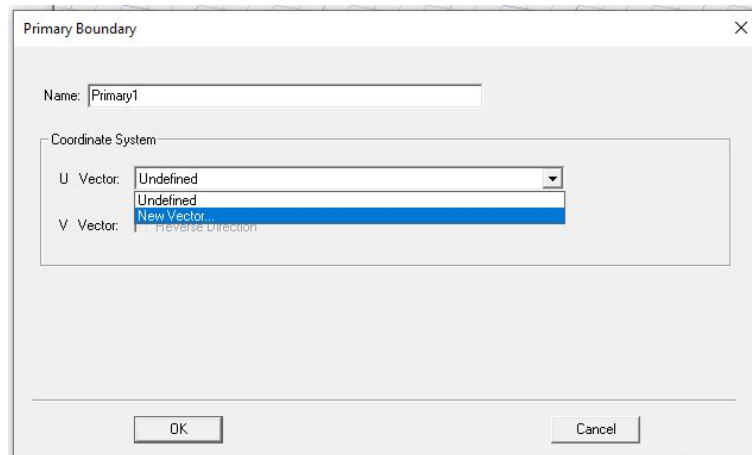


Fonte: da Autora

Após esse caminho, ao selecionar o **Primary** aparece uma janela de configuração, como mostra a Figura 50. Então seleciona-se **New Vector**, desenhar o vetor u indo de uma aresta a outra e ir em OK para finalizar. A Figura 51 mostra como deve ficar essa definição.

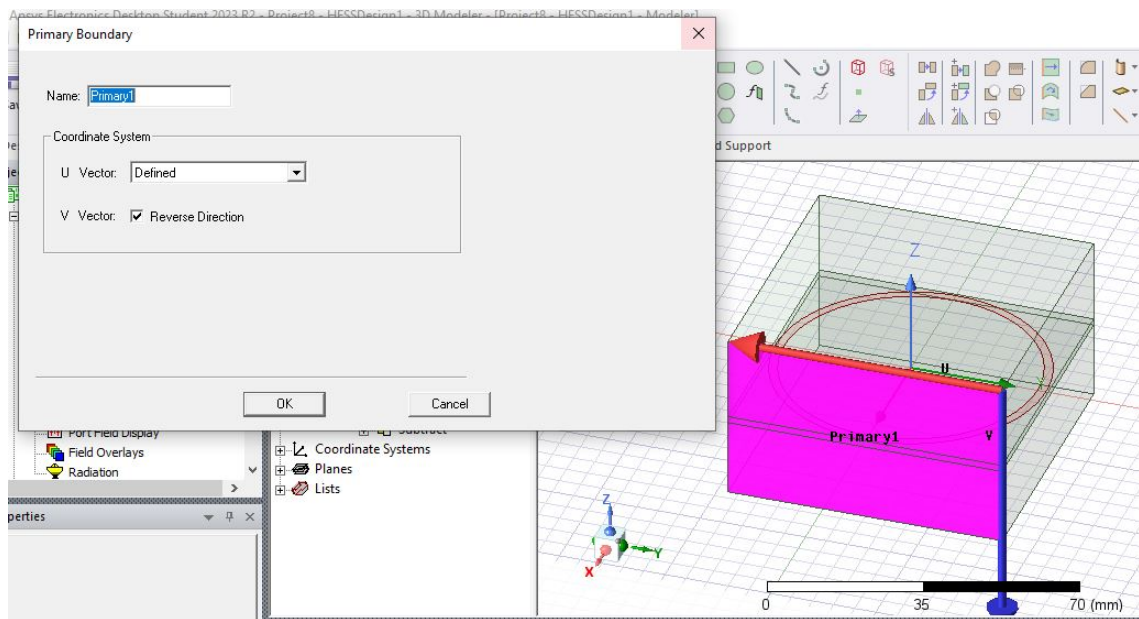
Por facilidade, é melhor, definir a outra face que será primária. Para o projeto, a face **Primary1** tem que ser oposta, na frente, ao **Secondary1**. Então a face **Primary2** será ao lado

Figura 50 – Simulação parte 5



Fonte: da Autora

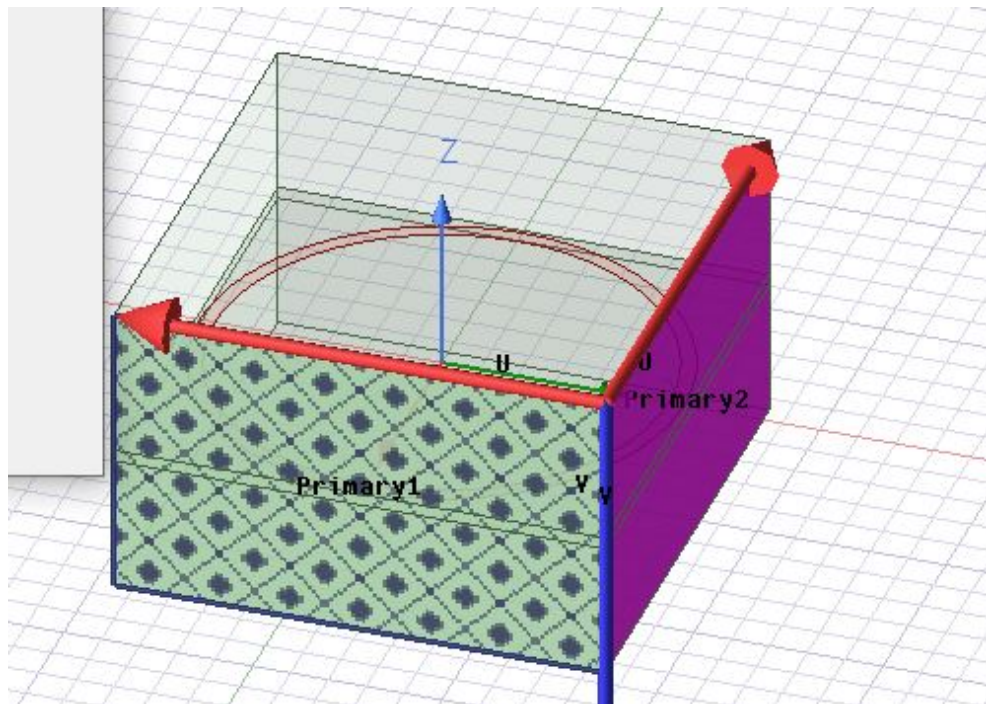
Figura 51 – Simulação parte 6



Fonte: da Autora

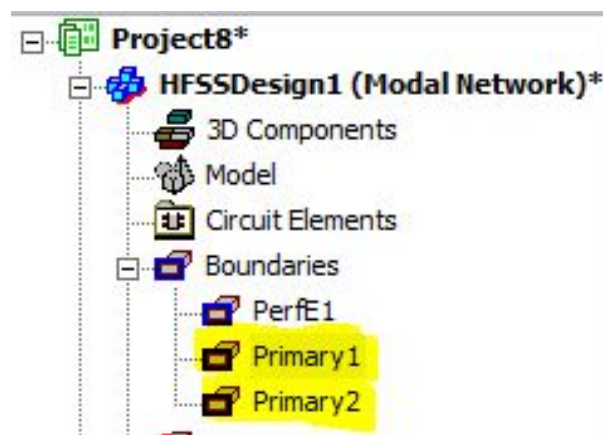
da **Primary1**. Portanto, faça o mesmo processo apresentado anteriormente e o resultado pode ser observado na Figura 52. Note que os vetores estão indo de uma aresta à outra na caixa de ar e que o vetor v , do **Primary1** e do **Primary2** estão na mesma direção e sentido. Então vamos definir as faces secundárias e todo esse processo é gravado na árvore do projeto, que fica a esquerda do software. A Figura 53 mostra parte da árvore de projeto e em destaque, amarelo, nota-se a criação das faces primárias.

Figura 52 – Simulação parte 7



Fonte: da Autora

Figura 53 – Simulação parte 8

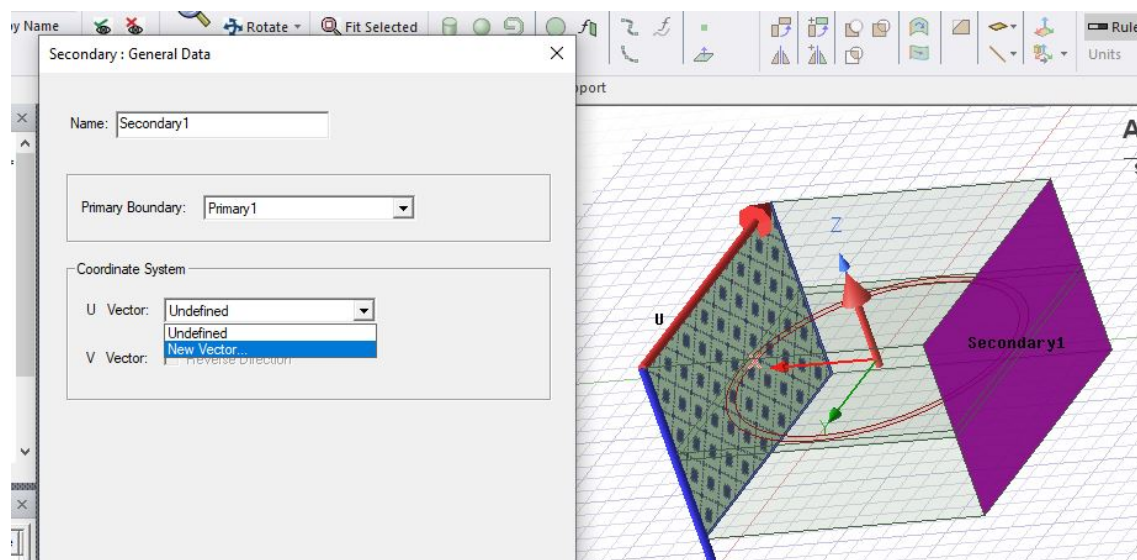


Fonte: da Autora

Como já mencionado, a face secundária tem que ser oposta a face primária. Desse modo, seleciona-se, o **Primary1** e gire o desenho para conseguir selecionar a face oposta. A Figura 54 mostra como deve ser esse processo de definir a face **Secondary1**. Na caixa de diálogo que aparece, nota-se o nome, deve-se selecionar qual é a relação com o primário. Ou seja, a face **Secondary1** deve se relacionar com a **Primary1** e o vetor deve ser feito do mesmo que na definição da primeira face primária.

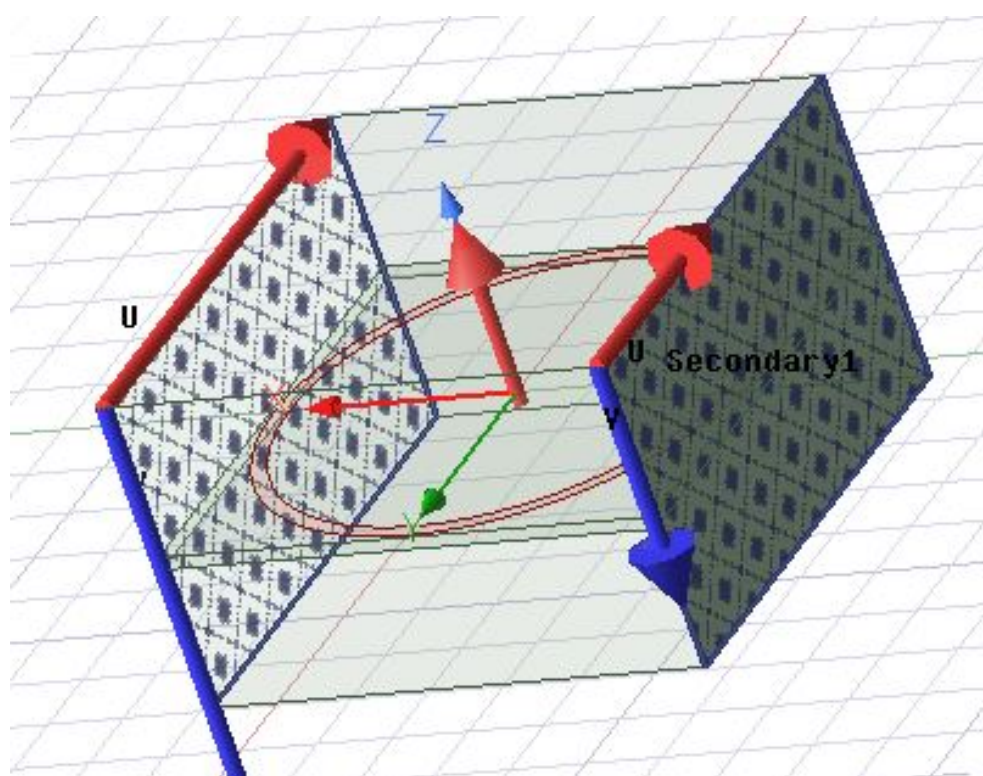
A Figura 55 mostra melhor como deve ficar o vetor na face secundária. E após o desenho

Figura 54 – Simulação parte 9



Fonte: da Autora

Figura 55 – Simulação parte 10

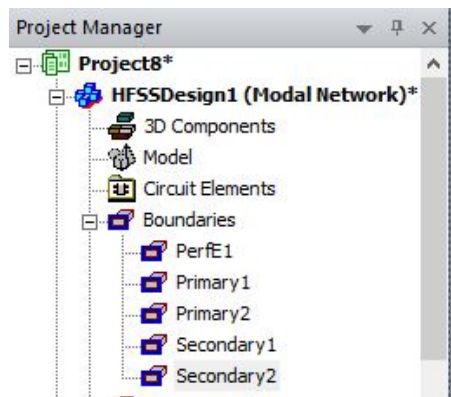


Fonte: da Autora

do vetor é só clicar em **Avançar**-> **Concluir** para finalizar essa parte. O procedimento deve ser repetido para a outra face secundária. A árvore de projetos deve ficar como na Figura 56. Essa parte é muito importante para o desenvolvimento do projeto e deve ser feita como apresentado

para não gerar erros.

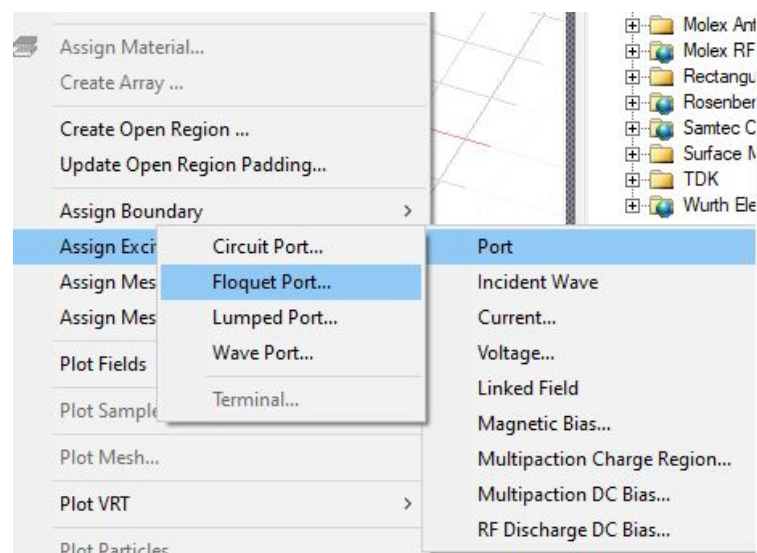
Figura 56 – Simulação parte 11



Fonte: da Autora

Agora temos que fazer a parte de excitação, ela será feita usando a **Floquet Port**. Por essa excitação o projeto é simulado com mais facilidade, pois a **Floquet Port** transforma a FSS em um vetor infinito. Ou seja, ela replica o desenho da FSS infinitamente. As faces laterais da caixa de ar são usadas para os limites primários e secundários. Logo, a excitação será feita pelas face superior e inferior do cubo. Então, seleciona-se a face superior, clicar com o botão esquerdo do mouse, ir em **Assign Excitation -> Port -> Floquet Port**. O caminho descrito é apresentado pela Figura 57.

Figura 57 – Simulação parte 12

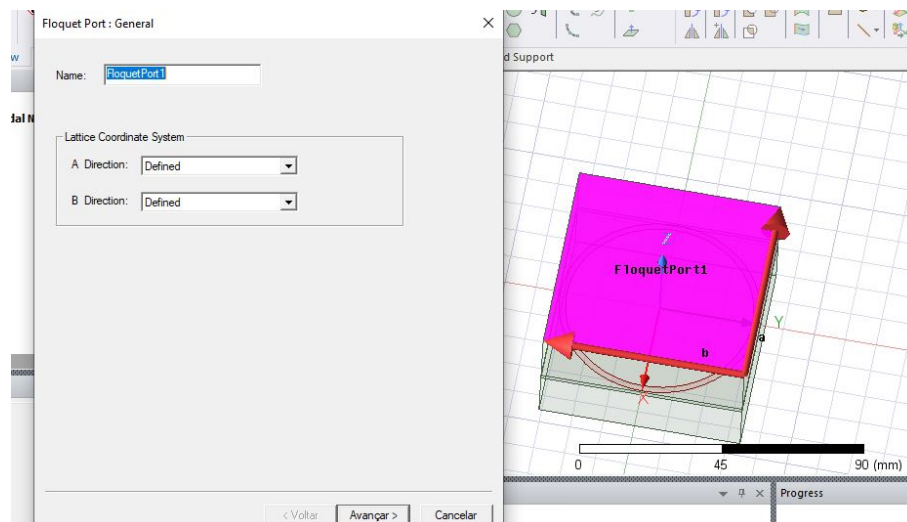


Fonte: da Autora

Uma janela é aberta para a configuração da **Floquet Port**. Para está configuração é necessário criar os vetores a e b como mostra a Figura 58 abaixo. Os vetores devem ser criados nas aresta

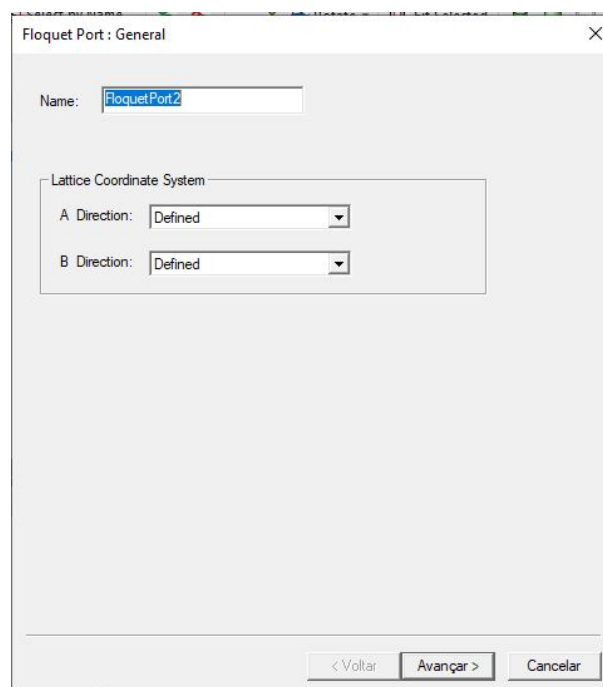
da face superior. Por fim, clicar em avançar e concluir. Como é uma simulação simples, não há necessidade de mudar as configurações. Faltava definir a face superior como uma **Floquet Port** também. E para isso, basta selecionar a face inferior, ir em **Assign Excitation -> Port -> Floquet Port**. Para esta porta não será necessário criar os vetores a e b novamente porque o software já identifica e gera automaticamente. Pela Figura 58 é possível observar isso.

Figura 58 – Simulação parte 13



Fonte: da Autora

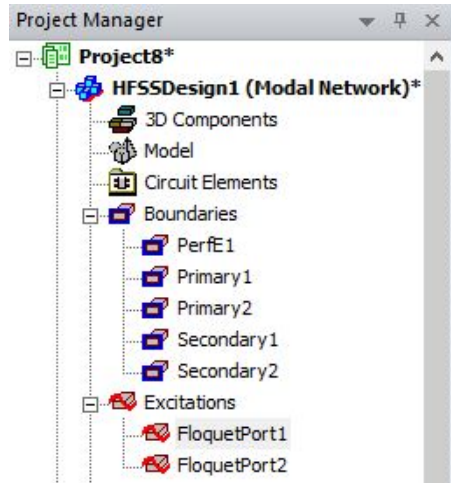
Figura 59 – Simulação parte 14



Fonte: da Autora

A árvore de projeto vai aumentando de tamanho à medida em que as etapas são concluídas e a Figura 60 mostra como deve estar sua árvore de projeto até aqui.

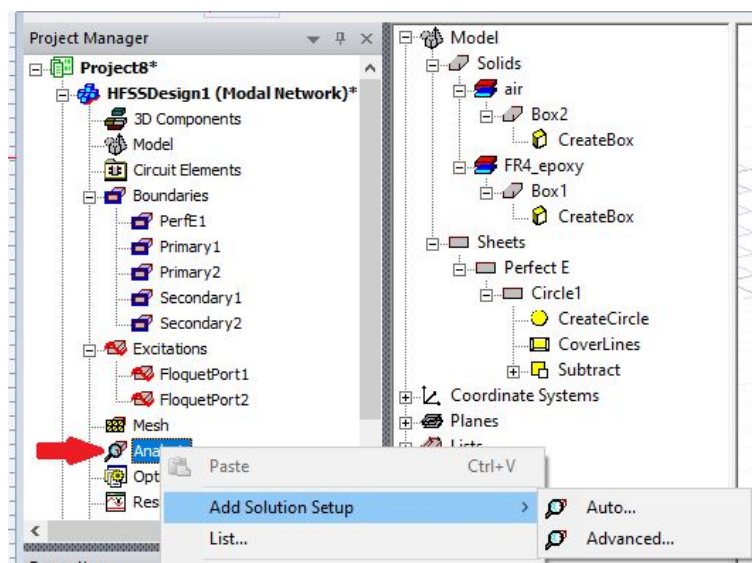
Figura 60 – Simulação parte 15



Fonte: da Autora

Todos os limites e excitações foram concluídas, o próximo passo é configurar o *setup* para analisar os resultados. A Figura 61 mostra o caminho. Deve-se ir na árvore de projeto, clicar em **Analysis** com botão esquerdo do mouse, ir em **Add Solution Setup**. Note que há duas configurações possíveis, a **Auto** (que é automática, não é necessário fazer nenhum ajuste) e a **Advanced**.

Figura 61 – Simulação parte 16

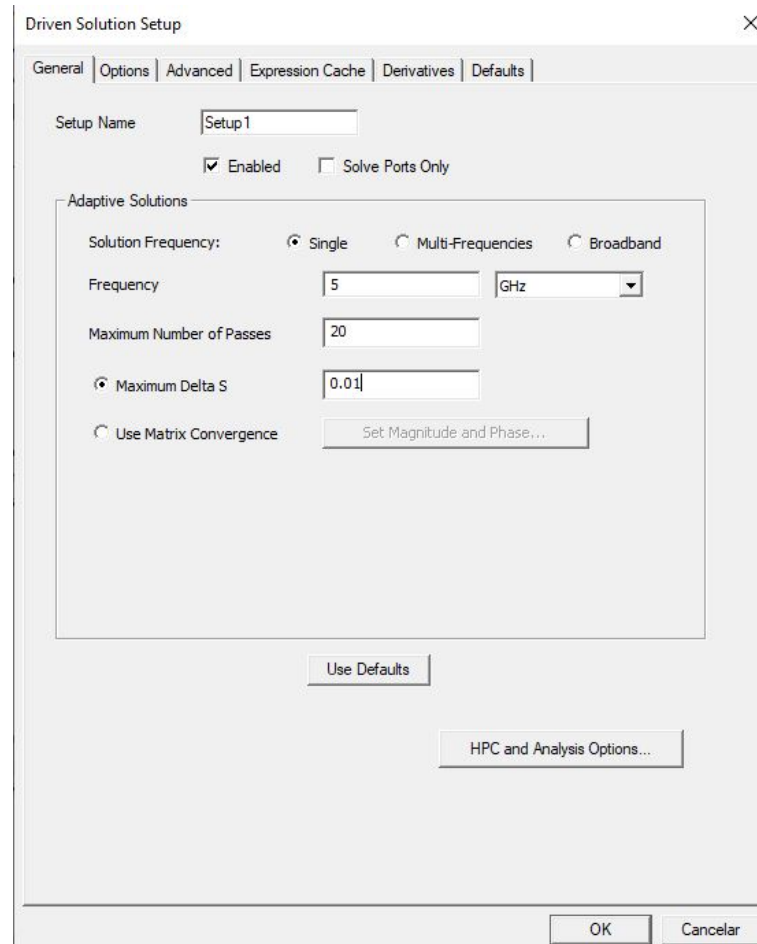


Fonte: da Autora

A solução **Advanced** é a melhor, é a mais refinada mas é mais demorada. Ao clicar nela, abrirá uma janela de configuração como mostra a Figura 62. É possível alterar a frequência ,

o número de passos, definir mais frequências. Para este trabalho, a frequência foi mantida em **Single**, alterei a frequência para 2 GHz e o número de passos para 20 e depois só clicar em OK.

Figura 62 – Simulação parte 17

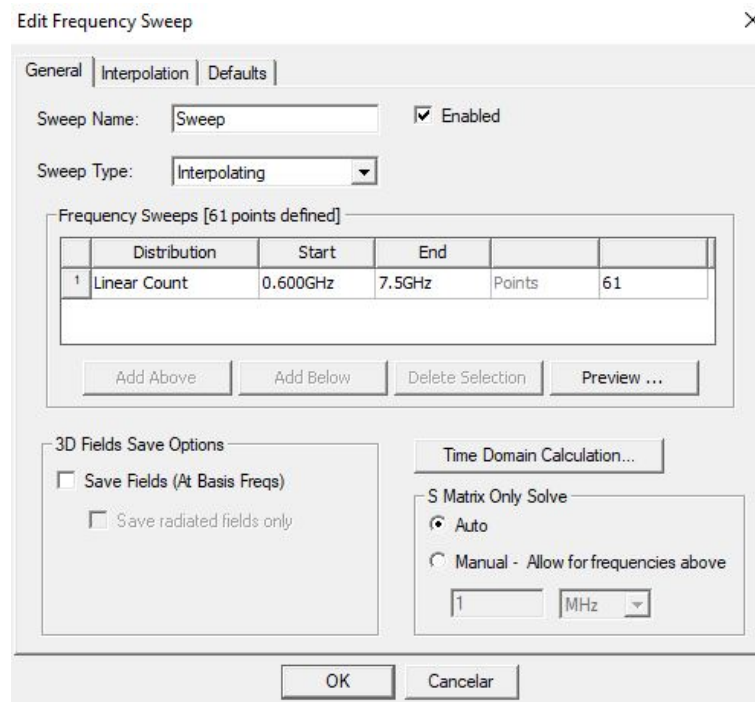


Fonte: da Autora

Outra janela será aberta, como mostra a Figura 63. Nela é possível observar o vetor de frequências que será percorrido e é permitido modifica-lo. Para este trabalho, foi alterado para começar em 0,6 GHz e terminar em 7,5GHz, com 61 pontos. Lembrando que, essa FSS deve ressoar na frequência próxima de 914 MHz, então por isso foi feita essa modificação. Para outras frequências fazemos outras modificações. E essa alteração no número de pontos é feita para diminuir o tempo de simulação, originalmente veêm setado com 401 pontos.

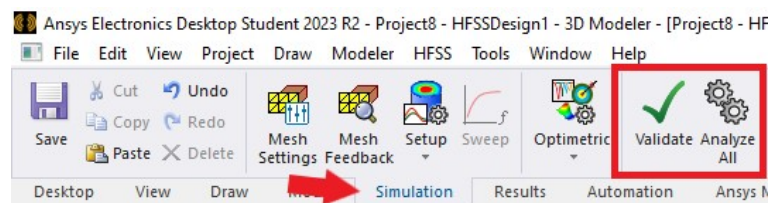
Finalmente todo o processo da FSS foi feito e só falta simular a estrutura. Então para isso, basta ir na aba **Simulation** e primeiro clicar em **Validate** e depois em **Analyse All**. A validação pode indicar um possível erro de projeto, por isso é importante fazê-la. E o **Analyse All** vai rodar a simulação do projeto. A Figura 64 destaca esse processo.

Figura 63 – Simulação parte 18



Fonte: da Autora

Figura 64 – Simulação parte 19

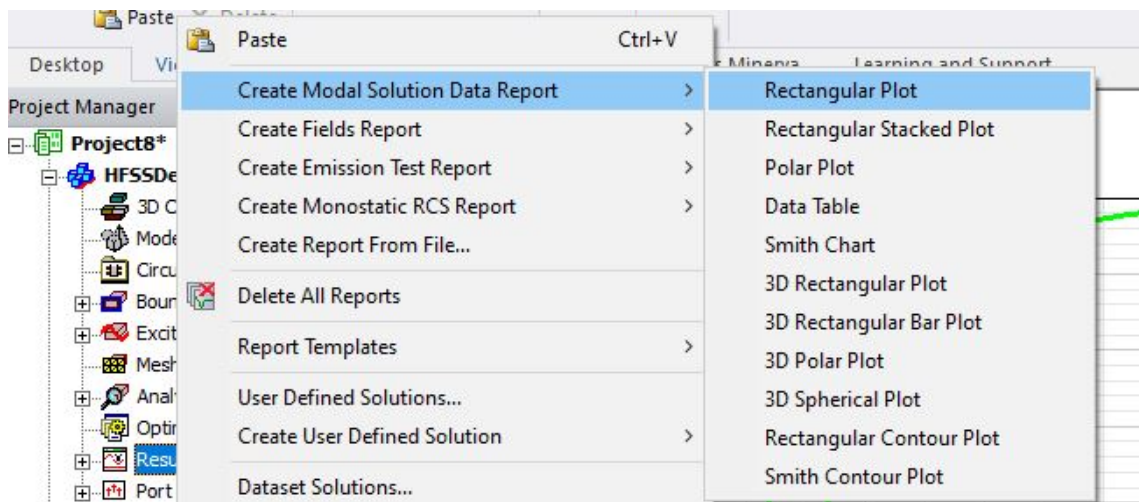


Fonte: da Autora

Após a simulação podemos observar os resultados obtidos e para isso, basta ir na árvore de projeto, selecionar **Results**, clicar com o botão esquerdo do mouse, ir em **Creat Modal Solution Data Report -> Rectangular Plot**. O caminho pode ser observado na Figura 65. E por fim, será aberta uma nova janela para visualizar os gráficos gerados. Para gerar o gráfico, apresentado no capítulo 4, da Figura 19 basta seguir os passos apresentados na Figura 66. Ou seja, escolher: o parâmetro S, o coeficiente de transmissão (terceiro valor da coluna de *Quantity*) e não esquecer de normalizar o valor em dB.

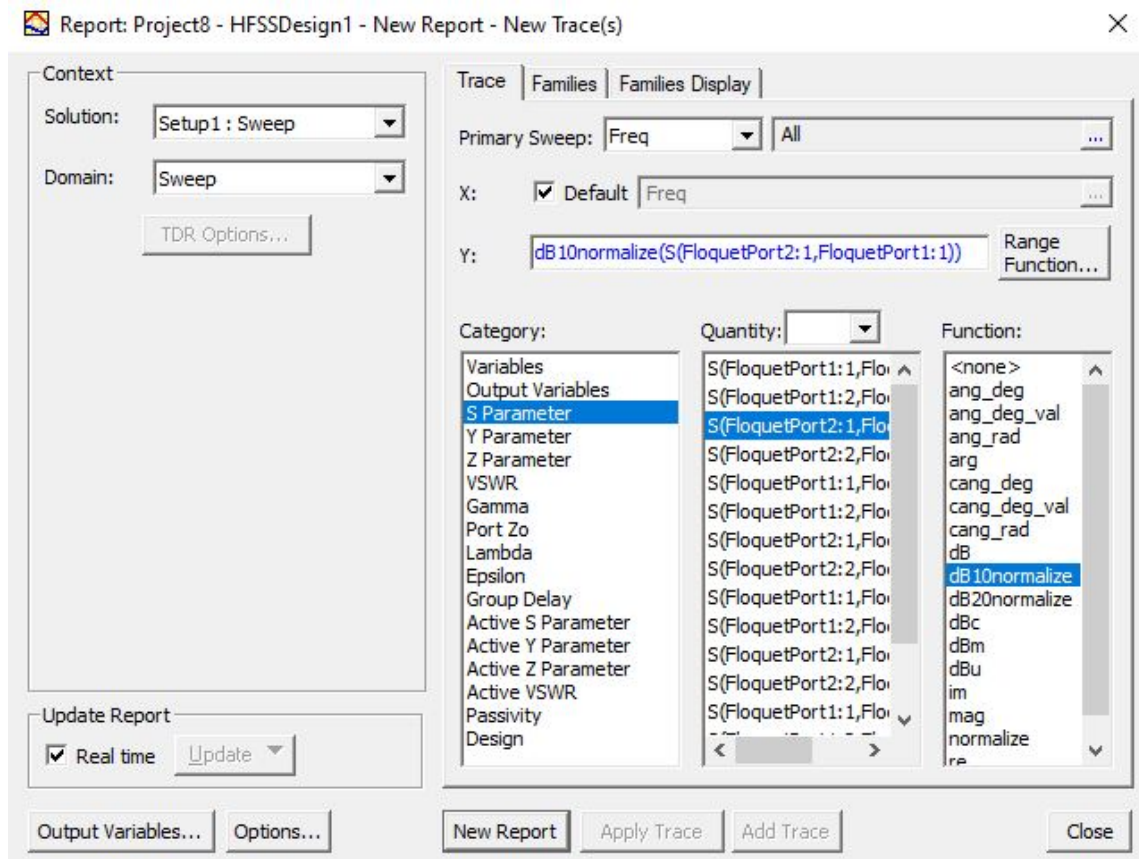
Portanto seguindo os procedimentos apresentados aqui é possível reproduzir o projeto desenvolvido aqui nesta tese. O objetivo deste anexo é facilitar e difundir o uso do HFSS entre os estudantes e interessados na área de FSS.

Figura 65 – Simulação parte 20



Fonte: da Autora

Figura 66 – Simulação parte 21



Fonte: da Autora

ANEXO B – Algoritmos Implementados

O objetivo deste anexo é apresentar os algoritmos implementados para o modelo do circuito equivalente. Vale ressaltar que, as funções *FF* e *GG* foram retirados do livro Campos (2008). O algoritmo para espiras circulares foi desenvolvido baseado no algoritmo de espiras quadradas do Campos (2008).

B.1 Funções bases

```

1
2     %% Funcao retirada do livro:
3 % Superficies Seletivas em Frequencia - Analise e Projeto
4 % Autor: Antonio Luiz Pereira de Siqueira Campos
5 % Capitulo 4 - pagina 107
6 %%
7 function calcG = GG(p,w,lamb,ang)
8 b=sin(pi*w/(2*p));
9 Cp=(1/sqrt(1+(2*p*sin(ang)/lamb)-(p*cos(ang)/lamb)^2))-1;
10 Cn=(1/sqrt(1-(2*p*sin(ang)/lamb)-(p*cos(ang)/lamb)^2))-1;
11 num=0.5*((1-b^2)^2)*((1-(b/2)^2)*(Cp+Cn)+4*(b^2)*Cp*Cn);
12 den=(1-(b/2)^2)+(b^2)*(1+((b^2)/2)-((b^4)/8))*(Cp+Cn)+2*(b^6)
    *Cp*Cn;
13 calcG=num/den;

```

```

1
2     %% Funcao retirada do livro:
3 % Superficies Seletivas em Frequencia - Analise e Projeto
4 % Autor: Antonio Luiz Pereira de Siqueira Campos
5 % Capitulo 4 - pagina 107
6 %%
7 function calcF = FF(p,w,lamb,ang)
8 calcF=((p*(cos(ang)))/lamb)*(log(csc(pi*w/(2*p)))+GG(p,w,lamb
    ,ang));

```


B.2 Espira Circular

```

1
2 %Programa da espira circular
3 %-----
4 clear
5 clc
6 %% Entrada de dados
7 %%-----
8 ffinal=input('Entre com a frequencia inicial(GHz): ');
9 ffinal=input('Entre com a frequencia final(GHz): ');
10 df=input('entre c/ o passo de variacao da frequencia(GHz): ')
    ;
11 %teta=input('Entre com o angulo de incidancia teta: ');
12 %fi=input('Entre com o angulo de incidancia fi: ');
13 w=input('Entre com a largura da fita w(mm): ');
14 p=input('Entre com o periodo p(mm): ');
15 d=input('Entre com o tamanho da espira d(mm): ');
16 %er=input('Entre com a constante dieletrica do substrato: ');
17 %h=input('Entre com o Tickness do substrato h(mm): ');
18 %N=input('Entre com N relacionado com a geometria: ');
19 %
    -----
20 %%
21 teta=0;
22 fi=0;
23 er=4.4;
24 h=1.6;
25 N=1.8;
26 c=(10*h)/p; % formula para considerar o Tickness
27 z= exp(c);
28 eff = er + (er-1)*(-1/(z)^N); % formula para considerar o
    Tickness
29 g= p - (pi*d)/4; % calculo do gap para geometria circular
30
31 teta=teta*pi/180; %coloca o angulo teta em radianos
32 fi=fi*pi/180; %coloca o angulo fi em radianos
33 nf=((ffinal-finicial)/df)+1; %calcula a quantidade de
    iteracoes

```

```
34
35 for ii=1:nf
36 freq=finicial+(ii-1)*df; %incrementa a frecuencia
37 lamb=300/freq; %calcula o comprimento de onda lambda em mm
38
39
40 XL= (pi/4)*(d/p)*FF(p,w,lamb,fi); % para loop circular
41 BC = (pi/2)*(d/p)*(eff)*4*FF(p,g,lamb,teta); %para loop
    circular
42
43
44 fop(ii)=freq; %armazena a frecuencia no vetor fop
45 ct(ii)=1/(XL-(1/BC)); % coeficiente de transmissao em ct
46 pt(ii)=1/(1+.25*((ct(ii))^2)); % potencia transmitida no
    vetor pt
47 pr(ii)=1-pt(ii); % a potencia refletida no vetor pr
48 cr(ii)=sqrt(pr(ii)); % coeficiente de reflexao no vetor cr
49 end
50
51 %% plot dados
52
53 figure(1)
54
55 pt_db = 10.*log10(real(pt)); % converte em db a potencia de
    transmissao
56 plot(fop,pt_db)
57 xlabel('Frequencia(GHz)');
58 ylabel('Transmissao(dB)');
59 title('Coeficiente de Transmissao');
60 grid on
61
62
63 %figure(2)
64
65 %cr_db = 10.*log10(real(cr));
66 %plot(fop,real(cr_db)),
67 %xlabel('Frequencia(GHz)');
68 %ylabel('Reflexao(dB)');
69 %title('Coeficiente de Reflexao');
```

```
70 %grid on
```

B.3 Espira Circular Dupla

```

1
2 %Funcao para realizar os calculos dos parametros
3 %%
4
5 function [fop,pt,pr,cr] = calcularParametros(finicial,ffinal,
   df,teta,fi,w1,w2,d1,d2,p,er,h)
6     % Inicializa o dos vetores
7     nf = ((ffinal-finicial)/df) + 1;
8     fop = zeros(1,nf);
9     pt = zeros(1,nf);
10    pr = zeros(1,nf);
11    cr = zeros(1,nf);
12    Z1 = zeros(1,nf);
13    Z2 = zeros(1,nf);
14    Zeq = zeros(1,nf);
15    ct = zeros(1,nf);
16
17    p2 = 20;
18    N=1.8; % valor relacionado com a geometria circular
19    c=(10*h)/p; % formula para considerar o Tickness
20    z = exp(c);
21    eff = er + (er-1)*(-1/(z^N)); % formula para considerar o
   Tickness
22    g1 = p - (pi*d1)/4; % calculo do gap para geometria
   circular
23    g2 = p2 -(pi*d2)/4; %calculo do gap entre os an is
   conc ntricos
24
25    % C lculos para cada frequ ncia
26    for ii = 1:nf
27        freq = finicial+(ii-1)*df; % Incrementa a frequ ncia
28        lamb = 300/freq; % Calcula o comprimento de onda
   lambda em mm
29
```

```
30     X1 = FF(p,w1,lamb,fi); % Calcula a reat ncia
      indutiva X1
31     X2 = FF(p,w2,lamb,fi); % Calcula a reat ncia
      indutiva X2
32
33     XLf1 = (d1*pi/p)*((X1*X2)/(X1+X2)); % Calcula a
      reat ncia indutiva XL na primeira frequ ncia
34     XLf2 = (d2*pi/(2*p))*FF(p,2*w2,lamb,fi); % Calcula a
      reat ncia indutiva XL na segunda frequ ncia
35
36     B1 = FF(p,g1,lamb,teta); % Calcula a suscet ncia da
      espira externa
37     B2 = FF(p,g2,lamb,teta); % Calcula a suscet ncia da
      espira interna
38
39     BCf1 = (3*pi*d1/(4*p))*(eff)*FF(p,g1,lamb,teta); %
      Calcula BC na primeira frequ ncia
40     BCf2 = (pi*d2/p)*(eff)*((B1*B2)/(B1+B2)); % Calcula
      BC na segunda frequ ncia
41     fop(ii) = freq; % Armazena a frequ ncia no vetor fop
42
43     % C lculo do coeficiente de transmiss o
44     Z1(ii) = XLf1 - (1/BCf1);
45     Z2(ii) = XLf2 - (1/BCf2);
46     Zeq(ii) = (Z1(ii).*Z2(ii))/(Z1(ii)+Z2(ii));
47     ct(ii) = 1./Zeq(ii); % Calcula o coeficiente de
      transmiss o
48
49
50
51     %pt(ii) = (4/(4 + ct^2)); % Calcula e armazena a
      pot ncia transmitida
52     pt(ii) = (1/(1+0.25*ct(ii)^2)); % pt normalizado
53     pr(ii) = 1 - pt(ii); % Calcula e armazena a pot ncia
      refletida no vetor pr
54     cr(ii) = sqrt(pr(ii)); % Calcula e armazena o
      coeficiente de reflex o no vetor cr
55     end
56 end
```

```

1
2 %Programa da espira circular duplas
3 %-----
4 clear
5 clc
6 %% Entrada de dados
7 finicial=0; % freq. inicial em GHZ
8 ffinal=10; % freq. final em GHZ
9 df=0.01; % passo de variacao da freq
10 teta=0; % angulo teta e fi podem ser variados
11 fi=0;
12 w1=1.5; %largura espira externa em mm
13 w2=1; % largura espira interna em mm
14 d1=20; % diametro da espira externa em mm
15 d2=13;% diametro da espira interna em mm
16
17 p=23; % periodicidade em mm da espira externa
18 p2 =20; % periodicidade em emm da espira interna
19
20 %%
21 er=4.4; % permissividade el trica
22 h=1.6; % manter fixo
23 N=1.8; % valor relacionado com a geometria circular
24 c=(10*h)/p; % formula para considerar o Tickness
25 z = exp(c);
26 eff = er + (er-1)*(-1/(z^N)); % formula para considerar o
    Tickness
27 g1 = p - (pi*d1)/4; % calculo do gap para geometria circular
28 g2 = p2 -(pi*d2)/4; %calculo do gap entre os an is
    conc ntricos
29
30 %%
31 teta=teta*pi/180; %coloca o angulo teta em radianos
32 fi=fi*pi/180; %coloca o angulo fi em radianos
33
34 % fun o que calcula os par metos , lembrar de entrar com
35 % os valores de : finicial , ffinal, df, teta, fi, w1,w2
36 % d1, d2, p, er, h.

```

```
37
38 [fop,pt,pr,cr]=calcularParametros(finicial,ffinal,df,teta,fi,
    w1,w2,d1,d2,p,er,h);
39
40 %% plot dados
41
42 figure(1)
43
44 pt_db = 10.*log10(abs(pt)); % converte em db a potencia de
    transmissao
45 plot(fop,pt_db)
46 xlabel('Frequencia (GHz)');
47 ylabel('Transmissao (dB)');
48 title('Coeficiente de Transmissao');
49 grid on
```