

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

HAWSON VIRGÍLIO HONÓRIO E SILVA FILHO

SUPERFÍCIE SELETIVA EM FREQUÊNCIA MULTIBANDA BASEADA NA
GEOMETRIA CRUZ DE JERUSALÉM

Recife

2018

HAWSON VIRGÍLIO HONÓRIO E SILVA FILHO

SUPERFÍCIE SELETIVA EM FREQUÊNCIA MULTIBANDA BASEADA NA
GEOMETRIA CRUZ DE JERUSALÉM

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

Área de concentração: Fotônica.

Orientador: Prof. Marcos Tavares de Melo, Ph.D.

Recife

2018

Catálogo na fonte

Bibliotecária Maria Luiza de Moura Ferreira, CRB-4 / 1469

S586s Silva Filho, Hawson Virgílio Honório e.
Superfície seletiva em frequência multibanda baseada na geometria Cruz de
Jerusalém /
Hawson Virgílio Honório e Silva Filho. - 2018.
80 folhas, il.; tab., abr., sigl.

Orientador: Prof. Marcos Tavares de Melo, Ph.D.
Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG.
Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, 2018.

Inclui Referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Micro-ondas. 3. Superfície seletiva de frequência.
4. Cruz de Jerusalém modificada. 5. Características fractais. 6. Variação angular de
FSS. I. Melo, Marcos Tavares de (Orientador). II. Título.



**Universidade Federal de
Pernambuco**
*Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica*

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

**HAWSON VIRGÍLIO HONÓRIO E SILVA
FILHO**

TÍTULO

**“SUPERFÍCIE SELETIVA EM FREQUÊNCIA MULTIBANDA
BASEADA NA GEOMETRIA CRUZ DE JERUSALÉM”**

A comissão examinadora composta pelos professores: MARCOS TAVARES DE MELO DES/UFPE; ALFRÊDO GOMES NETO, DE/IFPB e BRUNO GOMES MOURA DE OLIVEIRA, DE/IFPE sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **HAWSON VIRGÍLIO HONÓRIO E SILVA FILHO APROVADO.**

Recife, 05 de março de 2018.

1 MARCELO CABRAL CAVALCANTI
Coordenador do PPGEE

2 MARCOS TAVARES DE MELO
Orientador e Membro Titular Interno

BRUNO GOMES MOURA DE OLIVEIRA
Membro Titular Externo

3 ALFRÊDO GOMES NETO
Membro Titular Externo

À minha filha Eva, que deu um sentido especial a minha existência, proporcionando-me momentos de alegria e sua chegada foi um incentivo nas horas difíceis, de desânimo e cansaço.

AGRADECIMENTOS

A Deus agradeço por ter me dado saúde, paciência e força para superar as dificuldades que apareceram durante essa fase da minha vida.

São muitas as pessoas a quem tenho o prazer de agradecer o apoio e o encorajamento nas diversas etapas deste período. Agradeço:

- A minha avó Acidália e meu avô Virgílio pelo apoio e se não fosse por vocês dois, esse sonho não estaria sendo realizado;
- Aos meu pais Marilan e Hawson, pelo apoio nas horas mais difíceis e por nunca ter me deixado faltar nada para mim, esse sonho possui uma contribuição enorme de vocês dois e ao meu irmão Lucas;
- A minha noiva Nathally, por ter me escutado nos momentos difíceis, nunca ter me deixado baixar a guarda e pela motivação para nunca desistir dos meus sonhos;
- Ao professor Marcos Tavares pelas oportunidades de participar do programa de mestrado. Além das críticas, sugestões e paciência em todos os momentos para melhorar meu trabalho acadêmico.
- À equipe do Laboratório de Micro-ondas: Giordano Pinheiro, Túlio Pedrosa, Francisco Ariaildo, Vinicius Dias, Bruno Gomes, Lauro Novo, Pedro, Jorge, Wilson e Sergio Romero por sempre estarem disponíveis a ajudar, principalmente, a Marcelo Coutinho por ter me dado sua indicação para o ingresso no mestrado, além de Gabriel Gonçalves, Crislane Silva, Elias Marques, Manuelle Regina, por me ajudarem diretamente no desenvolvimento do meu trabalho, sem a colaboração de todos vocês este trabalho não teria saído.
- Ao professor Alfredo Gomes e sua equipe por ter disponibilizado o laboratório para medição e fabricação dos dispositivos desenvolvidos nesta dissertação.
- Agradeço também a todos os docentes e funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), que a próprio punho levantaram a estrutura da qual hoje eu e muitos outros alunos desfrutam, bem como aos funcionários do Departamento de Eletrônica e Sistemas.
- E a CAPES pelo apoio financeiro e aos funcionários do Departamento de Eletrônica e Sistemas.

“A mente que se abre a uma nova ideia jamais voltará ao seu tamanho original” (Albert Einstein).

RESUMO

Este trabalho investiga o comportamento de uma modificação na superfície seletiva em frequência (*Frequency selective surface* – FSS) com a geometria da Cruz de Jerusalém (JC-FSS). Esta modificação consiste na adição de dipolos à geometria da cruz de Jerusalém em diferentes escalas para fornecer uma estrutura com comportamento multibanda sem alterar a área ocupada pela estrutura primária, denominada superfície seletiva Cruz de Jerusalém modificada (FSS-CJM). Essas modificações fazem com que a nova geometria apresente características de uma geometria fractal. São apresentadas estruturas para a iteração quatro. A terceira iteração apresenta cinco frequências de ressonância que são $f_1 = 1,78$ GHz, $f_2 = 6,42$ GHz, $f_3 = 8,69$ GHz, $f_4 = 10,94$ GHz e $f_5 = 12,98$ GHz. Os resultados da simulação para a perda de inserção (S21), a distribuição da corrente de superfície e os resultados das medições dos dispositivos montados são apresentados. Também foi proposta neste trabalho, uma metodologia de projeto que usa o método do circuito equivalente, a qual será validado com base na comparação dos resultados experimentais e simulados.

Palavras-chave: Filtros de micro-ondas. Superfície seletiva de frequência. Cruz de Jerusalém Modificada. Características fractais. Variação angular de FSS.

ABSTRACT

This work investigates the behavior of a modification in the Selective Surface in frequency with the geometry of the Jerusalem Cross (JC-FSS). This modification consists in the addition of dipoles to the geometry of the Jerusalem Cross at different scales to provide a multi-band structure without changing the area occupied by the primary structure, here denominated Modified Jerusalem Cross Frequency Selective Surface (MJC-FSS). These modifications strongly exhibit fractal characteristics. Structures with four iterations are presented. The third iteration presents five resonant frequencies which are $f_1 = 1.78$ GHz, $f_2 = 6.42$ GHz, $f_3 = 8.69$ GHz, $f_4 = 10.94$ GHz and $f_5 = 12.98$ GHz. The results of the computational modeling performed in CST Microwave Studio tool, simulation results for the insertion loss (S_{21}), surface current distribution and measurement results are presented. It was also proposed a design methodology using the equivalent circuit, which will be validated based on the comparison of the experimental and simulated results.

Keywords: Microwave filter. Frequency selective surface. Jerusalem Cross. Multiband FSS. Fractal characteristics. FSS angular variation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Passa-Baixa. (a) Resposta em frequência do filtro ideal. (b) Modelo em circuito discreto.....	22
Figura 2- Passa-Alta; (a) Resposta em frequência do filtro ideal; (b) Modelo em circuito discreto.....	22
Figura 3- Passa-Faixa; (a) Resposta em frequência do filtro ideal; (b) Modelo em circuito discreto.....	23
Figura 4- Rejeita-Faixa; (a) Resposta em frequência do filtro ideal; (b) Modelo em circuito discreto.....	23
Figura 5- Representação de uma rede de duas portas por parâmetros S.	25
Figura 6- Estrutura periódica bidimensional.	28
Figura 7- (a) FSS do Tipo Elementos Condutor (b) Resposta em Frequência	29
Figura 8- (a) FSS do Tipo Abertura (b) Resposta em Frequência.....	29
Figura 9- Parâmetros que influenciam a operação de uma FSS.....	29
Figura 10- Exemplos do grupo 1: n-polos conectados pelo centro. a) Dipolos, b) Tripolo, c) Elemento âncora, d) Cruz de Jerusalém, e) Quadrado espiral.	30
Figura 11- Exemplos do grupo 2: Espiras. a) Elemento de quatro braços, b) Elemento de três braços, c) Anel circular, d) Espira quadrada, e) Espira hexagonal.....	30
Figura 12- Grupo 3: Interior sólido. a) Quadrado sólido, b) Hexágono sólido, c) Círculo sólido.	31
Figura 13- Grupo 4: Combinações.	31
Figura 14- Células unitárias da FSS: (a) Elemento Dipolo Cruzado; (b) Elemento de Grade; (c) Dipolos Cruzados conectados por diodos.....	32
Figura 15- (a) RFSS fabricada, (b) Resposta em Frequência da RFSS.....	32
Figura 16- (a) FSS Triângulo Sierpinski , (b) Resposta em Frequência	33
Figura 17- (a) FSS com Geometria do Fractal de Cantor, (b) Resposta em Frequência.....	33
Figura 18- Incidência angular sobre uma FSS.....	34
Figura 19- Incidência de ondas TE e TM sobre fitas condutoras.....	35

Figura 20- Configurações da FSS para: (a) Entre camadas dielétricas e (b) Sobre uma camada dielétrica.	36
Figura 21- Configuração de medição para FSS.....	37
Figura 22- Ilustração do conceito da geometria fractal	38
Figura 23- Fractal Ilha de Koch.....	39
Figura 24- Exemplos de fractais. (a) Triângulo de Sierpinski (auto-similaridade exata). (b) Conjunto de Mandelbrot (quase-auto-similaridade). (c) Voo de Lévy (auto-similaridade estatística).	39
Figura 25- Iterações sucessivas da Curva de Peano	40
Figura 26- Arranjo de fitas condutoras paralelas e suas representações de circuito equivalente	41
Figura 27- Arranjo de dipolos e representação de circuito equivalente	42
Figura 28- Arranjo da FSS Cruz de Jerusalém.....	44
Figura 29- Relação da estrutura com suas frequências de cortes.	45
Figura 30- Célula unitária das iterações da FSS-CJM, (a) Iteração um: adição de um dipolo, (b) Iteração 2: adição de dois dipolos, (c) Iteração três: adição de três dipolos.....	45
Figura 31- Relação das estruturas com suas frequências de ressonância. a) Iteração um, (b) Iteração 2, (c) Iteração três.	46
Figura 32- Auto similaridade apresentada pela FSS-CJM	47
Figura 33- Capacidade de gerar iterações infinitas	47
Figura 34- Processo de quadriculação	48
Figura 35- Circuito Equivalente para FSS-CJ	49
Figura 36- Relação entre a FSS-CJ e os elementos discretos.....	50
Figura 37- Circuitos equivalentes para as 3 iterações da FSS-CJM (a) Circuito Equivalente para iteração 1, (b) Circuito Equivalente para iteração 2, (c) Circuito Equivalente para iteração 3.....	51
Figura 38- Fluxograma simplificado que representando as rotinas do código.....	54

Figura 39- Resposta em frequência obtidas através do MCE para iterações da FSS-CJM ideal (a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3.	56
Figura 40- Respostas em frequências obtidas através do MCE para as iterações da FSS-CJM com efeito do dielétrico (a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3. ...	57
Figura 41- Modelos com configurações predefinidas para cada tipo de estrutura de micro-ondas.	58
Figura 42- (a) Visão 3D da FSS no ambiente CST com condição de contorno de célula unitária; (b) Configurações de contorno para simulação no modo célula unitária	58
Figura 43- Visão 3D das FSS-CMJ ideais Simuladas no CST a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3.	59
Figura 44- Resposta em frequência obtidas através do CST para as iterações da FSS-CJM ideal (a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3.	60
Figura 45- Visão 3D das FSS-CMJ com substrato simuladas no CST (a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3.	61
Figura 46- Resposta em frequência obtidas através do CST para as iterações da FSS-CJM com efeito do substrato (a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3.	62
Figura 47- Análise de corrente de superfície para terceira iteração da FSS-CJM.	64
Figura 48- Configuração para medição	65
Figura 49- Protótipos fabricados: (a) JC-FSS (iteração 0), (b) iteração 1, (c) iteração 2 e (d) iteração 3.	66
Figura 50- Respostas em frequência experimentais para as iterações da FSS-CJM (a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3.	67
Figura 51- Resultados medidos para diferentes ângulos de incidência da onda plana. (a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3.	68
Figura 52- Frequência de ressonância como função do ângulo incidente. (a) 1ª frequência de ressonância; (b) 2ª frequência de ressonância; (c) 3ª frequência de ressonância; (d) 4ª frequência de ressonância; (e) 5ª frequência de ressonância;	69
Figura 53- a) Dipolo Cruzado ideal simulado no CST; b) Resposta em frequência	71

Figura 54- Comparação entre os modelos ideais simulados no CST e MCE para as iterações da FSS-CJM (a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3..... 72

Figura 55- Comparação entre os modelos simulados, medidos e numéricos para a FSS-CJM com efeito do substrato (a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3.... 74

LISTA DE TABELA

Tabela 1-Valores para Dimensão Fractal para Terceira iteração da FSS-CJM.....	49
Tabela 2-Valores das frequências relacioandas aos comprimentos dos dipolos	52
Tabela 3-Valores corrigidos para as frequência de ressonância calculadas	53
Tabela 4-Dimensões dos paramentros das FSSs-CJM	53
Tabela 5-Valores calculados para as admitâncias	55
Tabela 6-Valores calculados para as susceptâncias.....	55
Tabela 7-Frequências de ressonância simuladas (Configuração Ideal).....	60
Tabela 8-Frequências de ressonância simuladas (Configuração com Dielétrico).....	62
Tabela 9-Frequências de ressonância medidas	68
Tabela 10-Frequências de ressonância em análise para os modelos ideais.....	70
Tabela 11-Deslocamento Percentual das frequências de ressonância entre os modelos analítico, CST e MCE ideias	70
Tabela 12-Comparação da primeira Frequência de Ressonancia entre o método analítico e o dipolo cruzado	71
Tabela 13-Frequências de Ressonância em análise para os modelos com efeito do dielétrico	73
Tabela 14-Deslocamento Percentual das Frequências de Ressonancia entre os modelos analítico,CST, MCE e experimental com efeito do dielétrico.....	73

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

°	Unidade de variação angular (graus)
Bc	Susceptância capacitiva
Bd	Susceptância gerada pelo dipolo central espaçado por (p-l _d)
Bg	Capacitância gerada pelos dipolos, espaçados por g
C	Velocidade da luz
CJ	Cruz de Jerusalém
CJM	Cruz de Jerusalém Modificada
cm	Unidade de comprimento (Centímetros)
CST	Computer Simulation Technology
D	Dimensão fractal
dB	Unidade em decibel
<i>F</i>	Frequência
F _n	Função característica de um filtro
<i>f_r</i>	Frequência de ressonância
FSS	<i>Frequency Selective Surface</i> (Superfície Seletiva de Frequência)
FSS-CJM	Superfície Seletiva de Frequência Cruz de Jerusalém
G	Distância entra as células unitária de uma FSS
GHz	Unidade de frequência em giga(10 ⁹)
H	Altura de um substrato dielétrico
J	Unidade imaginária ($\sqrt{-1}$)
ku	Faixa de frequência entre 12 e 18 GHz
<i>l₁</i>	Comprimento do dipolo 1
<i>l₂</i>	Comprimento do dipolo 2
<i>l₃</i>	Comprimento do dipolo 3
La	S ₂₁
<i>L_d</i>	Comprimento do dipolo cruzado
Li	Comprimento do lado do quadrado Ni
MCE	Método do Circuito Equivalente
mm	Unidade de comprimento (milímetros)
N	Representa a relação do comprimento efetivo com a geometria
N(p) e D(p)	Polinômios complexos da virável de frequência ω
Ni	Número de quadrados
OFF	Estado reversamente polarizado de uma chave (diodo PIN)
ON	Estado diretamente polarizado de uma chave (diodo PIN)
<i>PIN</i>	P-Intrinsic-N
Rad/s	Unidade de Frequência Angular (radianos por segundo)
<i>RFID</i>	<i>Radio Frequency Identification</i> (Identificação por rádio frequência)
<i>RFSS</i>	<i>Reconfigurable Frequency Selective Surface</i> (Superfície Seletiva em Frequência Reconfiguráveis)
S	Faixa de frequência entre 2 e 4 GHz
S _{ij}	Relação entre a tensão na porta i e a tensão na porta j rede de duas portas
T	Coefficiente de transmissão para o cálculo da Admitância Y _T

$\tan\delta$	Tangente de perda
T_{dB}	Coefficiente de transmissão o cálculo da admitância Y_T em decibel
TE	Transversal electric
TM	Transversal magnetic
W	Largura do dipolo central da FSS-CJ
w'	Largura dos demais dipolos
X_c	Reatância capacitiva
X_l	Reatância indutiva
Y_{LC}	Admitância de um circuito LC série
Y_{TOTAL}	Admitância total
ϵ_{ef}	Constante dielétrica efetiva
ϵ_r	Constante dielétrica relativa
Λ	Comprimento de onda
Φ	Ângulo com o qual a onda plana incide sobre as fitas.
Ω	Frequência angular de ressonância

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	20
2	ANÁLISE DE FILTROS	21
2.1	TEORIA DE FILTROS	21
2.2	ANÁLISE DE REDES	23
2.2.1	Parâmetros de espalhamento de um filtro	24
2.2.2	Função transferência.....	26
3	SUPERFÍCIES SELETIVA EM FREQUÊNCIA	28
3.1	CLASSIFICAÇÃO QUANTO AS GEOMETRIAS DAS FSSs	30
3.1.1	Classificação quanto aos grupos de Munk	30
3.1.2	FSSs reconfiguráveis	31
3.1.3	FSSs fractais	33
3.2	ÂNGULO DE INCIDÊNCIA DA ONDA E POLARIZAÇÃO.....	34
3.3	INFLUÊNCIA DO SUBSTRATO DIELÉTRICO.....	35
3.4	MEDIÇÃO.....	37
4	CARACTERÍSTICAS FRACTAIS.....	38
5	ANÁLISE DE FSS PELO MÉTODO DE CIRCUITO EQUIVALENTE.....	41
6	MODIFICAÇÕES PROPOSTAS PARA FSS-CJ PARA GERAÇÃO DE FSSS MULTIBANDAS	44
6.1	CRUZ DE JERUSALÉM.....	44
6.2	CRUZ DE JERUSALÉM MODIFICADA.....	45
6.3	CARACTERÍSTICAS FRACTAIS DA FSS-CJM	46
6.4	MODELAMENTO DO CIRCUITO DISCRETO DA FSS-CJ/CJM.....	49
7	RESULTADOS E DISCUSSÕES	52
7.1	CALCULO ANALÍTICO DOS COMPRIMENTOS DOS DIPOLOS	52
7.2	PROJETO DAS FSSS CJM USANDO O MÉTODO DO CIRCUITO EQUIVALENTE	53
7.3	RESULTADOS SIMULADOS	57
7.3.1	Simulação das iterações da FSS-CJM na configuração ideal.....	59
7.3.2	Simulação das iterações da FSS-CJM na configuração com substrato	61
7.3.3	Análise de correntes de superfícies	63
7.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	65
7.4.1	Medições para teste de sensibilidade ao ângulo de onda incidente.....	68

7.5	COMPARAÇÃO E COMENTÁRIOS DOS RESULTADOS	70
8	CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS.....	75
8.1	TRABALHOS FUTUROS	76
	REFERÊNCIAS	77

1 INTRODUÇÃO

Os dispositivos de micro-ondas são de grande relevância para nossa vida diária, eles estão presentes nas comunicações sem fio e em inúmeras aplicações em engenharia, tais como: sistema de telefonia móvel; TV digital; radar; entre outras aplicações. Com o aumento na demanda por serviços de telecomunicações faz crescer a necessidade de pesquisas e avanços em tecnologia na área de dispositivos de micro-ondas para melhorar a qualidade das comunicações. Esses avanços buscam o desenvolvimento de equipamentos cada vez mais eficientes, menores e mais integrados.

Diante desse avanço tecnológico pela busca de dispositivos com operação na faixa de micro-ondas que requerem dimensões reduzidas, baixo peso e menor custo, as estruturas planares tem desempenhado um papel fundamental na implementação desses dispositivos, tornando-os estruturas atrativas para aplicações em sistemas aeroespaciais, de comunicações sem fio.

Um dispositivo planar que vem chamando atenção da comunidade científica, são as superfícies seletivas em frequência (FSS - *Frequency Selective Surfaces*) devido as suas propriedades de filtragem de frequência, que as tornam convenientes para uma série de aplicações que vão desde o forno de micro-ondas a comunicações espaciais. Seu baixo custo de fabricação e reduzido peso, juntamente com a possibilidade de integração com outros circuitos, favorece o desenvolvimento de equipamentos de comunicação mais adaptados às necessidades do mercado.

Historicamente, o entendimento dos princípios da física das FSS evoluiu diretamente da investigação das grades de difração em óticas que são usadas para decompor feixe de luz monocromática em suas ordens espectrais. Este processo de filtragem foi descoberto pelo físico americano David Rittenhouse, como documentado na troca de cartas entre ele e Francis Hopkinson publicado em 1786 [1]. Rittenhouse observou a filtragem da luz branca em distintos comprimentos de onda, cuja distância espectral depende do espaço entre os fios da grade de difração ótica. A filtragem da luz branca por um prisma já tinha sido descoberta por Isaac Newton em 1671, mas esta foi a primeira prova documentada que superfícies não contínuas podem exibir diferentes propriedades de transmissão para diferentes frequências

de onda incidente [2]. Por causa da simplicidade da estrutura para o processo de filtragem, esta tem sido estendida para muitas áreas de engenharia.

Um desafio no desenvolvimento de FSSs é agregar em um único dispositivo várias tecnologias. Para isso, faz-se necessário que ele opere simultaneamente em diversas faixas distintas de frequência. Essas estruturas multirressonantes possuem uma vasta área de aplicação em comunicação por satélite [3], absorvedores eletromagnéticos utilizados em painéis para bloquear sinais sem fio e blindagem de ambientes internos [4, 5], *chips* RFID passivos baseados em FSS multibanda [6] e refletores para antenas que operam em a banda S e Ku [7, 8].

Neste sentido, neste trabalho teve como objetivo desenvolver uma FSS multibanda. Para isso, será proposta uma modificação na tradicional geometria Cruz de Jerusalém, na qual utiliza adições de dipolos em sua estrutura elementar, a fim de incrementar novas bandas sem modificar a área ocupada pela estrutura primaria.

1.1 Estrutura da Dissertação

O Capítulo 2 aborda os conceitos de redes de filtros de duas portas, parâmetros S, observando-se conceitos relevantes no projeto destes dispositivos;

O Capítulo 3 apresenta uma descrição geral sobre superfícies seletivas em frequência mostrando definição, tipos, formas, o comportamento de filtragem associado a cada estrutura de elementos e aspectos que influenciam a resposta das estruturas;

O Capítulo 4 apresenta a definição e as principais características da geometria fractal.

No Capítulo 5 é feita uma revisão sobre o método dos circuitos equivalentes, como a ferramenta utilizada para análise numérica do comportamento ressonante das FSS

O Capítulo 6 traz o desenvolvimento da modificação proposta para a FSS Cruz de Jerusalém sob análise do método de circuito equivalente.

O capítulo 7 apresenta os resultados simulados usando software de simulação eletromagnética *CST Studio Suite*, bem como os resultados experimentais usados para validação dos resultados do método de circuito equivalente.

Por fim, o Capítulo 8 trata das conclusões e das sugestões de trabalhos futuros.

2 ANÁLISE DE FILTROS

2.1 Teoria de Filtros

Em um conceito simples, filtro é um circuito composto por uma rede de duas portas ou mais, utilizado para controlar a resposta em frequência num determinado sistema, podendo liberar ou interromper a passagem das frequências de acordo com as características levantadas em seu projeto [9, 10]. Os filtros podem ser classificados em duas categorias:

- Filtros passivos: constituídos por elementos passivos como resistores, capacitores e indutores;
- Filtros ativos: constituídos por elementos ativos como amplificadores operacionais, transistores, entre outros elementos.

Para o presente trabalho, foram abordados os filtros passivos, tendo em vista a aplicação em circuitos equivalentes de superfícies seletivas em frequência.

O filtro pode ser dito ideal quando oferece uma transmissão sem perdas para todas as frequências dentro da faixa passagem ou banda passante do filtro, atenuação infinita para todas as frequências dentro da faixa de rejeição, transição abrupta entre a banda passante e a faixa de rejeição e fase linear dentro da banda passante. Embora não seja realizável, ele possui grande importância na teoria de filtros. As respostas de amplitude e fase do filtro ideal funcionam como as respostas limites a serem alcançadas pelos modelos reais. Assim, cada tipo de resposta pode ser modelado por um circuito discreto [11, 12].

A operação de um filtro está diretamente relacionada à reatância dos elementos passivos, a qual é dividida em:

- Reatância indutiva:

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad (1)$$

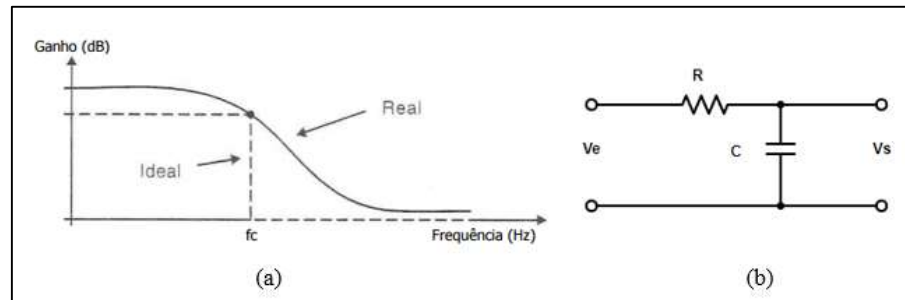
- Reatância capacitiva:

$$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad (2)$$

De forma geral, os filtros são divididos em quatro tipos[11,13]:

- Passa-baixa: Permite a passagem de sinais com frequência abaixo de uma frequência de corte, eliminando todos os outros sinais com frequências superiores. A Figura 1 (a) apresenta um modelo de uma curva associada ao filtro passa-baixa e a Figura 1 (b) um circuito relacionado a mesma;

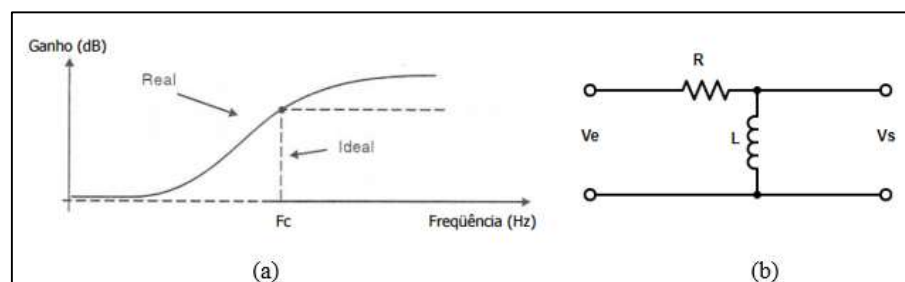
Figura 1 Passa-Baixa. (a) Resposta em frequência do filtro ideal. (b) Modelo em circuito discreto.



Fonte: O autor.

- Passa-alta: Funciona de maneira inversa ao passa-baixa. Deixando passar os sinais cujas frequências estejam acima da frequência de corte. A Figura 2(a) apresenta um modelo de uma curva associada ao filtro passa-alta e a Figura 2 (b) um circuito relacionado a mesma.

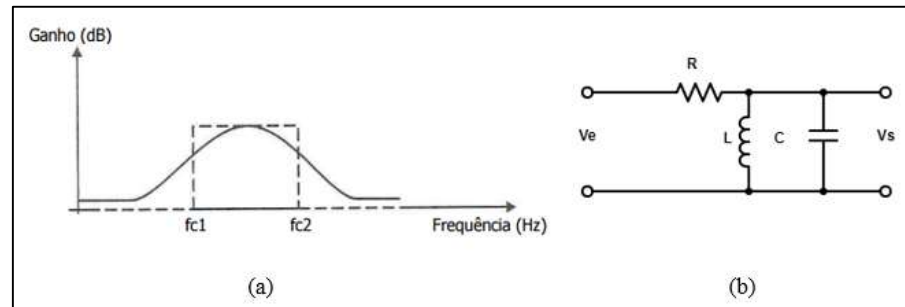
Figura 2 : Passa-Alta; (a) Resposta em frequência do filtro ideal; (b) Modelo em circuito discreto.



Fonte: O autor.

- Passa-faixa: Permite a seleção de apenas uma faixa de frequências, ou seja, apenas essa faixa selecionada passará para a saída do filtro. A Figura 3 (a) apresenta um modelo de uma curva associada ao filtro passa-faixa e a Figura 3 (b) um circuito relacionado a mesma;

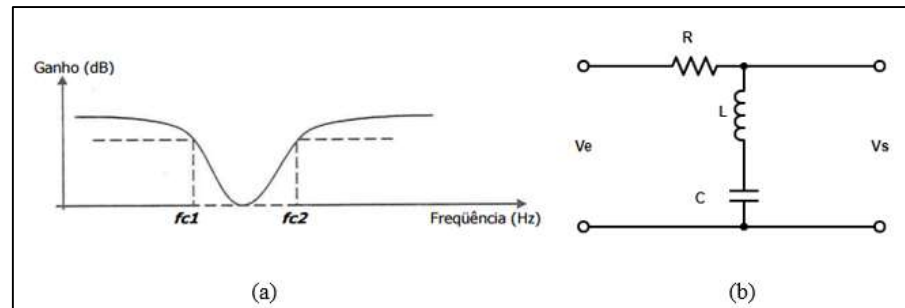
Figura 3 Passa-Faixa; (a) Resposta em frequência do filtro ideal; (b) Modelo em circuito discreto.



Fonte: O autor.

- Rejeita-faixa: Atua de forma inversa ao filtro passa-faixa, eliminando os sinais contidos em um determinado intervalo de frequências definido. A Figura 4 (a) apresenta um modelo de uma curva associada ao filtro rejeita-faixa e Figura 4 (b) a um circuito relacionado a mesma;

Figura 4 Rejeita-Faixa; (a) Resposta em frequência do filtro ideal; (b) Modelo em circuito discreto.



Fonte: O autor.

2.2 Análise de redes

Em frequência de micro-ondas, o equipamento amplamente utilizado para a caracterização de um dispositivo de micro-ondas é o analisador de redes. Ele é utilizado para medir grandezas como módulo e fase dos parâmetros de espalhamento. Com isso matrizes de impedância e admitância podem ser obtidas a partir desses parâmetros [12, 13].

Um circuito de micro-ondas pode ser modelado por uma rede de N portas onde são analisadas, corrente, tensão e ondas incidentes, refletidas ou transmitidas, sem a necessidade direta da aplicação das Equações de Maxwell. O circuito então é visto como uma “caixa preta” onde as respostas em suas portas são conhecidas. As matrizes de

impedância/admitância e parâmetros de espalhamento são normalmente utilizadas para modelar esses circuitos. As duas primeiras mostram uma relação entre tensão e corrente nas portas, enquanto a última mostra as relações entre ondas de tensão [10, 12].

2.2.1 Parâmetros de espalhamento de um filtro

Os parâmetros S (espalhamento) relacionam as tensões incidentes e refletidas em cada porta do dispositivo com N portas, quantificando um sinal que se propaga através de dessa rede multiportas. A matriz S para uma rede de N portas, contém N^2 coeficientes e é mostrada na equação são normalmente apresentados em forma de matriz (Matriz S - do inglês *Scattering*) [12, 13].

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (3)$$

Ou,

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (4)$$

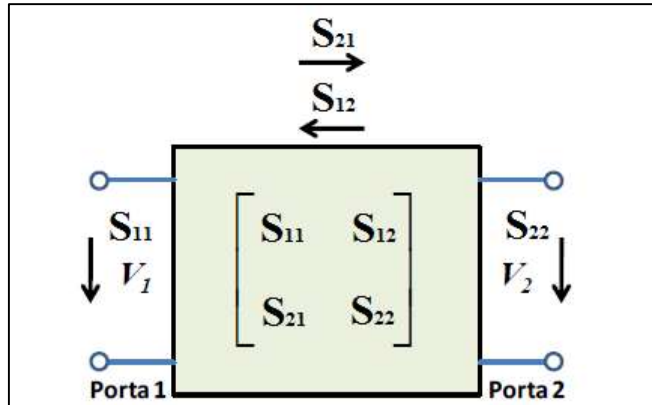
Mais especificamente, cada elemento da matriz é dado por:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j} \quad (5)$$

Em que S_{ij} é a relação entre a tensão da onda refletida na porta i quando as ondas incidentes em todas as portas são iguais a zero, exceto na porta j . Isso significa que todas as portas $k \neq j$ são terminadas em uma carga casada para evitar reflexões. Sob essas condições, S_{ii} fornece o coeficiente de reflexão na porta i , e S_{ij} o coeficiente de transmissão da porta j para a porta i .

Esses parâmetros podem ser obtidos utilizando técnicas de análise de circuito, para o seu cálculo, deve-se considerar que as portas do circuito que estão sendo analisadas estejam devidamente casadas para não haver influência no resultado da análise. A Figura 5 apresenta uma rede de duas portas, (porta de entrada 1 e porta de saída 2), onde os parâmetros S_{11} e S_{22} representam os de coeficientes de reflexão, enquanto que os parâmetros S_{12} e S_{21} são os coeficientes de transmissão.

Figura 5 Representação de uma rede de duas portas por parâmetros S.



Fonte: [2]

As expressões abaixo, apresentam em termos de variáveis dos parâmetros S do esquema apresentado na Figura 5, onde os termos $a_n=0$ indicam um casamento perfeito de impedância, isto é, não há reflexão da impedância terminal para a porta n [12].

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}, a_2 = 0 \quad (6)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2}, a_1 = 0 \quad (7)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}, a_2 = 0 \quad (8)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2}, a_1 = 0 \quad (9)$$

Na forma matricial, é possível escrever:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

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

$$S_{ij} = |S_{ij}|e^{j\phi_{ij}}, \text{ para } i, j = 1, 2 \quad (11)$$

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

$$|S_{ij}|_{dB} = 20 \log |S_{ij}| \quad (12)$$

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

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (13)$$

$$|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2 = 1 \quad (14)$$

2.2.2 Função transferência

A função de transferência de uma rede de filtros de duas portas é uma descrição matemática das características de resposta da rede, ou seja, uma expressão matemática em termos dos parâmetros de espalhamento (S_{21}). Uma função de transferência para uma rede de filtros passivos sem perdas é definida como [13]:

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \delta^2 F_n^2(j\omega)} \quad (15)$$

Onde δ é uma constante de *ripple* ou constante de ondulação, F_n uma função característica (normalmente um polinômio) e ω é a frequência do filtro. Onde, a frequência é representada por radianos por segundo (rad/s).

Para uma rede linear e invariante no tempo, a função transferência pode ser descrita como uma função racional dada por [14]:

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (16)$$

Onde $N(p)$ e $D(p)$ são polinômios complexos da variável de frequência ω , no qual tem-se $p = \sigma + j\omega$. Para rede passiva e sem perdas, $\sigma = 0$. Assim, $p = j\omega$. Para encontrar uma função transferência realizável que forneça uma resposta característica aproximada da resposta requerida, pode-se utilizar a Equação (16).

Para uma função transferência na forma da equação, a perda por inserção do filtro é dada por [13, 14]:

$$L_A = -20\log(|S_{21}|) \quad (17)$$

E sua resposta em fase pode ser expressa por:

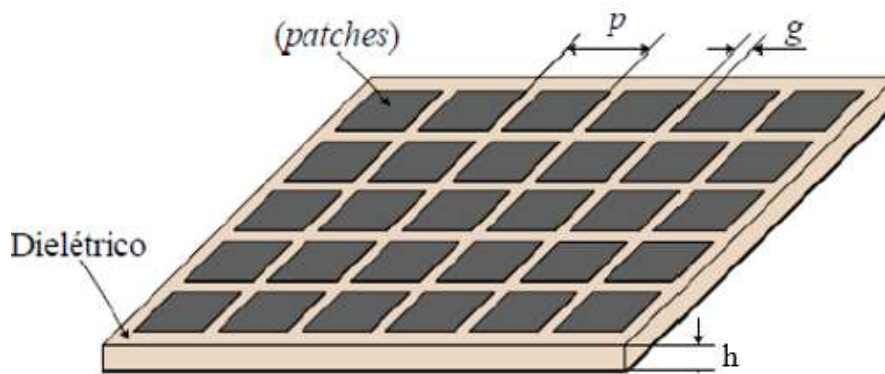
$$\phi_{21}(\omega) = |\text{Arg}[S_{21}]| \quad (18)$$

Onde, $\phi_{21}(\omega)$ é dado em radianos.

3 SUPERFÍCIES SELETIVA EM FREQUÊNCIA

As superfícies seletivas em frequência são estruturas compostas por arranjos periódicos, geralmente planares formados por uma disposição de elementos idênticos e igualmente espaçados em uma camada metálica disposta sobre um substrato dielétrico em uma ou mais camadas [15, 2, 16], como mostra a Figura 6, onde p representa a periodicidade, g a distância entre as células e h a altura do substrato.

Figura 6 Estrutura periódica bidimensional.

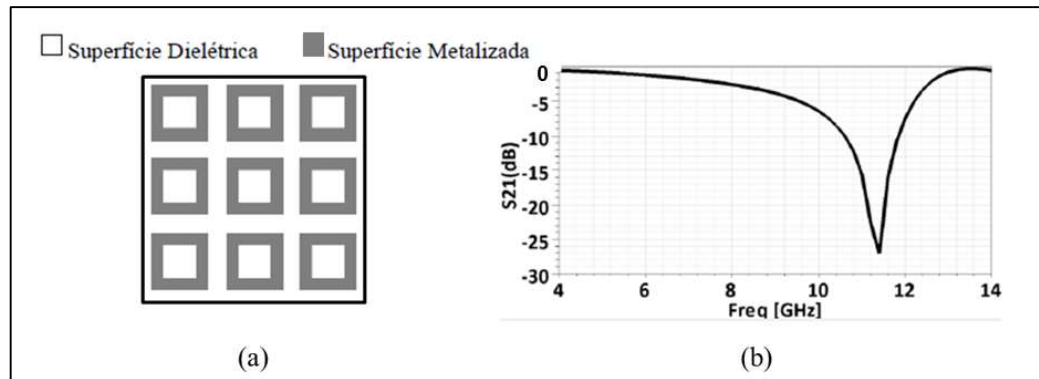


Fonte: [2]

Estas superfícies, quando expostas à radiação eletromagnética, possuem a capacidade de se comportarem como filtros espaciais, cuja característica está relacionada ao tipo dos elementos das células. Estes por sua vez podem ser do tipo elemento condutor (estrutura feita pelo condutor) ou abertura (estrutura feita pelo dielétrico) [17, 18].

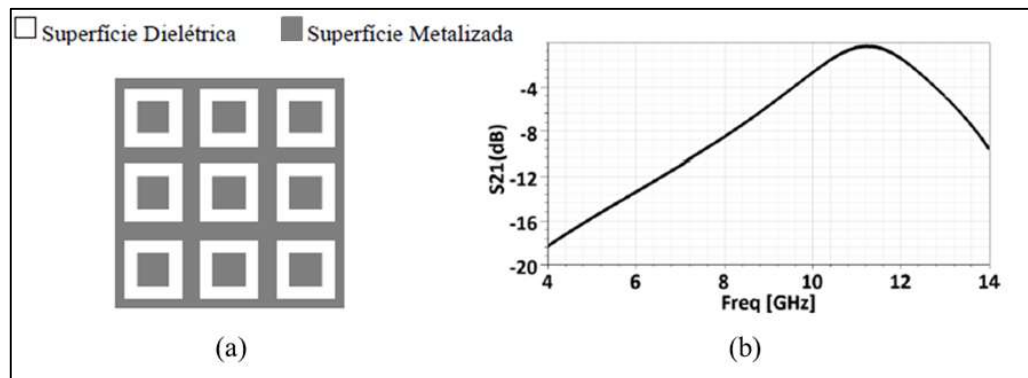
A FSS do tipo elemento condutor opera como um filtro rejeita faixa, pois quando seus elementos entram em ressonância, há uma distribuição de potência pelos elementos causando uma reflexão da onda incidente. Já as FSS do tipo abertura opera como um filtro passa faixa, em razão da estrutura se tornar uma interface “transparente” quando seus elementos entram em ressonância, com isso, ocorre a transmissão total da onda incidente [2, 16, 19]. A figura 3.2 (a) e Figura 8 (a), apresentam um modelo de FSS do tipo fita condutora/abertura respectivamente e seus respectivos comportamentos estão expressos pelas Figura 3.2 (b) e Figura 3.3 (b)

Figura 7 (a) FSS do Tipo Elementos Condutor (b) Resposta em Frequência



Fonte: Adaptado de [16]

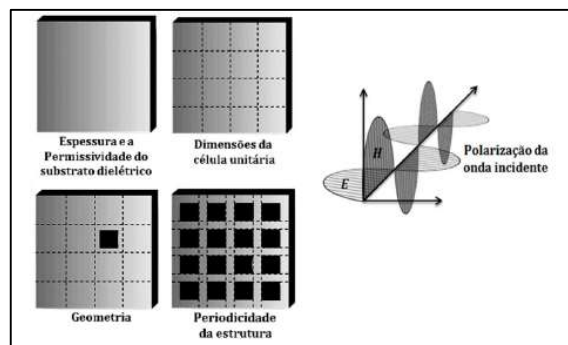
Figura 8 (a) FSS do Tipo Abertura (b) Resposta em Frequência



Fonte: Adaptado de [16]

O comportamento operacional das FSSs está diretamente relacionado por parâmetros como: polarização da onda incidente, dimensões da estrutura, geometria a ser utilizada, periodicidade, espessura, permissividade do substrato dielétrico, entre outros [18, 20]. A Figura 9 mostra alguns parâmetros relevantes para o projeto de uma FSS.

Figura 9 Parâmetros que influenciam a operação de uma FSS



Fonte: [21]

3.1 Classificação quanto as geometrias das FSSs

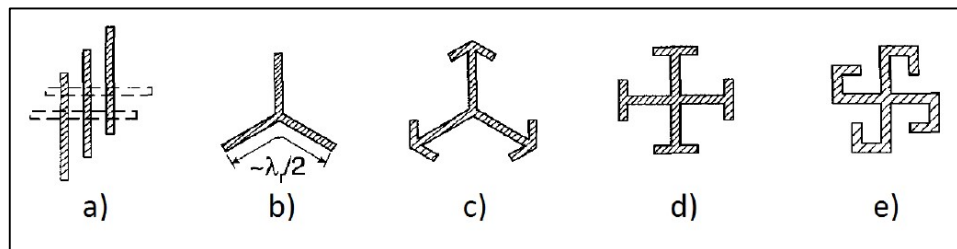
A geometria utilizada em uma FSS está diretamente relacionada com sua resposta em frequência, por esse fato sua escolha irá depender das condições de projeto, diferentes geometrias de FSS podem ser escolhidas para atender algumas exigências. Entre elas, geralmente incluem o ângulo de incidência, tipo de polarização, largura de banda e nível de separação da banda [20,21]. Pode-se incluir também no projeto, componentes ativos para haver modificações na geometria do FSS alterando sua resposta.

3.1.1 Classificação quanto aos grupos de Munk

No que se refere à forma dos elementos, existem uma grande variedade de pesquisas na literatura [22, 23, 24, 25]. Entretanto, Munk [15] dividiu os elementos em quatro grupos:

Grupo 1: Corresponde aos n-polos conectados pelo centro, como dipolo, dipolo cruzado, tripolo, cruz de Jerusalém e quadrado espiral ilustrados na Figura 10.

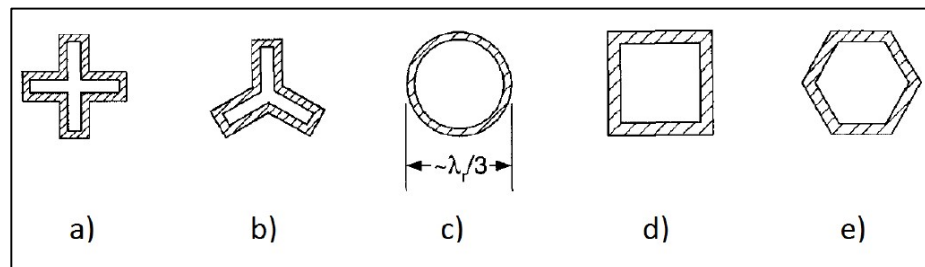
Figura 10: Exemplos do grupo 1: n-polos conectados pelo centro. a) Dipolos, b) Tripolo, c) Elemento âncora, d) Cruz de Jerusalém, e) Quadrado espiral.



Fonte: [15]

Grupo 2: Reúne os elementos do tipo espira, espira circular, espira quadrada, espira quadrada dupla e anel circular concêntrico mostrados na Figura 11.

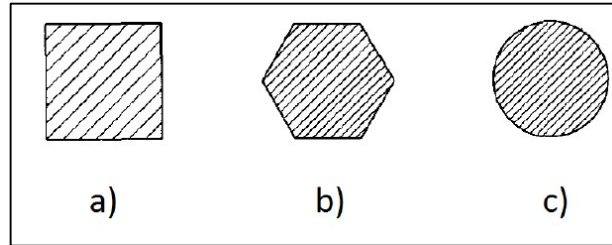
Figura 11: Exemplos do grupo 2: Espiras. a) Elemento de quatro braços, b) Elemento de três braços, c) Anel circular, d) Espira quadrada, e) Espira hexagonal.



Fonte: [15]

Grupo 3: Fazem parte desse grupo os elementos com interior sólido como patch quadrado, hexagonal e circular, como mostra a Figura 12.

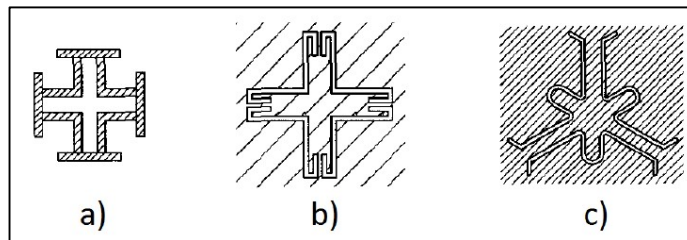
Figura 12 Grupo 3: Interior sólido. a) Quadrado sólido, b) Hexágono sólido, c) Círculo sólido.



Fonte: [15]

Grupo 4: É formado a partir da combinação de elementos dos grupos 1, 2 e 3. Há uma variedade infinita de tipos de elementos que compõem esse grupo. Na Figura 13, algumas formas desse grupo são ilustradas.

Figura 13: Grupo 4: Combinações.



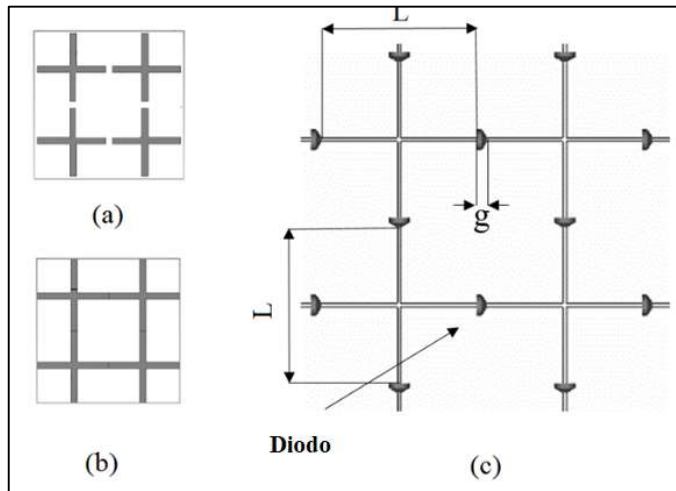
Fontes: [15]

3.1.2 FSSs reconfiguráveis

Uma extensão para FSSs são as superfícies seletivas de frequência reconfiguráveis (RFSS). As propriedades de RFSS (como frequência de ressonância e polarização) podem ser alteradas em tempo real, enquanto a FSS tradicional possui características constantes. A capacidade de variar a resposta de frequência pode ser conseguida através da introdução de elementos ativos no dispositivo, como o diodo PIN [2, 26, 23], que são comumente usados como chaves. Os diodos PIN são colocados como *switches* ao longo da estrutura RFSS para proporcionar a reconfiguração. Em [26], apresenta um modelo que a partir do chaveamento dos diodos, a FSS possuía dois tipos de geometria, quando ligado apresenta uma geometria do tipo grade e quando desligado apresenta uma geometria do tipo dipolo cruzado. Com isso,

conseguiu-se uma variação na resposta em frequência da FSS. A Figura 3.9, apresenta o funcionamento da RFSS.

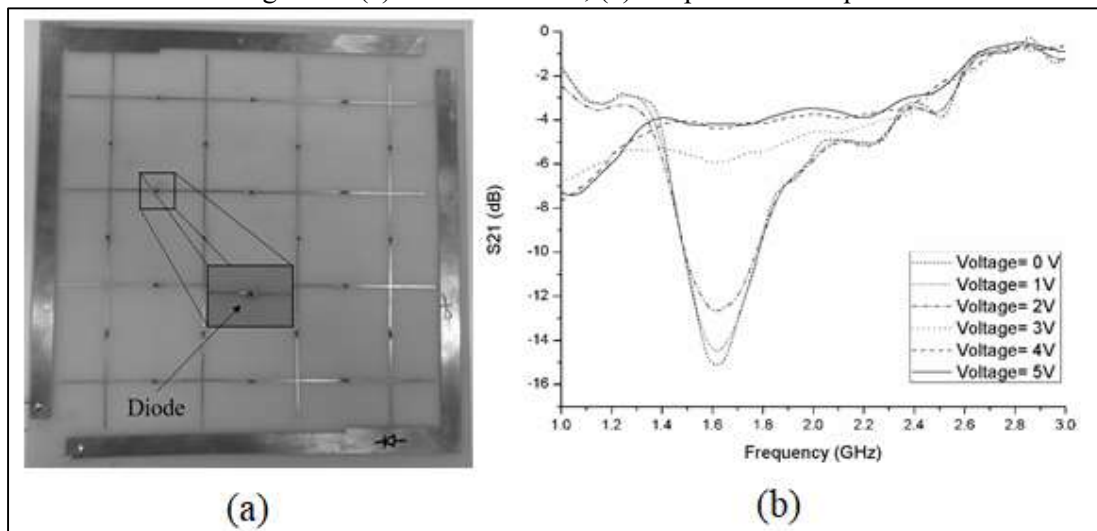
Figura 14 Células unitárias da FSS: (a) Elemento Dipolo Cruzado; (b) Elemento de Grade; (c) Dipolos Cruzados conectados por diodos.



Fonte: [26]

Uma polarização CC externa é aplicada aos diodos como polarização direta ou reversa para definir o estado ligado ou desligado dos diodos PIN, respectivamente. A Figura 15, apresenta o modelo de RFSS fabricado e sua resposta em frequência [26].

Figura 15 (a) RFSS fabricada, (b) Resposta em Frequência da RFSS

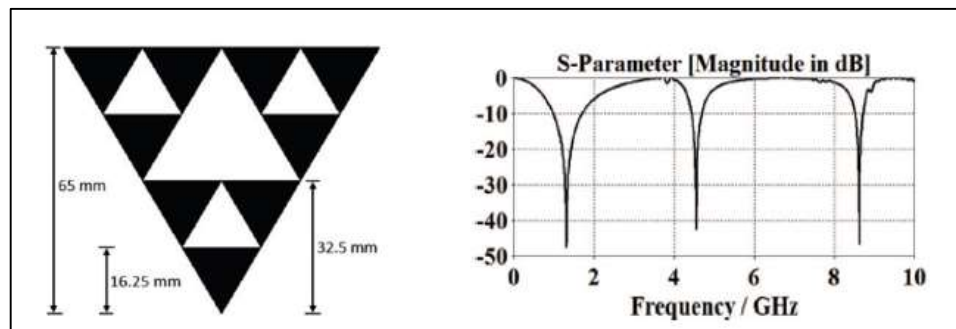


Fonte: [26]

3.1.3 FSSs fractais

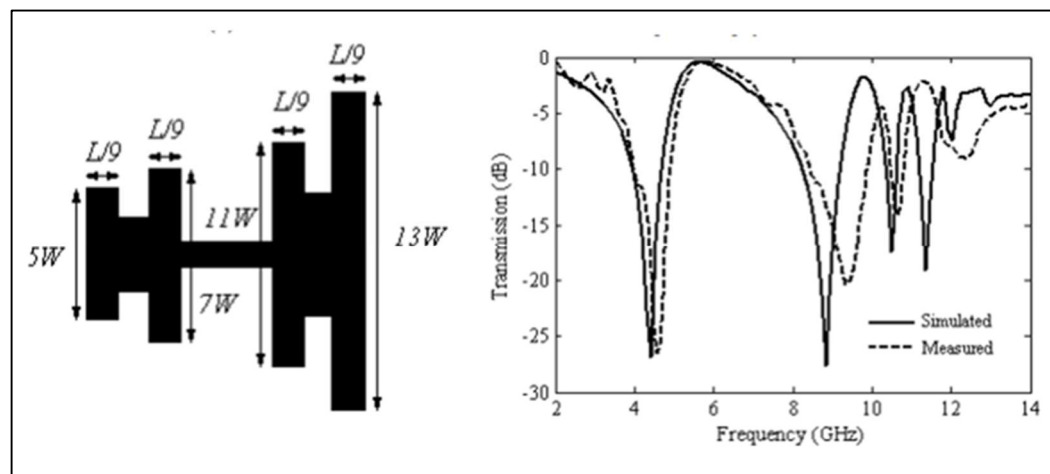
Outro grupo de FSS, são as que possuem geometria fractal. Em alguns casos podem também fazer parte o grupo 4, pois acabam sendo formadas por combinações de outras FSSs. Existe um interesse crescente pela aplicação potencial da geometria fractal. Algumas formas fractal são geometrias altamente densas, dando a possibilidade de incorporar elementos ressonantes em pequenas áreas, resultando em um comportamento multi-ressonantes [27]. Em [28] é apresentada uma FSS com geometria triângulo Sierpinski e conseguiu três bandas de operação, como mostra a Figura 16. Já em [29] é apresentada uma modelagem usando a fractal de Cantor com 4 bandas de operação com mostra a Figura 17.

Figura 16(a) FSS Triângulo Sierpinski , (b) Resposta em Frequência



Fonte: [28]

Figura 17 (a) FSS com Geometria do Fractal de Cantor, (b) Resposta em Frequência



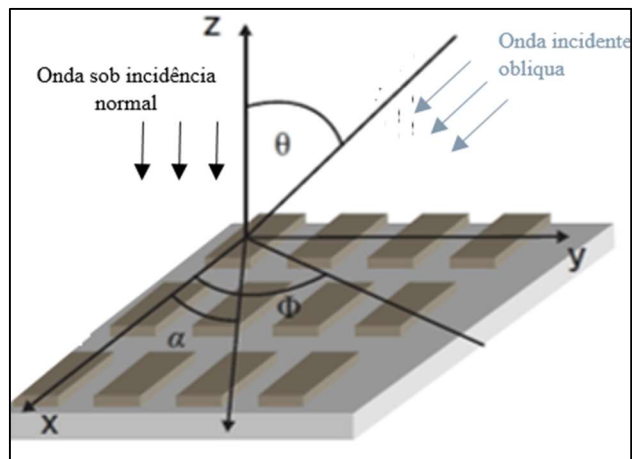
Fonte: [29]

Para melhor entendimento, será feito um breve resumo sobre a teoria que envolve as geometrias fractais, pois a estrutura estudada neste trabalho, apresenta características fractais, que será visto no capítulo 5.

3.2 Ângulo de incidência da onda e polarização

A frequência de ressonância da FSS pode variar em função do ângulo de incidência da onda que a atravessa. As dimensões efetivas dos elementos, vistas pela onda com incidência oblíqua, as correntes induzidas diferem do cenário em que a onda chega à FSS com incidência normal. Desta forma, ondas de diferentes ângulos de incidência resultam em diferentes respostas em frequência da FSS [19, 30]. A Figura 18 apresenta um esboço que representa dois tipos de onda, uma que incide perpendicularmente (incidência normal) à estrutura e outra com variação de θ em relação à incidência normal.

Figura 18 Incidência angular sobre uma FSS



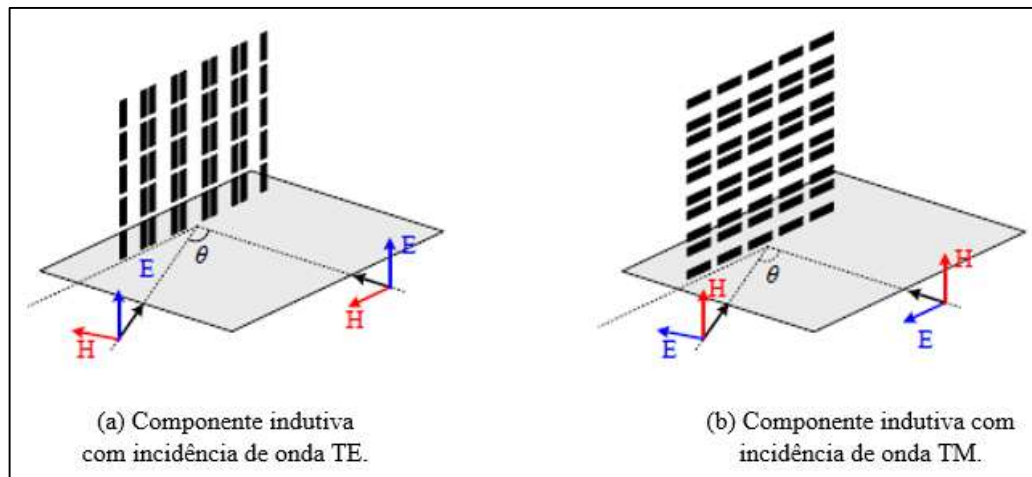
Fonte: O autor

A polarização do sinal incidente também influencia a resposta da FSS. A variação dos ângulos oblíquos de acordo com a ocorrência do modo TE e TM, ou com uma variação angular de ambas. Tendo como exemplo a representação da Figura 18, a incidência TM ocorre quando o campo elétrico é polarizado paralelamente ao plano de incidência, isto é, $\theta = 0^\circ$ e modo TE ocorre quando o campo elétrico é perpendicular ao plano de incidência, isto é, $\Phi = 0^\circ$ [31].

Considerando duas polarizações verticais (incidência de ondas TE e TM), como mostrado na Figura 19. Observa-se que o campo elétrico está polarizado no sentido da condução das fitas nas duas situações, e as correntes induzidas nas fitas são diferentes à

medida que o ângulo de incidência é variado. Isto se deve à polarização do campo elétrico, que na incidência de ondas TE (ver Figura 19 (a)) é sempre paralelo e excita cada fita em seu comprimento total, independente do ângulo de incidência. Contudo, para a polarização TM (ver Figura 19 (b)), o campo elétrico chega obliquamente à borda das fitas. À medida que o ângulo de incidência da onda aumenta o comprimento “visto” pela onda é mais curto que o comprimento efetivo projetado [19, 31].

Figura 19 Incidência de ondas TE e TM sobre fitas condutoras



Fonte: [19]

Porém, algumas FSSs são projetadas para minimizar o efeito dessa variação angular ou não sofrerem nenhuma alteração em sua resposta até um determinado ângulo, como apresentado em [25, 22] e funcionarem em dupla polarização, como o caso do dipolo cruzado [26], cruz de Jerusalém [32], espira quadrada [31], entre outras [33].

3.3 Influência do Substrato Dielétrico

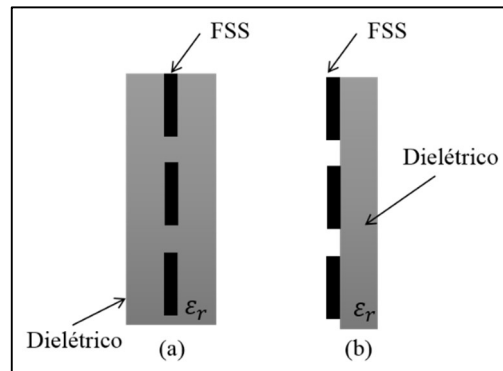
A faixa de operação de uma FSS depende diretamente da geometria e dimensões dos elementos escolhidas no projeto. Porém, outro fator que deve ser levado em consideração no projeto é a escolha do substrato dielétrico, que fornece suporte físico e estabilidade angular para uma FSS [30]. As características relacionadas as FSSs impressas em um substrato são modificadas proporcionalmente à medida que a permissividade e a espessura do dielétrico variam.

A permissividade elétrica do material a ser utilizado como substrato é um parâmetro físico de grande influência na faixa de operação dessas estruturas. Para análise dos efeitos realizados pelo substrato é importante estudar inicialmente as FSS *freestanding* (FSS ideal),

onde sua frequência de ressonância de maneira aproximada está relacionada às dimensões dos comprimentos efetivos dos elementos [19, 34]. A princípio pode-se afirmar que a ressonância para o grupo de elementos conectados pelo centro (Grupo 1), por exemplo, haverá ressonância, basicamente, quando o comprimento do dipolo é aproximadamente igual a meio comprimento de onda ($\lambda/2$), como indicado no caso do dipolo cruzado. Da mesma maneira, os elementos do Grupo 2, a saber, os elementos do tipo espira, ressoam quando sua circunferência média tem aproximadamente um comprimento de onda. Os elementos de interior sólido, apresentados no Grupo 3, apresentam ressonância quando a periodicidade das células unitárias é igual a λ . Finalmente, elementos do Grupo 4 podem ser afetados por uma quantidade de fatores que é muito diversificada para resumir [15, 2, 19].

As FSSs com camadas dielétricas podem ser dispostas de duas maneiras, uma quando a FSS fica entre duas camadas dielétricas, ilustrada pela Figura 20 (a); e outra quando está sobre uma camada dielétrica como mostra a Figura 20 (b).

Figura 20 Configurações da FSS para: (a) Entre camadas dielétricas e (b) Sobre uma camada dielétrica.



Fonte: O autor

Para substratos cujas espessuras são maiores que 0,05 do comprimento de onda, a constante dielétrica efetiva ϵ_{eff} é igual a constante dielétrica do substrato ϵ_r quando a FSS fica entre duas camadas dielétricas, e para camada dielétrica presente somente em um lado da FSS, a constante dielétrica efetiva assume um novo valor a partir da Equação (20) [2, 34].

$$\epsilon_{eff} = (\epsilon_r + 1)/2 \quad (19)$$

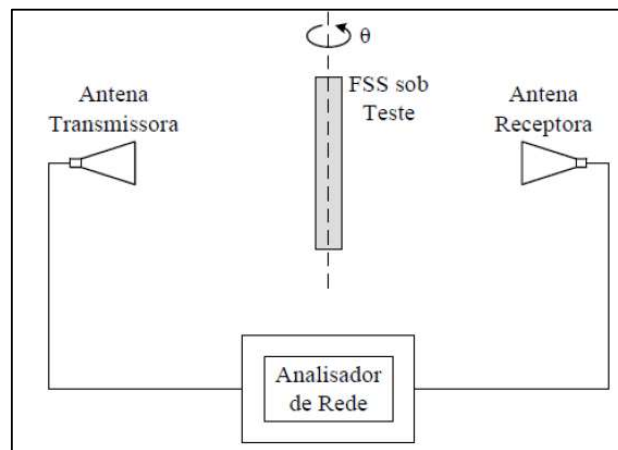
Devido à influência das camadas dielétricas, a frequência de ressonância resultante será reduzida por um fator em relação com a frequência do projeto, como mostra a Equação (21) [34].

$$f_r = \frac{f}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (20)$$

3.4 Medição

Inúmeros métodos têm sido usados para medir as propriedades de transmissão e reflexão das FSSs [35]. Um dos métodos utilizados está exemplificado na Figura 21, constituído por um par de antenas cornetas de ganhos padrões como transmissora/receptora e um analisador de redes. A FSS é posicionada entre as duas antenas para que a onda gerada incida sobre si, onde irá refletir ou deixa passar parte da potência, de acordo com as suas características. A potência transmitida é captada pela antena receptora e assim é possível caracterizar a resposta em frequência da FSS.

Figura 21 Configuração de medição para FSS



Fonte: [19]

Podem ser medidas também as características TE e TM, alterando a polarização das antenas de vertical para horizontal. A estabilidade angular da FSS pode ser outra característica medida usando essa configuração, rotacionando seu eixo em relação as antenas.

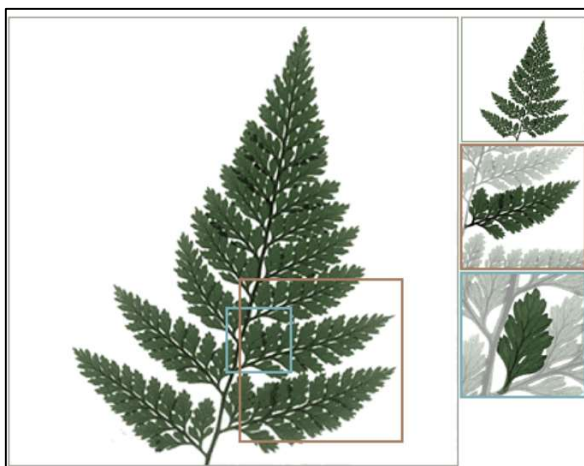
4 CARACTERÍSTICAS FRACTAIS

Para melhor entendimento, será feito um breve resumo sobre a teoria que envolve as geometrias fractais, pois a estrutura estudada neste trabalho, apresenta características fractais, onde será visto no capítulo 6.

O termo fractal foi introduzido pelo matemático francês Benoît Mandelbrot em 1975 e deriva do latim *fractus*, adjetivo do verbo *frangere*, que significa quebrar: criar fragmentos irregulares, fragmentar. Um fractal possui forma cujas partes se assemelham ao todo, ou seja, à medida que se aumenta ou se diminui a escala de observação, a sua forma não é alterada, se mantendo idêntica ou muito similar a original. Com isso, a geometria fractal descreve certos fenômenos da natureza ou objetos intrincados, onde a geometria euclidiana (pontos, retas e círculos) não é capaz de descrever devido à simplicidade de suas formas [36].

A Figura 22 apresenta uma imagem que caracteriza o conceito de fractal. Observa-se que cada ramo (quadrado em marrom) é similar à folha inteira. Diminuindo ainda mais a escala, nota-se que os ramos são constituídos de vários elementos (quadrado em azul) que também tem a mesma forma da folha. As principais propriedades que caracterizam os fractais são a auto-semelhança, a complexidade infinita e a sua dimensão.

Figura 22 Ilustração do conceito da geometria fractal

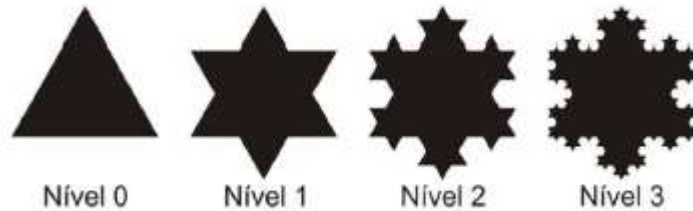


Fonte: [37]

Auto-semelhança ou auto-similaridade (Simetria através das escalas): Um objeto é auto-semelhante quando uma porção dela pode ser vista como uma réplica da figura completa em escala reduzida. Ou seja, possui o mesmo aspecto em qualquer escala de

observação [37]. A Figura 23 ilustra um exemplo de auto-similaridade utilizando a Geometria ilha de Koch.

Figura 23 Fractal Ilha de Koch

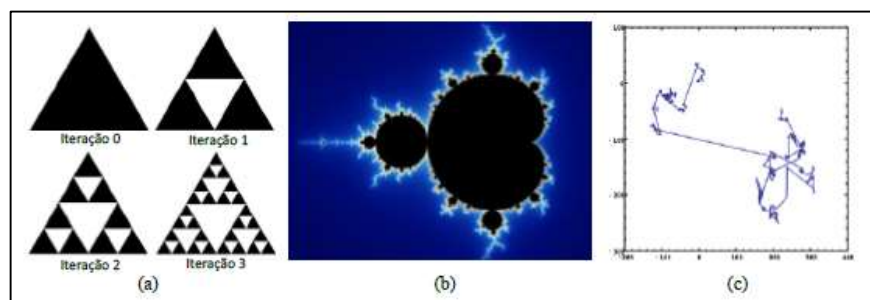


Fonte: [38]

A auto-similaridade, se divide em três categorias:

- Exata – Um fractal se encaixa nessa categoria, quando o objeto em análise apresenta uma cópia exata de si mesmo em diferentes escalas, como exemplificado na Figura 24 (a);
- Quase-auto-similar - Categoria mais abrangente da auto-semelhança, pois o objeto aparenta ser aproximadamente idêntico em diferentes escalas, a Figura 24 e Figura 22, representam exemplos desta categoria;
- Estatística - Categoria, onde a auto-similaridade do objeto será caracterizada através de medidas numéricas ou estatísticas que são preservadas em diferentes escalas. Forma menos evidente de auto-similaridade, a Figura 24 (c) e apresenta um exemplo de auto-similaridade estatística.

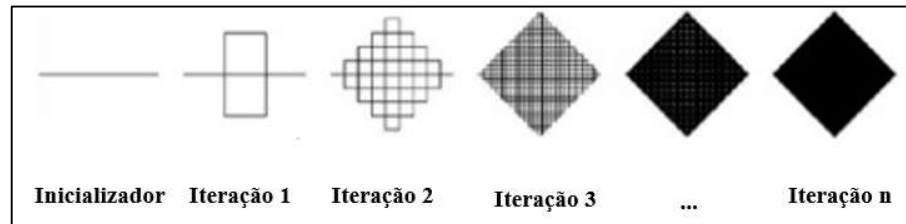
Figura 24 Exemplos de fractais. (a) Triângulo de Sierpinski (auto-similaridade exata). (b) Conjunto de Mandelbrot (quase-auto-similaridade). (c) Voo de Lévy (auto-similaridade estatística).



Fonte: [37]

Complexidade infinita: característica que se refere ao fato de que o processo de geração de uma geometria fractal é feito por meio de sucessivas iterações que tendem ao infinito. À medida que as iterações são aplicadas, mais detalhes serão acrescentados à figura e assim nunca se consegue representar o objeto completamente, obtendo-se uma figura infinitamente complexa [39], como mostra a Figura 25.

Figura 25 Iterações sucessivas da Curva de Peano



Fonte: [30]

Dimensão Fractal: A dimensão fractal mede o grau de irregularidade e ocupação da figura no espaço [40]. A dimensão fractal adquire um sentido mais amplo do que a dimensão Euclidiana. A dimensão Euclidiana representa o número de coordenadas necessárias para descrever uma forma. Assim, um ponto tem dimensão 0, uma reta, dimensão 1, um plano, dimensão 2 e um sólido, dimensão 3. Pode-se ampliar esse raciocínio até n dimensões. Dimensões associadas à geometria Euclidiana são sempre números inteiros. Já na geometria fractal, o conceito de dimensão está ligado a como a geometria ocupa o espaço, medindo seu grau de irregularidade e caracterizando a superfície de contato entre o objeto e o meio. O cálculo da atual dimensão fractal foi desenvolvida pelos matemáticos Hausdorff e Besicovitch e ela é dada pela Equação (21) onde n é o número de cópias da estrutura reduzidas por um fator de escala s [41]. D pode ser um número fracionário. No limite quando n tende ao infinito, obtém-se um fractal ideal.

$$D = \frac{\log n}{\log 1/s} \quad (21)$$

A partir da equação será calculada a dimensão fractal do Triângulo de Sierpinski mostrado na Figura 24(a) como exemplo. $D = \log 3 / \log 2 \cong 1.584$. A cada interação, surgem mais três novos triângulos ($n = 3$) no lugar de um triângulo anterior e esses triângulos estão reduzidos pela metade ($s = 1/2$).

5 ANÁLISE DE FSS PELO MÉTODO DE CIRCUITO EQUIVALENTE

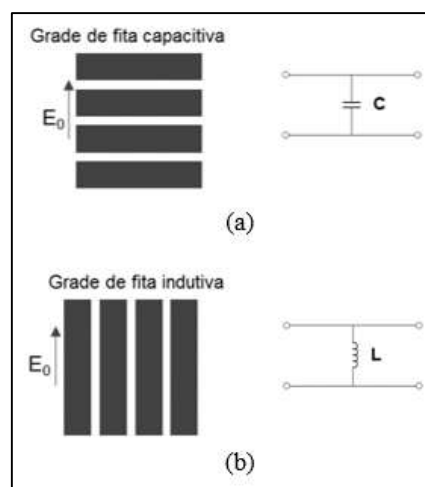
Este capítulo apresenta a análise de superfícies seletivas em frequência com base na modelagem pelo Método dos Circuitos Equivalentes (MCE). Dessa forma, os estudos paramétricos dos elementos da FSS começam com o desenvolvimento de um modelo de circuito para descrever o comportamento em frequência esperado da estrutura.

A resposta em frequência das FSSs é geralmente estimada pelos métodos de onda completa usado por programas de simulação eletromagnética comerciais. Esses programas fazem uma análise completa das características e funcionamento das FSSs, porém exigem enorme esforço computacional. Mesmo assim, um simples problema pode levar algumas horas para ser resolvido.

Com o objetivo de conseguir um conhecimento imediato das propriedades eletromagnéticas da FSS, um método útil consiste em relacionar filtros discretos passivos a estas superfícies. Esse método é uma alternativa também para reduzir o esforço computacional e conseqüentemente o tempo de simulação.

O desenvolvimento para obtenções dos valores dos componentes discretos para os circuitos equivalentes relacionados às estruturas periódicas, inicia-se na representação do circuito de um arranjo infinito de fitas condutoras paralelas desenvolvido por [42]. Esta configuração comporta-se como filtro indutivo se o campo elétrico é paralelo às fitas metálicas, e como um filtro capacitivo se o campo é perpendicular, como mostra a Figura 26.

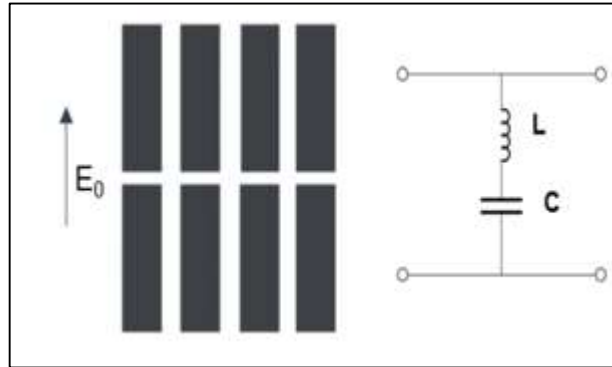
Figura 26 Arranjo de fitas condutoras paralelas e suas representações de circuito equivalente



Fonte: O autor

Quando há espaçamentos entre as fitas condutoras, o fluxo de corrente é interrompido e ocorrem efeitos capacitivos e indutivos, como pode ser observado pela Figura 27. Com isso, a arranjo ganha forma de um dipolo, onde esta geometria atua como um filtro rejeita-faixa e a sua frequência de ressonância é relacionada ao seu comprimento e o espaçamento entre os elementos que causa o efeito capacitivo.

Figura 27 Arranjo de dipolos e representação de circuito equivalente



Fonte: O Autor

O desenvolvimento matemático proposto por Marcuvitz [42], calcula a reatância indutiva (X_L) e susceptância capacitiva (B_C) do circuito equivalente relacionado as fitas condutas.

A partir das Equações (22) e (23), são ponderados os valores das reatâncias e susceptâncias dos circuitos discretos relacionadas às FSSs, lembrando que essa aproximação é em relação às FSSs *freestanding*. Porém, mesmo a modelagem sendo como uma FSS ideal, pode-se prever os deslocamentos causados pelo dielétrico como foi visto na seção 3.3. Outra vantagem é que o cálculo dos parâmetros dos circuitos (resistência, indutância e capacitância) são obtidos com base nas dimensões da própria FSS. Algumas modelagens de circuitos equivalentes para FSS já foram obtidos a partir da teoria das fitas condutoras, como: espira quadrada [31], espira quadrada dupla [43], espira quadrada com grade [18], Cruz de Jerusalém [44], entre outras geometrias .

$$\frac{X_L}{Z_0} = F(p, w, \lambda, \phi) = \frac{p \cos \phi}{\lambda} \left\{ \ln \left[\operatorname{cosec} \left(\frac{\pi w}{2p} \right) \right] + G(p, w, \lambda, \phi) \right\} \quad (22)$$

$$\frac{B_C}{Z_0} = 4F(p, w, \lambda, \phi) \quad (23)$$

Onde, a espessura da fita é nula, w é a largura da fita, p a periodicidade e ϕ e o ângulo que a onda plana incide sobre as fitas.

E,

$$G(p, w, \lambda, \phi) = \frac{0,5(1 - \beta^2)^2 \left[\left(1 - \frac{\beta^2}{4}\right) (C_+ + C_-) + 4C_+C_- \beta^2 \right]}{\left(1 - \frac{\beta^2}{4}\right) + \left(1 + \frac{\beta^2}{4} - \frac{\beta^4}{8}\right) (C_+ + C_-) + 2C_+C_- \beta^6} \quad (24)$$

$$C_{\pm} = \frac{1}{\sqrt{1 \pm \frac{2p \operatorname{sen} \phi}{\lambda} - \left(\frac{p \cos \phi}{\lambda}\right)^2}} - 1 \quad (25)$$

$$\beta = \operatorname{sen} \left(\frac{\pi w}{2p} \right) \quad (26)$$

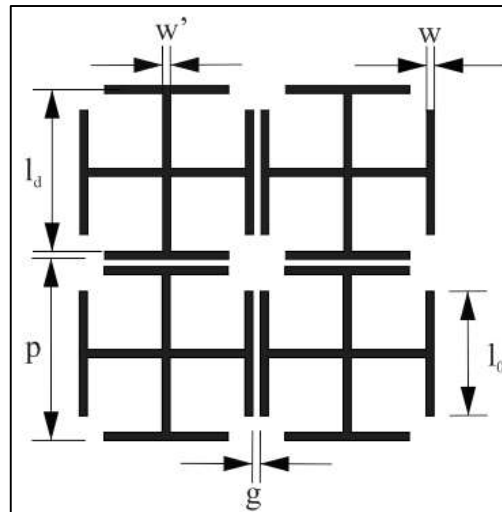
Este método será utilizado como base para o modelamento das FSSs descritas no capítulo 6.

6 MODIFICAÇÕES PROPOSTAS PARA FSS-CJ PARA GERAÇÃO DE FSSs MULTIBANDAS

6.1 Cruz de Jerusalém

A Figura 28 apresenta um arranjo de uma FSS que utiliza a tradicional geometria da Cruz de Jerusalém. Essa geometria consiste em um dipolo cruzado e quatro dipolos distribuídos perpendicularmente nas extremidades do dipolo cruzado. Os parâmetros físicos da estrutura são a periodicidade do arranjo (p), o dipolo externo do dipolo cruzado (l_d), o dipolo cruzado (l_c), a largura da fita do dipolo externo (w), a largura da fita do dipolo central (w') e o espaçamento entre as células unitárias (g).

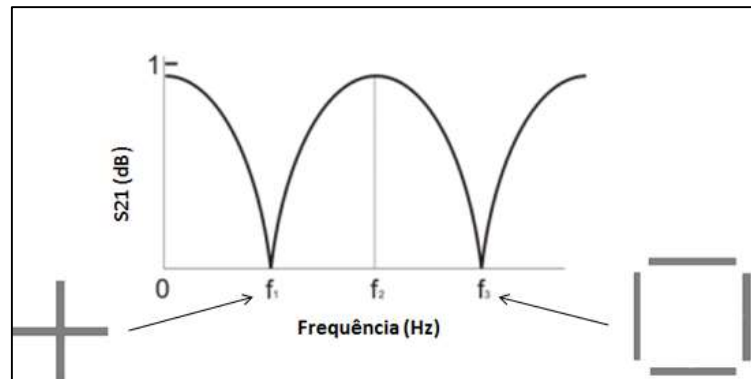
Figura 28 Arranjo da FSS Cruz de Jerusalém



Fonte: O autor

A FSS-CJ apresenta característica de banda dupla e, por sua geometria simétrica, é capaz de interagir com ondas independentemente de sua polarização, ou seja, possui dupla polarização. Suas frequências e larguras de banda podem ser controladas independentemente, sendo relativamente estáveis para amplas variações do ângulo de incidência [44]. A primeira frequência de ressonância é causada principalmente pelos dipolos cruzados e é proporcional ao seu tamanho; assim, a segunda frequência de ressonância é proporcional ao tamanho dos dipolos distribuídas nas extremidades da geometria. Como mostra a Figura 29.

Figura 29 Relação da estrutura com suas frequências de cortes.

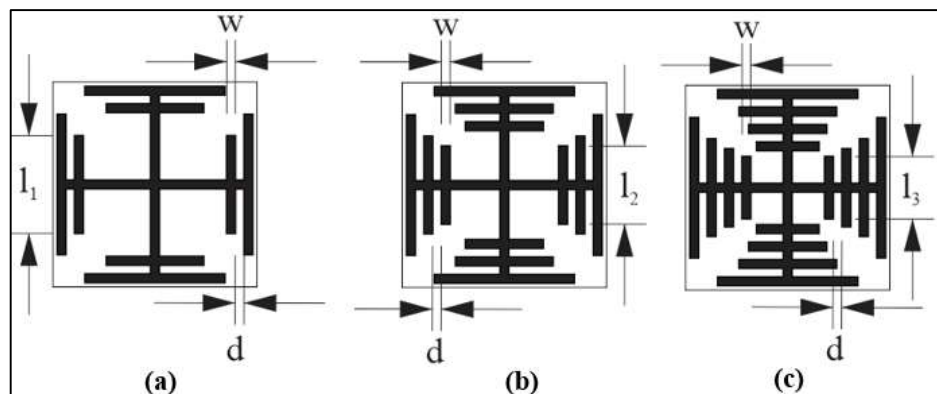


Fonte: O autor

6.2 Cruz de Jerusalém modificada

Na FSS CJ, os dipolos são responsáveis pela primeira frequência de ressonância e os dipolos nas extremidades pela segunda frequência de ressonância, portanto, espera-se que a inserção de novos dipolos resulte no aparecimento de novas frequências de ressonância proporcionais às suas dimensões. Essa modificação consiste na replicação da geometria CJ em diferentes escalas para fornecer uma estrutura multibanda sem alterar a área ocupada pela estrutura primária. A Figura 30 apresenta 3 modificações propostas neste trabalho com seus respectivos parâmetros.

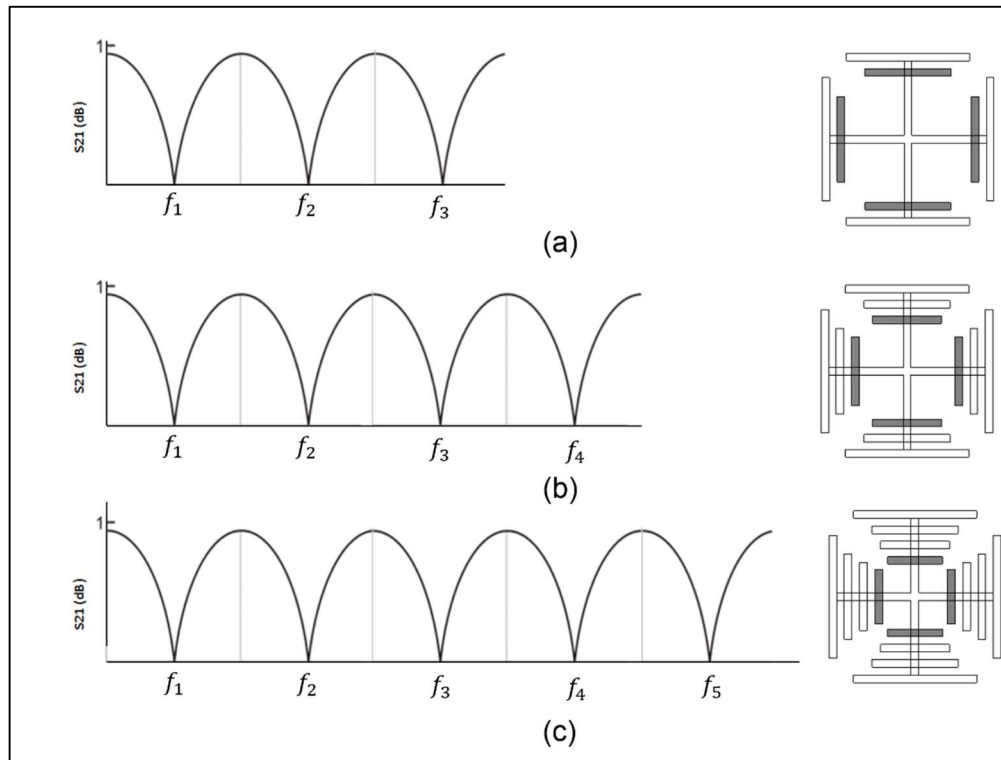
Figura 30 Célula unitária das iterações da FSS-CJM, (a) Iteração um: adição de um dipolo, (b) Iteração 2: adição de dois dipolos, (c) Iteração três: adição de três dipolos.



Fonte: O Autor

Desse modo, a primeira iteração, mostrada pela Figura 31 (a), apresentaria três frequências de ressonâncias; a segunda iteração quatro frequências de ressonância Figura 31 (b) e a terceira iteração, mostrada pela Figura 31 (c), apresentaria cinco frequências de ressonância.

Figura 31 Relação das estruturas com suas frequências de ressonância. a) Iteração um, (b) Iteração 2, (c) Iteração três.



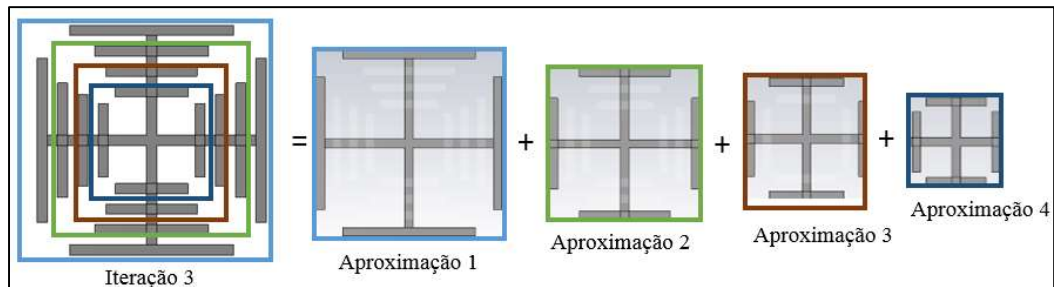
Fonte: O autor

6.3 Características Fractais da FSS-CJM

Ao longo do projeto, a FSS-CJM apresentou propriedades fractais, com isso foram investigadas as características mais relevantes para uma geometria ser dita fractal. As quais foram apresentadas com mais detalhe na secção acima.

A primeira característica observada pela geometria CJM foi a auto-similaridade, pois ela apresenta o mesmo aspecto em diferentes escalas, como pode ser observado pela Figura 32.

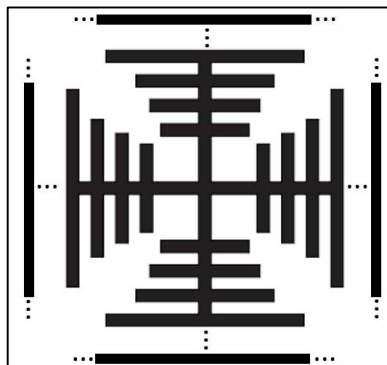
Figura 32 Auto similaridade apresentada pela FSS-CJM



Fonte: O Autor

Outra característica observada é a complexidade infinita, característica que se refere ao fato de que o processo de geração de uma geometria fractal é feito por meio de sucessivas iterações que tendem ao infinito. Na CJM, há uma limitação na redução pelo fato de que os dipolos não podem se cruzar, porém na expansão ela tende ao infinito como mostra a Figura 33.

Figura 33 Capacidade de gerar iterações infinitas



Fonte: O Autor

Foi calculada também a dimensão fractal [40, 45], para o cálculo foi usado método de contagem de caixas [46]. O método consiste em quadricular a imagem analisada e calcular a quantidade de quadros necessários para cobrir toda imagem, posteriormente o tamanho dos quadrados são aumentados e diminuídos e repete-se a contagem. Assim, tem-se uma série de dados numéricos de quadrados e suas dimensões [46, 47, 48]. A fórmula relacionada à dimensão fractal é expressa pela Equação (27). A Figura 34 apresenta um exemplo do processo de quadriculação.

$$D = \frac{\log\left(\frac{N_2}{N_1}\right)}{\log\left(\frac{1/L_2}{1/L_1}\right)} \quad (27)$$

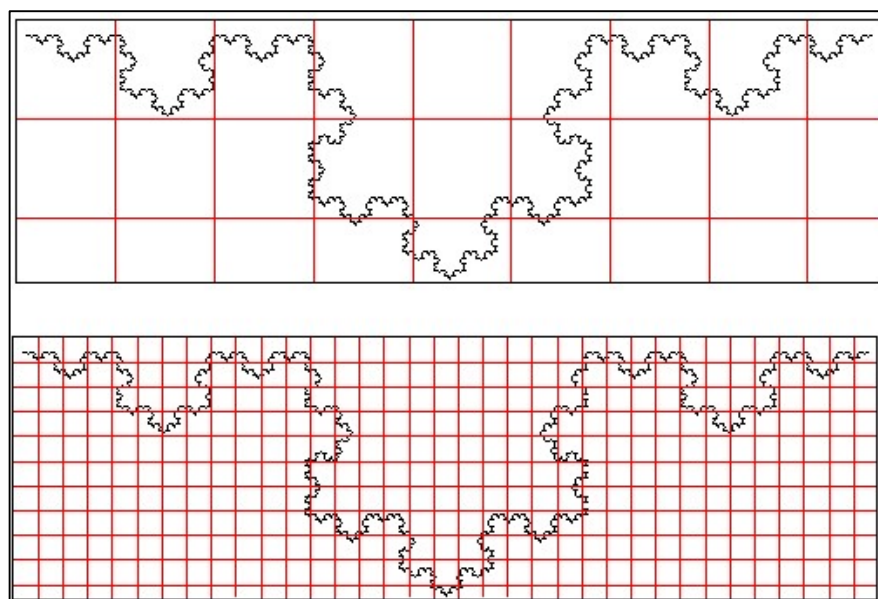
Onde:

D representa a dimensão fractal;

N_i o número de quadrados;

L_i é o comprimento do lado do quadrado N_i .

Figura 34 Processo de quadriculação



Fonte: [48]

Para o cálculo da dimensão fractal foram utilizados dois programas, o primeiro desenvolvido pela Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas [48], e o segundo desenvolvido pela *Université de Franche-Comté* [47]. Os dois programas utilizados, estão disponíveis para download nos respectivos sites dos desenvolvedores. A dimensão fractal foi calculada para a terceira iteração da CJM e os resultados para os dois programas foram praticamente iguais e foram obtidos dois valores não inteiros o qual é esperado para uma geometria fractal como mostra a Tabela 1.

Tabela 1-Valores para Dimensão Fractal para Terceira iteração da FSS-CJM

Método	Dimensão Fractal
[48]	1,49
[47]	1,53

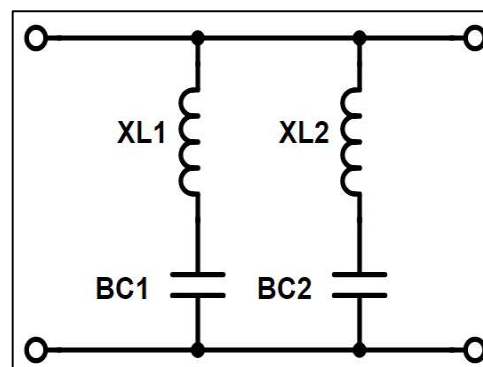
Fonte: O Autor

Mesmo que o objeto desse trabalho não tenha sido desenvolver uma geometria fractal, no entanto a geometria CJM apresentou indícios para ser caracterizada como uma geometria fractal a partir das análises descritas nesta secção.

6.4 Modelamento do circuito discreto da FSS-CJ/CJM

A técnica para o modelamento dos compenentes discretos da FSS-CJ foi proposto por [49], no qual utilizara a metodologia proposta por Marcuvitz. Como a geometria analisada possui dupla polarização, para o modelamento do circuito equivalente será assumindo uma onda polarizada verticalmente, normalmente incidente à FSS. O circuito equivalente para a Cruz de Jerusalém consiste de uma combinação de dois circuitos LC ressonantes em série, em paralelo, como ilustrado na Figura 35. Esse modelo foi proposto por Leonard e Cofer [49]. No qual o primeiro circuito LC relaciona-se com o dipolo cruzado, e o segundo com os dipolos distribuídos nas extremidades da geometria.

Figura 35 Circuito Equivalente para FSS-CJ

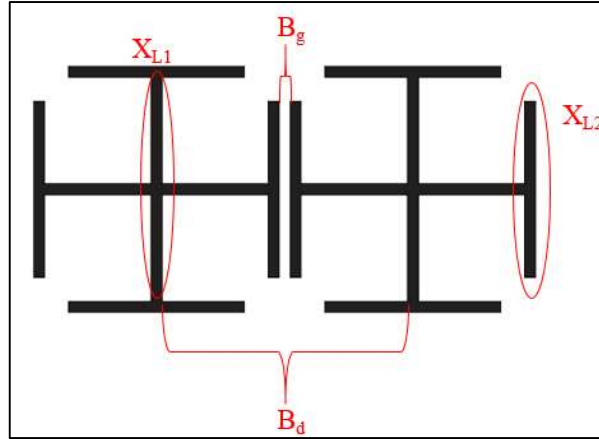


Fonte: O Autor

A reatância X_{L1} é calculada pela Equação (22), a susceptância B_{C1} é calculada pela soma de duas susceptâncias B_g e B_d . Onde, B_g representa a capacitância gerada pelos dipolos, espaçados por g , e B_d capacitância gerada pelo dipolo central espaçado por $(p-l_0)$. Essas

susceptâncias são calculadas respectivamente pelas Equações (28) e (29). A Figura 36 apresenta a relação dos componentes discretos com a geometria da FSS-CJ.

Figura 36 Relação entre a FSS-CJ e os elementos discretos



Fonte: O Autor

$$B_g = \frac{4l_0}{p} F(p, g, \lambda) \quad (28)$$

$$B_d = \frac{4(2h + g)}{p} F(p, p - d, \lambda) \quad (29)$$

O valor de B_{C2} não será calculado utilizando a análise direta tal como descrito antes, mas a partir da pressuposição da ressonância em relação frequência f_2 e o valor de λ_2 , C_2 é derivado pela equação do circuito ressonante em série pela Equação (30). Com isso, poderá ser estimado o valor da susceptância B_{C2} [50]

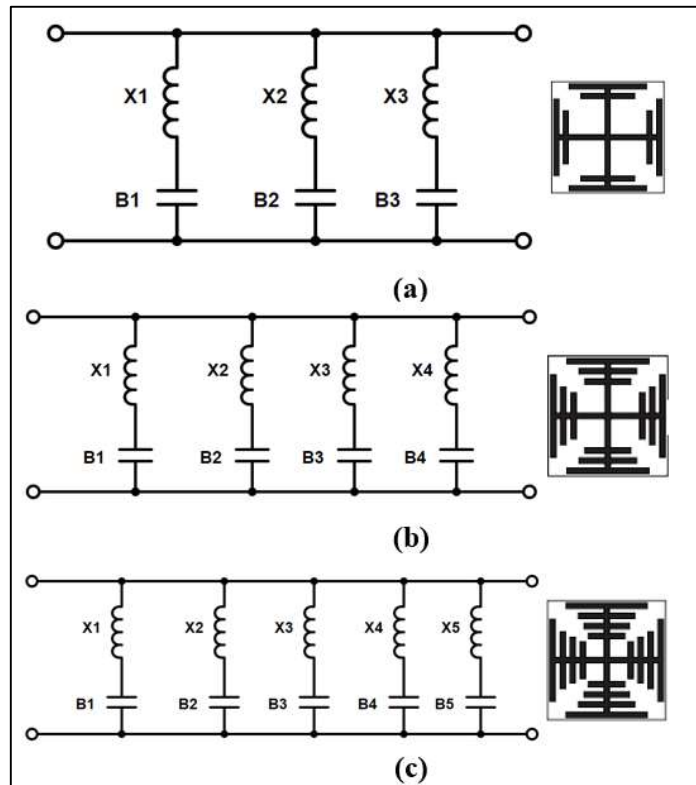
$$B_{C2} = \frac{1}{X_{L2}(2\pi f_2)^2} \quad (30)$$

A reatância indutiva X_{L2} é dada por:

$$\frac{X_{L2}}{Z_0} = \frac{d}{p} F(p, 2w, \lambda_2, \theta) \quad (31)$$

A técnica de modelagem para os novos dipolos distribuídos na FSS-CJM, segue o mesmo princípio dos dipolos distribuídos nas extremidades da FSS-CJ. Como se espera novas ressonâncias, cada novo dipolo será associado há um circuito LC série, cuja reatância indutiva e susceptância capacitiva serão calculadas a partir das Equações (30) e (31). A Figura 37 apresenta os circuitos equivalentes para cada iteração.

Figura 37 Circuitos equivalentes para as 3 iterações da FSS-CJM (a) Circuito Equivalente para iteração 1, (b) Circuito Equivalente para iteração 2, (c) Circuito Equivalente para iteração 3.



Fonte: O Autor

7 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo são apresentados primeiramente os projetos da FSS-CJ e da FSS-CJM e os resultados obtidos com o modelo discreto. Em seguida, serão mostrados os resultados obtidos com o auxílio do CST *Microwave Studio*. Posteriormente, os resultados das medições experimentais dos dispositivos.

7.1 Cálculo analítico dos comprimentos dos dipolos

Um procedimento aproximado pode ser utilizado para estimar as frequências de ressonância usando os comprimentos dos dipolos que constituem a FSS. Para o projeto da FSS-CJM, será utilizado a terceira iteração para o cálculo, pois ela possui todos os dipolos das iterações anteriores. As expressões (32) e (33), estimam a frequência de ressonância de um dipolo para uma FSS *freestanding*.

$$f_r = \frac{c}{\lambda} \quad (32)$$

$$\lambda = n \cdot l \quad (33)$$

Onde,

- c é a velocidade da luz;
- n representa a relação do comprimento efetivo com a geometria, para os dipolos da FSS-CJ, $n=2$ pois ressoa em $\lambda/2$ [15];
- l comprimento do dipolo

A Tabela 2 apresenta os comprimentos dos dipolos e suas respectivas frequências de ressonâncias calculadas pelas expressões acima. Estes, serão utilizados para o projeto da FSS-CJM.

Tabela 2 Valores das frequências relacionadas aos comprimentos dos dipolos

	l_d	l_0	l_1	l_2	l_3
Comprimento(mm)	22,5	16,1	11,2	8,96	7,16
Frequência de Ressonância (GHz)	6,1	9,3	13,2	16,6	20,9

Fonte: O Autor

Porém, há como prever o deslocamento causado pelo dielétrico pelo método aproximado apresentado na seção 3.3. Assim, pode-se calcular a frequência de ressonância

com o efeito do dielétrico pelas Equações (20) e (21). O substrato utilizado para o projeto foi o FR-4 ($h = 1$ mm, $\epsilon_r = 4,4$, $\tan\delta = 0,02$). Com isso, o fator de correção usado será calculado a baixo:

$$\epsilon_{eff} = \sqrt{(\epsilon_r + 1)/2} \cong 1.6$$

Assim, as frequências de ressonância projetadas sofreram uma alteração de $f/1,6$. A Tabela 3 apresenta os valores das frequências com e sem o efeito do dielétrico.

Tabela 3 Valores corrigidos para as frequência de ressonância calculadas

Frequências para o modelo ideal (GHz)	Frequência com correção do dielétrico (GHz)
	$f/1,6$
6,6	4,1
9,3	5,8
13,2	8,30
16,6	10,40
20,9	13,06

Fonte: O Autor

7.2 Projeto das FSS CJM usando o método do circuito equivalente

Serão projetadas as quatro iterações da FSS-CJM utilizando o método do circuito equivalente proposto na secção 5.3. Além dos comprimentos dos dipolos calculados na secção anterior, serão necessários também os parâmetros finais que constituem as FSS, os quais estão descritos na Tabela 4. O cálculo utilizando o MCE não leva em consideração a distância entre os dipolos (d), com isso esse método não considera o acoplamento entre eles.

Tabela 4 Dimensões dos parâmetros das FSSs-CJM

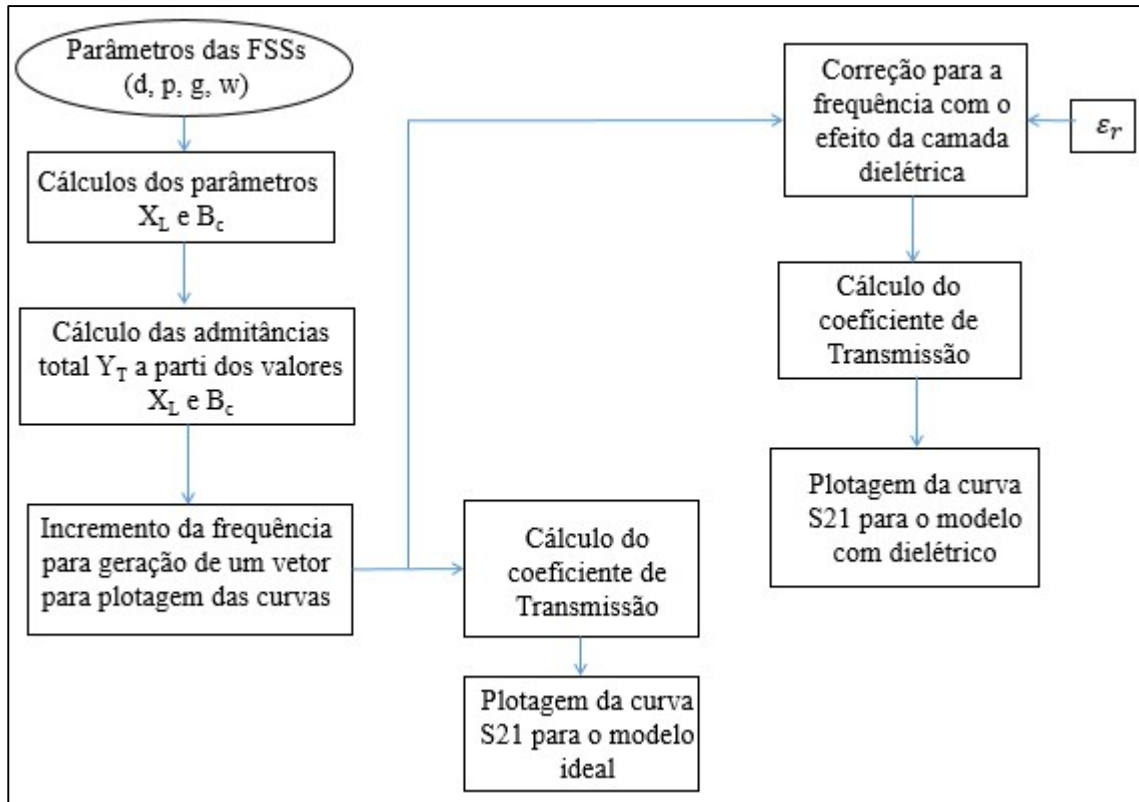
Parâmetros	g	p	w
Dimensões (mm)	1	23,5	1

Fonte: O Autor

Foi desenvolvida uma rotina em MATLAB® com base em [18], na qual calcula e armazena o coeficiente de transmissão e sua magnitude, a partir dos valores das susceptâncias e admitâncias para cada iteração.

A Figura 7.1 apresenta um fluxograma simplificado que representa as rotinas do código usado para o cálculo dos parâmetros.

Figura 38 Fluxograma simplificado que representando as rotinas do código



Fonte: O autor

Para o cálculo do coeficiente de transmissão, é necessário primeiramente calcular a admitâncias total dos circuitos, que consiste pela soma das admitâncias individuais de cada circuito LC série. A Equação (34) apresenta a admitância de um circuito LC série.

$$Y_{LC} = \frac{1}{X_L - \frac{1}{B_C}} \quad (34)$$

E a Equação (35) apresenta o cálculo para admitância total.

$$Y_{TOTAL} = Y_{LC1} + Y_{LC2} + Y_{LC3} + \dots + Y_{LCn} \quad (35)$$

Assim, o coeficiente de transmissão (T) é definido pela Equação (36).

$$T = \frac{1}{\sqrt{1 + 0.25(Y_{TOTAL})^2}} \quad (36)$$

E sua magnitude é dada por:

$$T_{dB} = 20 \log_{10} |T| \quad (37)$$

As equações base do programa foram modeladas para FSSs ideais, com isso foi feita uma correção levando em consideração o efeito do dielétrico como mostra o fluxograma da Figura 7.1. O procedimento utilizado, usou o mesmo princípio para previsão da frequência de ressonância proposta na secção anterior, para que o modelo chegue o mais próximo dos modelos simulados por programas de simulações eletromagnéticas.

As Figuras Figura 39 e Figura 40 apresentam respectivamente as respostas em frequência (S21) para os modelos ideais com substrato para as quatro iterações calculadas usando o método de circuito equivalente. Os valores para as susceptâncias e admitância estão expressos pelas Tabela 5 e 6 respectivamente.

Tabela 5 Valores calculados para as admitâncias

Admitâncias	X_{L1}	X_{L2}	X_{L3}	X_{L4}	X_{L5}
Ω	4,19	1,2	0,53	0,53	0,52

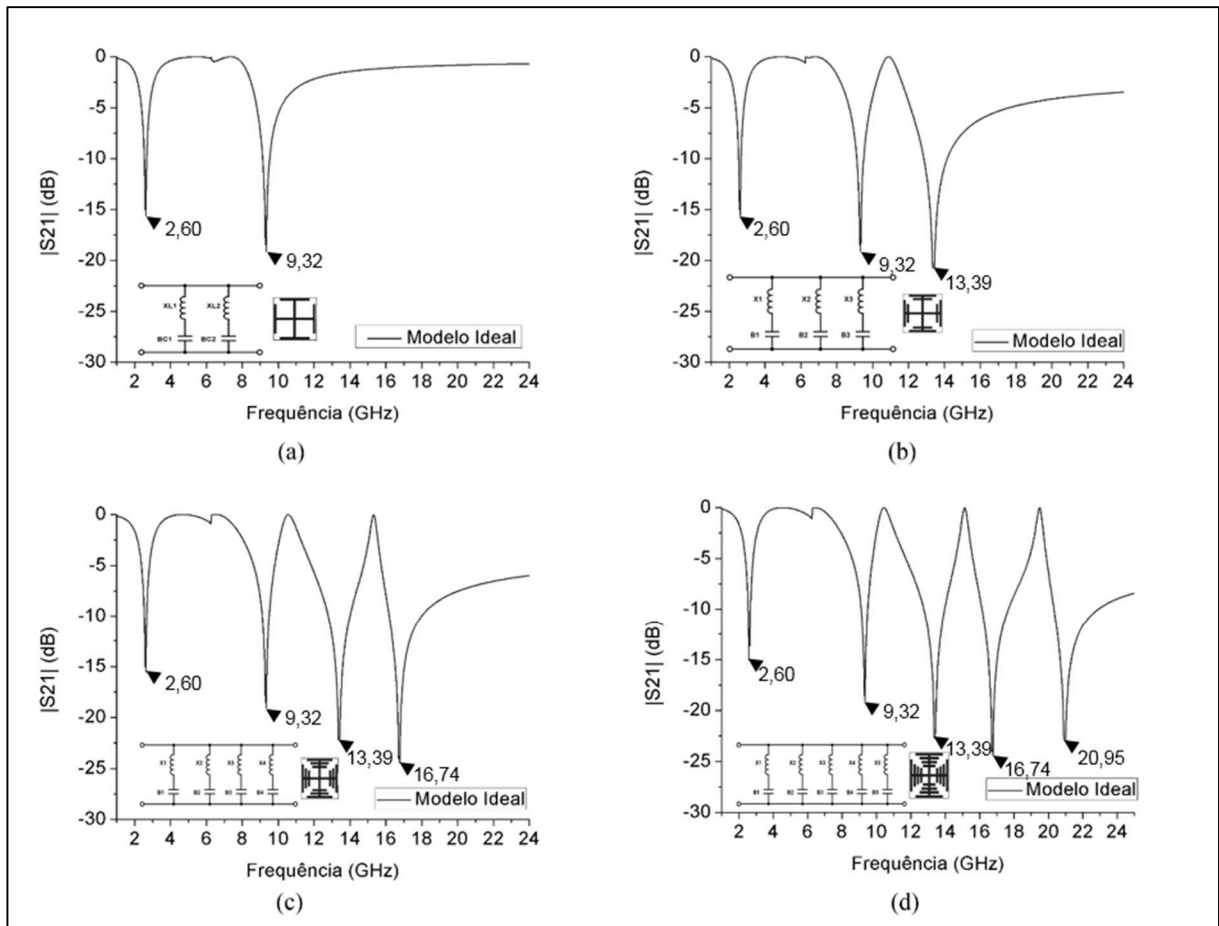
Fonte: O autor

Tabela 6 Valores calculados para as susceptâncias

Susceptâncias	B_{C1}	B_{C2}	B_{C3}	B_{C4}	B_{C5}
Ω^{-1}	6,77	5,88	6,61	4,24	2,71

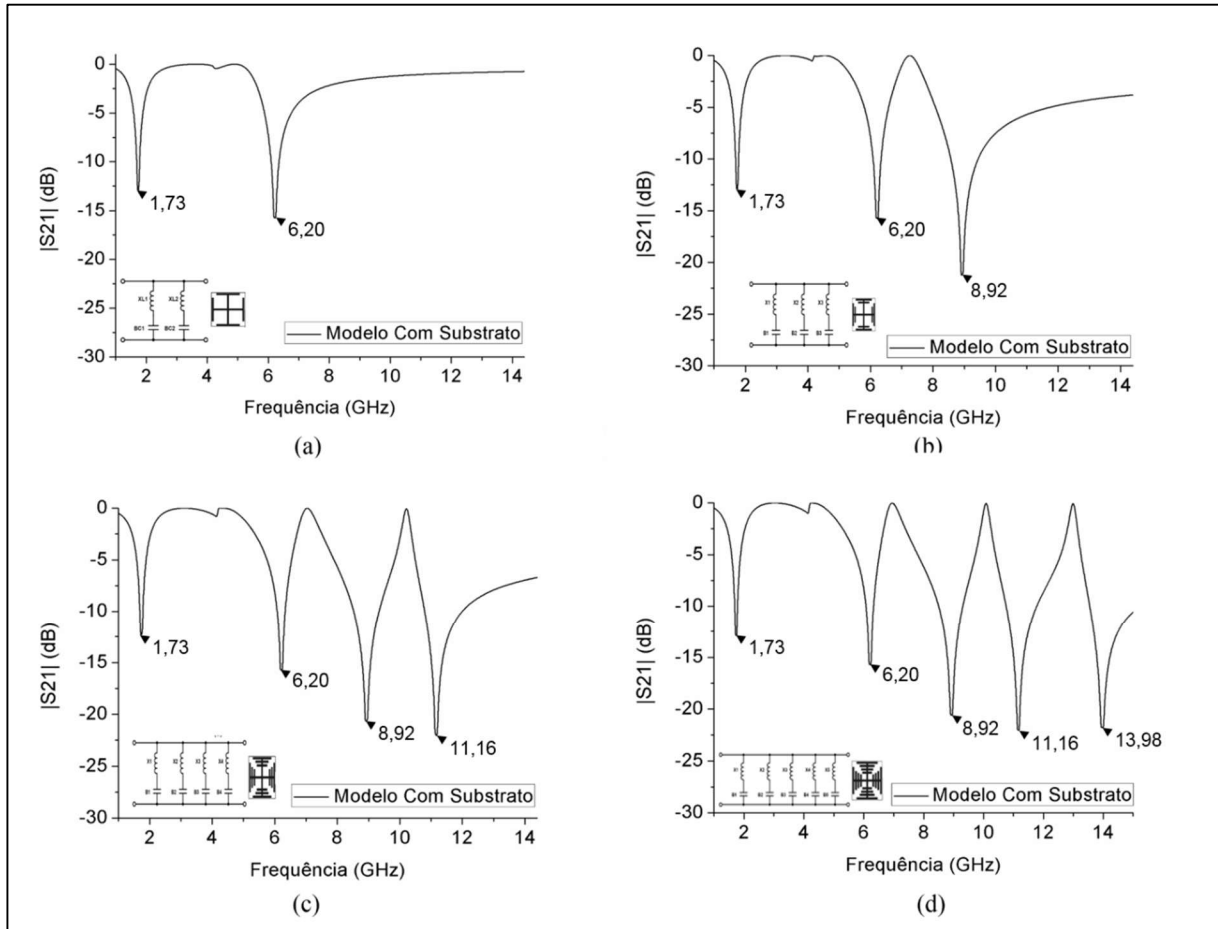
Fonte: O autor

Figura 39 Resposta em frequência obtidas através do MCE para iterações da FSS-CJM ideal
 (a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3.



Fonte: O autor

Figura 40 Respostas em frequências obtidas através do MCE para as iterações da FSS-CJM com efeito do dielétrico (a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3.

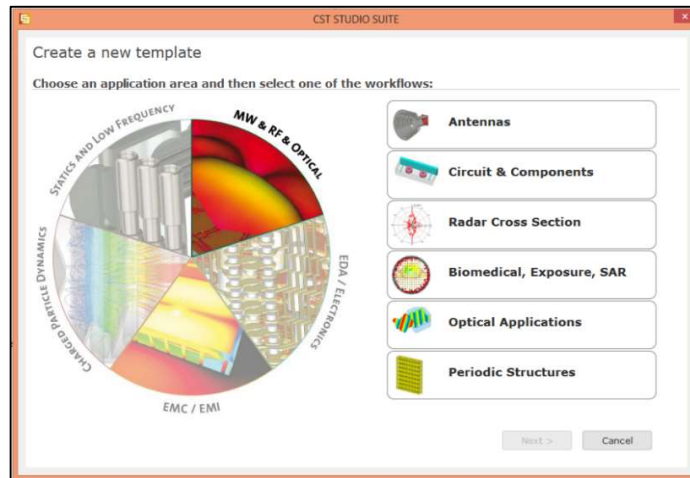


Fonte: O autor

7.3 Resultados Simulados

Foi usado o simulador de onda completa CST *Microwave Studio* 2015 para realizar as simulações eletromagnéticas da FSS-CJM. O CST *Studio Suite* é composto por vários módulos como exemplo CST *Microwave Studio*. O *Microwave Studio* é apropriado para simulação de dispositivos de micro-ondas. Dentro do CST *Microwave Studio* existem vários modelos para simulação com configurações predefinidas, para cada tipo de estrutura de micro-ondas, como mostra a Figura 41.

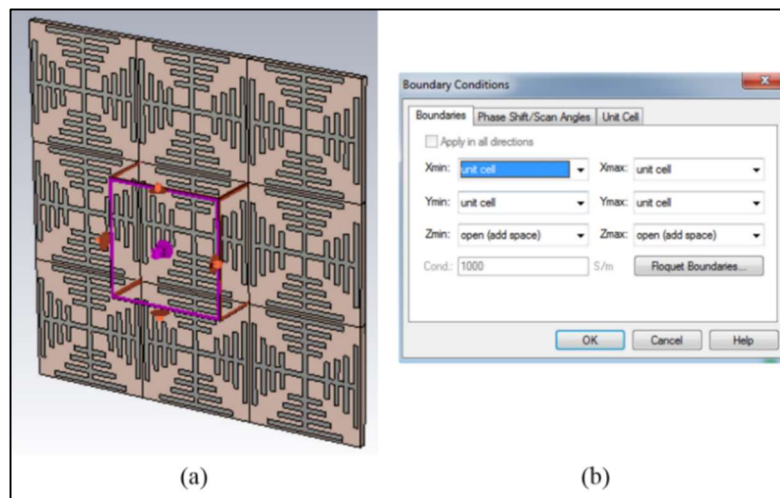
Figura 41 Modelos com configurações predefinidas para cada tipo de estrutura de micro-ondas.



Fonte: O autor

No caso da FSS, o módulo escolhido foi o de estruturas periódicas/células unitárias, a simulação é realizada utilizando apenas uma única célula da FSS para se obter um melhor desempenho computacional. Esta célula unitária é uma condição de contorno que o simulador utiliza para realização dos cálculos. Com ela, o operador precisa desenhar apenas uma célula da FSS, e o simulador a replica infinitamente, tornando-a periódica. São necessárias algumas configurações no *software* para que ele possa calcular corretamente a resposta da FSS. A Figura 42 (a) apresenta o ambiente de simulação e a Figura 42 (b) as configurações de contorno necessárias para a simulação no modo célula unitária.

Figura 42 (a) Visão 3D da FSS no ambiente CST com condição de contorno de célula unitária; (b) Configurações de contorno para simulação no modo célula unitária

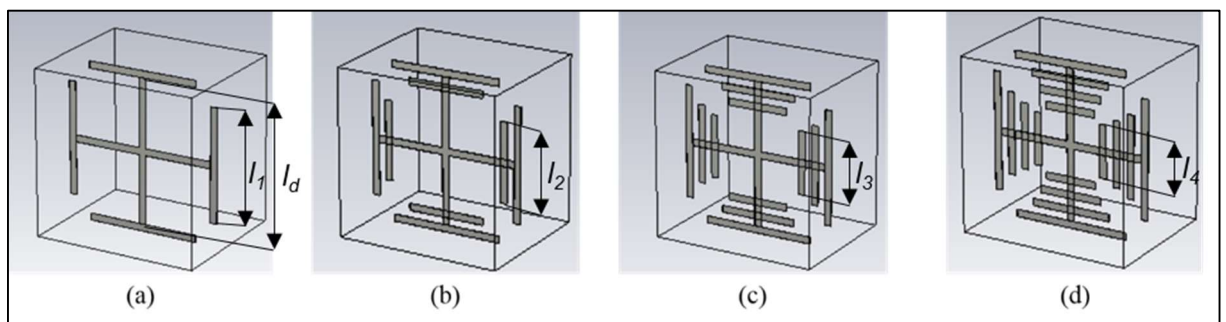


Fonte: O autor

7.3.1 Simulação das iterações da FSS-CJM na configuração ideal

Primeiramente simulado a FSS-CJM com a configuração ideal (sem substrato) como mostra a Figura 43, afim de validar os modelos apresentados nas secções 6.1 e 6.2. Todos os dipolos possuem largura w . As dimensões para as FSSs simuladas foram as mesmas utilizadas pelo método do circuito equivalente e o comprimento dos dipolos foram os mesmos calculados pelo método analítico. Porém, os métodos anteriores não levaram em consideração a distância entre os dipolos (d), porém, essa distância será importante tanto para simulação quanto para os dispositivos fabricados. A distância usada para d foi de 1mm, esse valor foi escolhido por questões de fabricação e pela minimização da influência entre os dipolos, pois se ficarem muito próximos, sofreram efeitos de acoplamentos.

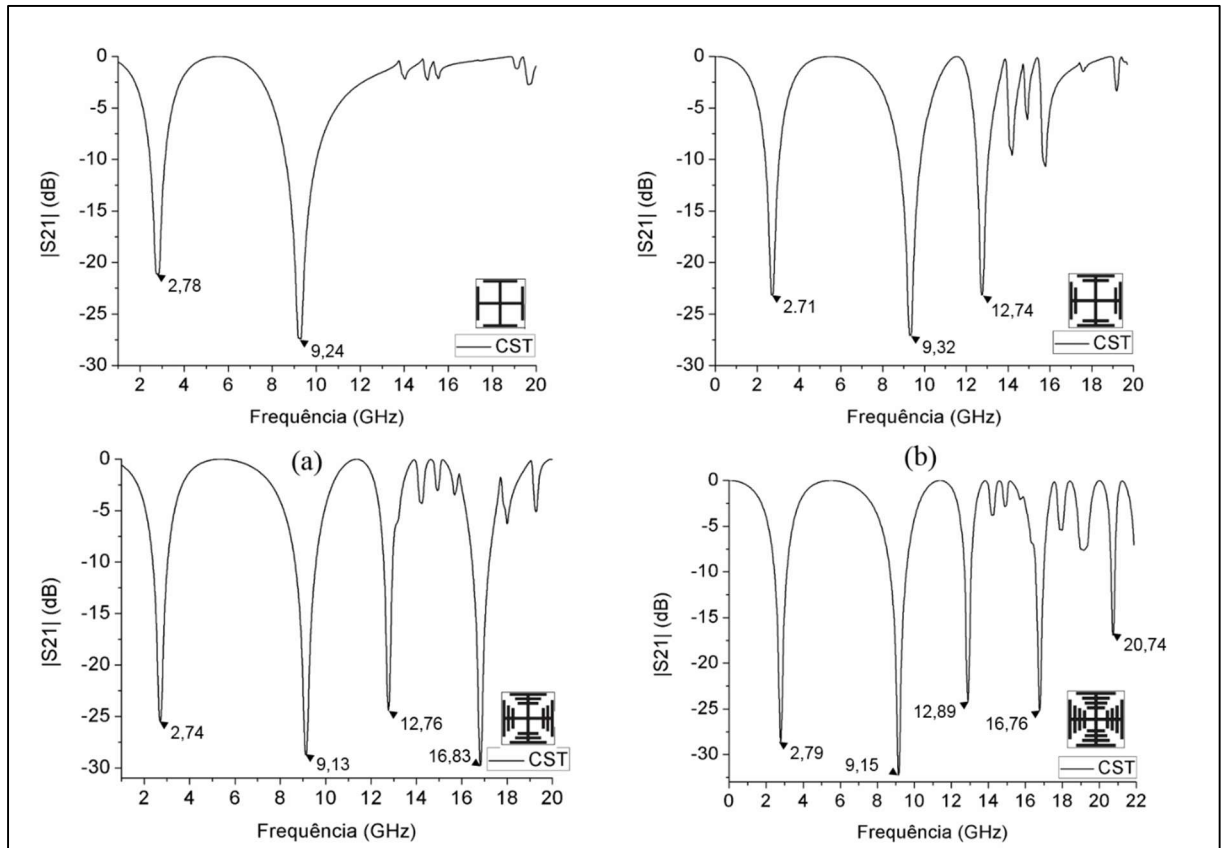
Figura 43 Visão 3D das FSS-CMJ ideais Simuladas no CST a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3.



Fonte: O autor

A Figura 44 apresenta os resultados simulados utilizando o CST para as quatro iterações da FSS-CJM na configuração ideal.

Figura 44 Resposta em frequência obtidas através do CST para as iterações da FSS-CJM ideal (a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3.



Fonte: O autor

É possível observar na Figura 44 que há um deslocamento nas frequências de ressonância causadas pela adição de um novo dipolo, para melhor análise a Tabela 7 resume as frequências de ressonância para todas as iterações simuladas na configuração ideal.

Tabela 7 Frequências de ressonância simuladas (Configuração Ideal)

Iterações	f_1 (GHz)	f_2 (GHz)	f_3 (GHz)	f_4 (GHz)	f_5 (GHz)
0	2,78	9,24	-	-	-
1	2,71	9,32	12,74	-	-
2	2,74	9,13	12,76	16,83	-
3	2,79	9,15	12,89	16,76	20,74

Fonte: O autor

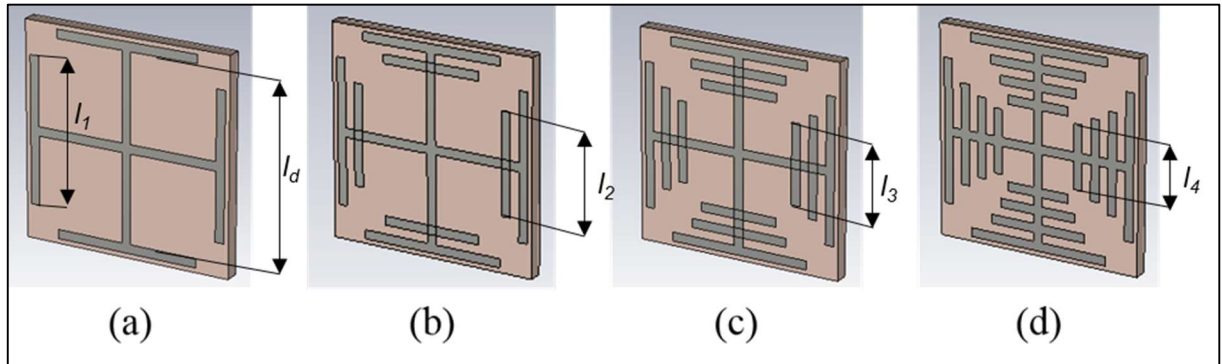
Analisando os dados da Tabela 7, dentre os deslocamentos o maior foi apresentado pela frequência f_3 de 2%. Esses deslocamentos podem ser atribuídos devido ao acoplamento entre os dipolos.

7.3.2 Simulação das iterações da FSS-CJM na configuração com substrato

Após a simulação para o modelo ideal, foi adicionado nas estruturas simuladas na secção anterior um substrato dielétrico do tipo FR-4 ($h = 1 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 4,4$, $\tan\delta = 0,02$) como mostra a Figura 45, e a

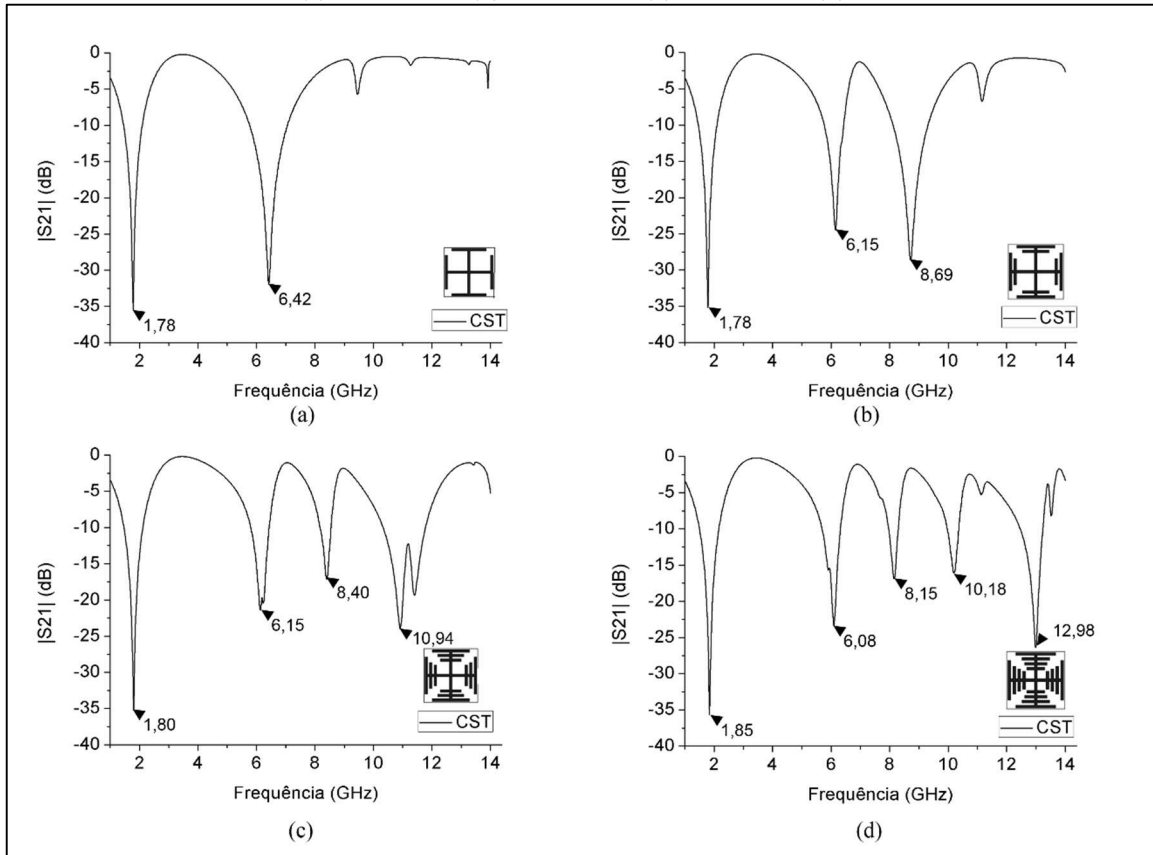
Figura 46 os resultados para as quatro iterações da FSS-CJM.

Figura 45 Visão 3D das FSS-CMJ com substrato simuladas no CST (a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3.



Fonte: O autor

Figura 46 Resposta em frequência obtidas através do CST para as iterações da FSS-CJM com efeito do substrato (a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3.



Fonte: O autor

Para melhor análise dos resultados, a Tabela 8 resume as frequências de ressonância simuladas para as quatro iterações. Como no modelo ideal, o modelo com dielétrico apresentou deslocamentos nas frequências de ressonância quando um novo dipolo é inserido. Essa variação pode ser atribuída também pelo acoplamento causado pelos novos dipolos adicionados.

Tabela 8 Frequências de ressonância simuladas (Configuração com Dielétrico)

Iterações	f_1 (GHz)	f_2 (GHz)	f_3 (GHz)	f_4 (GHz)	f_5 (GHz)
0	1,78	6,42	-	-	-
1	1,78	6,15	8,69	-	-
2	1,80	6,15	8,40	10,94	-
3	1,85	6,08	8,15	10,18	12,98

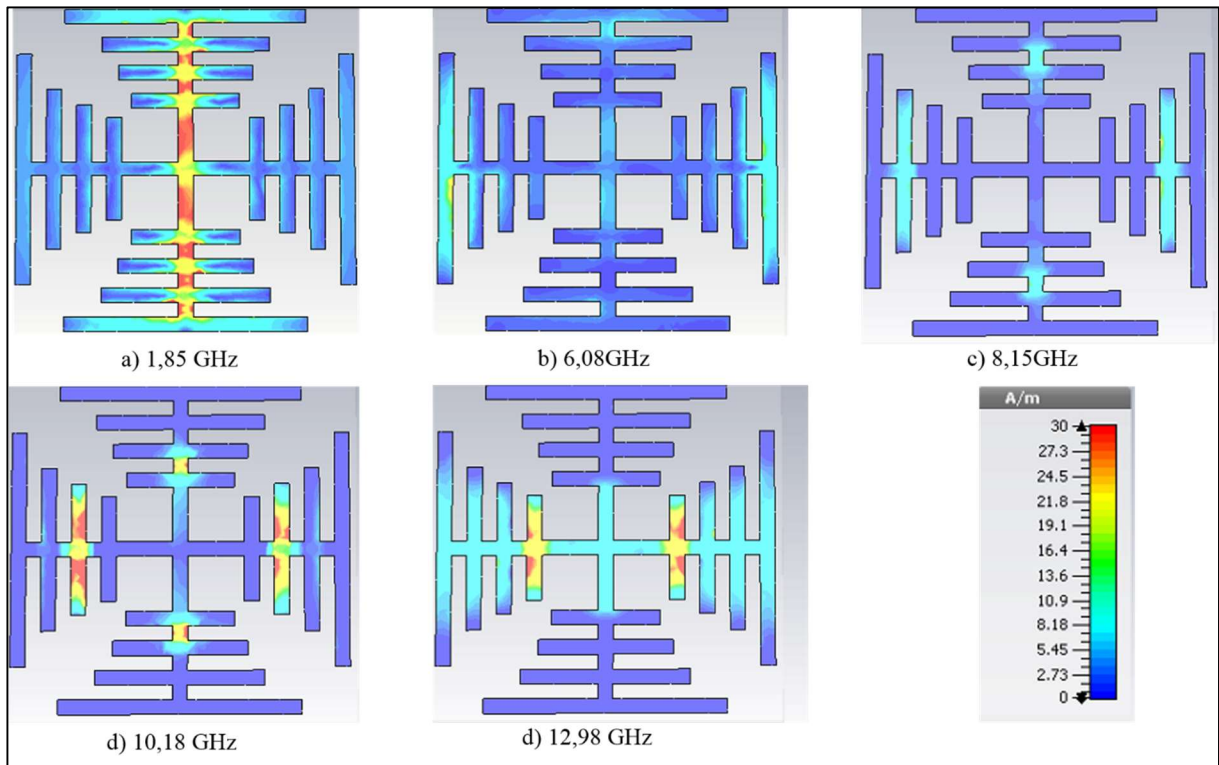
Fonte: O autor

No entanto, essas mudanças podem ser consideradas pequenas. Pois, em f_1 foi observada um deslocamento máximo de 2,7%, f_2 de 4,2%, f_3 de 3,33% e f_4 de 6,94% considerando os valores simulados.

7.3.3 Análise de correntes de superfícies

A Figura 47 apresenta a distribuição de correntes para todas as frequências de ressonância para terceira iteração da MJC-FSS polarizada verticalmente. As regiões com cores mais claras indicam onde existe uma maior concentração de corrente. Desse modo, em 1,85 GHz, a corrente induzida no dipolo central é mais intensa, o que significa que é a principal estrutura responsável por esta frequência de ressonância, como é visto na Figura 47 (a). A mesma análise é feita para as outras frequências, conforme mostrado na Figura 47 (b), Figura 47 (c), Figura 47 (d) e Figura 47 (e) que apresentam o principal elemento responsável para as frequências de ressonância 6,08 GHz, 8,15 GHz, 10,18 GHz e 12,98 GHz respectivamente. Observa-se também há uma influência entre os dipolos mostrando que mesmo que tenha sido levado em consideração uma distância para minimização, ainda há acoplamento entre eles.

Figura 47 Análise de corrente de superfície para terceira iteração da FSS-CJM



Fonte: O autor

7.4 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram realizados no laboratório de micro-ondas do GTEMA/IFPB, usando um analisador de rede *Agilent E5071C* e um par de antenas cornetas SAS-571. A configuração da medição inclui um painel com uma abertura de 20cm x 20cm para segurar a FSS, mostrado na Figura 48. A distância entre as duas antenas cornetas foi de aproximadamente 1 metro, operando na faixa de frequência de 1 GHz a 16 GHz. Os absorventes foram usados para evitar reflexões indesejadas.

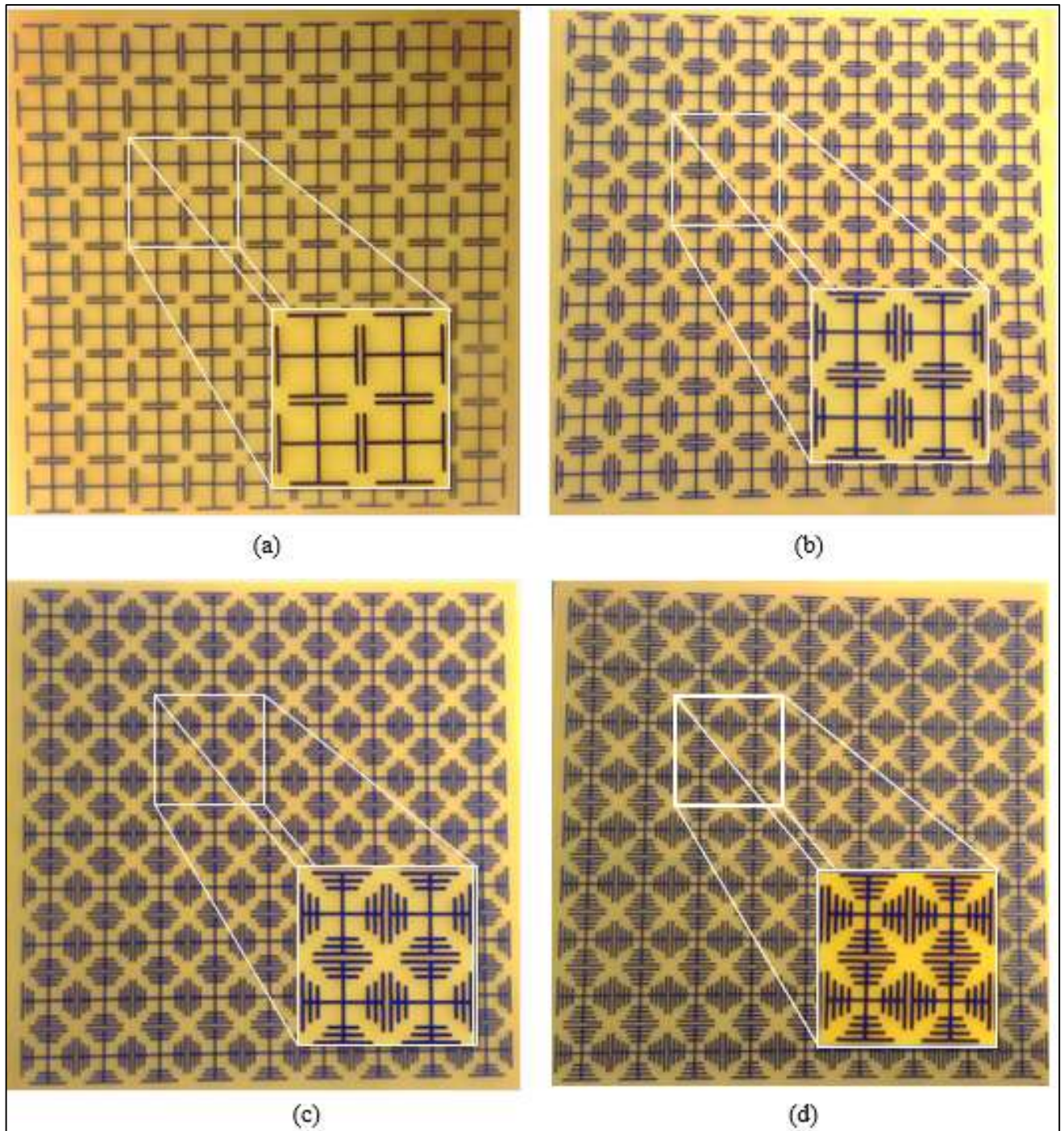
Figura 48 Configuração para medição



Fonte: O autor

Para validar as simulações, foram fabricadas quatro iterações da FSS-CJM em matrizes 9x9, como mostra a Figura 49. O substrato utilizado foi FR-4 ($h = 1 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 4,4$, $\tan\delta = 0,02$) com dimensões de 20 cm x 20 cm. O processo de fabricação utilizando usou uma técnicas de circuito impresso, por meio do procedimento de fixação de adesivos e posterior corrosão com percloro de ferro. As dimensões para as FSSs fabricadas são as mesmas do modelo simulado apresentado na secção 6.2.

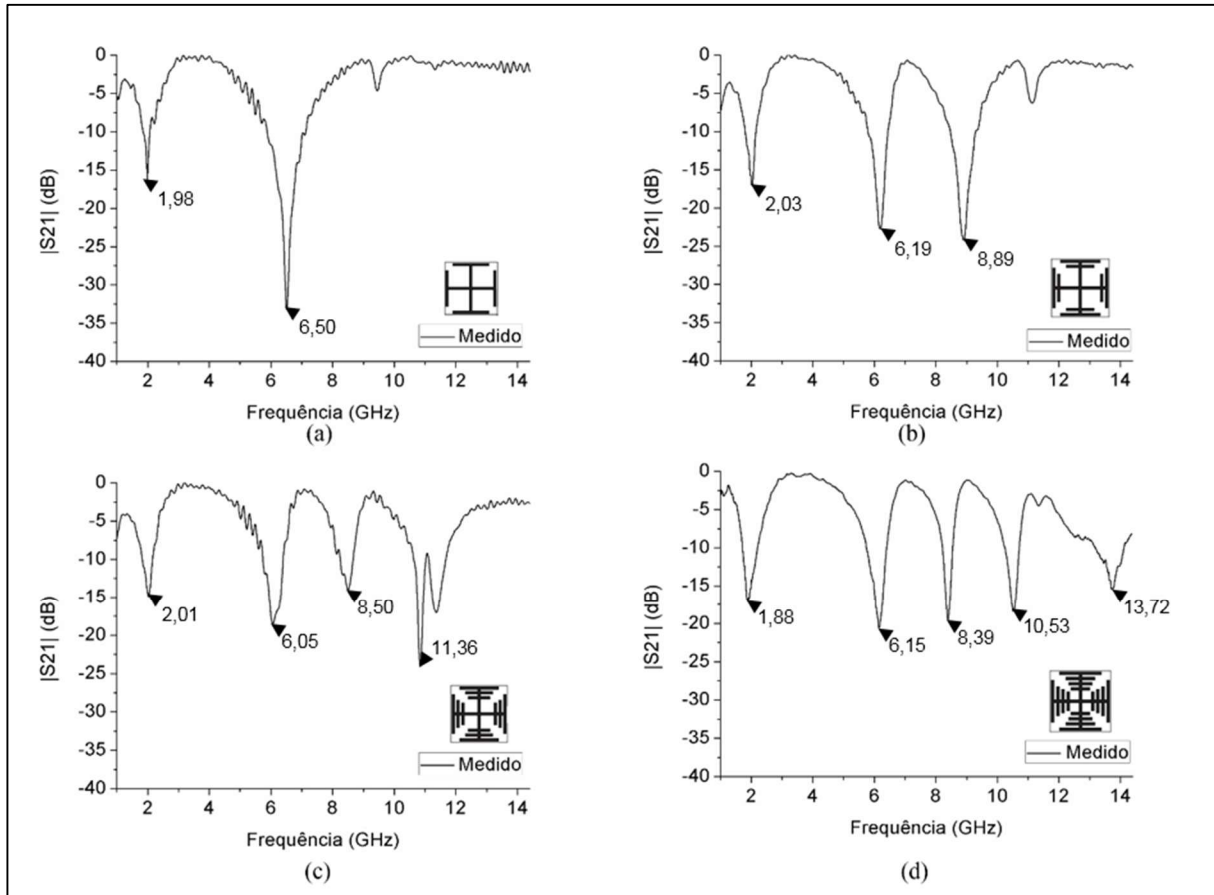
Figura 49 Protótipos fabricados: (a) JC-FSS (iteração 0), (b) iteração 1, (c) iteração 2 e (d) iteração 3.



Fonte: O autor

Os resultados medidos para cada iterações, estão apresentados na Figura 50

Figura 50 Respostas em frequência experimentais para as iterações da FSS-CJM (a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3.



Fonte: O autor

Observando os resultados apresentados na Figura 50, é possível perceber que as frequências de ressonância do dipolo mais próximo é deslocada quando um novo dipolo é inserido, o mesmo efeito foi observado nas duas configurações simuladas no CST e pode ser atribuído também aos efeitos de acoplamento entre os dipolos. No entanto, essas mudanças podem ser consideradas pequenas. Pois, quando os novos dipolos foram inseridos, a frequência f_1 apresentou uma mudança máxima de 2,5%, f_2 apresentou uma mudança máxima de 4,7%, f_3 apresentou uma mudança máxima de 4,3% e f_4 apresentou uma mudança máxima de 7,6% considerando os valores medidos. Para melhor visualização as frequências de ressonância para todas as iterações estão apresentadas na Tabela 9.

Tabela 9 Frequências de ressonância medidas

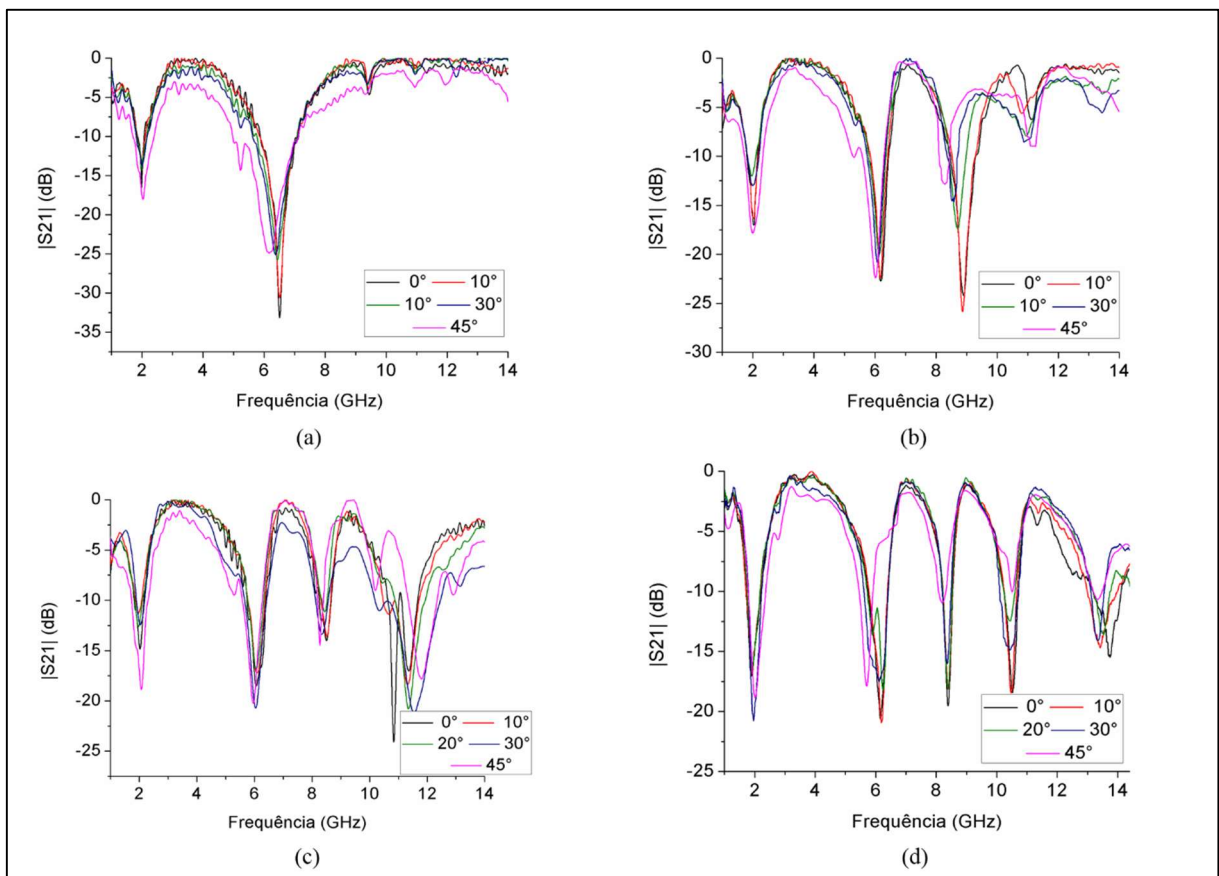
Iterações	f_1 (GHz)	f_2 (GHz)	f_3 (GHz)	f_4 (GHz)	f_5 (GHz)
0	1,98	6,50	-	-	-
1	2,03	6,19	8,89	-	-
2	2,01	6,05	8,50	11,36	-
3	1,88	6,15	8,39	10,53	13,72

Fonte: O autor

7.4.1 Medições para teste de sensibilidade ao ângulo de onda incidente

A Figura 51 apresenta os resultados medidos para as FSSs propostas considerando o ângulo de incidência de 0° , 15° , 30° e 45° para as quatro estruturas. Pode-se observar que há uma pequena mudança nas frequências de ressonância quando o ângulo de incidência varia de 0° a 45° .

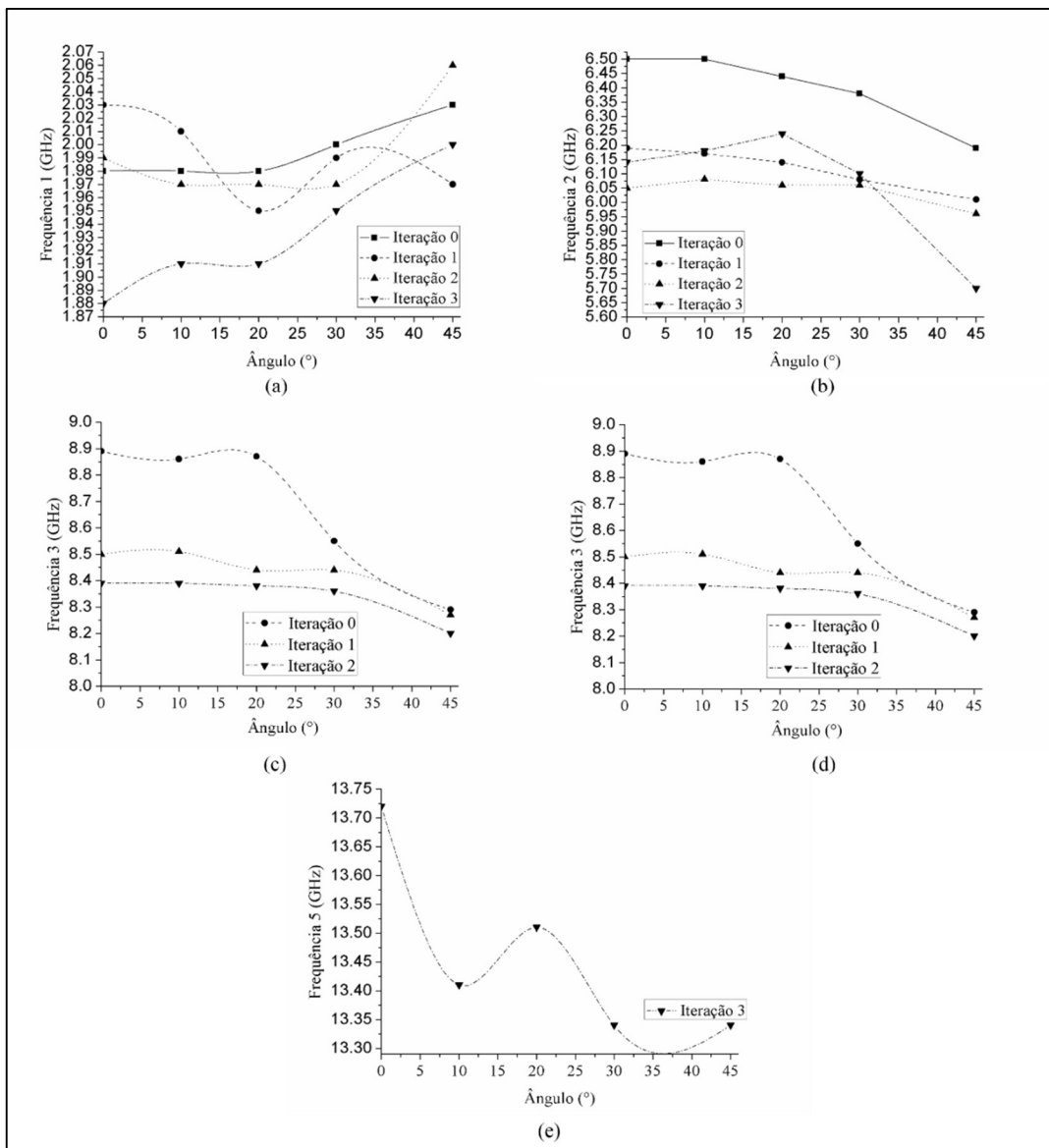
Figura 51 Resultados medidos para diferentes ângulos de incidência da onda plana. (a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3.



Fonte: O autor

A Figura 52 apresenta a variação de cada frequência de ressonância em função do ângulo de incidência para cada iteração. Analisando as frequências para terceira iteração, pode ser observado que o ângulo de incidência de 45° e a incidência normal, há uma mudança de 6,3% na primeira frequência de ressonância, 7,1% na segunda frequência de ressonância, 2,26% na terceira frequência de ressonância, 0,1% na quarta ressonância frequência e 2,7% na quinta frequência de ressonância. Comparando os resultados obtidos nos trabalhos [51, 52, 53], com as variações angulares apresentadas pela terceira iteração, as estruturas possuem uma boa estabilidade angular.

Figura 52 Frequência de ressonância como função do ângulo incidente. (a) 1ª frequência de ressonância; (b) 2ª frequência de ressonância; (c) 3ª frequência de ressonância; (d) 4ª frequência de ressonância; (e) 5ª frequência de ressonância;



Fonte: O autor

7.5 Comparação e comentários dos resultados

As secções anteriores apresentaram os valores das frequências de ressonância para cada iteração. Nesta secção serão abordados os valores referentes as novas frequências de ressonância geradas pelos novos dipolos, não mais por iterações. Pois os deslocamentos atribuídos pelas adições já foram analisados nas respectivas secções. Visto que, só ocorrem nos protótipos simulados no CST e medidos. É importante frisar que esses efeitos ocorrem a partir da primeira iteração, em razão do acoplamento causado pelos novos dipolos.

Primeiramente será comparado os resultados para os casos ideais, as frequências de ressonância para os três modelos que abordaram essa configuração estão expressas na Tabela 10.

Tabela 10 Frequências de ressonância em análise para os modelos ideais

	Método analítico	CST	MCE
f_1 (GHz)	6,6	2,77	2,60
f_2 (GHz)	9,3	9,24	9,32
f_3 (GHz)	13,3	12,80	13,39
f_4 (GHz)	16,7	16,83	16,74
f_5 (GHz)	20,9	20,75	20,95

Fonte: O autor

A Tabela 11 apresenta percentualmente os deslocamentos de frequência entre o modelo analítico com os modelos simulados.

Tabela 11 Deslocamento Percentual das frequências de ressonância entre os modelos analítico, CST e MCE ideais

Deslocamento Percentual das Frequências de Ressonância			
	Método analítico /CST (%)	Método analítico /MCE (%)	CST/MCE (%)
f_1	58,03	60,60	6,13
f_2	0,64	0,21	0,86
f_3	3,75	0,67	4,61
f_4	0,59	0,24	0,84
f_5	0,71	0,24	0,96

Fonte: O autor

Analisando os deslocamentos calculados na Tabela 11, mostrou que os modelos (método analítico e MCE) estão bem próximos com as simulações utilizando o CST. O MCE apresentou um deslocamento máximo de 6,13% para primeira frequência e o modelo analítico apresentou um de 3,75% para a terceira frequência quando comparados com os resultados simulados no CST. Porém, a primeira frequência referente ao dipolo central para os modelos do CST e MCE apresentou um deslocamento elevado quando comparado ao modelo analítico 58,03% e 60,60% respectivamente.

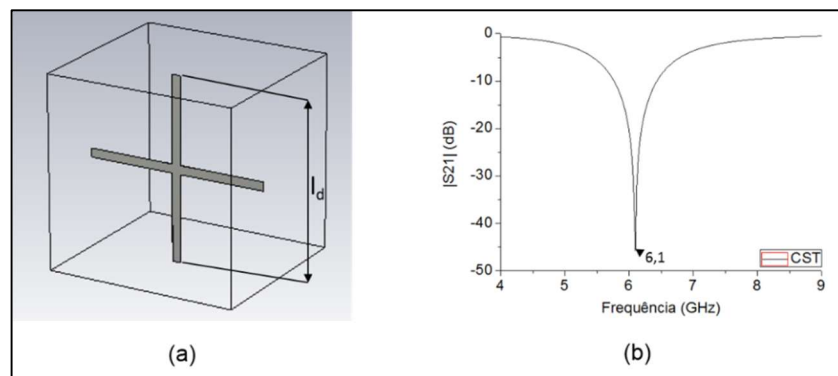
Desta forma, foi simulado no CST um dipolo cruzado, como mostra a Fonte: O autor Figura 53, com os mesmos parâmetros dos dipolos centrais da FSS-CJM para analisar onde sua frequência ressoa aproximadamente e se estará próxima ao valor calculado. A Tabela 12, apresenta a comparação entre o modelo analítico e a simulação no CST.

Tabela 12-Comparação da primeira Frequência de Ressonância entre o método analítico e o dipolo cruzado

	Método analítico	CST	Deslocamento (%)
f_1 (GHz)	6,6	6,1	7,57%

Fonte: O autor

Figura 53 a) Dipolo Cruzado ideal simulado no CST; b) Resposta em frequência



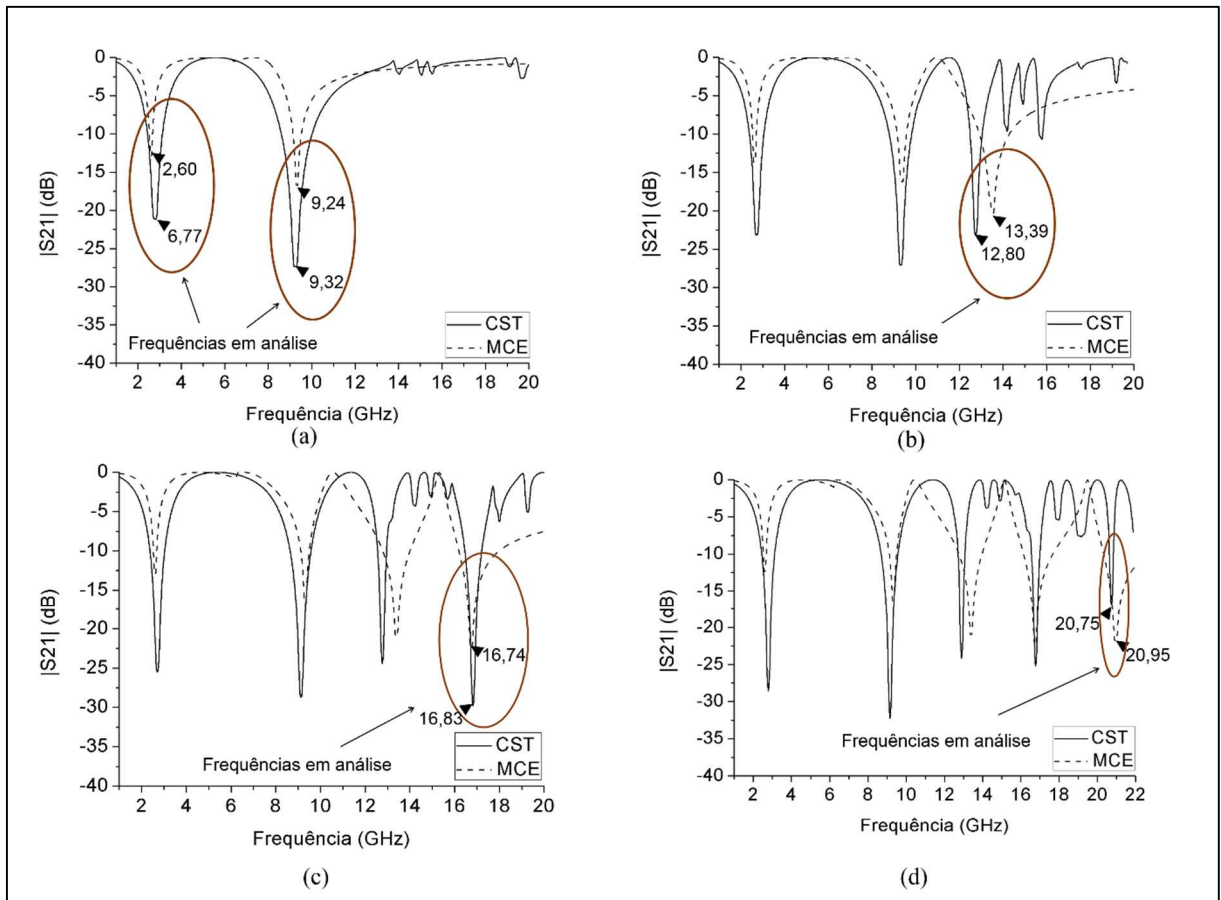
Fonte: O autor

A partir dos resultados apresentados na Tabela 12, uma possível causa para esses deslocamentos pode ser as influências causadas pelos dipolos distribuídos nas extremidades da geometria, com isso o dipolo central passou a não ressoar em $\lambda/2$. Como o cálculo analítico apresentado na secção 6.1 não leva em consideração os efeitos causados pelo efeito

dos dipolos das extremidades, o modelo para o dipolo central para FSS-CJ sofreu um deslocamento de 3,83 GHz comparado com a simulação do CST.

A Figura 54 apresenta a comparação entre os resultados para todas as iterações, entre o modelo simulado com o CST e pelo MCE na configuração ideal ambos. As marcações nas figuras representam as frequências analisadas em cada iteração.

Figura 54 Comparação entre os modelos ideais simulados no CST e MCE para as iterações da FSS-CJM (a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3.



Fonte: O autor

Mesmo o modelo ideal não seja realizável, a análise descrita acima é de grande importância, pois é a base para o modelamento dos circuitos equivalentes com o efeito do dielétrico. Portanto, o próximo passo é validar o MCE com efeito do dielétrico. Para validação dos resultados obtidos serão comparados com as simulações e medições.

A Tabela 13 apresenta as frequências de ressonância para os protótipos simulados, fabricados, modelados pelo MCE e cálculo analítico.

Tabela 13 Frequências de Ressonância em análise para os modelos com efeito do dielétrico

	Método analítico	CST	Medido	MCE
f_1 (GHz)	1,73	1,78	1,98	1,73
f_2 (GHz)	5,80	6,42	6,50	6,21
f_3 (GHz)	8,30	8,69	8,89	8,90
f_4 (GHz)	10,40	10,94	11,38	11,16
f_5 (GHz)	13,06	12,98	13,72	13,98

Fonte: O autor

A Tabela 14 apresenta o percentual de deslocamento para as frequências de ressonância entre o modelo discreto com os demais modelos. Será também observado o percentual entre as frequências medidas com as simuladas utilizando o CST.

Tabela 14 Deslocamento Percentual das Frequências de Ressonância entre os modelos analítico, CST, MCE e experimental com efeito do dielétrico

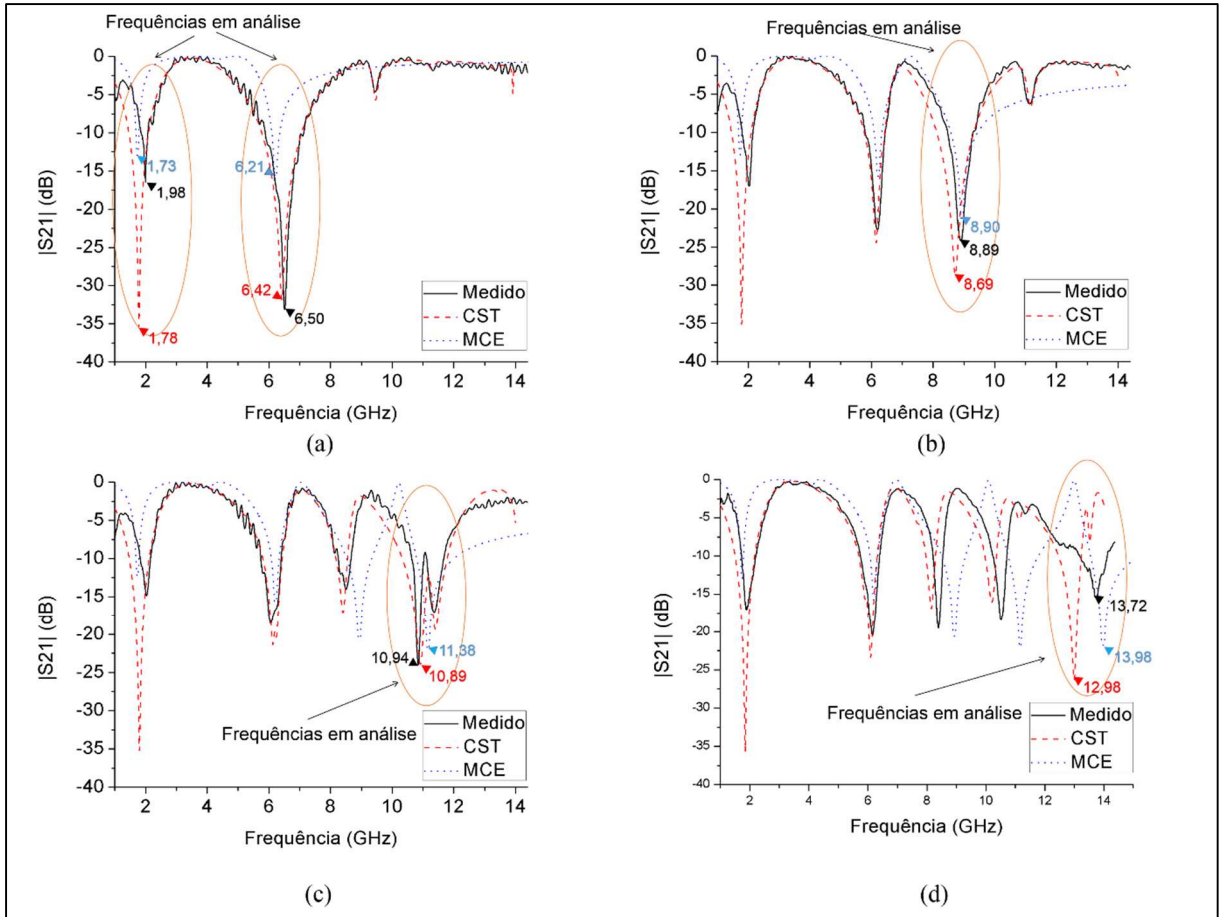
Deslocamento Percentual das Frequências de Ressonância				
	Experimental/ MCE (%)	CST / MCE (%)	Método analítico/ MCE (%)	Experimental/ CST (%)
f_1	12,62	2,80	0	10,10
f_2	4,46	3,27	6,60	1,23
f_3	0,11	2,41	6,74	2,24
f_4	1,93	2,01	6,81	3,86
f_5	6,59	7,15	0,22	1,85

Fonte: O autor

A Tabela 14 mostra que os resultados gerados pelo MCE estão bem próximos dos resultados simulados no CST e experimentais. Tendo como parâmetro a comparação entre o CST e a medição, o MCE apresentou um erro máximo de 12,62% para primeira frequência onde o CST apresentou 10,10% quando comparados com a medição, mostrando proximidade entre os resultados simulados no CST. O modelo analítico apresentou um deslocamento máximo de 6,81% entre as frequências f_2 , f_3 e f_4 quando comparados com o MCE, com isso as frequências calculadas no modelo analítico ficaram dentro dos resultados simulados pelo MCE.

A Figura 55 apresenta a comparação entre os resultados para as quatro iterações dos MCE, CST e medição. A marcação em laranja representa as frequências analisadas em cada iteração.

Figura 55 Comparação entre os modelos simulados, medidos e numéricos para a FSS-CJM com efeito do substrato (a) Iteração 0; (b) Iteração 1; (c) Iteração 2; (d) Iteração 3.



Fonte: O autor

8 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho, é apresentada uma modificação na FSS baseada na Cruz de Jerusalém. Esta modificação consiste na adição de dipolos ao longo do dipolo central da estrutura. A cada iteração, são adicionados dipolos de tamanho menor, o que resulta no surgimento de novas frequências. Essa distribuição não alterou a área inicial da geometria primária e mostrou o potencial para operação em múltiplas faixas.

Com esse propósito, realizou-se uma revisão bibliográfica, abordando aspectos importantes sobre a teoria das FSS: conceitos gerais, aspectos construtivos, geometrias usuais, aplicações, técnicas de análise e de medição.

Foram realizadas análises das FSS de forma analítica, numérica e experimental. Referente à modelagem analítica, foi proposto um cálculo aproximado para a previsão das frequências de ressonância para FSSs ideais a partir do comprimento de onda em relacionado ao comprimento do dipolo em análise, porém foi proposto também uma correção que leva em consideração o deslocamento causado pelo dielétrico. Esse método levando em consideração o efeito do dielétrico apresentou deslocamentos máximos de 12,62% comparado com as medições, 9,65% comparado com o CST e 6,81% comparado com o Método de circuito Equivalente

Na caracterização numérica, foram obtidos resultados a partir do Método de Circuito equivalente e simulações utilizando o CST *Microwave Studio* 2015. O uso do método de circuitos equivalente para modelagem das FSSs se mostrou eficiente, em comparação com os resultados experimentais apresentando um deslocamento máximo de 12,62% e 3,27% em relação ao CST. Porém, mesmo o MCE não levando em consideração o deslocamento nas frequências de ressonância devido ao acoplamento gerado pelo o acréscimo dos novos dipolos na estrutura. Contudo o método usado para analisar as FSSs apresentou ser eficiente, rápido e com precisão suficiente para prever a performance dessas superfícies. O CST foi usado para compara e validar os resultados obtidos pelo método de circuito equivalente e demonstrar a relação dos dipolos com as frequências de ressonância através da análise da corrente de superfície nas estruturas.

Na análise experimental, foi utilizado um *setup* de medição contendo dois pares de antenas corneta padrão e um analisador de redes. Os resultados medidos estão dentro dos resultados obtidos pelas simulações e pelos outros métodos analisados neste trabalho. Além de comprovar que as estruturas possuem uma estabilidade angular. Também apresentou o

mesmo efeito de acoplamento entre os dipolos apresentados pelas simulações via CST que um deslocamento percentual máximo de 6,94% e para os modelos experimentais um deslocamento máximo de 7,6%. Assim, as iterações da MJC-FSS podem ser uma opção potencialmente interessante para aplicações que requerem uma resposta na frequência multibanda. Tais como, absorvedores eletromagnéticos utilizados em painéis para bloquear sinais sem fio e blindagem de ambientes internos, *chips* RFID passivos baseados em FSS multibanda e refletores para antenas que operam em a banda S e Ku.

8.1 Trabalhos Futuros

Dando continuidade a este trabalho, sugere-se a sintonização das frequências de ressonância para aplicações comerciais e o desenvolvimento destas aplicações a partir da distribuição e variação dos dipolos da FSS-CJM. A incorporação de novos procedimentos de síntese ao modelo de circuito equivalente (algoritmos genéticos, redes neurais, entre outros) pode contribuir significativamente na obtenção de respostas em frequência mais específicas e melhorar o modelamento de novos dispositivos cujas geometrias não são comuns na literatura, podendo também ser implementado em outras linguagens de programação de código aberto como Python, C++, entre outras.

REFERÊNCIAS

- [1] D. Rittenhouse, “An optical problem, proposed by Mr. Hopkinson e Mr. Rittenhouse,” *Trans. Amer. Phil. SOC* 1786, vol. 2, pp. 201-206.
- [2] Manuela Regina Tavares de Oliveira, *Superfície Seletiva de Frequência Reconfigurável (RFSS) Baseada em Dipolo Cruzado*. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco. (Dissertação Mestrado), 2016.
- [3] Mert Karahan, Ertugrul Aksoy and Yasin Yavuz, “A Frequency Selective Surface Design To Reduce The Interference Effect On Satellite Communication,” 8th International Conference on Recent Advances in Space Technologies (RAST), Junho 2017.
- [4] Liu Hai-Tao, Cheng Hai-Feng, Chu Zeng-Yong and Zhang De-Yong , “Absorbing properties of frequency selective surface absorbers,” *Materials & Design*, vol. 28, pp. 2166-2171, 2007.
- [5] D.J. Kern, D.H. Werner, A. Monorchio, L. Lanuzza and M.J. Wilhelm , “The Design Synthesis of Multiband Artificial Magnetic Conductors Using High Impedance Frequency Selective Surfaces,” pp 8-17, vol. 53, 2005.
- [6] Md. Aminul Islam and Nemai Chandra Karmakar, “Compact Printable Chipless RFID Systems,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp 3785 - 3793 vol. 63, 2015.
- [7] Jonathan M. Rigelsford, Sandra Martin Benito and Andrea Vallecchi , “A Tri-band Inductive Frequency Selective Surface Sub-Reflector for Satellite Communications Systems,” *The 8th European Conference on Antennas and Propagation*, 2014.
- [8] Te-Kao Wu and Shung-Wu Lee , “Multiband Frequency Selective Surface with Multiring Patch Elements,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 1484-1490, vol. 42, 1994.
- [9] Sérgio Romero Oliveira De Souza, *Modelamento de Dispositivos de Micro-Ondas utilizando Algoritmos Genéticos*, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco. (Dissertação Mestrado), 2011.
- [10] Bruno Gomes Moura De Oliveira, *Interfeômetros Coplanares de Micro-Ondas para Aplicação em Sistemas de Detecção Instantânea*, Universidade Federal de Pernambuco. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica: Dissertação (Mestrado), 2009.
- [11] Boylestad Robert L., *Introdução à Análise De Circuitos*, vol. 12, São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2012.
- [12] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4ª ed., John Wiley & Sons, 2011.
- [13] Hong, J., e Lancaster, M.J., *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, 1ª ed., John Wiley & Sons, 2001.

- [14] B. P. Lathi, *Sinais e Sistemas Lineares*, Bookman, 2004.
- [15] B. A. MUNK, *Frequency selective surfaces : theory and design*, John Wiley & Sons, Inc, 2000.
- [16] Siti Normi Zabri, *Study of Thin Resistively Loaded FSS*, School of Electronics, Electrical Engineering and Computer Science in the Faculty of Engineering of Queen's Belfast. Tese (Doutorado), 2015.
- [17] J. D. N. Cruz, *Caracterização de FSS com Geometria Matrioska Aberta*, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba. Dissertação (Mestrado), 2015.
- [18] Antonio Luiz Pereira de Siqueira Campos, *Superfícies seletivas em frequência : análise e projeto*, Natal-RN: Editora do IFRN, 2008.
- [19] Maurício Weber Benjô da Campos, *Superfícies seletivas em frequência - FSS: concepção e projeto de absorvedores planares de micro-ondas para aplicação em WLAN, WIMAX e radar*, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade De campinas. Tese (Doutorado), 2014.
- [20] Leidiane Carolina Martins de Moura, *Caracterização de FSS com Geometria Estrela de Quatro Braços*, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba. Dissertação (Mestrado), 2015.
- [21] Rafele Gomes Gonçalves de Carvalho, *Desenvolvimento de FSS Mecanicamente Reconfigurável para Aplicações em Micro-Ondas.*, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da UFRN. Dissertação (Mestrado).
- [22] S. Unaldi, S. Cimen, G. Çakır and U. E. Ayten, "A Novel Dual-Band Ultrathin FSS With Closely Settled Frequency Response," *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, vol. 16, 2017.
- [23] T. Chang, R. Langley and E. Parker, "An Active Square Loop Frequency Selective Surface," *Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 3, pp. 387-388, october 1993..
- [24] Hillner de Paiva Almeida Ferreira, *Matrioska: uma proposta de Geometria para FSS multibandas*, João Pessoa – PB: Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba. Dissertação (Mestrado), 2014.
- [25] W. T. Wang, P. F. Zhang, S. X. Gong, B. Lu, J. Ling e T. T. Wan, "Compact Angularly Stable Frequency Selective Surface Using Hexagonal Fractal Configurations," vol. 51, 2009.
- [26] M. R. T. d. Oliveira, H. V. H. S. Filho, E. M. F. d. Oliveira, G. J. Pinheiro, M. T. d. Melo, M. O. Alencar, A. G. Neto e I. Llamas-Garro, "RFSS based on Cross Dipole or Grid using PIN Diode," *Microwave And Optical Technology Letters*, September 2017.

- [27] Érico Cadineli Braz, *Análise de Superfícies Seletivas em Frequência com Geometria Multifractais*, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN. Tese (Doutorado), 2014.
- [28] Anil Kumar Palange, Anuradha Sonker Yadav and Shivendra Singh Anil Kumar Palange, “Designing of Multiband Frequency Selective Surfaces,” *International Conference on Communication and Signal Processing*, 2016.
- [29] Te-Kao Wu and Shung-Wu Lee, “Multiband frequency selective surfaces with a modified multifractal cantor geometry,” *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 13, 2014.
- [30] E. M. F. Fernandes, *Aplicação de Superfície Seletiva em Frequência para melhoria de desempenho de sistemas de antenas tipo banda dupla*, Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense. Dissertação (Mestrado), 2016.
- [31] L. C.K e R. Langley, Equivalent-circuit models for frequency-selective surfaces at oblique angles of incidence, *IEE PROCEEDINGS*, 1985.
- [32] T. Manabe, K. Kikuchi, S. Ochiai e T. Nishibori, “Dual-Polarization Jerusalem-Cross Slot Type FSS for a Submillimeter-Wave Band,” *ISAP*, 2015.
- [33] S. Yadav, M. M. Sharma, D. Jhanwar e M. Garg, “A Polarization Independent Triple Band Reject Frequency Selective Surface for the Mobile communication,” *International Conference on Computer, Communications and Electronics (Comptelix)*, Julho 2017.
- [34] F. Costa, A. Monorchio and G. Manara, “Efficient Analysis of Frequency-Selective Surfaces by a Simple Equivalent-Circuit Model,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, pp.35-48 vol. 54, 2012.
- [35] R. Mittra, C. H. C. e T. C. , “Techniques for analyzing frequency selective surfaces – a review,” *IEEE Proceedings*, pp. 1593 – 1615, 1988.
- [36] M. G. Negri, *Introdução ao estudo dos fractais*, Dissertação de Mestrado ao PROFMAT da UFG., 2014.
- [37] Crislane Priscila Do Nascimento Silva *Interferêmetro Baseado Na Geometria Fractal De Hilbert*, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco (Dissertação), 2016.
- [38] J. I. A. T. Estudo da variação da periodicidade e do acoplamento entre superfícies seletivas de frequência com elementos fractais e helicoidais em estruturas de multicamadas, Natal-RN: Tese (Doutorado) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação., 2015.
- [39] R. Sedivy, W. Ch., K. Svozil, M. E. e B. G., “Fractal Analysis: An Objective Method for Identifying Atypical Nuclei in Dysplastic Lesions of the Cervix Uteri,” *Gynecologic Oncology*, vol. 75, pp. 78-83, 1999.

- [40] K. Falconer, *Fractal geometry: Mathematical foundations and application.*, Londres: Wley & Sons, 2003.
- [41] T. A. d. Assis, J. G. V. Miranda, F. d. B. Mota, R. F. S. Andrade e C. M. C. d. Castilho, “Geometria fractal: propriedades e características de fractais ideais,” *Revista Brasileira de Ensino de Física*, vol. 30, 2008.
- [42] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, McGraw-Hill, Ed., New York, 1951.
- [43] R.J. Langley and E.A. Parker , “Double-square frequency-selective surfaces and their equivalent circuit,” *Electronics Letters*, pp 675-677, vol. 19, 1983.
- [44] R.J. Langley and E.A. Parker., Improved empirical model for the Jerusalem cross, *IEE PROC*, pp 1-6, vol. 129, 1982.
- [45] J. Romeu and Y. Rahmat-Samii , “Fractal Elements and Their Applications to Frequency Selective Surfaces,” *IEEE Aerospace Conference Proceedings*, pp. 77- 81, 2000.
- [46] R. L. A. *Aplicação do Método Box Counting para a Estimativa da Dimensão Fractal da Figuras Planas Digitalizadas*, Monografia apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Geomática da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM,RS), 2007.
- [47] G. Vuidel, “Fractalyse - Fractal Analysis Software,” Université de Franche-Comté, [Online]. Available: <http://www.fractalyse.org/en-paper.html>. [Acesso em 10 12 2017].
- [48] Dario Oliveira, Maysa Macedo, Marcelo Portes de Albuquerque e Marcio Portes de Albuquerque , “Cálculo da Dimensão Fractal Método de BoxCounting,” CBPF (Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas), [Online]. Available: <http://www.cbpf.br/~maysagm/>. [Acesso em 09 12 2017].
- [49] T. W. Leonard and J. W Cofer, “A new equivalent circuit representation for the Jerusalem cross,” *IEE Conference Publish*, vol. 169, 1978.
- [50] Antonio L. P. S. Campos, Adaildo G. d'Assunção, Robson H. C. Maniçoba e Lincoln M. Araújo, “Software for project and analysis of frequency selective surfaces,” *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 11, 2012.
- [52] Grace Hui-Hsia Sung, Kevin W. Sowerby and Allan G. Williamson , “Equivalent Circuit Modelling of a Frequency Selective Plasterboard Wall,” *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005.
- [51] Xian-Jun Sheng, Jing-Jing Fan, Ning Liu and Chun-Bo Zhang , “A Miniaturized Dual-Band FSS With Controllable Frequency Resonances,” *Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, 2017.
- [52] Sanjeev Yadav, M. M. Sharma, Deepak Jhanwar and Monika Garg , “A Polarization Independent Triple Band Reject Frequency Selective Surface for the Mobile communication,” *International Conference on Computer, Communications and Electronics (Comptelix)*, 2017.