

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

**SUPERFÍCIE SELETIVA DE FREQUÊNCIA
RECONFIGURÁVEL (RFSS) BASEADA EM
DIPOLO CRUZADO**

por

MANUELLE REGINA TAVARES DE OLIVEIRA

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

ORIENTADOR: MARCOS TAVARES DE MELO, Ph.D.

Recife, fevereiro de 2016.

© Manuelle Regina Tavares de Oliveira, 2016

Folha de avaliação.

AGRADECIMENTOS

A Deus por ter me proporcionado saúde, tranquilidade e oportunidades;

A minha mãe Sandra Motta por ter sido minha companheira desde sempre, me apoiando nas minhas decisões difíceis e me proporcionando condições para meu desenvolvimento acadêmico. Ao meu pai Manoel Paulino pela compreensão nos momentos de ausência. A minha amiga Daniela Cruvinel por deixar meus dias mais alegres e me acalmar nos momentos de estresse.

Ao professor Marcos Tavares pelas oportunidades de participar do programa de iniciação científica, projetos de P&D, mestrado, organização do IMOC 2015 e um futuro doutorado. Além das críticas, sugestões e paciência todo esse momento para melhorar meu trabalho acadêmico.

Ao professor Ignácio Lhamas pelas sugestões e conhecimentos passados para o desenvolvimento dessa dissertação e de outras pesquisas desenvolvidas conjuntamente.

Ao professor Alfredo por ter disponibilizado o laboratório para medição dos dispositivos desenvolvidos nesta dissertação.

Ao professor Antonio Belfort pelos conhecimentos valiosos passados nas disciplinas e durante o projeto de P&D da Celpe. Além de ter sido uma honra ter participado com ele desse projeto.

A maravilhosa equipe do Laboratório de Micro-ondas: Crislane Silva, Lidiane Araújo, Elias Marques, Gabriel Gonçalves, Leon Pontes, Marcelo Coutinho, Túlio Pedrosa, Francisco Ariailton, Bruno Gomes e Lauro Novo por sempre estarem disponíveis a ajudar, principalmente Leonardo Moraes por ajudar na fabricação dos dispositivos de micro-ondas.

E a CAPES pelo apoio financeiro e aos funcionários do Departamento de Eletrônica e Sistemas.

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

SUPERFÍCIE SELETIVA DE FREQUÊNCIA RECONFIGURÁVEL (RFSS) BASEADA EM DIPOLO CRUZADO

MANUELLE REGINA TAVARES DE OLIVEIRA

Fevereiro/2016

Orientador: Marcos Tavares de Melo, Ph.D.

Área de Concentração: Fotônica.

Palavras-chave: FSS, RFSS, Diodo PIN, Calibração TRL, Método de Circuito Equivalente.

Número de Páginas: 91.

RESUMO: Este trabalho apresenta o desenvolvimento de duas estruturas FSS baseadas no dipolo cruzado. A célula unitária da primeira estrutura é composta de um patch dipolo cruzado quando o diodo está no estado OFF e uma estrutura chamado *hash* quando o diodo está no estado ON. O patch dipolo cruzado tem uma característica de filtro rejeita faixa e o *hash* vai se comportar como um filtro passa faixa na frequência de interesse. A segunda estrutura tem como célula unitária a abertura dipolo cruzado quando o diodo está ON e patch quadrado quando o diodo está OFF. Foram utilizadas fitas de cobre impressas no substrato no lugar dos diodos para verificar o conceito de reconfigurabilidade. As respostas em frequência desses filtros foram analisadas segundo o método de circuito equivalente, e as simulações do software CST Studio Suite e resultados experimentais dos protótipos construídos foram usados para validar esses resultados.

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

RECONFIGURABLE FREQUENCY SELECTIVE (RFSS) SURFACE BASED ON CROSS DIPOLE

MANUELLE REGINA TAVARES DE OLIVEIRA

February/2016

Supervisor: Marcos Tavares de Melo, Ph.D.

Concentration Area: Photonics.

Keywords: FSS, RFSS, PIN Diode, TRL Calibration, Equivalent Circuit Model.

Number of Pages: 91.

ABSTRACT: This work present the development of two FSS structures using elements based on the cross dipole. The unit cell of the first structure consists of a cross dipole patch when the diode is in the OFF state and a hash when the diode is in the ON state. The cross dipole patch has a stop-band filter characteristic, and the hash will behave as a pass band filter response on the desired frequency. The second unit cell structure is a cross dipole slot when the diode is ON and a square patch when the diode is OFF. Copper strips were used instead of the diodes to demonstrate the reconfigurable concept. The frequency responses of these filters were analyzed using the equivalent circuit method. The CST software simulation and experimental results of constructed prototypes were used to validate these results.

ÍNDICE

Folha de avaliação.....	ii
AGRADECIMENTOS.....	iii
ÍNDICE.....	vi
LISTA DE FIGURAS.....	viii
LISTA DE SÍMBOLOS.....	xii
LISTA DE ABREVIATURAS.....	xiii
LISTA DE TABELAS.....	xiv
1 Introdução.....	1
1.1 Estrutura da Dissertação.....	2
2 Circuitos de Micro-ondas.....	3
2.1 Linhas de Transmissão.....	3
2.2 Análise de Redes de Micro-ondas.....	7
2.2.1 Parâmetros de Espalhamento em Redes de Micro-ondas.....	7
2.2.2 Matriz ABCD.....	9
2.2.3 Filtros de Micro-ondas.....	10
2.3 Diodos PIN para Circuitos de Micro-ondas.....	14
2.4 Simulação Eletromagnética de Estruturas de Micro-ondas.....	18
3 Fundamentação Teórica das Superfícies Seletivas de Frequência.....	20
3.1.1 Classificação dos Elementos das FSS.....	23
3.2 Superfícies Seletivas de Frequência Reconfiguráveis.....	25
3.2.1 RFSS Dipolo cruzado/ <i>Hash</i> (DCH).....	26
3.2.2 RFSS Dipolo cruzado/Sólido Quadrado (DCQ).....	28
4 Análise de FSS pelo Método de Circuito Equivalente.....	31
4.1 Introdução.....	31
4.2 Estrutura do Método de Circuito Equivalente.....	32
4.3 1ª Parte do Método: Derivação dos parâmetros discretos de uma FSS <i>freestanding</i>	33
4.4 2ª Parte do Método: Generalização dos componentes discretos.....	35
4.4.1 Periodicidade da Célula.....	35

4.4.2 Efeitos do Dielétrico	36
4.5 Significado Físico dos Valores dos Elementos Discretos	36
5 Resultados e Discussões	39
5.1 Projeto da RFSS Dipolo cruzado/ <i>Hash</i> (DCH) usando o Método de Circuito Equivalente.	39
5.1.1 Simulação da RFSS Dipolo cruzado/ <i>Hash</i> (DCH) usando CST Microwave Studio.	44
5.1.2 Fabricação da RFSS Dipolo cruzado/ <i>Hash</i> (DCH)	47
5.1.3 Medição da RFSS Dipolo cruzado/ <i>Hash</i> (DCH).....	51
5.1.4 Discussão dos Resultados RFSS Dipolo cruzado/ <i>Hash</i> (DCH)	53
5.2 Projeto da RFSS Dipolo cruzado/Patch quadrado (DCQ) usando o Método de Circuito Equivalente.	54
5.2.1 Simulação da RFSS Dipolo cruzado/Patch quadrado (DCQ) usando CST Microwave Studio. 59	
5.2.2 Fabricação do Dipolo cruzado/Patch quadrado (DCQ)	61
5.2.3 Medição e Discussão Dipolo cruzado/Patch quadrado (DCQ).....	63
5.3 Conclusões e Trabalhos Futuros	65
Anexos.....	66
Kit de Calibração TRL para o Diodo PIN	66
RFSS para Aplicação em Antenas Reconfiguráveis	68
Lista de Publicações	71
Bibliografia.....	73

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: (a) Linha de transmissão. (b) Circuito de parâmetros concentrados equivalente a um trecho de comprimento infinitesimal de linha	4
Figura 2: Linha de transmissão terminada em uma carga Z_L	6
Figura 3: Representação de uma rede de duas portas por parâmetros S.	7
Figura 4: Rede de duas portas com representação em matriz ABCD.	9
Figura 5: Matriz ABCD de um circuito discreto em paralelo.	10
Figura 6: Parâmetros S em função da Matriz ABCD.	10
Figura 7: Passa-Baixa. (a) Resposta em frequência do filtro ideal. (b) Modelo em circuito discreto.	11
Figura 8: Passa-Alta; (a) Resposta em frequência do filtro ideal; (b) Modelo em circuito discreto.	12
Figura 9: Passa-Faixa; (a) Resposta em frequência do filtro ideal; (b) Modelo em circuito discreto.	13
Figura 10: Rejeita-Faixa; (a) Resposta em frequência do filtro ideal; (b) Modelo em circuito discreto. ...	13
Figura 11: Modelamento básico do diodo PIN; (a) Estrutura do diodo; (b) Polarização Direta; (c) Polarização reversa.	15
Figura 12: Característica I-V do diodo PIN.	16
Figura 13: Circuito de polarização do diodo PIN.	17
Figura 14: Estrutura periódica bidimensional.	21
Figura 15: (a) Elementos do tipo abertura; (b) Elemento do tipo patch.	21
Figura 16: Princípio de Babinet: As linhas verticais representam o campo elétrico.	22
Figura 17: Grupo 1: (a) Dipolo; (b) dipolo cruzado; (c) Tripolo; (d) Cruz de Jerusalém.	24
Figura 18: Grupo 2: (a) Espira circular; (b) Espira quadrada; (c) Espira quadrada dupla; (d) Anéis circulares concêntricos.	24
Figura 19: Grupo 3: (a) Quadrado; (b) Hexagonal; (c) Circular.	24
Figura 20: Grupo 4: <i>Hash</i>	25
Figura 21: Elementos: (a) Dipolo cruzado; (a) <i>Hash</i>	26
Figura 22 – Célula unitária da RSS proposta: (a) Patch dipolo cruzado; (a) <i>Hash</i>	27
Figura 23: Elementos da RFSS e seus respectivos modelos de circuito: (a) Dipolo cruzado; (b) <i>Hash</i>	28
Figura 24: Elementos: (a) Dipolo cruzado; (a) <i>Hash</i>	28

Figura 25 – Célula unitária da RSS proposta: (a) Patch quadrada; (b) Abertura dipolo cruzado.	29
Figura 26: Elementos da RFSS e seus respectivos modelos de circuito: (a) Dipolo cruzado; (b) Patch quadrado.	30
Figura 27: Modelo de circuito equivalente para um arranjo FSS na configuração <i>freestanding</i> : (a) Patch; (b) Abertura.	33
Figura 28: Significado físico das indutâncias e capacitâncias.	37
Figura 29: Fluxograma do processo de modelamento para o método de circuito equivalente.	39
Figura 30: Detalhe da célula unitária RFSS DCH com as indicações das dimensões.	40
Figura 31: Valores dos componentes do o modelo discreto para: (a) Dipolo; (b) <i>Hash</i>	40
Figura 32: Resposta em frequência da FSS <i>freestanding</i> usando o método de circuito equivalente.	41
Figura 33: Valores dos componentes do modelo discreto para o caso da FSS com dielétrico RT/Duroid 5880: (a) Dipolo; (b) <i>Hash</i>	42
Figura 34: Resposta em frequência da FSS com dielétrico usando o método de circuito equivalente.	42
Figura 35: Valores dos componentes do modelo discreto para operação em 12,5 GHz: (a) Dipolo; (b) <i>hash</i>	43
Figura 36: Resposta em frequência da FSS que opera em 12,5 GHz.	43
Figura 37: Templates com configurações predefinidas para cada tipo de estrutura de micro-ondas.	44
Figura 38: Visão 3D da RFSS no ambiente CST com condição de contorno de célula unitária: (a) Patch Dipolo cruzado; (b) <i>Hash</i>	45
Figura 39: Resposta do parâmetro S21 simulado com o CST 2015.	46
Figura 40: Distribuição da densidade de corrente na frequência de ressonância ($f=12,5$ GHz) para: (a) Dipolo cruzado; (b) <i>Hash</i>	46
Figura 41: Máquina de protótipo da placa de circuito impresso durante o processo de confecção da RFSS Dipolo cruzado/ <i>Hash</i> (DCH).	47
Figura 42: Detalhes do software PCAM após a importação do arquivo DXF.	48
Figura 43: Processo de limpeza da placa.	49
Figura 44: Vista superior da RFSS fabricada no Laboratório de Micro-ondas.	49
Figura 45: Esquema de medição de uma FSS.	51
Figura 46: Analisador de Redes Vetorial do laboratório do IFPB.	52

Figura 47: Medição experimental da RFSS DCH fabricada no Laboratório de Micro-ondas utilizando um Analisador de Redes Vetorial do laboratório do IFPB.	52
Figura 48: Resultado experimental medido com analisador de redes.....	53
Figura 49: Comparação entre os resultados obtido pelo CST, obtidos do modelo discreto e resultado experimental: (a) Dipolo cruzado; (b) <i>Hash</i>	54
Figura 50: Detalhe da célula unitária RFSS DCQ com as indicações das dimensões (com diodo ideal). ..	54
Figura 51: Valores dos componentes do o modelo discreto: (a) Dipolo cruzado; (b) Patch quadrado.	55
Figura 52: Resposta em frequência da FSS <i>freestanding</i> usando o método de circuito equivalente.	56
Figura 53: Valores dos componentes do modelo discreto para o caso da FSS com dielétrico RT/Duroid 5880: (a) Dipolo cruzado; (b) Patch quadrado.	57
Figura 54: Resposta em frequência da FSS com dielétrico usando o método de circuito equivalente.	57
Figura 55: Valores dos componentes do modelo discreto para operação em 10 GHz: (a) Dipolo cruzado; (b) Patch quadrado.....	58
Figura 56: Resposta em frequência da FSS que opera em 10 GHz.	58
Figura 57: Visão 3D da RFSS no ambiente CST: (a) Abertura dipolo cruzado; (b) Patch quadrado.	59
Figura 58: Visão geral do RFSS com suas dimensões e parâmetros.	60
Figura 59: Resposta do parâmetro S21 simulado com o CST 2015.	60
Figura 60: Distribuição da densidade de corrente na frequência de ressonância ($f=10$ GHz):(a) Abertura dipolo cruzado; (b) Patch quadrado.....	60
Figura 61: Vista superior da RFSS fabricada no Laboratório de Micro-ondas: (a) Dipolo cruzado; (b) Patch quadrado.	62
Figura 62: Resultado experimental medido com analisador de redes.....	64
Figura 63: Comparação entre os resultados obtidos pelo CST, obtidos do modelo discreto e resultado experimental: (a) Abertura dipolo cruzado; (b) Patch quadrado.	64
Figura 64: Kit de calibração TRL : (a) DUT em uma Linha de transmissão; (a) THRU; (c) REFLECT; (d) LINE.....	66
Figura 65: Esquema de um arranjo de antenas se comunicando com N dispositivos comutando seu lóbulo principal pelo centro de controle.	68
Figura 66: Antena RFSS propostas por [Bousslama, 2015]: (a) Célula unitária; (b) Visão em perspectiva da antena RFSS; (c) Vista superior da antena RFSS.	70

Figura 67: Antena RFSS propostas por [Yu, 2015]: (a) Foto da antena; (b) Antena Monopolo Central; (c)
Vista superior da antena; (c) Vista traseira da antena;..... 70

LISTA DE SÍMBOLOS

ϵ	Permissividade elétrica em determinado meio
ϵ_r	Constante dielétrica
ϵ_{ef}	Constante dielétrica efetiva
ϵ_0	Permissividade elétrica no vácuo
λ	Comprimento de onda
μ	Permeabilidade magnética em determinado meio
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo
τ	Tempo de vida dos portadores em um diodo PIN
ω	Frequência angular
ω_0	Frequência angular de ressonância
A	Área de um diodo PIN
c	Velocidade da luz
C_T	Capacitância total em um diodo PIN reversamente polarizado
f_c	Frequência de corte em um diodo PIN
f_r	Frequência de ressonância
h	Altura de um substrato dielétrico
I_D	Corrente em um diodo
I_F	Corrente de polarização direta em um diodo PIN
I_R	Corrente de polarização reversa em um diodo PIN
j	Unidade imaginária ($\sqrt{-1}$)
OFF	Estado reversamente polarizado de uma chave (diodo PIN)
ON	Estado diretamente polarizado de uma chave (diodo PIN)
Q	Quantidade de carga armazenada em um diodo PIN
R_p	Resistência paralela em um diodo quando reversamente polarizado
R_s	Resistência série em um diodo PIN quando diretamente polarizado
V_B	Tensão de ruptura em um diodo PIN
V_D	Tensão sobre um diodo PIN
V_F	Tensão de polarização direta máxima em um diodo PIN
V_R	Tensão reversa máxima

LISTA DE ABREVIATURAS

<i>DC</i>	<i>Direct Current</i>
<i>FDTD</i>	<i>Finite-Difference Time-Domain</i>
<i>FSS</i>	<i>Frequency Selective Surface</i>
<i>GPS</i>	<i>Global Positioning System</i>
<i>LAN</i>	<i>Local Area Network</i>
<i>PIN</i>	<i>P-Intrinsic-N</i>
<i>RF</i>	<i>Radio Frequency</i>
<i>RFID</i>	<i>Radio Frequency Identification</i>
<i>RFSS</i>	<i>Reconfigurable Frequency Selective Surface</i>
<i>SPST</i>	<i>Single-Pole Single-Through</i>
<i>TM</i>	<i>Transversal Magnetic</i>
<i>Wi-Fi</i>	<i>Wireless Fidelity</i>

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Dimensões iniciais (mm) da FSS <i>freestanding</i>	40
Tabela 2 Valores de circuito discreto equivalente para o caso da FSS <i>freestanding</i>	41
Tabela 3 Valores de circuito discreto equivalente para o caso da FSS com dielétrico RT/Duroid 5880....	42
Tabela 4: Valores de circuito discreto equivalente para operação em 12,5 GHz.	43
Tabela 5: Dimensões iniciais (mm) da FSS <i>freestanding</i>	55
Tabela 6 Valores de circuito discreto equivalente para o caso da FSS <i>freestanding</i>	56
Tabela 7 Valores de circuito discreto equivalente para o caso da FSS com dielétrico RT/Duroid 5880....	57
Tabela 8: Valores de circuito discreto equivalente para operação em 10 GHz.	58

1 Introdução

Os dispositivos de micro-ondas são de grande importância para as comunicações sem fio, visto o grande número de aplicações em engenharia que operam na faixa do espectro eletromagnético correspondente às de micro-ondas, tais como sistema de telefonia móvel, TV digital e *tablets*, radar, forno de micro-ondas e etc. Com aumento na demanda por serviços de telecomunicações cresce a necessidade de pesquisas e avanços em tecnologia na área de dispositivos de micro-ondas para melhorar a qualidade das comunicações. Esses avanços focam no desenvolvimento de equipamentos cada vez mais eficientes, menores e mais integrados. [1]

Um dos dispositivos que vem chamando bastante atenção da comunidade científica são as superfícies seletivas de frequência - FSS devido às propriedades de filtragem de frequência. Essas características tornam as FSS convenientes para uma série de aplicações que vão desde o forno de micro-ondas aos veículos 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 [2].

Como extensão dessas FSS, surgem as RFSS – FSS reconfiguráveis. Enquanto as FSS passivas têm suas características em frequência invariáveis, as RFSS têm suas propriedades como frequência de ressonância e polarização que podem variar durante seu funcionamento. Essa variação é devido à inserção de elementos ativos em sua estrutura. Um exemplo de elemento ativo utilizado para esse tipo de estrutura reconfigurável em micro-ondas é o diodo PIN. Quando o estado do diodo PIN é variado, ou seja, de reversamente polarizado para diretamente polarizado ou vice-versa, as propriedades das FSS são alteradas. Chaves MEMs, varactores também podem ser utilizados.

Historicamente, o entendimento dos princípios da física das FSS evoluiu diretamente da investigação das grades de difração em óticas que são usados para decompor feixe de luz monocromática em suas ordens espectrais. Este processo de decomposição foi descoberto pelo físico americano David Rittenhouse, como documentado na troca de cartas entre ele e Francis Hopkinson publicado em 1786 [3]. Rittenhouse observou a decomposição da luz branca em distintos comprimentos de onda, cuja distância espectral depende do espaço entre os fios da grade de difração

ótica. A decomposição da luz branca por um prisma já tinha sido descoberto 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 [4]. Por causa da simplicidade da estrutura para o processo de filtragem, esta tem sido estendida para muitas áreas de engenharia e ciência.

1.1 Estrutura da Dissertação

O **Capítulo 2** aborda os conceitos de redes de micro-ondas de duas portas, parâmetros S, matriz ABCD, linhas de transmissão, conceitos básicos do diodo PIN para micro-ondas e a classificação dos filtros ideais, observando-se conceitos relevantes no projeto destes dispositivos. Este capítulo aborda ainda, de uma forma geral, os softwares de simulação eletromagnética.

O **Capítulo 3** apresenta uma descrição geral sobre superfícies seletivas de frequência mostrando definição, tipos, formas, o comportamento de filtragem associado a cada estrutura de elementos e aspectos que influenciam a resposta das estruturas. É também apresentado o conceito de estruturas reconfiguráveis e projeto de duas RFSS reconfiguráveis: RFSS Dipolo cruzado/*hash* (DCH) e RFSS Dipolo cruzado/patch quadrada (DCQ).

No **capítulo 4** é feita uma revisão sobre o método dos circuitos equivalentes, como a ferramenta utilizada para análise numérica do comportamento ressonante das FSS.

O **capítulo 5** traz o desenvolvimento das duas RFSS propostas sob análise do método de circuito equivalente. Resultados da simulação dos dois dispositivos propostos usando software de simulação eletromagnética CST Studio Suite, bem como os resultados experimentais são usados para validação dos resultados do método de circuito equivalente.

2 Circuitos de Micro-ondas

Desde que os circuitos integrados de micro-ondas (MICs, do inglês *Microwave Integrated Circuits*) foram introduzidos na década de 1950, continuam exercendo um papel muito importante no desenvolvimento de tecnologias de RF e micro-ondas. O progresso dos MICs foi graças aos avanços nas áreas de dispositivos de estado sólido e de linhas de transmissão planares. Com esse progresso, inúmeros métodos de análise de estruturas passivas de micro-ondas e ondas milimétricas foram desenvolvidos [5].

Ao contrário dos dispositivos de baixa frequência, cujas dimensões dos condutores não apresentam qualquer influência à resposta elétrica, em dispositivos de micro-ondas esse comprimento influencia de forma significativa na resposta desses circuitos.

Neste capítulo é dada uma breve revisão dos conceitos básicos de micro-ondas envolvidos no desenvolvimento dos dispositivos aqui abordados.

2.1 Linhas de Transmissão

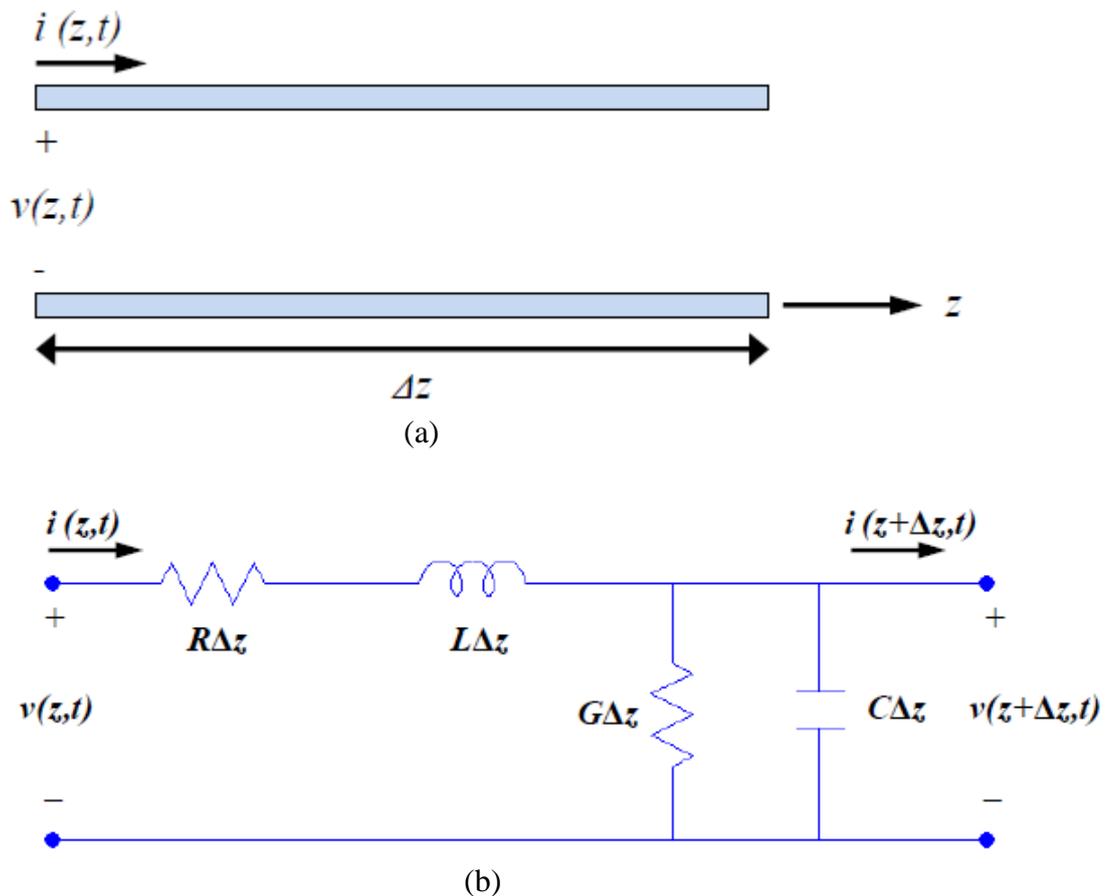
Em engenharia de micro-ondas, uma linha de transmissão (LT) é uma estrutura que geralmente é usada para conduzir informação ou energia de um ponto a outro. Os dispositivos de micro-ondas tais como filtros, transformador de impedância, ressoador, divisor de potência e acoplador direcional podem ser representados por LT. Portanto, é de fundamental importância o conhecimento do funcionamento da LT e quais são seus principais parâmetros [6].

Para o modo de propagação transversal (TEM), uma Linha de transmissão tem no mínimo dois condutores como esquematizado na Figura 1 (a). Sua seção infinitesimal pode ser representada por elementos discretos como mostrado na Figura 1 (b) [7]. Esses elementos discretos R, L, G, C definidas como:

- R=Resistência série por unidade de comprimento para ambos os condutores
[Ω/m]
- L=Indutância série por unidade de comprimento para ambos os condutores
[H/m]
- G=condutância paralela por unidade de comprimento para ambos os condutores
[S/m]

- C =capacitância paralela por unidade de comprimento para ambos os condutores [F/m]

Figura 1: (a) Linha de transmissão. (b) Circuito de parâmetros concentrados equivalente a um trecho de comprimento infinitesimal de linha.



Fonte: [8]

A indutância em série L representa a auto-indutância entre os dois condutores, e capacitância paralela C é devido a proximidade de dois condutores. A resistência série R representa a resistência devido a condutividade finita dos condutores, e a condutância em paralelo G é devido as perdas do material dielétrico entre os condutores.

Usando as leis da tensão e corrente de Kirchhoff no circuito da Figura 1(b) e fazendo algumas manipulações algébricas, chega-se a expressões para tensão e corrente no domínio da frequência em função da posição. Essas equações são mostradas em (1) e (2) respectivamente.

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{+\gamma z} \quad (1)$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} (V^+_0 e^{-\gamma z} - V^-_0 e^{+\gamma z}) \quad (2)$$

O termo γ é a constante de propagação complexa e Z_0 é a impedância característica da linha dados por:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (3)$$

$$Z_0 = \frac{V^+_0}{I^+_0} = \frac{-V^-_0}{I^-_0} = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \quad (4)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (5)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (6)$$

Para o caso onde as perdas da Linha de transmissão são pequenas, $\alpha=0$ com $R=0$ e $G=0$, as equações (1), (2), (3), (4), (5) e (6) se tornam respectivamente:

$$V(z) = V^+_0 e^{-\beta z} + V^-_0 e^{+\beta z} \quad (7)$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} (V^+_0 e^{-\beta z} - V^-_0 e^{+\beta z}) \quad (8)$$

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{LC} \quad (9)$$

$$Z_0 = \frac{V^+_0}{I^+_0} = \frac{-V^-_0}{I^-_0} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (10)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} \quad (11)$$

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (12)$$

Quando a linha é infinita ou é terminada em uma carga $Z_L=Z_0$, a razão entre a tensão e a corrente é a impedância característica Z_0 . No caso em que a Linha de transmissão é terminada em uma carga $Z_L \neq Z_0$ como mostrado na Figura 2, é assumido que onda incidente da forma $V^+_0 e^{-\beta z}$ é gerada a partir de uma fonte em $z < 0$ e atinge a carga em $z=0$. Dessa forma, a razão entre a tensão e a corrente na carga deve ser Z_L :

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)}$$

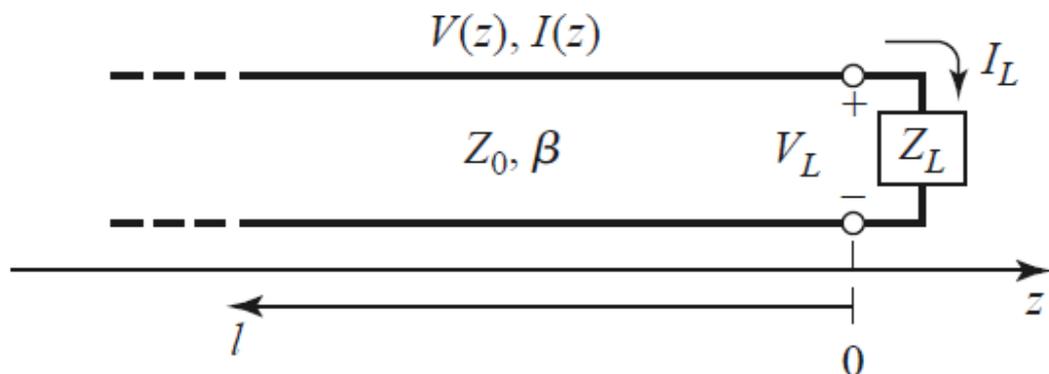
Das equações (7), (8), (13):

$$\Gamma = \frac{V^-_0}{V^+_0} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (14)$$

A impedância vista a uma distância l da carga, pode ser obtida através das equações (7), (8) e (14):

$$Z_{en} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (15)$$

Figura 2: Linha de transmissão terminada em uma carga Z_L



Fonte: [6]

2.2 Análise de Redes de Micro-ondas

Dispositivos de micro-ondas podem ser modelados por uma rede de N-portas. Essas redes são compostas por elementos passivos, como capacitores, resistores, indutores, entre outros, conectados de forma a criar circuitos com funcionalidades específicas, como filtros, ressoadores, divisores, etc [8]. Para análise dessas redes, usam-se conceitos de circuitos, pois se pode evitar o uso direto das equações de Maxwell, simplificando a análise [6]. Embora em frequência de micro-ondas, não há dispositivos para medição direta de tensões e correntes, como fazemos nos circuitos que operam com baixa frequência.

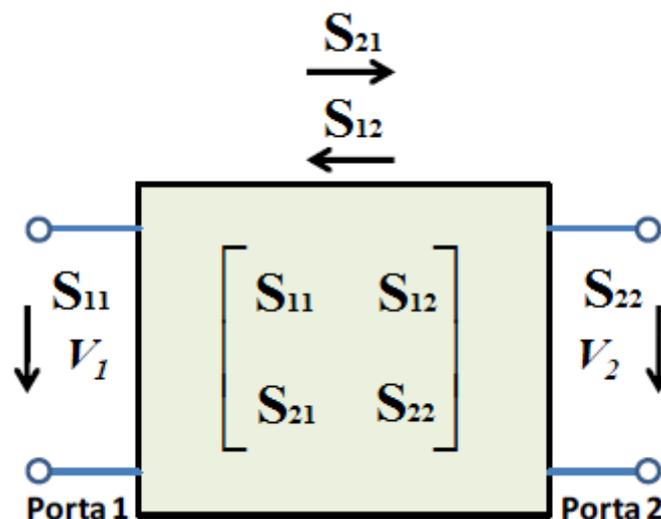
Na revisão das redes de micro-ondas mostrada a seguir, será dado enfoque aos parâmetros de espalhamento (*Scattering Parameters*, do inglês) e à Matriz ABCD.

2.2.1 Parâmetros de Espalhamento em Redes de Micro-ondas

Os parâmetros S (espalhamento) relacionam as tensões na porta i com as da porta j. Por exemplo, o parâmetro S_{ij} é calculado pela razão entre a tensão transmitida na porta i devido à tensão incidente na porta j. Para este cálculo, deve-se impor que as portas do circuito que não estão sendo analisadas estejam devidamente casadas para não influenciarem o resultado da análise nas portas i e j. [9]

Para entender melhor a análise de circuitos por parâmetros S, a Figura 3 mostra uma rede de duas portas e sua matriz espalhamento expressa por (16).

Figura 3: Representação de uma rede de duas portas por parâmetros S.



Fonte: Modificado de [8].

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$[V^-] = [S] \cdot [V^+] \quad (17)$$

A equação (22) é composta de três matrizes, dadas por (23), onde:

- $[V^-]$ é a matriz das tensões refletidas em cada porta;
- $[V^+]$ é a matriz das tensões incidentes em cada porta; e
- $[S]$ é a matriz de espalhamento, conhecida também por matriz S.

Cada elemento da matriz de espalhamento pode ser encontrado através da relação mostrada por (18):

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0, \text{ para } k \neq j} \quad (18)$$

A expressão por (18) mostra que para obter os parâmetros S em cada porta, é necessário que as demais portas estejam casadas, ou seja, nenhuma reflexão de quaisquer outras portas deve perturbar as medições na porta atual.

Como os parâmetros S são geralmente complexos, é mais conveniente a sua representação em termos de amplitude e fase. De forma genérica, temos:

$$S_{ij} = |S_{ij}| e^{j\phi_{ij}} \quad (19)$$

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

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

Para a caracterização de filtros, é necessário definir mais dois parâmetros: perda por inserção (do inglês, *Insertion Loss*) entre as portas i e j, com $i \neq j$, isto é, medida

sempre de uma porta para outra, e perda de retorno (do inglês, *Return Loss*) na porta j , medida sempre em relação à mesma porta.

2.2.2 Matriz ABCD

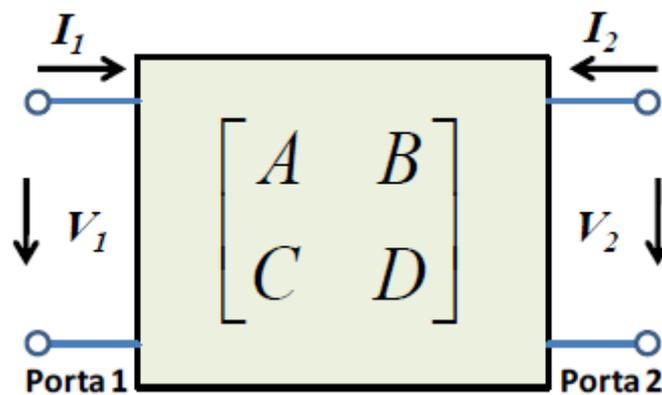
Os parâmetros S podem ser utilizados para analisar redes de micro-ondas com duas ou mais portas. No entanto, quando desejamos analisar redes com apenas duas portas, os parâmetros $ABCD$ ou Matriz $ABCD$ podem ser utilizados de forma mais conveniente.

Ela é definida em termos de tensões e correntes por:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (21)$$

Onde V_1 , V_2 , I_1 e I_2 são as tensões e correntes mostradas na Figura 4

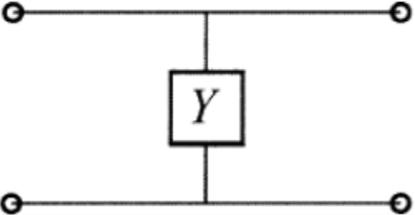
Figura 4: Rede de duas portas com representação em matriz ABCD.



Fonte: [8]

A matriz ABCD de um circuito discreto que será usado em capítulos futuros está mostrada na Figura 5. Na Figura 6 estão mostrados os parâmetros S em função dos coeficientes da matriz ABCD.

Figura 5: Matriz ABCD de um circuito discreto em paralelo.

Circuito	Matriz $ABCD$
	$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}$

Fonte: [8]

Figura 6: Parâmetros S em função da Matriz ABCD.

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

Fonte: [8]

2.2.3 Filtros de Micro-ondas

Filtros são tipos de circuitos cujo ganho depende da frequência do sinal a eles aplicados. Essa característica permite que eles sejam utilizados para selecionar uma

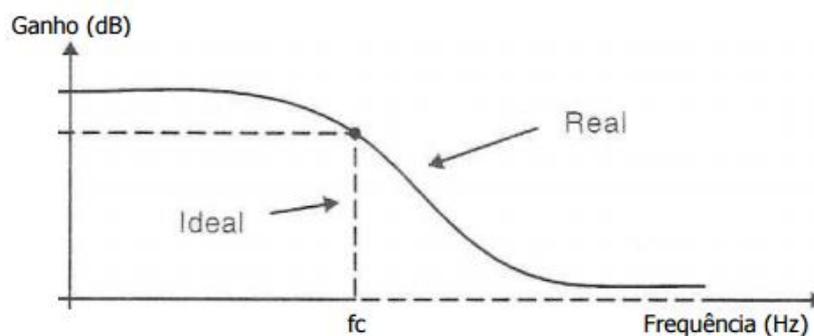
determinada faixa de frequências, ou para eliminar sinais indesejáveis. De uma forma geral pode-se afirmar que existem quatro tipos de filtros:

- Passa-baixa: Permite a passagem de sinais com frequência abaixo de uma frequência de corte, eliminando todos os outros sinais com frequências superiores.
- Passa-alta: Funciona de maneira inversa ao passa-baixa. Deixando passar os sinais cujas frequências estejam acima da frequência de corte.
- Passa-faixa: Permite a seleção de apenas uma faixa de frequências, ou seja, apenas essa faixa selecionada passará para a saída do filtro.
- Rejeita-faixa: Atua de forma inversa ao filtro passa-faixa, eliminando os sinais contidos em um determinado intervalo de frequências definido.

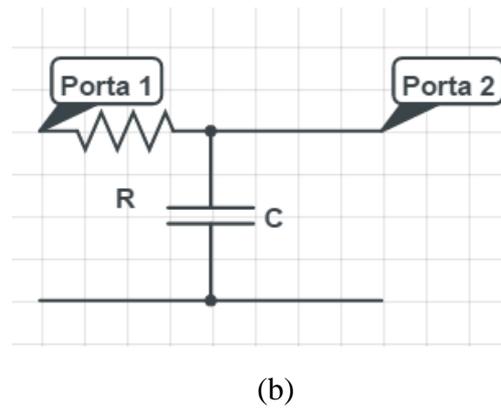
Um filtro ideal seria aquele que permitisse um ganho constante diferente de zero para qualquer sinal com frequência dentro da faixa de atuação do filtro, e que para todas as outras frequências o ganho seria nulo. Porém na prática, o filtro ideal é impossível de se obter. Os filtros passivos são aqueles que utilizam apenas resistores, capacitores ou indutores. Nesses filtros, o sinal selecionado não sofre amplificações. Os filtros ativos, conforme o nome sugere, usam elementos ativos como amplificadores operacionais, transistores, etc [10].

Cada tipo de resposta pode ser modelado por um circuito discreto. As Figuras 7-10 apresentam os tipos de resposta em frequência de um filtro ideal e real, bem como o modelo de circuito discreto associado. Esses modelos discretos serão usados nas próximas seções para modelar as superfícies seletivas de frequência.

Figura 7: Passa-Baixa. (a) Resposta em frequência do filtro ideal. (b) Modelo em circuito discreto.

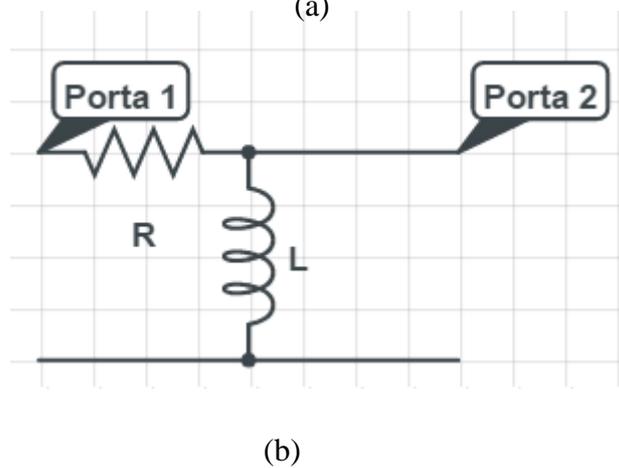
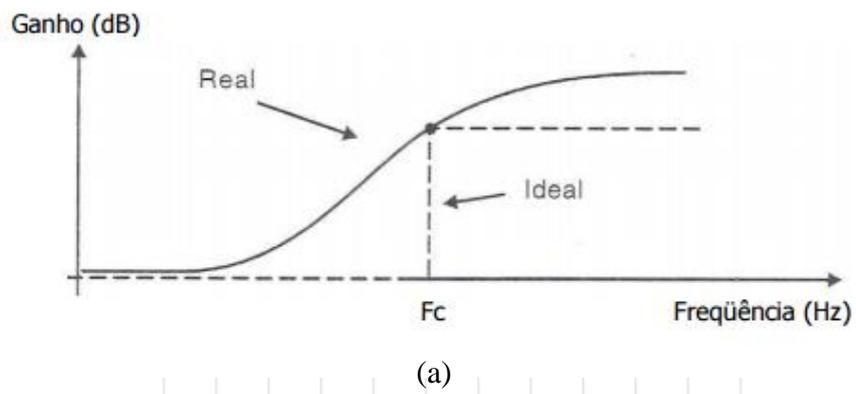


(a)



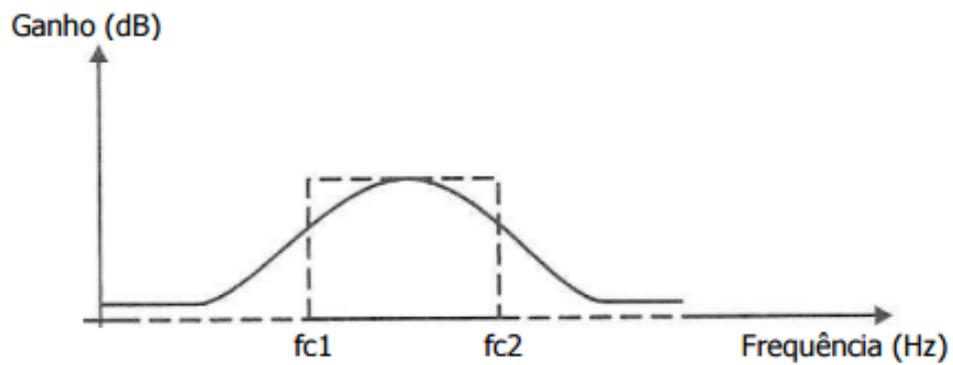
Fonte: Modificado de [10].

Figura 8: Passa-Alta; (a) Resposta em frequência do filtro ideal; (b) Modelo em circuito discreto.

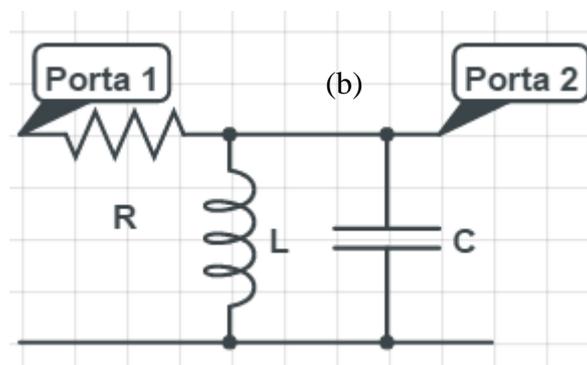


Fonte: Modificado de [10].

Figura 9: Passa-Faixa; (a) Resposta em frequência do filtro ideal; (b) Modelo em circuito discreto.



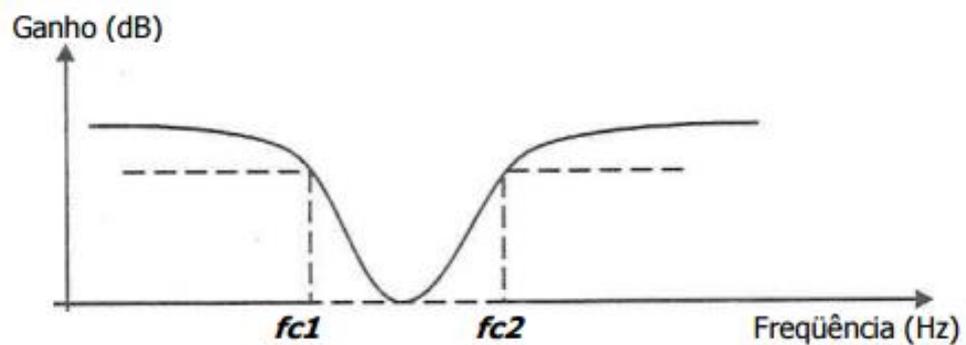
(a)



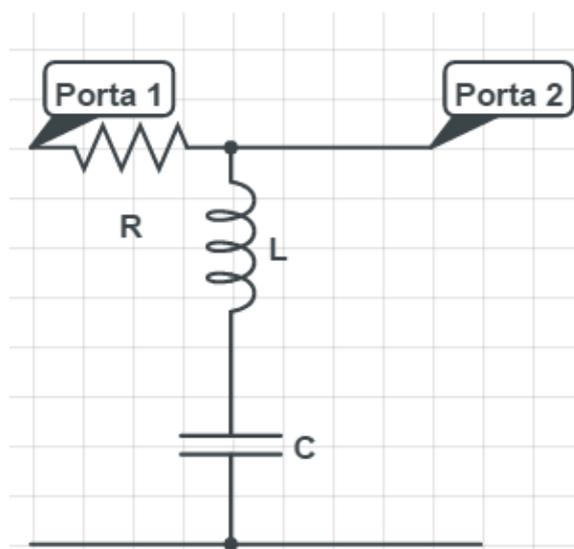
(b)

Fonte: Modificado de [10].

Figura 10: Rejeita-Faixa; (a) Resposta em frequência do filtro ideal; (b) Modelo em circuito discreto.



(a)



(b)

Fonte: Modificado de [10].

2.3 Diodos PIN para Circuitos de Micro-ondas

Como esta dissertação se destina a desenvolver o projeto de uma FSS reconfigurável, é importante apresentar os fundamentos básicos do dispositivo de chaveamento normalmente usado em micro-ondas, diodos PIN. Embora o diodo PIN real não seja usado nessa dissertação devido a atrasos na importação do indutor necessário na caracterização do diodo, seu uso é de extrema importância para os dispositivos reconfiguráveis e será usado na continuidade deste trabalho.

O diodo PIN se comporta como um resistor controlado por corrente em RF e micro-ondas, sendo o mesmo um semicondutor de silício constituído de uma camada de material intrínseco de alta resistividade, de área e espessura finitas, contida entre camadas altamente dopadas de materiais tipo P e N, como podem ser observados na Figura 11(a). Tipicamente, a camada intrínseca I tem uma resistividade de $1.000 \Omega/\text{cm}$, com espessura podendo chegar a $200 \mu\text{m}$, sendo constituída de material tipo P ou N. Seu valor de resistência pode variar de 1Ω a $10 \text{ k} \Omega$ através do uso de uma tensão/corrente DC ou um sinal de baixa frequência. É adequado em dispositivos de micro-ondas ou outros sistemas miniaturizado devido seu tamanho, peso, velocidade de chaveamento e minimização de elementos parasitas [11] [12].

Quando o diodo PIN está diretamente polarizado, lacunas e elétrons são injetados na região I. Essas cargas não têm capacidade imediata de se recombinar,

permanecendo ativas por um período de tempo τ , chamado tempo de vida dos portadores. Isso resulta em uma quantidade de carga armazenada Q que reduz a resistência da região I para um valor R_S , conforme modelo simplificado apresentado na Figura 11 (b). Contudo, quando o diodo PIN encontra-se num potencial zero ou reversamente polarizado, não existem cargas armazenadas na região I, e o diodo apresenta-se como um capacitor C_T em paralelo com uma resistência R_P conforme Figura 11 (c). Vale ressaltar que o diodo possui uma indutância L característica, que independe do tipo de polarização que está sendo aplicada. Os principais parâmetros que definem um diodo PIN são:

R_S - Resistência em série para diretamente polarizado;

C_T - Capacitância total a 0 V ou reversamente polarizado;

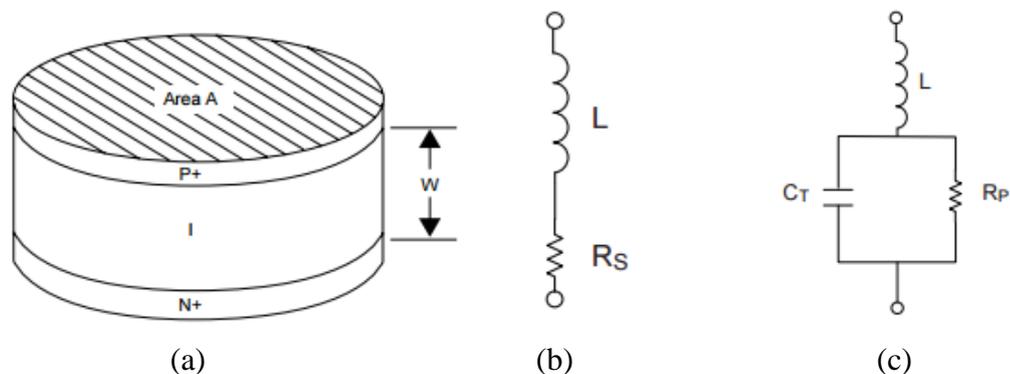
R_P - Resistência em paralelo quando em 0 V ou polarizado reversamente;

V_R - Máxima tensão DC permissível para polarização reversa;

τ - Tempo de vida dos portadores.

Figura 11: Modelamento básico do diodo PIN; (a) Estrutura do diodo; (b) Polarização Direta; (c)

Polarização reversa.

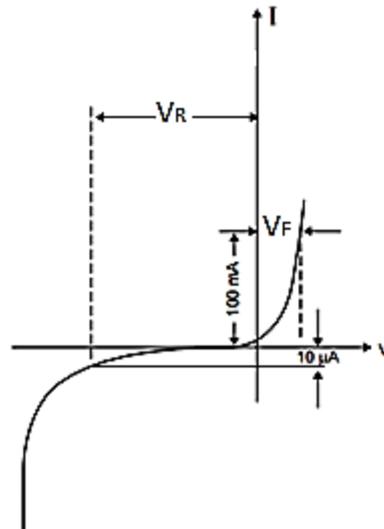


Fonte: Modificado de [11]

A característica I-V do diodo PIN está mostrado na Figura 12 que determina a tensão DC para um dado nível de corrente. Seu valor nominal de tensão reversa, V_R (Reverse Voltage) em um diodo PIN, normalmente medida à temperatura ambiente (25°C) e podendo variar com o fabricante, é a garantia de que não mais que um valor

específico da corrente reversa, geralmente $10 \mu\text{A}$, irá fluir quando V_R for aplicada. Essa corrente é referida como uma corrente de fuga de superfície. A tensão V_R não é necessariamente a tensão de ruptura, denominada de V_B (que por sua vez é proporcional a espessura W da região I, e tem valor aproximado de $10 \text{ V}/\mu\text{m}$). Geralmente, quanto menor é a tensão reversa, menor é o custo do diodo PIN.

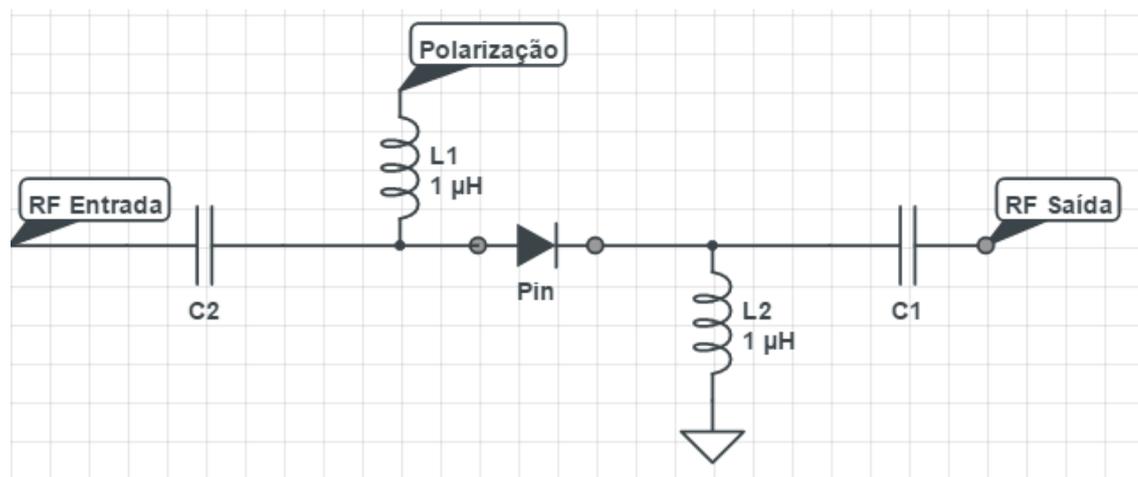
Figura 12: Característica I-V do diodo PIN.



Fonte: [11].

A Figura 13 mostra um circuito simples que utiliza o diodo PIN como chave. Observa-se que para usar o diodo PIN como chave, é necessário usar capacitores de bloqueio DC e indutores de bloqueio de RF para não permitir a interferência do circuito de polarização com o circuito RF.

Figura 13: Circuito de polarização do diodo PIN.



Fonte: Acervo do autor.

Devido aos problemas de distorção relacionados aos métodos de fabricação, os valores do modelamento do diodo contido no *datasheet* podem não apresentar com precisão seu valor real. Dessa forma é necessário fazer sua caracterização para obter esse valor. A aquisição desse modelamento é importante para representar o diodo nas simulações eletromagnéticas.

A técnica de caracterização empregada consiste em definir um circuito equivalente e extrair seus valores através da medição dos parâmetros S do diodo. Antes de realizar essas medidas, é importante conhecer as técnicas de calibração do analisador de redes.

Existem dois tipos de calibração que são normalmente usadas na calibração de analisadores de rede [13]:

- Curto, aberto, carga, direto (SOLT);
- Direto, refletido, linha (TRL);

O método SOLT é o método de calibração tradicional que utiliza padrões de calibração com terminais em curto, aberto e com carga, possibilitando a medição de um padrão de transmissão (T) e três padrões de reflexão (SOL). Nessa calibração, o ponto onde os padrões de calibração serão colocados (porta do analisador de rede, a extremidade de um cabo ou em um suporte de teste), será o plano de referência da medição.

O método TRL (Thru, Reflect, Line) representa uma família de técnicas de calibração que mede dois padrões de transmissão e um de reflexão. A técnica de calibração TRL é extremamente precisa, na maioria dos casos mais precisa que a calibração SOLT. Entretanto poucos kits de calibração contêm os padrões TRL. Essa calibração é usada tipicamente em aplicações nas quais não é possível utilizar um conector com os mesmos padrões do DUT (dispositivo sob teste), ou se o DUT estiver em um suporte de teste, ou quando se requer alta precisão. Como as calibrações TRL não exigem uma carga, elas são implementadas mais facilmente nessas situações. O plano de calibração é deslocado para as extremidades do DUT, eliminando assim as influências das linhas que não pertencem o DUT [14]. A técnica de calibração adequada para caracterizar o diodo PIN é a TRL. Mais detalhes são mostrados no anexo 0.

Independentemente do método de calibração escolhido, fontes aleatórias de erro podem ser evitadas usando a função de média, conseguindo melhores resultados. Além de que componentes de qualidade, práticas de medição e um conhecimento profundo dos procedimentos de calibração e do instrumento são importantes para evitar erros durante a calibração.

2.4 Simulação Eletromagnética de Estruturas de Micro-ondas

Existem vários softwares para projeto de circuitos de RF/micro-ondas com um pacote de ferramentas gráficas chamadas de CAD (do inglês, Computer-Aided Design) que permite além de “desenhar” a estrutura do dispositivo, realizar a simulação eletromagnética (EM) de onda completa [8].

A simulação EM de onda completa resolve as Equações de Maxwell com condições de contorno impostas pela estrutura de RF/micro-ondas a ser modelada. Os simuladores comerciais disponíveis no mercado usam métodos numéricos para obtenção da solução. Essas técnicas numéricas incluem [8] :

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

Esses simuladores EM dividem a estrutura de RF/micro-ondas em células de duas ou três dimensões (2D ou 3D) para então resolver as Equações de Maxwell sobre

essas células. Células maiores implicam simulações mais rápidas ao custo de erros maiores. Os erros são minimizados usando-se células menores, em compensação o tempo de simulação aumenta consideravelmente. Grande parte dos erros de simulações EM são devidos ao tamanho das células [5], [8].

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

Outra dificuldade na utilização de simuladores de onda completa é a necessidade de ter disponível um supercomputador, que tenha alto poder de processamento e disponibilidade de memória.

Na prática, o que se faz para aumentar a velocidade de simulação de uma estrutura sem perder precisão (quando o dispositivo possui uma boa simetria) é dividi-la em partes e simular essas partes individualmente. O resultado final da estrutura é baseado nos resultados individuais das partes reagrupadas. A simulação da estrutura inteira pode ser executada para confirmação das respostas da estrutura dividida [5], [8].

O simulador de onda completa usado nessa dissertação é o CST Microwave Studio, da Computer Simulation Technology. A técnica de integração finita, ou FIT (Finite Integration Technique), é o método numérico utilizado pelo CST Microwave Studio.

3 Fundamentação Teórica das Superfícies Seletivas de Frequência

As superfícies seletivas de frequência (FSS), Figura 14, podem ser descritas como sendo um arranjo periódico infinito em duas ou três dimensões [15]. Estas superfícies compreendem periodicamente elementos do tipo patch com efeito capacitivo ou elementos do tipo abertura com efeito indutivo, que exibem respectivamente características de reflexão (patch) ou de transmissão (abertura), na vizinhança do elemento ressonante, Figura 15 [16]. A forma dos elementos não é limitada apenas a arranjos do tipo patch ou elementos do tipo abertura, mas pode ser a combinação de ambos.

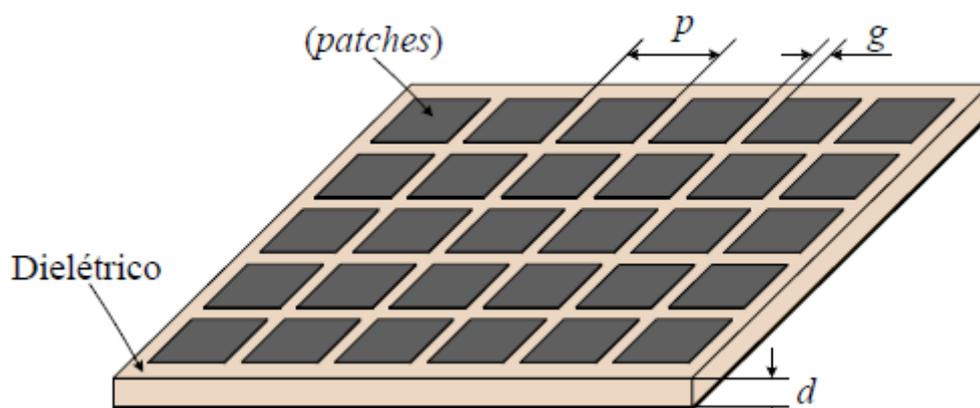
A principal diferença entre o patch e abertura é que, correntes elétricas são excitadas nos patches, e “correntes magnéticas” são excitadas nas aberturas [17]. Quando o patch e a abertura têm formas similares, é dito que são arranjos complementares. Nesses casos complementares, para que o coeficiente de transmissão da abertura seja equivalente ao coeficiente de reflexão do patch, o arranjo precisa ser um condutor perfeito e infinitamente fino, tipicamente 0,1 % do comprimento de onda e sem dielétrico. Este caso é chamado de princípio de Babinet, que diz o seguinte: O campo elétrico após um obstáculo pode ser visto como a soma do campo se não tivesse nenhum obstáculo, menos o campo que seria obtido se tivesse o inverso do obstáculo, como ilustrado na Figura 16 [18].

A FSS com elementos do tipo abertura trabalha como um filtro passa-faixa, ou seja, na medida em que os elementos vão entrando em ressonância, a estrutura vai se tornando “transparente” para a onda incidente, até que na frequência de ressonância da estrutura, ocorra a transmissão total da onda. Por outro lado, a FSS com elementos condutores funciona como um filtro rejeita-faixa. Os elementos vão entrando em ressonância e, com isso, eles irradiam a potência incidente na direção de reflexão, até que na frequência de ressonância da estrutura, ela se comporta como um condutor perfeito refletindo totalmente a onda incidente [19]. Na incidência da onda, pequenas perdas irão ocorrer devido às perdas dielétricas e condutoras [15].

A frequência de ressonância depende das propriedades do dielétrico, da geometria, polarização e do espaçamento entre os elementos [20]. O entendimento

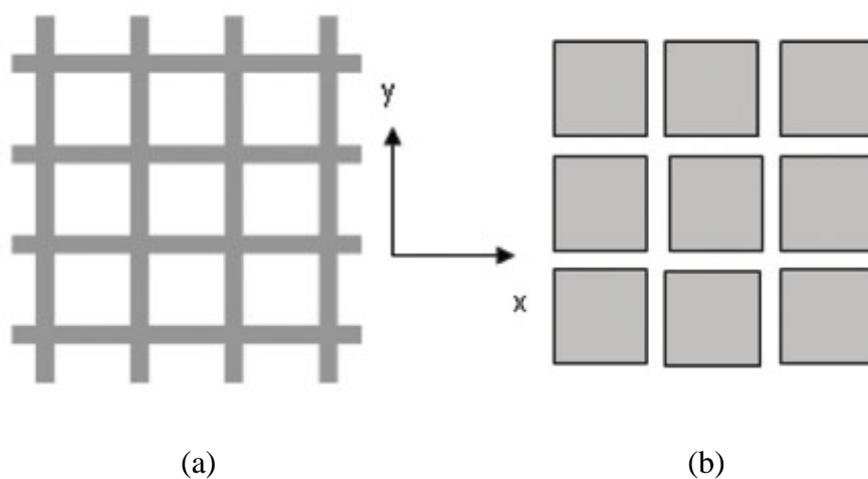
desses parâmetros é essencial para se ter um bom design de FSS com menos interações computacionais. As subseções seguintes discutirão esses parâmetros.

Figura 14: Estrutura periódica bidimensional.



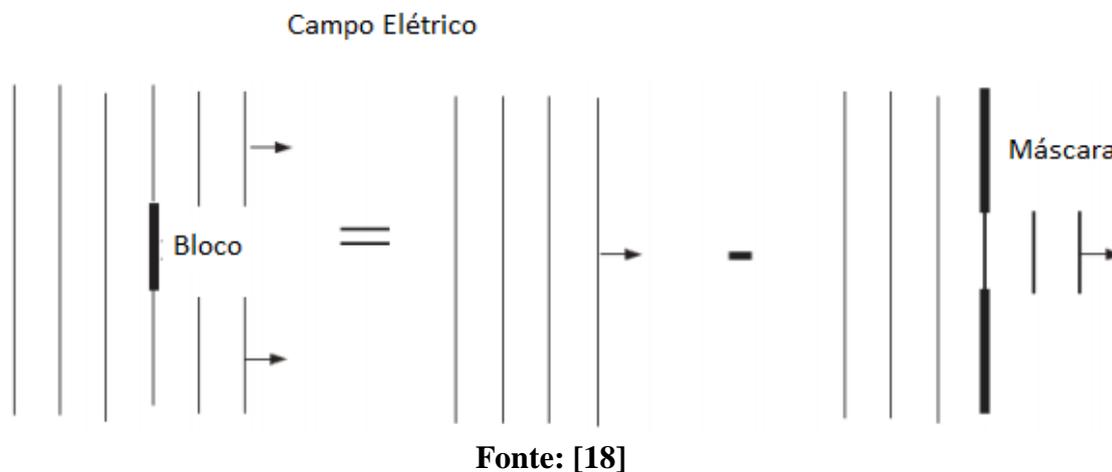
Fonte: [21]

Figura 15: (a) Elementos do tipo abertura; (b) Elemento do tipo patch.



Fonte: [22]

Figura 16: Princípio de Babinet: As linhas verticais representam o campo elétrico.



A seguir segue a lista do campo de aplicações das FSS em micro-ondas:

- A FSS pode ser usada como refletor multibanda para um sistema de antenas que contém mais de um alimentador em frequências diferentes [15];
- Pode ser usada como um superstrato para aprimoramento do ganho de uma antena microfita [23];
- Pode ser usada como radome para reduzir a seção reta radar RCS de uma antena [24];
- Pode ser usada como plano de terra para aumentar a largura de banda de uma antena [25];
- Pode ser usada como um díplexer permitindo que diferentes dispositivos compartilhem o mesmo canal de comunicação [26];
- Pode ser usada como sensor biológico devido às suas características de ressonância acentuada em sua resposta em frequência, apresentando assim uma alta sensibilidade [27].

Algumas das características atraentes de filtros FSS são:

- Podem operar em frequências muito elevadas conhecidas como terahertz, o que a torna uma tecnologia pronta para desenvolvimento de novos sistemas onde os filtros eletrônicos não tem uma boa resposta;

- Não precisam estar conectadas fisicamente a outros dispositivos para operar, bastando estar entre o elemento irradiante e o elemento receptor, evitando o uso de conectores que possuem perdas acentuadas com o aumento da frequência;
- Podem ser fabricados utilizando-se superfícies mais maleáveis, podendo então ser acoplados a estruturas que apresentem certa curvatura.

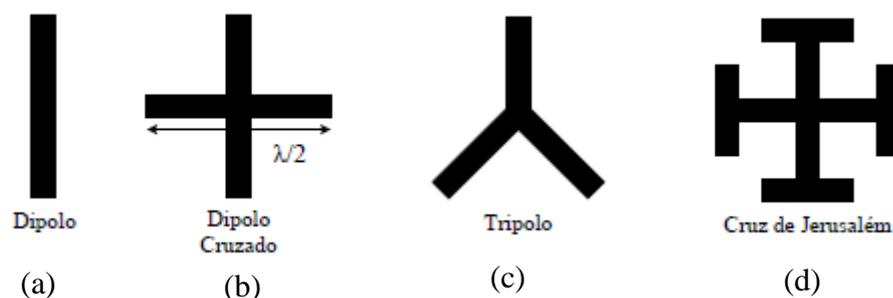
3.1.1 Classificação dos Elementos das FSS

Diversas formas podem ser utilizadas para confecção do elemento da FSS. Em [17] esses elementos são classificados em quatro grupos:

- Grupo 1: N – polos conectados pelo centro;
- Grupo 2: Espiras;
- Grupo 3: Elementos de interior sólido;
- Grupo 4: combinações dos grupos 1, 2 e 3.

Grupo 1 são polos conectados pelo centro, como dipolo, Dipolo cruzado, tripolo e cruz de Jerusalém, mostrados na Figura 17. Eles ressoam quando seu comprimento elétrico é metade do comprimento de onda [20]. Quando um dipolo é excitado por uma onda eletromagnética e seu comprimento é múltiplo de meio comprimento de onda, ele então reirradia a energia eficientemente. Quando vários dipolos estão dispostos em forma de arranjo, a energia reirradiada de todos os elementos será direcionada coerentemente como se uma reflexão estivesse ocorrendo, onde o ângulo de reflexão é igual ao ângulo de incidência. Isto acontece, pois as correntes induzidas em cada dipolo possuem um atraso de fase relativo aos elementos vizinhos. Este atraso de fase faz com que o espalhamento das ondas de todos os elementos seja coerente com a direção de reflexão [15]. Nesta dissertação um dos elementos usados será o Dipolo cruzado da Figura 17(b).

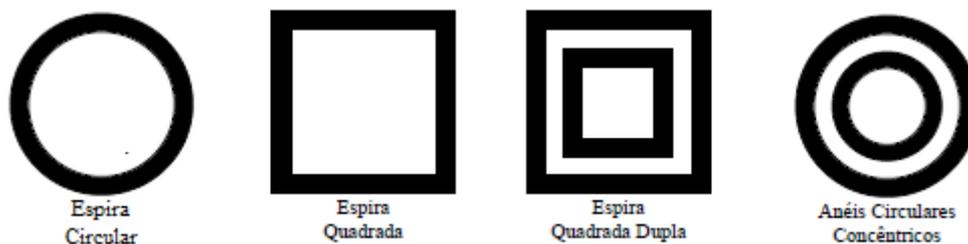
Figura 17: Grupo 1: (a) Dipolo; (b) dipolo cruzado; (c) Tripolo; (d) Cruz de Jerusalém.



Fonte: Modificado de [21]

Grupo 2 são elementos tipo espira, espira circular, espira quadrada, espira quadrada dupla e anel circular concêntrico mostrados na Figura 18. A ressonância ocorre quando o comprimento de cada meia espira é múltiplo de meio comprimento de onda, ou seja, cada meia espira atua como um elemento de dipolo [15].

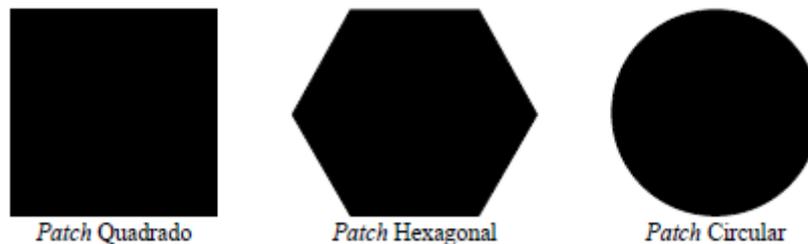
Figura 18: Grupo 2: (a) Espira circular; (b) Espira quadrada; (c) Espira quadrada dupla; (d) Anéis circulares concêntricos.



Fonte: Modificado de [21]

Grupo 3 são elementos com interior sólido como patch quadrado, hexagonal e circular da Figura 19. Esses elementos têm respostas predominantemente indutiva ou capacitiva. Nesta dissertação um dos elementos usados será o elemento sólido quadrado da Figura 19 (a).

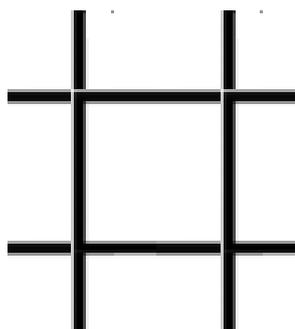
Figura 19: Grupo 3: (a) Quadrado; (b) Hexagonal; (c) Circular.



Fonte: [21]

Grupo 4 são elementos formados a partir da combinação de elementos dos grupos 1, 2 e 3. Na Figura 20 é mostrado o elemento composto por 4 dipolos cruzados do grupo 1. Esse elemento forma uma espira quadrada do grupo 2 conectados por dipolos do grupo 1. Aqui será chamado de *hash*.

Figura 20: Grupo 4: *Hash*.



Fonte: Acervo do autor.

3.2 Superfícies Seletivas de Frequência Reconfiguráveis

Em FSS passivas, a geometria e o material usados fornecem resposta em frequência constante. Entretanto, muitos grupos têm investigado a possibilidade de sintonizar ou reconfigurar uma FSS para que sua resposta em frequência possa ser deslocada ou alterada durante seu funcionamento. Isso pode ser conseguido alterando as propriedades eletromagnéticas do arranjo ou substrato, a geometria da estrutura ou introduzindo elementos no arranjo que varie a sua distribuição de corrente. Estas são chamadas por muitos autores de RFSS – Superfície Seletiva de Frequência Reconfiguráveis. Elas têm a vantagem de ser flexível por alterar a resposta da FSS

usando sinais externos de polarização, isto é, tensão/corrente. A seguir é mostrada umas RFSS que existem na literatura:

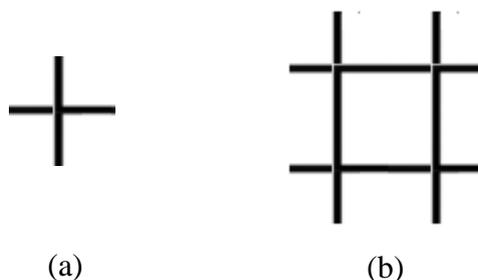
Chang apresentou em [28] uma FSS ativa incorporando diodos PIN como chaves. Seu arranjo de elementos consiste de dois segmentos de espira quadrada conectados por diodos PIN. A resposta em frequência da superfície pôde ser eletronicamente chaveada de uma estrutura quase transparente ao sinal incidente exceto por uma pequena perda de inserção para uma estrutura que reflete completamente todo o sinal. Yuan apresentou em [29] uma FSS multibanda eletronicamente sintonizada. Essa FSS compreende estruturas com elementos abertura tipo espira circular de um lado da superfície do substrato e patch dipolo cruzado do outro lado da superfície do substrato. A propriedade de FSS reconfigurável dessa estrutura é devido a presença de varactores em ambos os lados da superfície da estrutura. Alterando as capacitâncias dos varactores, duas das três frequências de ressonância podem ser deslocadas. Kiani apresentou em [30] uma FSS ativa para aplicações em 2,45 GHz. Consiste em elementos abertura tipo espira circular com quatro diodos. A polarização negativa é fornecida por linhas em forma de Dipolo cruzado e fica por trás do subestrado, enquanto a polarização positiva é fornecida pelo na frente da FSS.

Nas seções a seguir é mostrado o desenvolvimento de dois filtros FSS baseados no dipolo cruzado usando o método de circuito equivalente.

3.2.1 RFSS Dipolo cruzado/*Hash* (DCH)

Conectando quatro dipolos cruzados do tipo mostrado na Figura 21(a) é formada o *hash* da Figura 21(b). O Dipolo cruzado ressoa quando seu comprimento equivale a meio comprimento de onda. Como o comprimento do *hash* é duas vezes o comprimento do Dipolo cruzado, então sua frequência de ressonância é metade da ressonância do Dipolo cruzado.

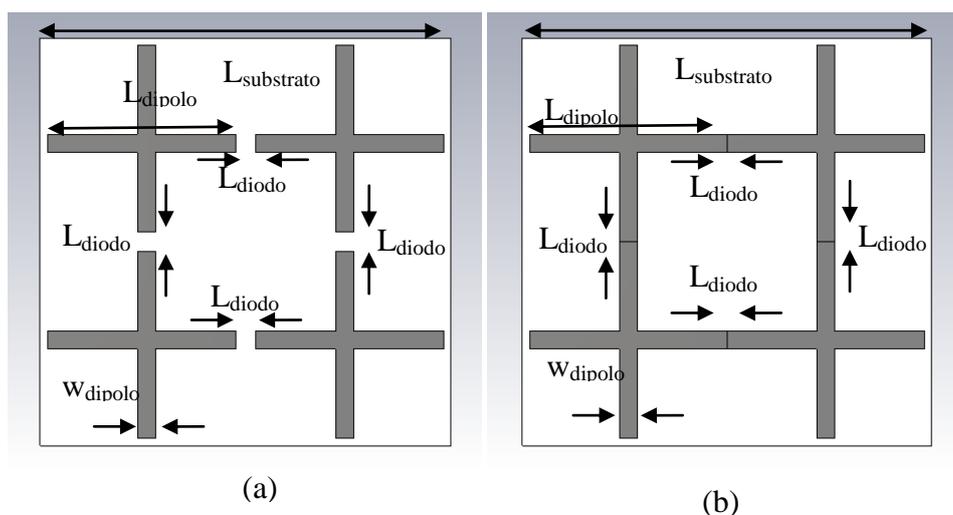
Figura 21: Elementos: (a) Dipolo cruzado; (a) *Hash*.



Fonte: Acervo do autor

Supondo um diodo conectando os quatro dipolos cruzados: quando o diodo estiver no estado OFF, os quatro dipolos cruzados estarão eletricamente separados formando um arranjo de dipolos cruzados e quando o diodo estiver no estado ON, os quatro dipolos formarão o *hash* da Figura 21(b). A célula unitária dos dois estados está mostrada na Figura 22.

Figura 22 – Célula unitária da RSS proposta: (a) Patch dipolo cruzado; (a) *Hash*.



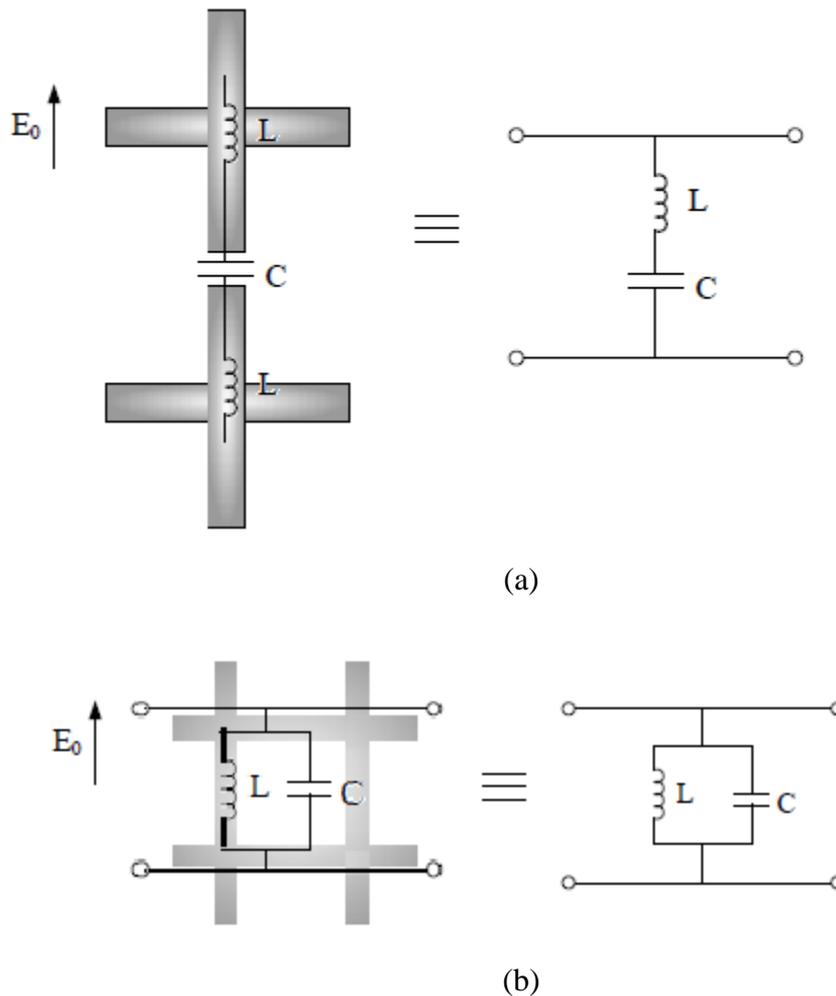
Fonte: Acervo do autor.

O dipolo cruzado mostrado aqui é tipo patch e terá uma resposta característica de filtro rejeita-faixa cuja característica ideal está mostrada na Figura 10. Na frequência de ressonância f_r , a FSS refletirá a onda incidente. O hash terá resposta característica de banda passante, cuja resposta ideal está mostrada na Figura 9, na faixa de interesse com poucas perdas por inserção.

A RFSS terá as características do dipolo cruzado e as características do *hash* simplesmente alterando o estado do diodo OFF e o diodo ON respectivamente. O diodo é representado por uma fita condutora impressa no substrato conectando os dipolos cruzados no caso do diodo ON e por um espaçamento entre os dipolos cruzados no caso do diodo OFF.

Os circuitos discretos que representam os dois estados da RFSS e a polarização da onda incidente estão mostrados na Figura 23. Esses circuitos serão usados na análise da RFSS pelo método de circuito equivalente do capítulo 4. Essas estruturas são simétricas para a polarização TE e TM.

Figura 23: Elementos da RFSS e seus respectivos modelos de circuito: (a) Dipolo cruzado; (b) *Hash*.



Fonte: Modificado de [21].

3.2.2 RFSS Dipolo cruzado/Sólido Quadrado (DCQ)

Diferentemente da RFSS anterior, aqui serão conectados quatro sólidos quadrados da Figura 24(a) para formar uma Abertura dipolo cruzado da Figura 24(b). Como se sabe, o dipolo cruzado ressoa quando seu comprimento equivale a meio comprimento de onda. O Patch quadrado tem uma característica capacitiva com frequência de corte f_c . Desde que a frequência de ressonância f_r seja maior que a frequência de corte do sólido quadrado, a transmissão de um arranjo vai coincidir com a reflexão do outro.

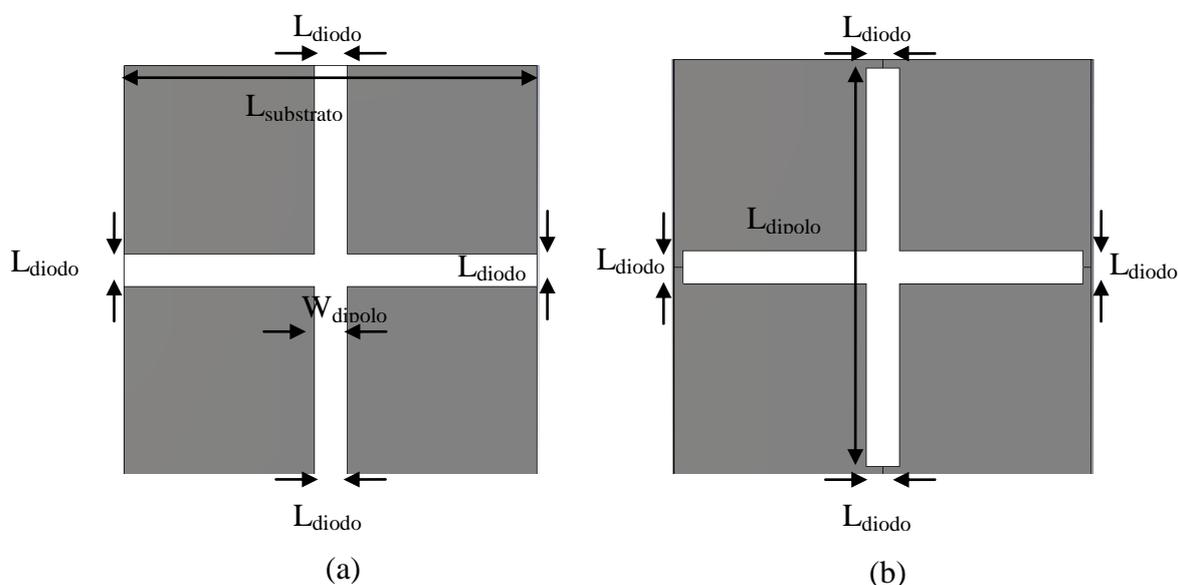
Figura 24: Elementos: (a) Dipolo cruzado; (a) *Hash*.



Fonte: Acervo do autor.

Supondo novamente um diodo conectando os quatro sólidos quadrados: quando o diodo estiver no estado OFF, os quatro sólidos quadrados estarão eletricamente separados formando um arranjo de patches quadrados, e quando o diodo estiver no estado ON, os quatro sólidos quadrados formarão a Abertura dipolo cruzado da Figura 24(b). A célula unitária dos dois estados está mostrada na Figura 25.

Figura 25 – Célula unitária da RSS proposta: (a) Patch quadrada; (b) Abertura dipolo cruzado.



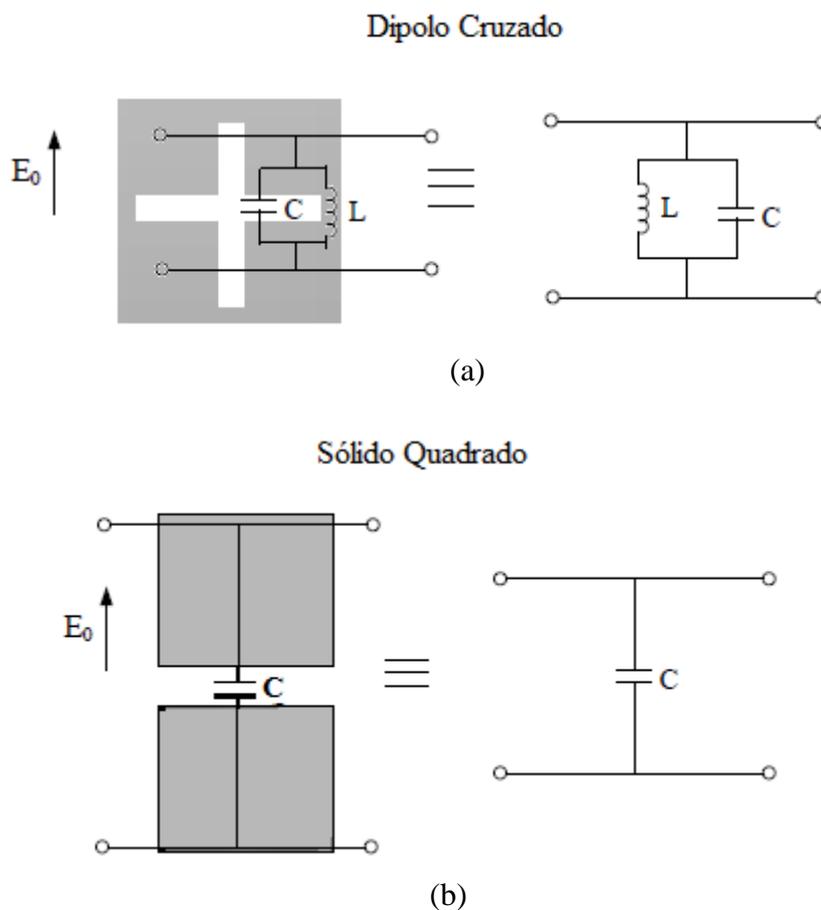
Fonte: Acervo do autor.

O dipolo cruzado mostrado aqui é tipo abertura e terá uma resposta característica de filtro passa-faixa. Na frequência de ressonância f_r , a FSS se tornará transparente para onda incidente com pouca perda por inserção. O Patch quadrado tem resposta característica de passa baixa devido a sua característica capacitiva, cuja resposta ideal está mostrada na Figura 7.

A RFSS terá as características do dipolo cruzado e as características de Patch quadrado simplesmente alterando o estado do diodo OFF e o diodo ON respectivamente. Aqui também o diodo é representado por uma fita condutora impressa no substrato conectando os sólidos quadrados no caso do diodo ON e por uma espaçamento entre os sólidos quadrados no caso do diodo OFF.

Os circuitos discretos que representam os dois estados da RFSS bem como a polarização da onda incidente estão mostrados na Figura 26. O elemento indutivo do elemento patch quadrado é desprezível devido à largura do quadrado, por esse motivo seu circuito equivalente foi simplificado por um único elemento capacitor. Esses circuitos serão usados na análise da RFSS pelo método de circuito equivalente do capítulo 4. Essas estruturas são simétricas para a polarização TE e TM.

Figura 26: Elementos da RFSS e seus respectivos modelos de circuito: (a) Dipolo cruzado; (b) Patch quadrado.



Fonte: Modificado de [21].

4 Análise de FSS pelo Método de Circuito Equivalente

Este capítulo é de extrema importância para o desenvolvimento e análise rápida das FSS. É baseado no método de circuito equivalente proposto por [31]. Este método é atrativo por apresentar uma análise rápida e simples baseado em uma análise intuitiva dos mecanismos físicos das FSS.

4.1 Introdução

A resposta em frequência das FSS é geralmente estimada pelos métodos de onda completa usada pelos softwares de simulação comerciais. Esses métodos numéricos permitem a análise de todas as configurações FSS (Uma camada, múltiplas camadas e superfícies curvas ou finitas), mas esses resultados exigem enorme esforço computacional.

Com o objetivo de conseguir um conhecimento imediato das propriedades eletromagnéticas da FSS, a análise de circuito equivalente, baseado na aproximação da FSS em um circuito com elementos discretos, é desejada. Ao contrário das simulações eletromagnéticas, a abordagem de circuito equivalente fornece uma boa visão das propriedades físicas de estruturas periódicas.

Desde o início do século 20, muitos pesquisadores têm tentado derivar fórmulas precisas capazes de reproduzir adequadamente as propriedades das FSS. Fórmulas aproximadas para elementos simples de FSS como arranjos de patch ou grades foram propostas por [32]. Essas fórmulas são válidas quando a periodicidade é menor que um comprimento de onda, onde os elementos tem comportamento puramente indutivo ou capacitivo. Na medida em que a frequência aumenta, ocorrem ressonâncias, e conseqüentemente esse modelo falha. Mais tarde, outros autores melhoraram esse modelo incluindo relações semi-empíricas que permite a análise de grades metálicas até a primeira ressonância [33], [34] e [35]. Mas essas fórmulas só podem ser aplicadas em formas particulares de FSS.

Em [36], [37], [38] foram derivadas relações analíticas para elementos mais complexos como espira circular, espira circular dupla, dipolo cruzado e cruz de Jerusalém. No entanto, essas fórmulas são bastante complicadas, perdendo a compreensão intuitiva sobre a qual o modelo de circuito se baseia. Além disso, elas só levam em conta a presença de substrato espesso (maior que metade da periodicidade),

mas, em casos práticos, o dielétrico é geralmente muito mais fino que a periodicidade da FSS.

Recentemente, modelos precisos têm sido propostos para substratos finos. Devido a sua rigorosa formulação, é analiticamente dispendioso e dificilmente atraente como uma ferramenta simples e prática. Se o objetivo final da análise é um resultado altamente preciso, os métodos usados pelos softwares comerciais são na maioria das vezes preferíveis. Entretanto em muitos casos, a análise preliminar rápida de uma FSS arbitrária é desejada, especialmente no design de estruturas complexas.

Dessa forma, a análise de circuito equivalente proposta por [31] é atrativa por apresentar uma análise rápida e simples baseado em uma análise intuitiva dos mecanismos físicos da FSS. Nesse artigo, as propriedades de transmissão e reflexão da FSS são estimadas pelo método de circuito equivalente. Esse método é simples e preciso até a primeira frequência de ressonância e é baseada no paralelo entre a estrutura real e um circuito de elementos discretos LC.

4.2 Estrutura do Método de Circuito Equivalente

A primeira parte desse método é obter os parâmetros discretos L e C que representam os elementos de uma FSS *freestanding* (sem dielétrico) e na incidência normal. Esses parâmetros são armazenados numa base de dados. A segunda parte do método é a generalização dos parâmetros LC armazenados para os casos em que a FSS é impressa ou embutida em placas dielétricas com diferentes espessuras e permissividades, diferentes ângulo de incidência ou para diferente periodicidade.

Os dados da primeira parte do método são obtidos através do método de onda completa e armazenados numa base de dados. Após isso, o método de onda completa pode ser descartado. Na segunda parte do método, os parâmetros discretos, que estão na base de dados, podem ser utilizados para se calcular os novos parâmetros de configurações genéricas usando cálculos simples. O cálculo para os novos parâmetros serão mostrados nas próximas seções.

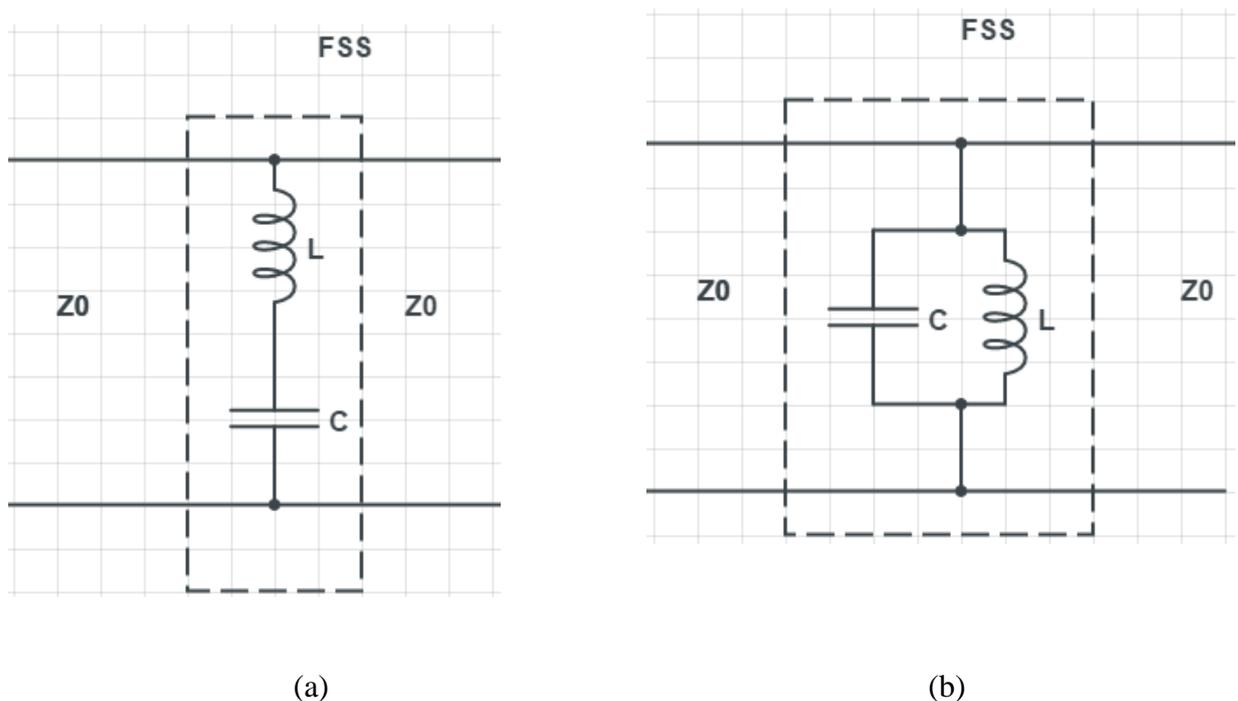
A análise é válida até ocorrer o lóbulo de gradeamento. Acima desse limite, a energia não é só transmitida nem refletida na direção estabelecida pela lei de Snell, mas também em outras direções resultando em um comportamento não linear da estrutura periódica. De qualquer forma, a periodicidade escolhida na maioria das aplicações é de

forma a evitar essa não-linearidade. Esse limite para evitar o lóbulo de gradeamento é dado em [15].

4.3 1ª Parte do Método: Derivação dos parâmetros discretos de uma FSS *freestanding*

Após obter a resposta de uma FSS *freestanding* e incidência normal por um software de simulação de onda completa, os parâmetros discretos precisam ser extraídos. Para isso é necessário modelar com um circuito LC a FSS. Para FSS com uma única ressonância, o circuito LC série é usado para modelar a resposta em frequência de uma FSS tipo patch. Já para uma FSS tipo abertura, o circuito LC paralelo é usado.

Figura 27: Modelo de circuito equivalente para um arranjo FSS na configuração *freestanding*: (a) Patch; (b) Abertura.



Fonte: Acervo do autor.

Para derivar as expressões básicas que modelam a FSS, é importante observar a Figura 27 que mostra uma FSS *freestanding* com impedância Z_{FSS} imersa no ar cuja impedância é representada por Z_0 . Esse circuito representa uma rede de duas portas cujo coeficiente de transmissão S_{21} é dado por:

$$S_{21} = \frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \quad (22)$$

Onde os parâmetros A, B, C e D são os coeficientes da matriz ABCD. Para o circuito da Figura 27, $A = 1$, $B = 0$, $C = \frac{1}{Z_{FSS}}$ e $D = 1$. Resultando:

$$S_{21} = \frac{2}{2 + \frac{Z_0}{Z_{FSS}}} \quad (23)$$

Rearranjando (23), a impedância da FSS é dada por:

$$Z_{FSS} = \frac{Z_0 S_{21}}{2(1 - S_{21})} \quad (24)$$

A impedância pode ser obtida coletando o coeficiente de transmissão em dois pontos de frequência e introduzindo na equação (24). Através das impedâncias Z_{FSS} em dois pontos de frequência, é possível calcular os valores de capacitância e indutância pelas expressões (25) e (26) para o caso do circuito LC em série e paralelo respectivamente:

$$Z_{FSS} = \frac{j(\omega^2 LC - 1)}{\omega C} \quad (25)$$

$$Z_{FSS} = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (26)$$

Este procedimento requer baixo custo computacional, mas é um pouco instável com respeito aos pontos de frequência escolhidos, levando a algumas imprecisões no cálculo dos valores L e C.

Um procedimento mais confiável é obter o coeficiente de transmissão onde a impedância é nula para o caso LC série e infinita para o caso LC paralelo. Tal ponto corresponde a frequência de ressonância. Nesse ponto, a capacitância é relacionada à indutância através da relação:

$$C = \frac{1}{\omega_{zero}^2 L} \quad (27)$$

Uma vez que essa condição é imposta, a indutância é obtida por um procedimento iterativo que minimiza a distância entre a simulação de onda completa e o circuito LC.

4.4 2ª Parte do Método: Generalização dos componentes discretos

Os parâmetros discretos obtidos da simulação de onda completa são influenciados por vários parâmetros independentes do design de uma FSS (periodicidade, ângulo de incidência e propriedades do dielétrico). Nas subseções seguintes, as variações dos parâmetros discretos de uma FSS como função das variáveis mencionadas são analisadas e modeladas através de simples relações. Como mencionado anteriormente, essa generalização permite o uso de indutâncias e capacitâncias discretas obtidas previamente para incidência normal e *freestanding* que estão armazenadas na base de dados para análise FSS genéricas.

4.4.1 Periodicidade da Célula

O aumento ou diminuição da periodicidade da célula leva ao deslocamento proporcional da frequência de ressonância. Dada certa periodicidade, o comportamento em frequência da FSS pode ser obtido pela simples reescala proporcional da frequência de ressonância e de todas as indutâncias e capacitâncias em série ou paralelo dadas pelas expressões (28), (29) e (30).

$$f_f = \frac{D_i}{D_f} f_i \quad (28)$$

$$C_f = \frac{D_f}{D_i} C_i \quad (29)$$

$$L_f = \frac{D_f}{D_i} L_i \quad (30)$$

Onde D significa a periodicidade, e os índices *i* e *f* indicam os valores iniciais e finais respectivamente.

4.4.2 Efeitos do Dielétrico

A impedância característica das FSS impressas em um substrato é modificada proporcionalmente à medida que a permissividade e a espessura do dielétrico variam. Por exemplo, se a espessura do substrato aumenta, mantendo a permissividade relativa fixa, a frequência de ressonância é deslocada para frequências mais baixas. Se a espessura do substrato for grande, a frequência de ressonância reduz por um fator de $\sqrt{\varepsilon_r}$ se o dielétrico é presente nos dois lados da FSS, e por um fator de $\sqrt{(\varepsilon_r + 1)/2}$ se o dielétrico é presente somente em um lado da FSS. Essa aproximação simplificada é também aceitável quando a periodicidade é bem menor que um comprimento de onda, onde nessa faixa de frequência, o valor da impedância da FSS é puramente capacitivo ou indutivo.

A resposta em frequência da FSS com os novos parâmetros de dielétricos como espessura e permissividade é dada pelo seu circuito de elementos discretos com as capacitâncias ajustadas. Esse ajuste é feito multiplicando o valor das capacitâncias da FSS *freestanding* pelo valor da permissividade efetiva da nova FSS. Para facilitar a busca da permissividade efetiva, [31] derivou uma fórmula simples que relaciona a permissividade efetiva como função da espessura e permissividade do dielétrico. Essa fórmula foi extraída fazendo interpolação dos valores de capacitância das FSS com diferentes dielétricos obtidos pelo método de onda completa.

A aproximação da permissividade efetiva para a FSS com uma única camada é dada por [31]:

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_r + (\varepsilon_r - 1) \left(\frac{-1}{Exp(x)^N} \right) \quad (31)$$

Onde $x = 10d/D$, e N é uma fator exponencial que leva em conta a inclinação da curva. Esse parâmetro N varia para diferentes formatos de células. O aumento da porcentagem do metal (fator de preenchimentos) na célula unitária leva à diminuição do N.

Tal abordagem simplificada é útil para o entendimento da física do problema, e também é um bom meio de alcançar uma estimativa preliminar da resposta da FSS impressa sobre um substrato arbitrariamente fino.

4.5 Significado Físico dos Valores dos Elementos Discretos

Para entender melhor a relação dos valores das capacitâncias e das indutâncias dos elementos das FSS com sua geometria, um simples princípio eletrostático é

explorado. Para simplificar, indutância de dois fios paralelos com comprimento l , raio r e distância d é dada por: dada por:

$$L = l\pi \ln\left(\frac{d}{r}\right) \quad (32)$$

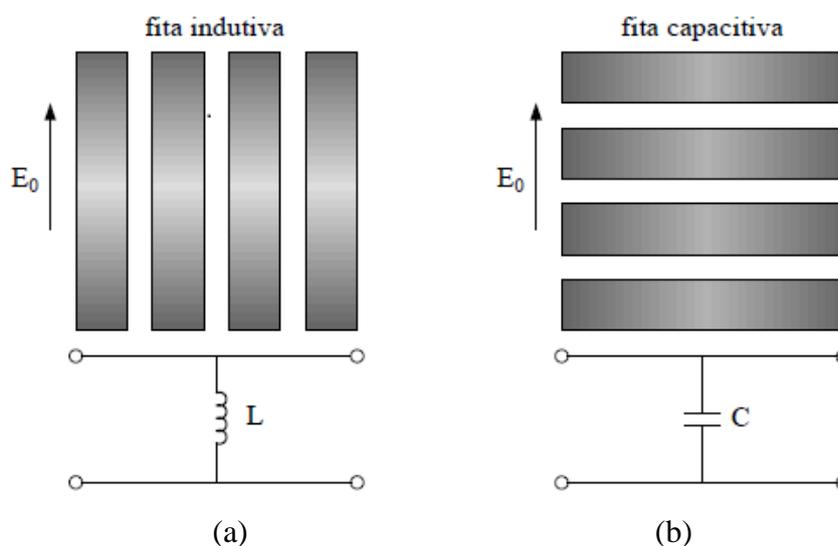
,e a capacitância eletrostática do capacitor de placas paralelas com área A e separação entre as placas d é:

$$C = \varepsilon \frac{A}{d} \quad (33)$$

Não é esperado que os valores dos parâmetros sejam obtidos dessas expressões simples, mas elas são úteis para entender como variações nos parâmetros geométricos influencia os valores das capacitâncias e das indutâncias.

Como exemplo, da equação (32), a indutância aumenta se o comprimento l da fita aumenta e a largura r da fita diminui podendo ser representada pelos elementos da Figura 28 (a) quando a polarização do campo está no mesmo sentido que o comprimento da fita. Da equação (33), percebe-se que o valor da capacitância aumenta quando a área A aumenta e distância d diminui entre fitas paralelas podendo ser representado pelos elementos da Figura 28(b) quando a polarização do campo é transversal ao comprimento da fita. Ou seja, dependendo da polarização do campo incidente, ora os efeitos indutivos prevalecem, ora os efeitos capacitivos.

Figura 28: Significado físico das indutâncias e capacitâncias.



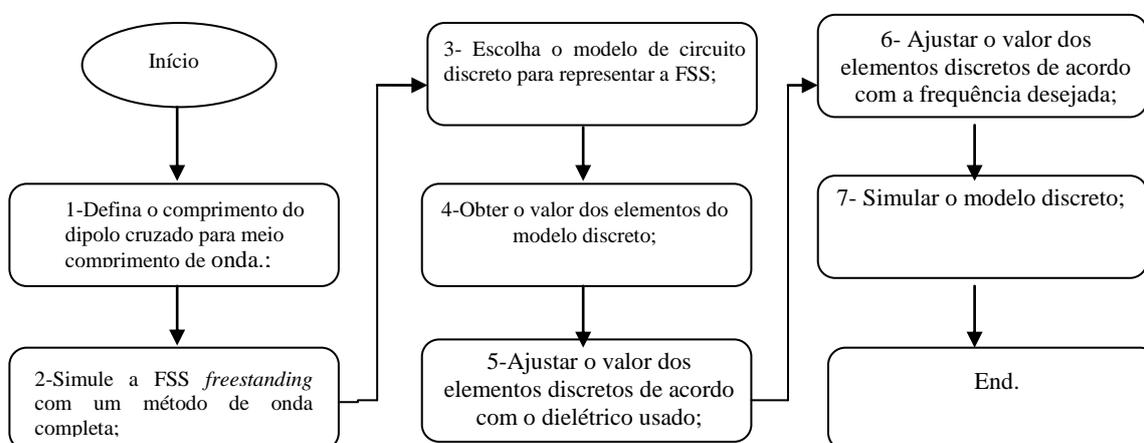
Fonte: [21]

Esse método de circuito equivalente será usado no capítulo 5 para encontrar os parâmetros LC do circuito discreto equivalente das estruturas mostradas no capítulo 3.

5 Resultados e Discussões

Neste capítulo são apresentados primeiramente os projetos da RFSS DCH e da RFSS DCQ e os resultados obtidos com o modelo discreto. Em seguida, são mostrados os resultados obtidos com o CST Microwave Studio. Posteriormente, os resultados das medições experimentais dos dois dispositivos fabricados são mostrados. Para facilitar o entendimento do processo de modelamento pelo circuito discreto, o fluxograma da Figura 29 resume as etapas que foram seguidas.

Figura 29: Fluxograma do processo de modelamento para o método de circuito equivalente.

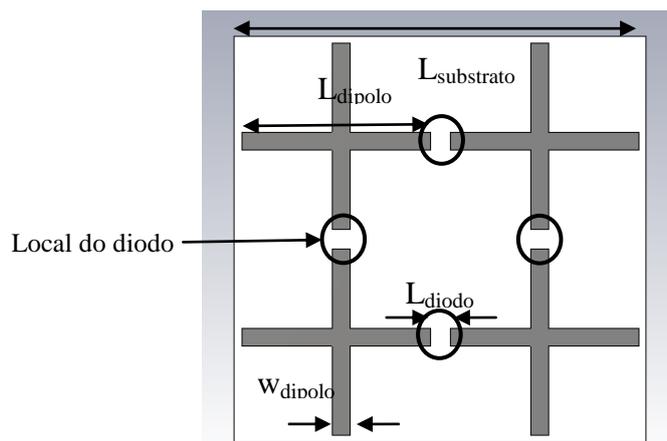


Fonte: Acervo do autor.

5.1 Projeto da RFSS Dipolo cruzado/Hash (DCH) usando o Método de Circuito Equivalente.

Seguindo o fluxograma da Figura 29, primeiro definem-se as dimensões para a FSS sem dielétrico. A indicação das dimensões está mostrada na Figura 30 para o caso dipolo cruzado. O caso *hash* tem as mesmas dimensões do dipolo cruzado, só que o espaço L_{diodo} contém uma fita condutora impressa. A frequência central escolhida para projetar essa FSS é de 12,5 GHz devido a disponibilidade da antena corneta que opera próximo a essa banda no Laboratório de Micro-ondas da UFPE. As dimensões da FSS para o caso *freestanding* (sem dielétrico) e usando meio comprimento de onda para o dipolo cruzado estão mostradas na Tabela 1.

Figura 30: Detalhe da célula unitária RFSS DCH com as indicações das dimensões.



Fonte: Acervo do autor.

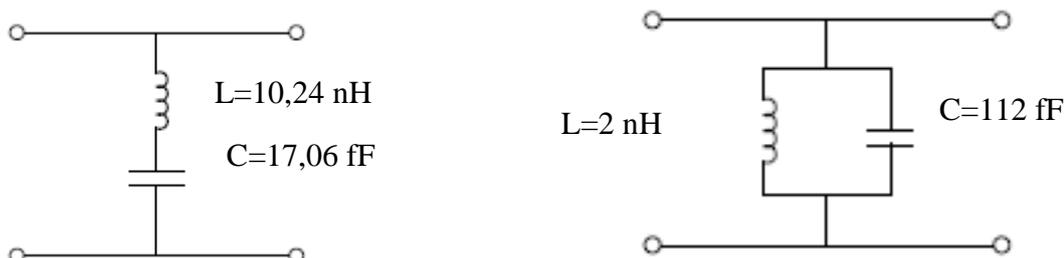
Tabela 1: Dimensões iniciais (mm) da FSS *freestanding*.

$L_{\text{substrato}}$	L_{dipolo}	W_{dipolo}	L_{diodo}
26,6	12	1	1,3

Seguindo o fluxograma, a FSS sem dielétrico foi simulada pelo método de onda completa CST Microwave Studio e seu valor de S_{21} foi armazenado. Usando os modelos de circuitos discretos mostrados na seção 3.2.1 para representar os dois estados da FSS, seus valores foram extraídos usando as expressões (24), (25) e (27) da seção 4.3. O modelo de circuito que representa a FSS patch dipolo cruzado é o circuito LC série da Figura 23(a) e a FSS *hash* é circuito LC paralelo da Figura 23(b). A Figura 31 (a) modela um polo em 12,04 GHz do dipolo cruzado, ou seja, ponto onde ocorreu maior reflexão. A Figura 31 (b) modela um zero em 10,64 GHz, ou seja, ponto onde ocorreu maior transmissão. Os valores dos parâmetros discretos estão mostrados na Figura 31 e Tabela 2. A resposta em frequência para esse circuito é mostrado na

Figura 32.

Figura 31: Valores dos componentes do o modelo discreto para: (a) Dipolo; (b) *Hash*.



(a)

(b)

Fonte: Acervo do autor.**Tabela 2** Valores de circuito discreto equivalente para o caso da FSS *freestanding*.

Estado do Diodo	C (fF)	L (nH)
ON	112,00	2,00
OFF	17,06	10,24

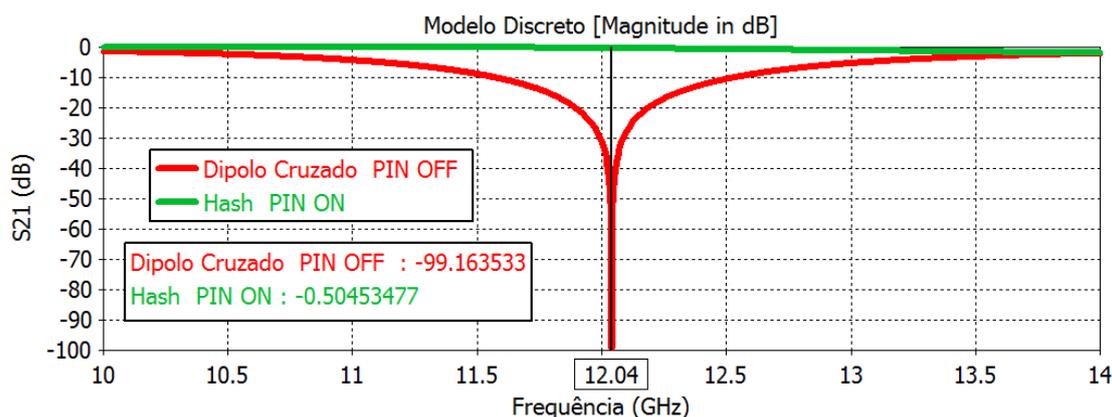
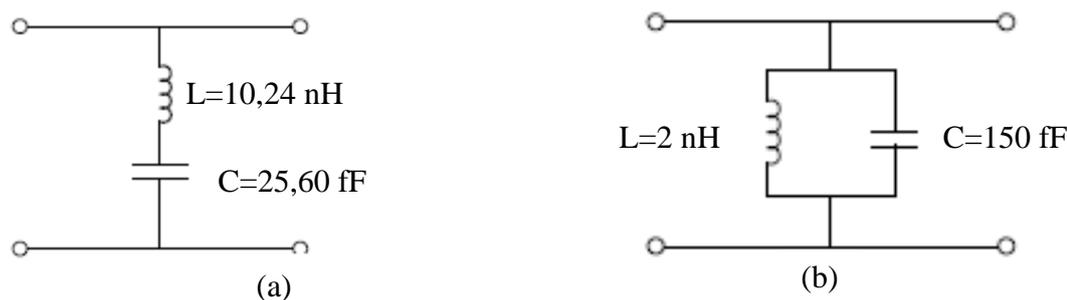
Figura 32: Resposta em frequência da FSS *freestanding* usando o método de circuito equivalente.**Fonte:** Acervo do autor.**Como pode ser visto na**

Figura 32, a ressonância está em 12 GHz e não em 12,5 GHz como foi projetado. O comprimento do dipolo de meio comprimento de onda é uma estimativa aproximada para a frequência de ressonância, mas esta é influenciada também pela largura do dipolo e a periodicidade da célula, o que justifica o deslocamento para 12 GHz. Entretanto, a estrutura se comportou como transparente em um determinado estado do diodo e como refletiva em outro estado, como desejado.

Seguindo o fluxograma, é necessário agora encontrar os valores da FSS impressa em um substrato. O substrato usado é RT/duroid 5880 com permissividade relativa de 2,2 e espessura de 0,78 mm. Dessa forma, as capacitâncias da

Tabela 2 devem ser ajustadas para o caso com dielétrico usando a equação (31) da seção 4.4.2 com $N=2.2$ para os dois casos dipolo e *hash*. Os valores dos parâmetros discretos ajustados estão mostrados na Figura 33 e na Tabela 3. A resposta em frequência para esse circuito é mostrado na Figura 34. Percebe-se um deslocamento da frequência de ressonância devido à presença do dielétrico.

Figura 33: Valores dos componentes do modelo discreto para o caso da FSS com dielétrico RT/Duroid 5880: (a) Dipolo; (b) *Hash*.

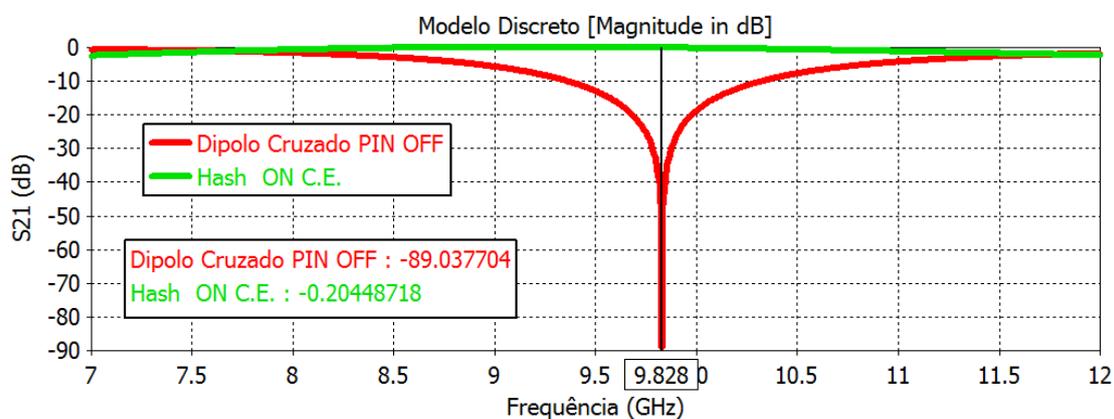


Fonte: Acervo do autor.

Tabela 3 Valores de circuito discreto equivalente para o caso da FSS com dielétrico RT/Duroid 5880.

Estado do Diodo	C (fF)	L (nH)
ON	150,00	2,00
OFF	25,60	10,24

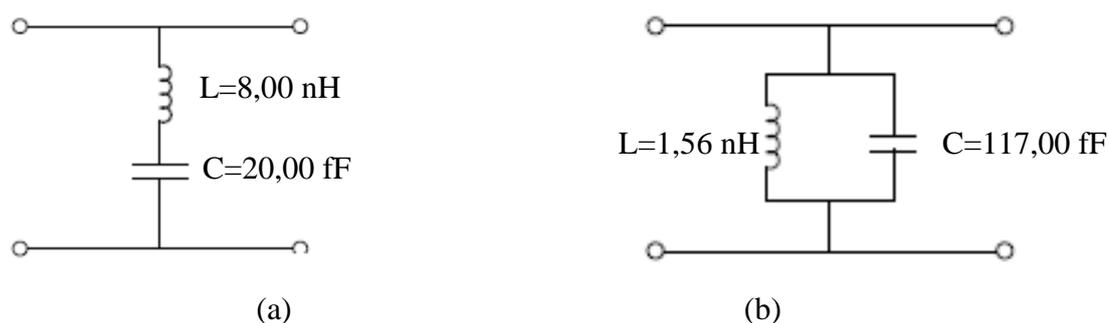
Figura 34: Resposta em frequência da FSS com dielétrico usando o método de circuito equivalente.



Fonte: Acervo do autor.

Devido ao deslocamento apresentado pela presença do dielétrico, a periodicidade da estrutura precisa ser ajustada de acordo com a equação (28) de forma a atingir a frequência de ressonância desejada que é de 12,5 GHz. O ajuste de seus parâmetros discretos é dado pelas equações (29) e (30) como mostrado na seção 4.4.1. Os valores dos parâmetros discretos ajustados estão mostrados na Figura 35 e na Tabela 4. A resposta em frequência para esse circuito é mostrado na Figura 36.

Figura 35: Valores dos componentes do modelo discreto para operação em 12,5 GHz: (a) Dipolo; (b) hash.

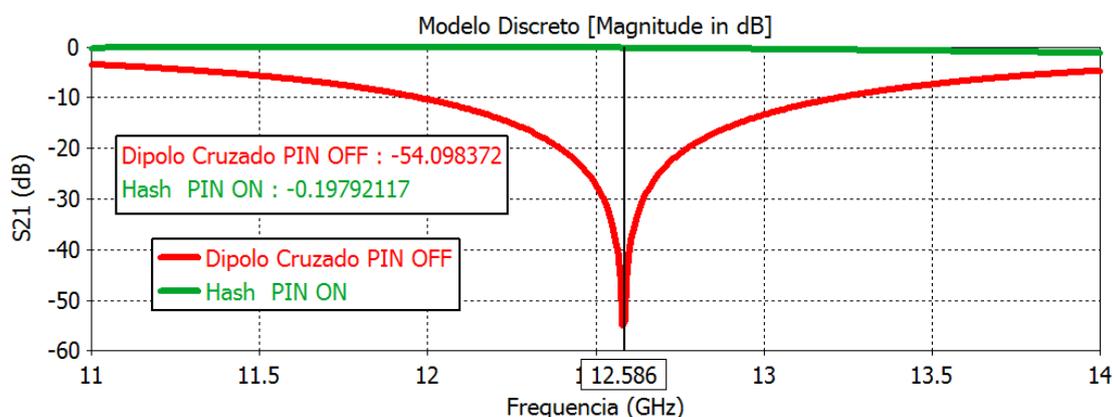


Fonte: Acervo do autor.

Tabela 4: Valores de circuito discreto equivalente para operação em 12,5 GHz.

Estado do Diodo	C (fF)	L (nH)
ON	117,00	1,56
OFF	20,00	8,00

Figura 36: Resposta em frequência da FSS que opera em 12,5 GHz.



Fonte: Acervo do autor.

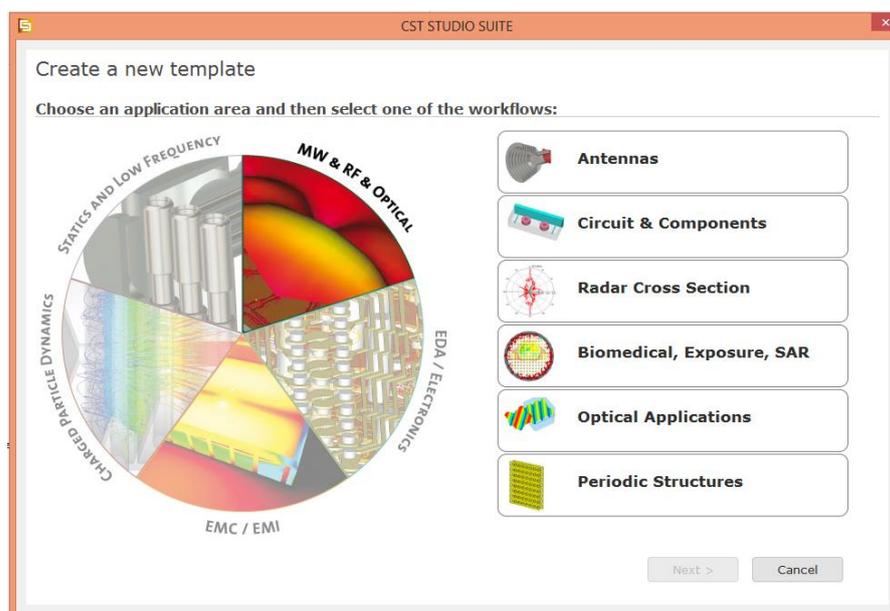
Esse resultado final da Figura 36 será comparado com a simulação do dispositivo CST Microwave Studio na próxima seção.

5.1.1 Simulação da RFSS Dipolo cruzado/*Hash* (DCH) usando CST Microwave Studio.

Foi escolhido o simulador de onda completa CST Microwave Studio 2015 para realizar as simulações eletromagnéticas da RFSS Dipolo cruzado/*Hash* (DCH).

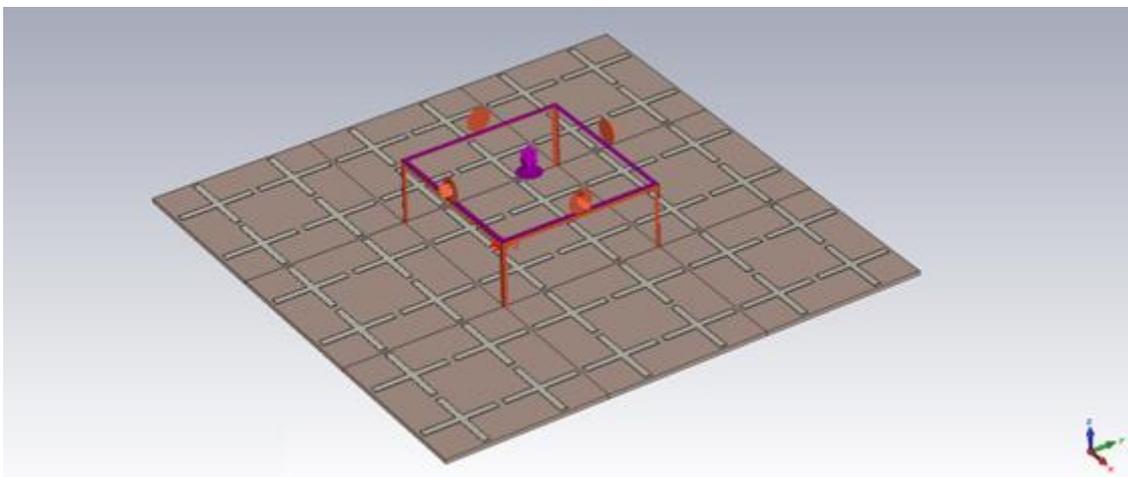
O CST Studio Suite é composto por vários módulos como exemplo CST Microwave Studio e CST Design Suite. O CST Microwave Studio é apropriado para simulação de dispositivos de micro-ondas, e o CST Design Suite é apropriado para simular circuitos discretos. Dentro do CST Microwave Studio existem vários templates com configurações predefinidas para cada tipo de estrutura de micro-ondas como mostrado na Figura 37. No caso de FSS, o template escolhido é o de estruturas periódicas-células unitárias, pois só é necessário simular uma célula para prever o resultado da estrutura toda, economizando assim tempo de simulação. Uma visão 3D dos dois estados da RFSS no ambiente do CST é mostrada na Figura 38. A RFSS foi simulada de 10 GHz a 15 GHz. A resposta em frequência do S_{21} pode ser vista na Figura 39. A Figura 40 mostra a densidade de corrente para a frequência de ressonância (12,5 GHz).

Figura 37: Templates com configurações predefinidas para cada tipo de estrutura de micro-ondas.

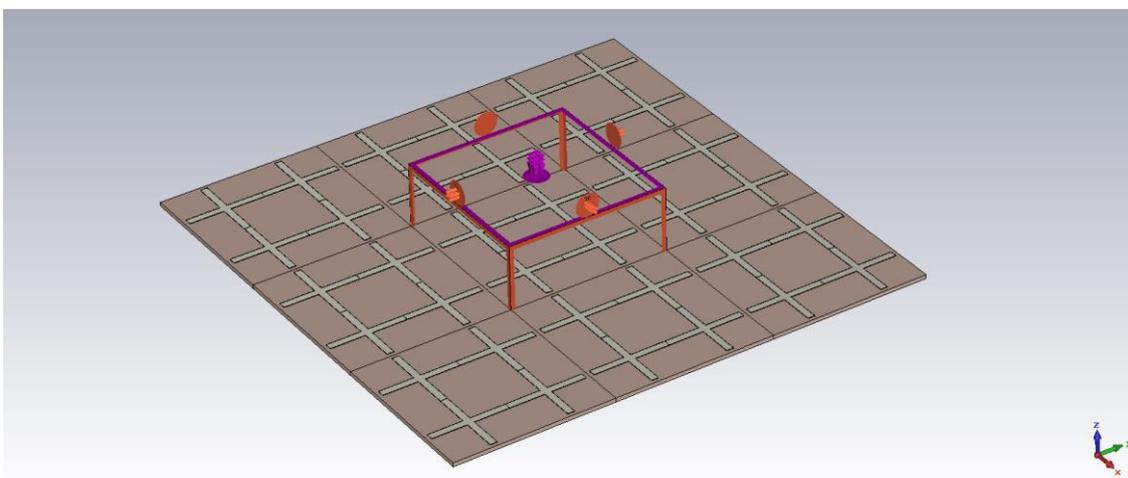


Fonte: Acervo do autor.

Figura 38: Visão 3D da RFSS no ambiente CST com condição de contorno de célula unitária: (a) Patch Dipolo cruzado; (b) *Hash*.



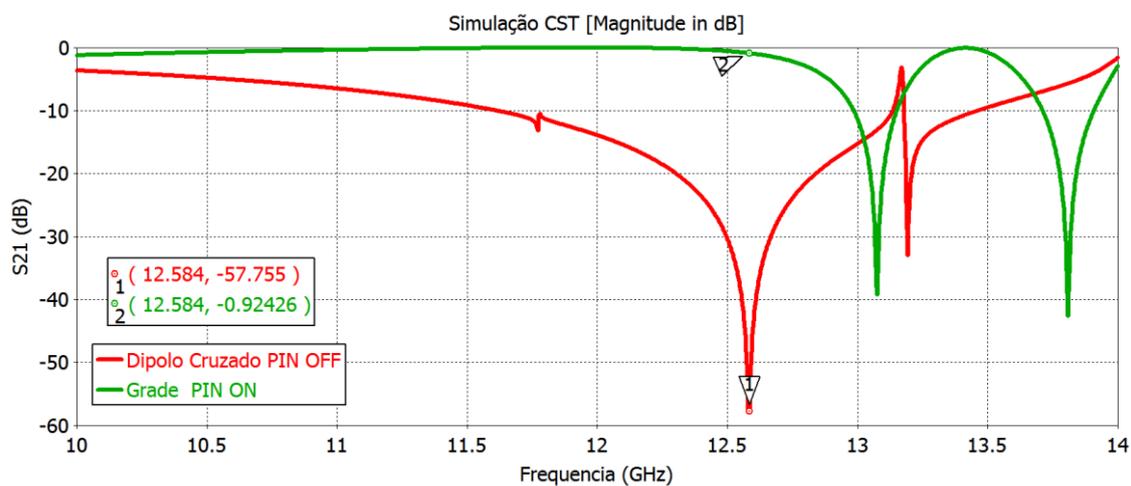
(a)



(b)

Fonte: Acervo do autor.

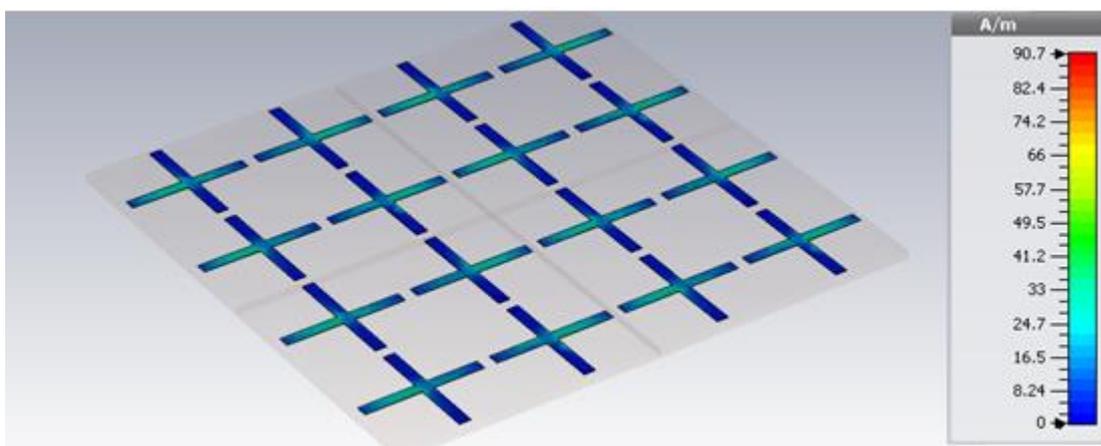
Figura 39: Resposta do parâmetro S21 simulado com o CST 2015.



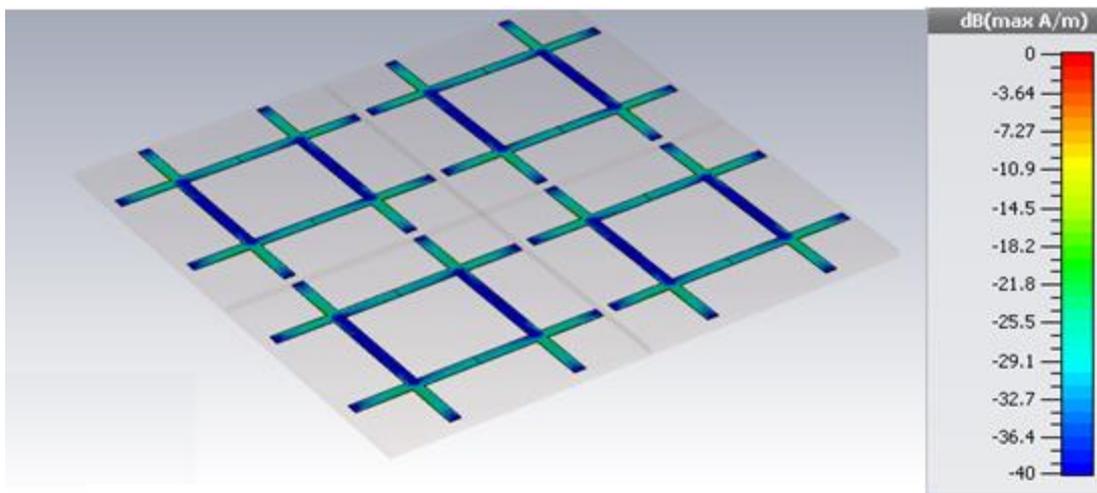
Fonte: Acervo do autor.

Figura 40: Distribuição da densidade de corrente na frequência de ressonância ($f=12,5$ GHz) para: (a)

Dipolo cruzado; (b) *Hash*.



(a)



(b)

Fonte: Acervo do autor.

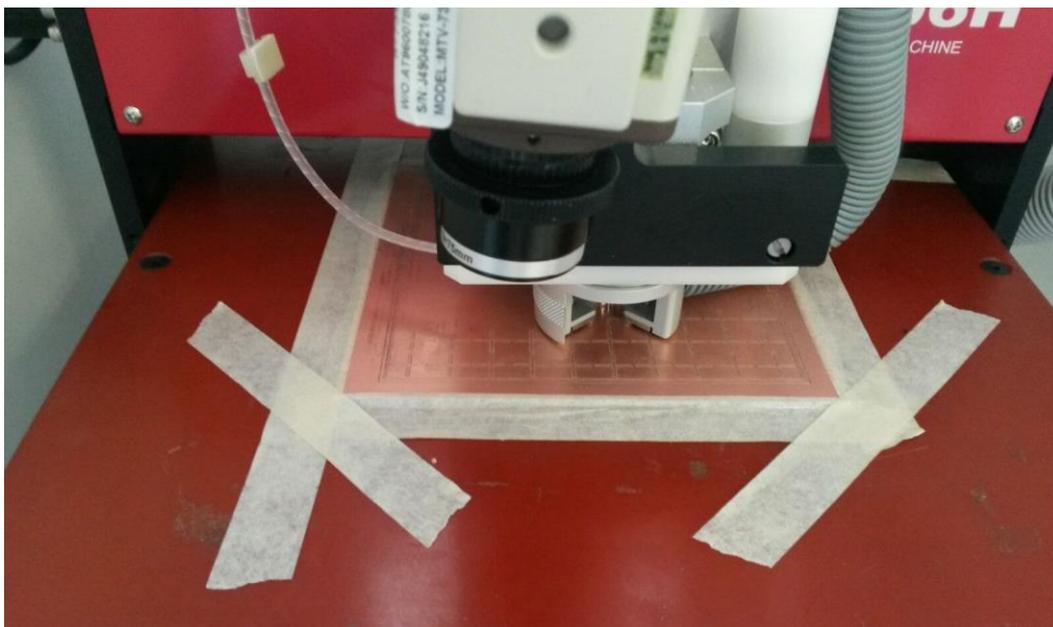
Na próxima seção é mostrada a fabricação desse dispositivo.

5.1.2 Fabricação da RFSS Dipolo cruzado/*Hash* (DCH)

A RFSS Dipolo cruzado/*Hash* (DCH) foi confeccionada na máquina de protótipo de placa de circuito impresso (PCB Prototype Machine) modelo EP2006H do fabricante Everprecision. Essa máquina é um dos equipamentos integrantes do Laboratório de Micro-ondas do Departamento de Eletrônica e Sistemas da UFPE. Uma visão em detalhe desta máquina durante o processo de fabricação da RFSS Dipolo cruzado/*Hash* (DCH) pode ser vista na Figura 41.

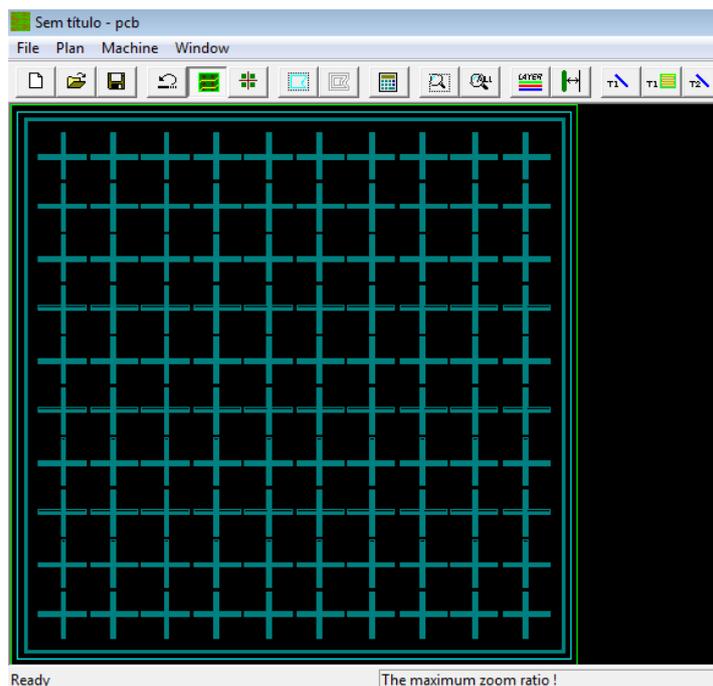
Após chegar a versão final do dispositivo no CST Microwave Studio, o arquivo de formato DXF (Drawing Exchange Format) foi lido pelo software PCAM v. 5.2.6, que se comunica com a máquina via uma conexão serial RS-232. A Figura 42 mostra o software PCAM após a importação do arquivo DXF.

Figura 41: Máquina de protótipo da placa de circuito impresso durante o processo de confecção da RFSS Dipolo cruzado/*Hash* (DCH).



Fonte: Acervo do autor.

Figura 42: Detalhes do software PCAM após a importação do arquivo DXF.



Fonte: Acervo do autor.

Após a leitura do arquivo, a placa sofre um processo de fresagem com ferramentas que variam de 0,5 a 1,5 mm de diâmetro, resultando no circuito impresso.

Essa máquina possibilita a confecção de placas de circuito impresso cuja menor largura de trilha ou distância entre trilhas seja de até 0,3 mm. Para valores menores, torna-se difícil a reprodução exata das dimensões do arquivo DXF. Além disso, por

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

O substrato dielétrico empregado na confecção da RFSS foi o RT/Duroid 5880, que apresenta uma constante dielétrica de 2,2, espessura de 0,78 mm e metalização de cobre de espessura 0,035 mm em ambas as faces (placa dupla face). Como a placa utilizada para fabricação da RFSS precisa ser de face única, a outra face da placa precisou ser corroída. A face que foi impressa a FSS foi protegida com papel adesivo e a outra face foi corroída com percloroeto de ferro. Após o processo de fabricação executado pela máquina, a placa foi “lixadas” para a retirada dos resíduos de cobre deixados pela broca da máquina de prototipagem. Essa etapa foi realizada com o auxílio de microscópio, como mostrado na Figura 43.

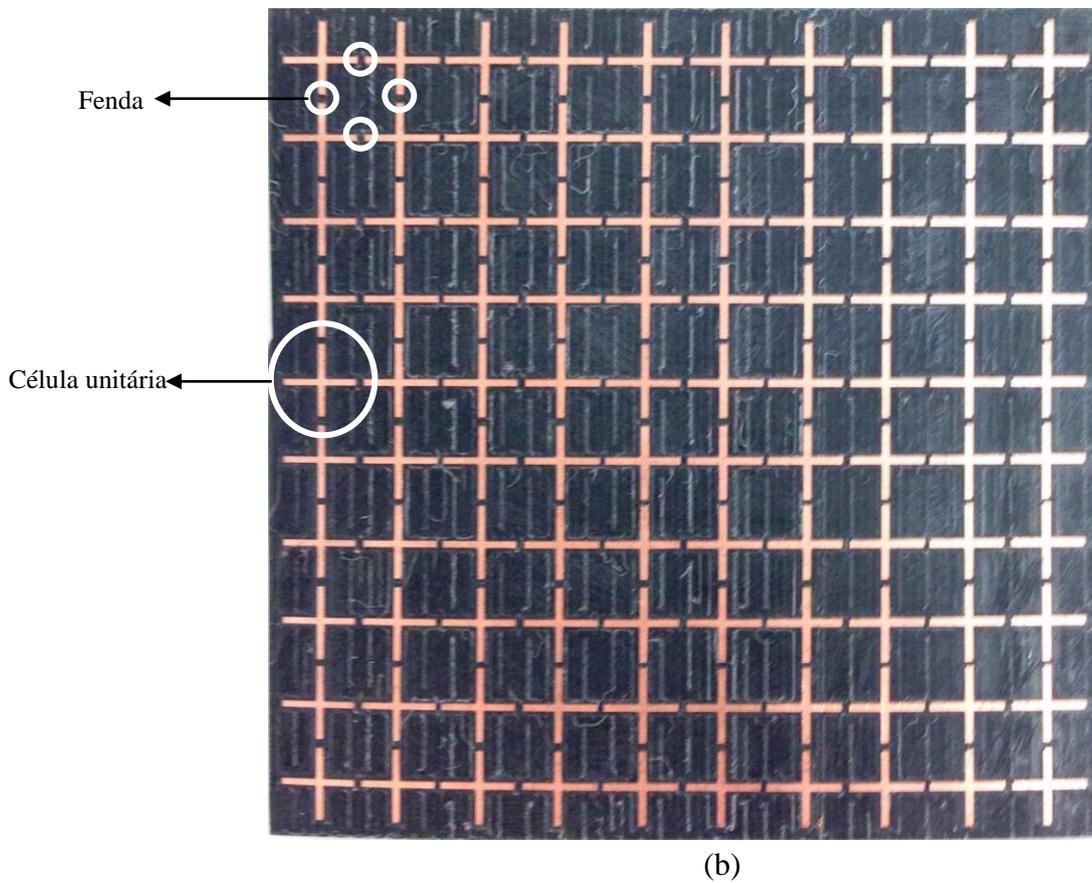
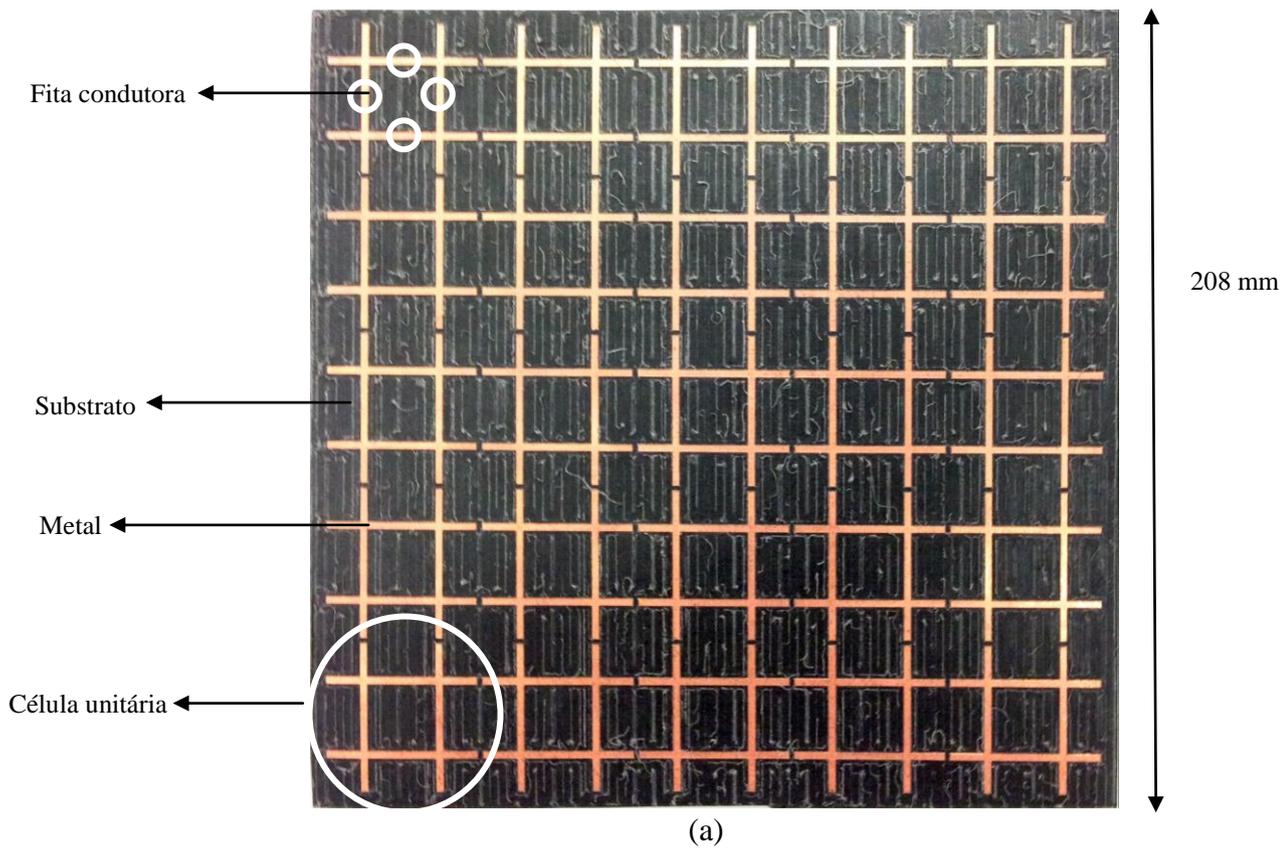
Na Figura 44 é mostrada uma Vista superior da RFSS fabricada no Laboratório de Micro-ondas. O tamanho total da FSS é 208 mm por 208 mm.

Figura 43: Processo de limpeza da placa



Fonte: Acervo do autor.

Figura 44: Vista superior da RFSS fabricada no Laboratório de Micro-ondas.



Fonte: Acervo do autor.

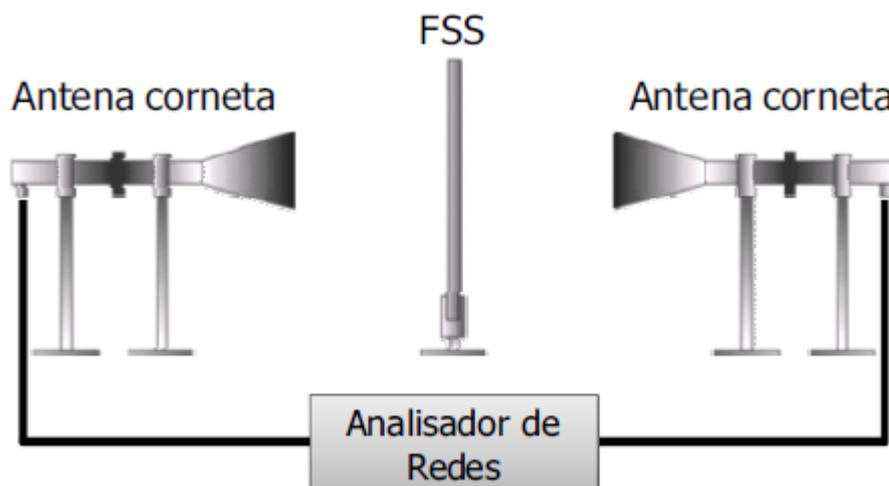
5.1.3 Medição da RFSS Dipolo cruzado/Hash (DCH)

Vários métodos têm sido utilizados para medir as propriedades de reflexão e transmissão de FSS. Usualmente para as medições são utilizadas cornetas para transmissão e recepção como esquematizado na Figura 45. Configurando as antenas cornetas para polarização vertical e horizontal, podem-se medir características de transmissão TE e TM das FSS colocadas entre as duas cornetas. A princípio, com esta configuração, é possível medir a reflexão causada pela FSS. No entanto dados errados serão obtidos devido a forte difração causada pelas bordas da superfície medida. Essas difrações podem ser atribuídas as dimensões da FSS que geralmente são significativamente menores que as dimensões das cornetas. [22]

As medições dos dispositivos aqui confeccionados foram realizadas utilizando um Network Analyzer (Analisador de redes Vetorial) fabricado pela Agilent Technologies do laboratório do IFPB, conforme mostra a Figura 46. Com esse equipamento é possível medir o módulo e a fase dos parâmetros de espalhamento diretamente dentro da faixa de 300 kHz a 20 GHz. O analisador gera um sinal na entrada das antenas cornetas de 0 dBm de potência, sendo o equipamento devidamente calibrado antes do processo de medição.

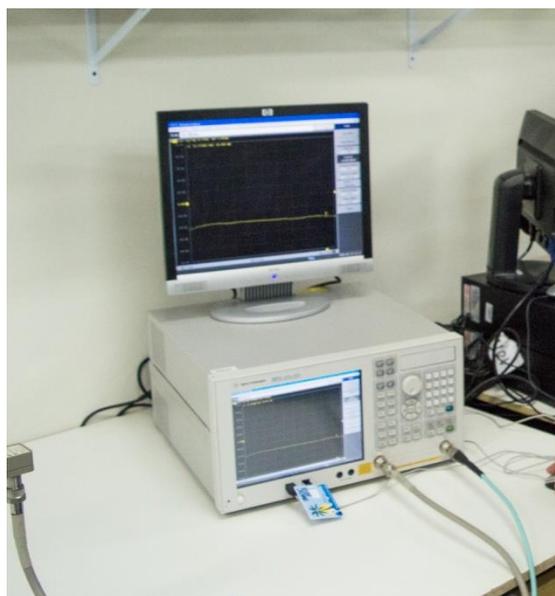
No momento do experimento, foi conectada as portas do analisador de redes às antenas cornetas como Figura 47. A antena corneta tem 15 dB de ganho e opera na banda X. Em seguida, foi escolhida a frequência inicial para 7 GHz e a frequência final para 14 GHz. A Figura 48 mostra o resultado experimental para a RFSS fabricada.

Figura 45: Esquema de medição de uma FSS.



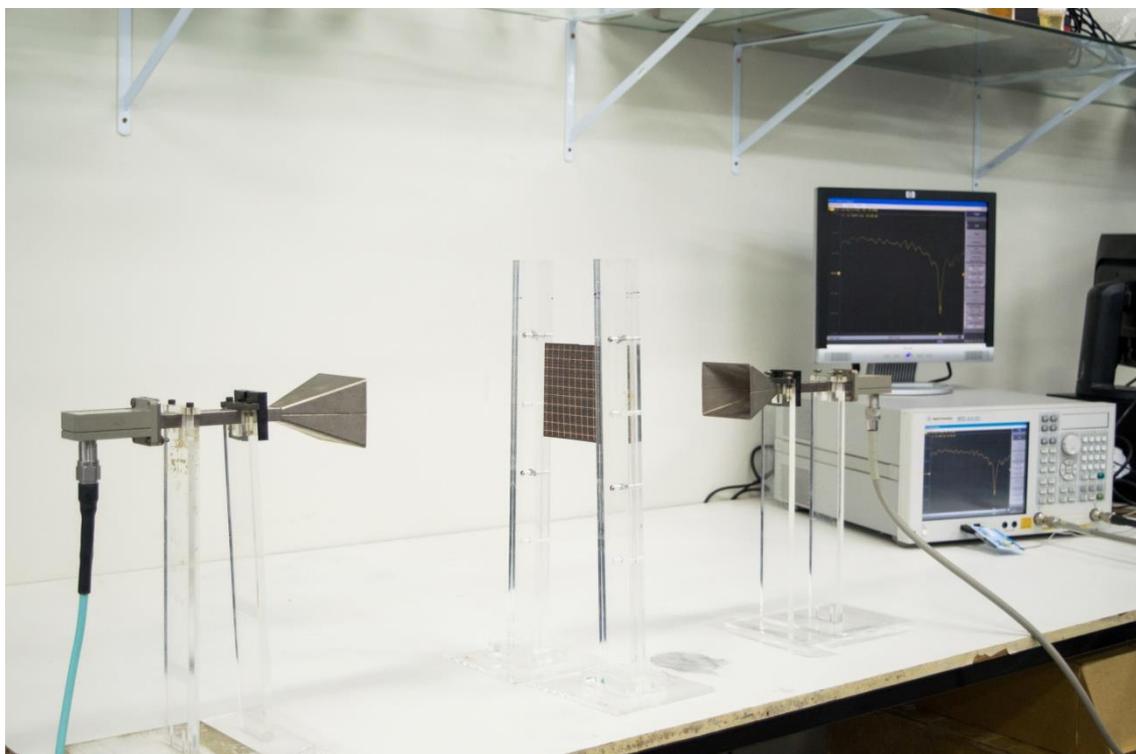
Fonte: [2]

Figura 46: Analisador de Redes Vetorial do laboratório do IFPB.



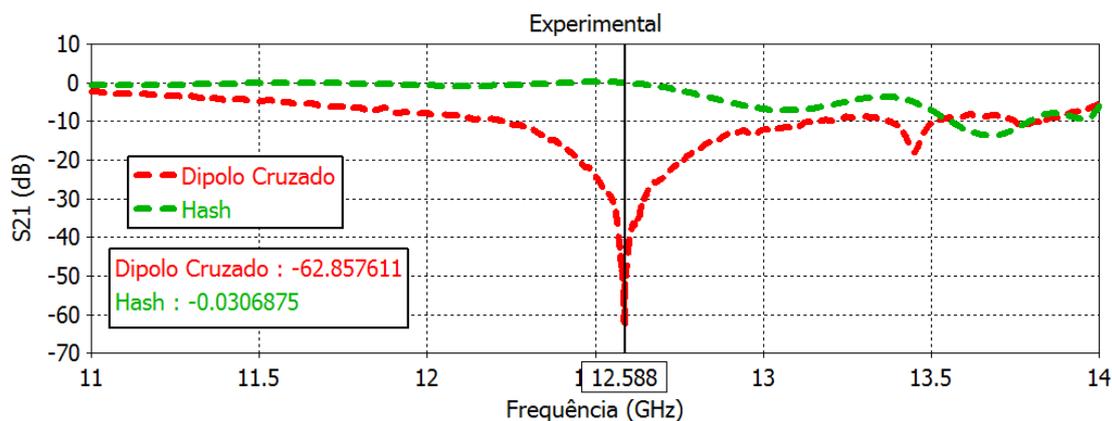
Fonte: Acervo do autor.

Figura 47: Medição experimental da RFSS DCH fabricada no Laboratório de Micro-ondas utilizando um Analisador de Redes Vetorial do laboratório do IFPB.



Fonte: Acervo do autor.

Figura 48: Resultado experimental medido com analisador de redes.

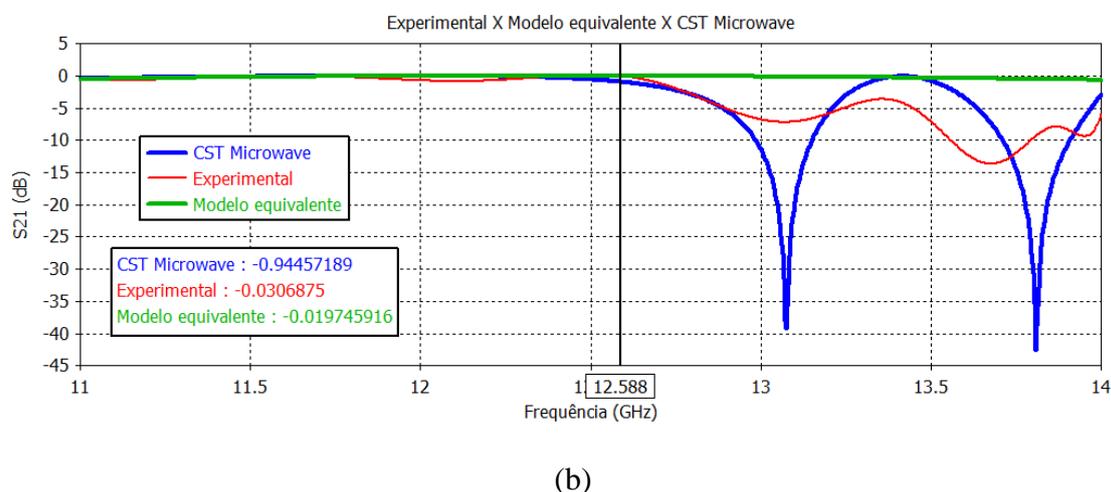
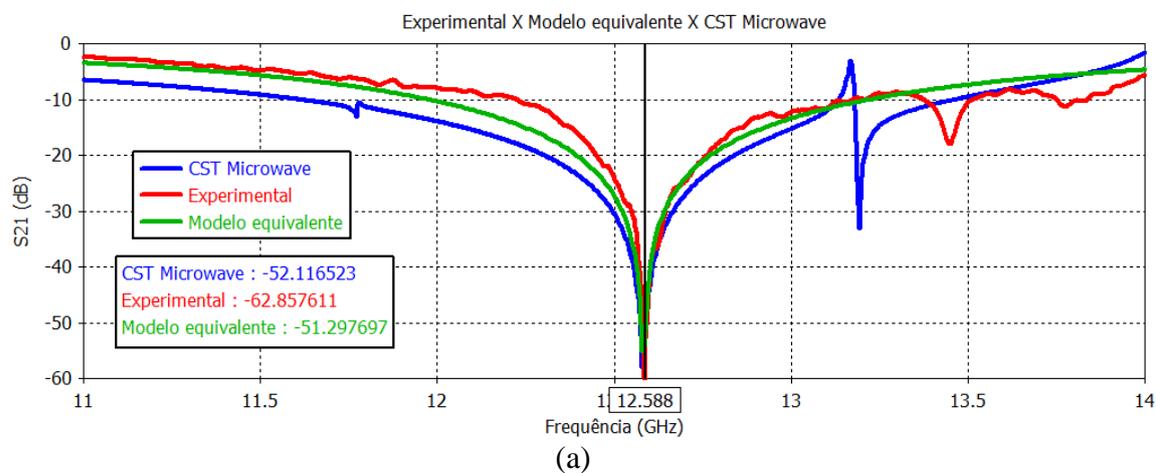


Fonte: Acervo do autor

5.1.4 Discussão dos Resultados RFSS Dipolo cruzado/Hash (DCH)

A Figura 49 mostra todos os resultados: simulado com o CST, obtido do modelo equivalente e o experimental. Observando a Figura 49 (a), para o dipolo cruzado, ocorre máxima reflexão em 12,58 GHz, com perda de inserção de -52,1 dB, -62.85 dB e -51,3 dB respectivamente obtidos pelo CST Microwave, resultado experimental e modelo equivalente. A resposta do CST Microwave apresentou uma não linearidade em 12,25 GHz e a resposta experimental apresentou essa não linearidade em 12,4 GHz. Como visto no capítulo 3, essa não linearidade é devido à periodicidade da FSS. O modelo equivalente não mostrou esse polo, pois além de ser um circuito LC simples, que representa só uma ressonância, não é capaz de modelar não linearidades. Observando Figura 49 (b), para o caso *hash*, a perda por inserção em 12,58 GHz é de 0,9 dB, 0,03 dB e 0,02 dB obtidos respectivamente pelo CST Microwave, resultado experimental e modelo equivalente. O resultado experimental e o resultado do CST Microwave apresentaram não linearidades em frequências próximas de 13,1 GHz e 13,7 GHz. Esses polos no resultado experimental foram mais atenuados possivelmente devido à imprecisão do ângulo de incidência do sinal na FSS com relação a simulação no CST Microwave. O modelo equivalente representou apenas o zero de transmissão e não os polos de reflexão. Apesar dessas discrepâncias, na frequência de 12,58 GHz, o dipolo cruzado apresentou máxima reflexão e o *hash* apresentou alta transmissão.

Figura 49: Comparação entre os resultados obtido pelo CST, obtidos do modelo discreto e resultado experimental: (a) Dipolo cruzado; (b) *Hash*.



Fonte: Acervo do autor

5.2 Projeto da RFSS Dipolo cruzado/Patch quadrado (DCQ) usando o Método de Circuito Equivalente.

Seguindo o fluxograma da figura 29, como foi feito na seção anterior, primeiro definem-se as dimensões para a FSS sem dielétrico. A indicação das dimensões está mostrada na Figura 50. A frequência central escolhida para projetar essa FSS é de 10 GHz, frequência central da antena corneta disponível no Laboratório de Micro-ondas da UFPE. As dimensões da FSS para o caso *freestanding* (sem dielétrico) e usando meio comprimento de onda para o dipolo cruzado está mostrado na Tabela 5.

Figura 50: Detalhe da célula unitária RFSS DCQ com as indicações das dimensões (com diodo ideal).

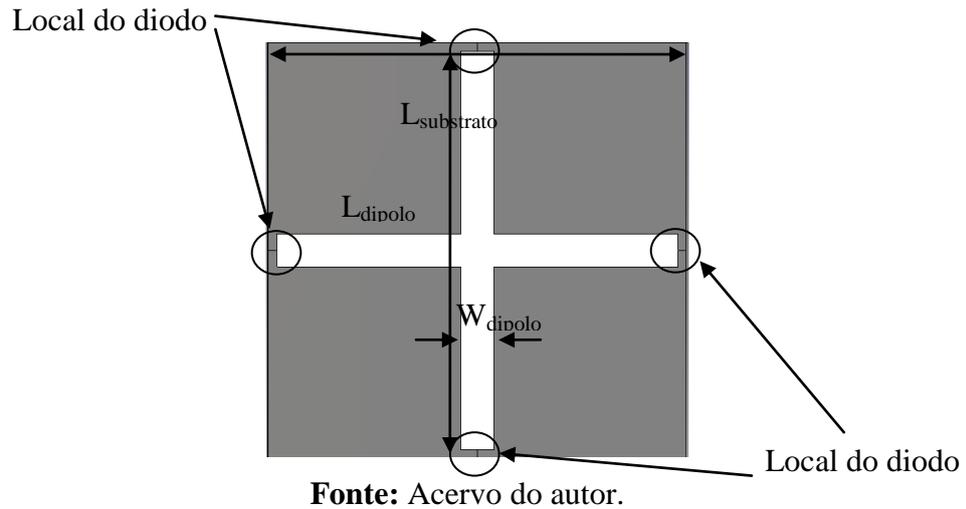
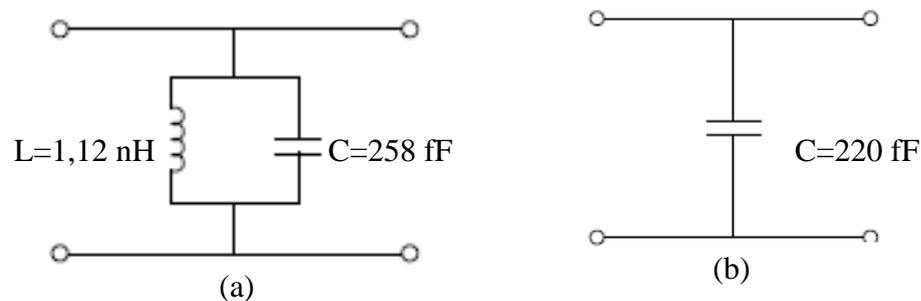


Tabela 5: Dimensões iniciais (mm) da FSS *freestanding*.

$L_{\text{substrato}}$	L_{dipolo}	W_{dipolo}
15,8	15	1,3

Seguindo o mesmo procedimento da seção anterior, a FSS sem dielétrico foi simulada pelo CST Microwave Studio e seu valor de S_{21} foi armazenado. Usando os circuitos discretos mostrados na seção 3.2.2 para representar os dois estados da FSS, seus valores foram extraídos usando as equações (24), (25) e (27) da seção 4.3. O modelo de circuito que representa a FSS abertura dipolo cruzado é o circuito LC paralelo da Figura 26 (a) e a FSS patch quadrado é representada por um capacitor, pois o efeito do indutor é desprezível devido à largura do quadrado. Os valores dos parâmetros discretos estão mostrados na Figura 51 e Tabela 6. A resposta em frequência para esse circuito é mostrado na Figura 52.

Figura 51: Valores dos componentes do o modelo discreto: (a) Dipolo cruzado; (b) Patch quadrado.

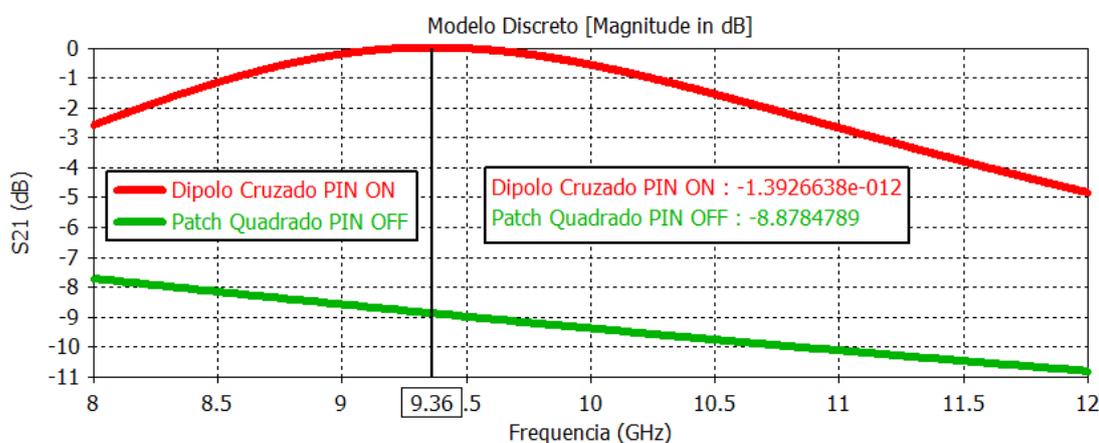


Fonte: Acervo do autor.

Tabela 6 Valores de circuito discreto equivalente para o caso da FSS *freestanding*.

Estado do Diodo	C (fF)	L (nH)
ON	258,00	1,12
OFF	220,00	-

Figura 52: Resposta em frequência da FSS *freestanding* usando o método de circuito equivalente.



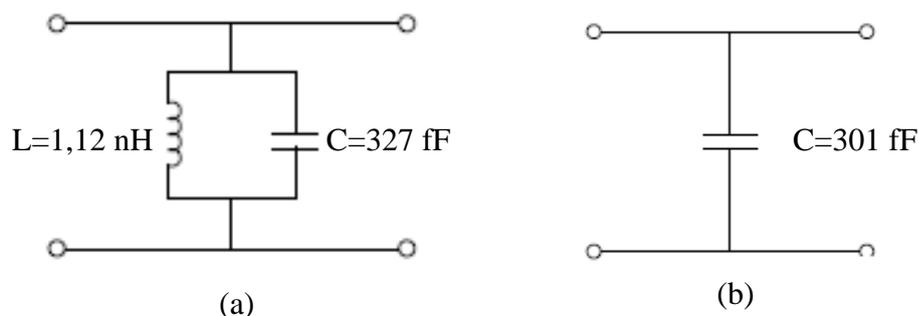
Fonte: Acervo do autor.

Como pode ser visto na Figura 52, a ressonância está em 9,36 GHz e não em 10 GHz como foi projetado. Pela mesma razão descrita na seção anterior, o comprimento do dipolo de meio comprimento de onda é uma estimativa aproximada para a frequência de ressonância, mas esta é influenciada também pela largura do dipolo e a periodicidade da célula, o que justifica o deslocamento 10 GHz para 9,36 GHz. Entretanto, a estrutura se comportou como transparente em um determinado estado do diodo e como refletiva em outro estado, como desejado. Seguindo o fluxograma, é necessário agora encontrar os valores da FSS impressa em um substrato. O substrato usado é RT/duroid 5880 com permissividade relativa de 2,2 e espessura de 0,78 mm. Dessa forma, as capacitâncias da Tabela 6 devem ser ajustadas para o caso com dielétrico usando a equação (31) da seção 4.4.2. Os valores dos parâmetros discretos ajustados estão mostrados na Figura 53 e na Tabela 7. A resposta em frequência para esse circuito é mostrado na Figura 54.

Percebe-se um deslocamento da frequência de ressonância devido à presença do dielétrico.

Figura 53: Valores dos componentes do modelo discreto para o caso da FSS com dielétrico RT/Duroid

5880: (a) Dipolo cruzado; (b) Patch quadrado.

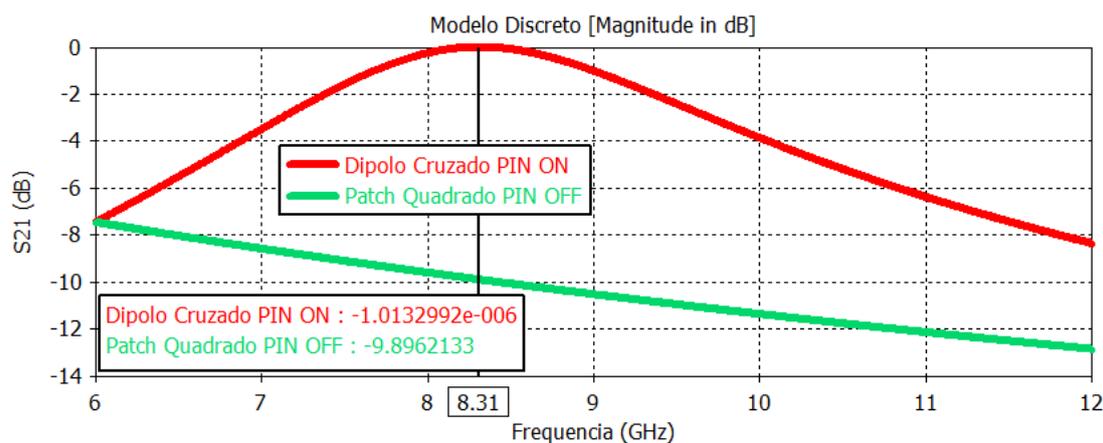


Fonte: Acervo do autor.

Tabela 7 Valores de circuito discreto equivalente para o caso da FSS com dielétrico RT/Duroid 5880.

Estado do Diodo	C (fF)	L (nH)
ON	327,00	1,12
OFF	301,00	-

Figura 54: Resposta em frequência da FSS com dielétrico usando o método de circuito equivalente.

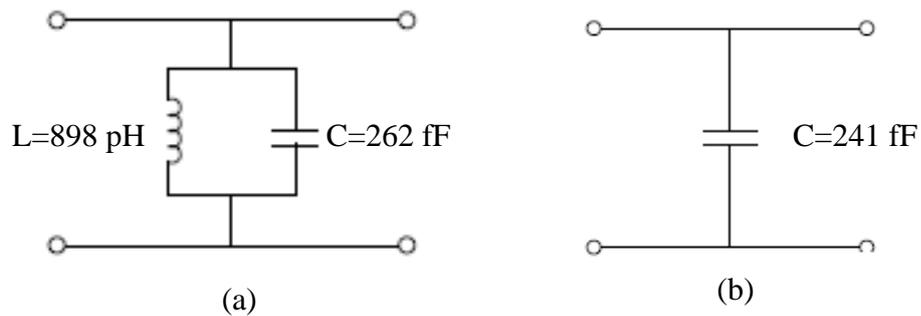


Fonte: Acervo do autor.

Devido ao deslocamento apresentado pela presença do dielétrico, a periodicidade da estrutura precisa ser ajustada de acordo com a equação (28) de forma a atingir a frequência de ressonância desejada que é de 10 GHz. O ajuste de seus

parâmetros discretos é dado pelas equações (29) e (30) como mostrado na seção 4.4.1. Os valores dos parâmetros discretos ajustados estão mostrados na Figura 55 e na Tabela 8. A resposta em frequência para esse circuito é mostrado na Figura 58.

Figura 55: Valores dos componentes do modelo discreto para operação em 10 GHz: (a) Dipolo cruzado; (b) Patch quadrado.

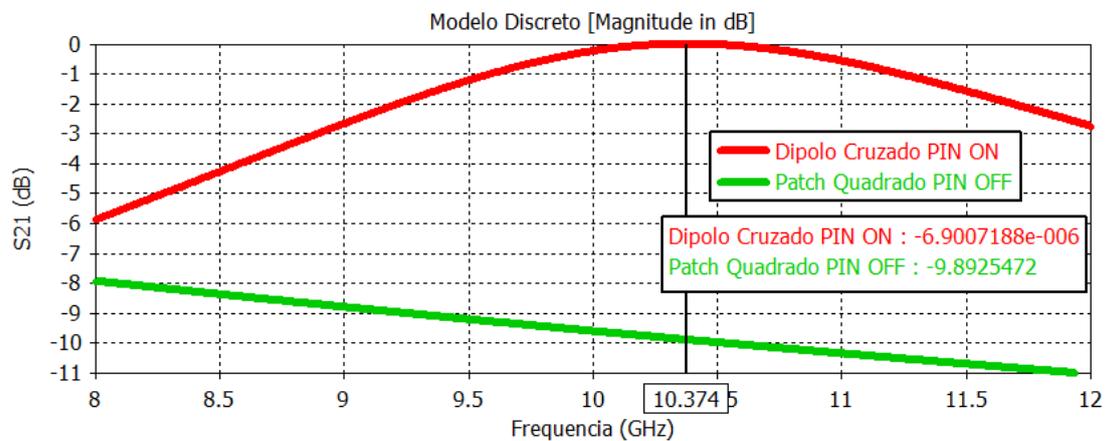


Fonte: Acervo do autor.

Tabela 8: Valores de circuito discreto equivalente para operação em 10 GHz.

Estado do Diodo	C (fF)	L (pH)
ON	262,00	898,00
OFF	241,00	-

Figura 56: Resposta em frequência da FSS que opera em 10 GHz.



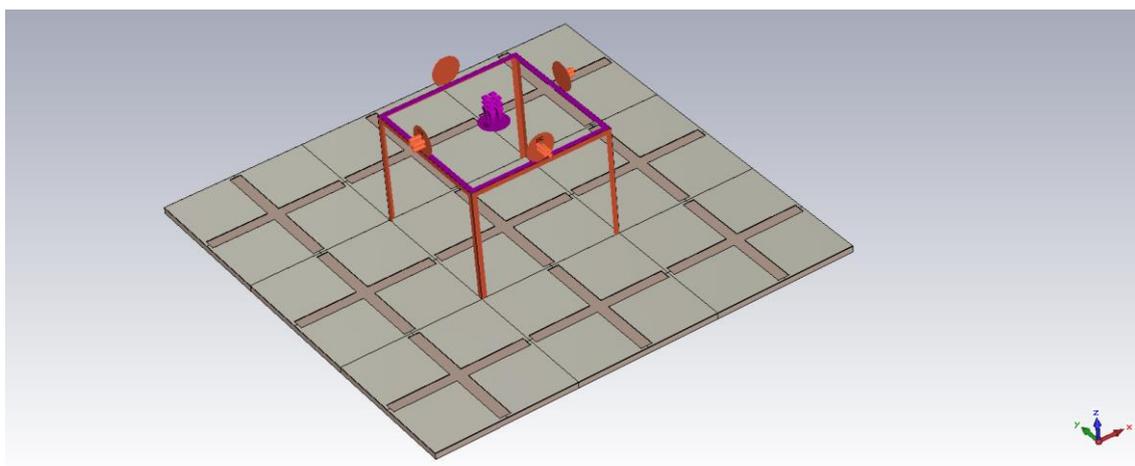
Fonte: Acervo do autor.

Esse resultado final da Figura 56 será comparado com a simulação do dispositivo CST Microwave Studio e resultado experimental na seção 5.2.3.

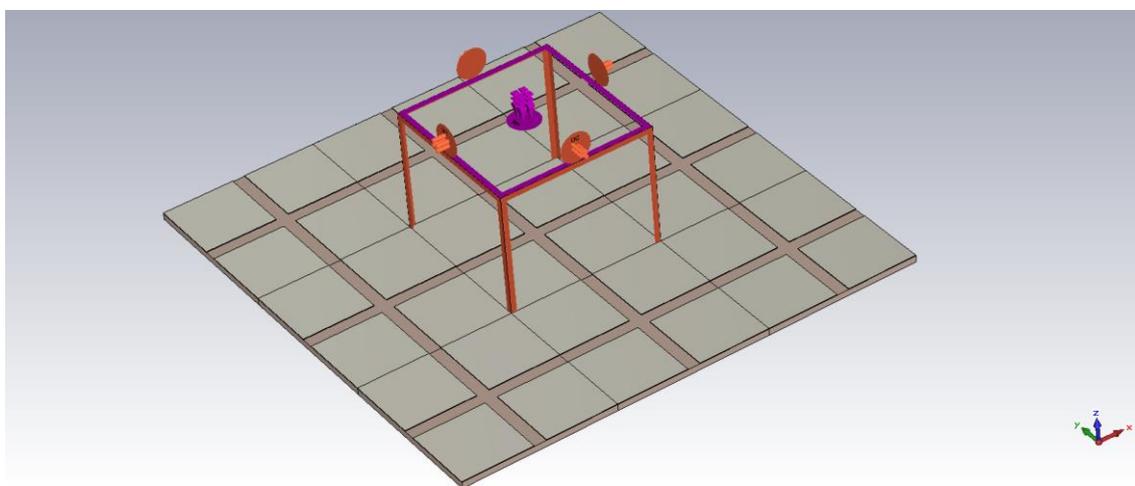
5.2.1 Simulação da RFSS Dipolo cruzado/Patch quadrado (DCQ) usando CST Microwave Studio.

Uma visão 3 D dos dois estados da RFSS no ambiente do CST é mostrada na Figura 57. Na Figura 58 é mostrada com mais detalhe a definição das dimensões utilizadas no projeto da RFSS. A RFSS foi simulada de 8 GHz a 12 GHz. A resposta em frequência do S_{21} pode ser vista na Figura 59. A Figura 60 mostra a densidade de corrente para a frequência de ressonância (10 GHz).

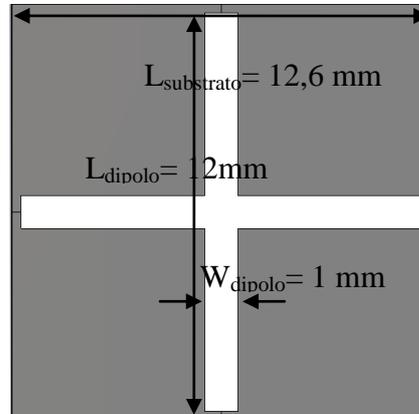
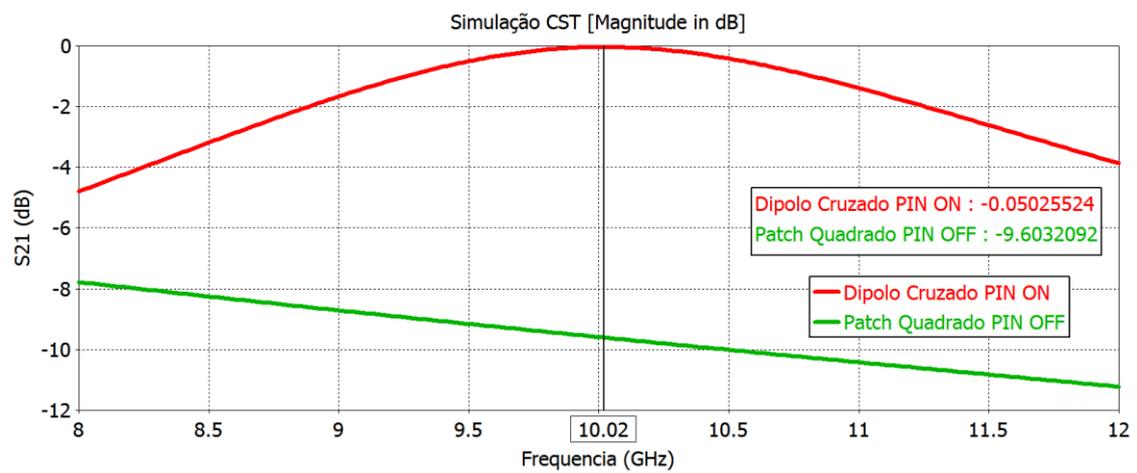
Figura 57: Visão 3D da RFSS no ambiente CST: (a) Abertura dipolo cruzado; (b) Patch quadrado.

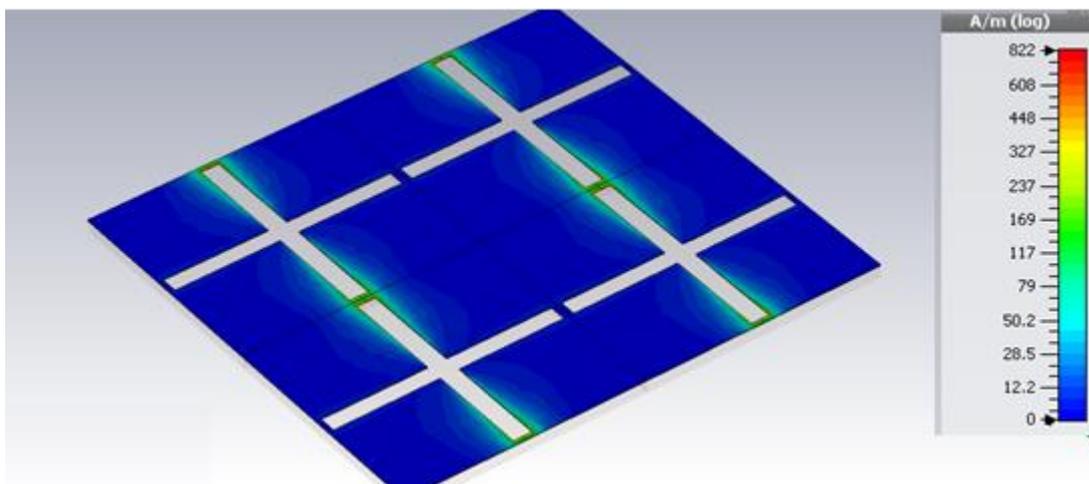


(a)

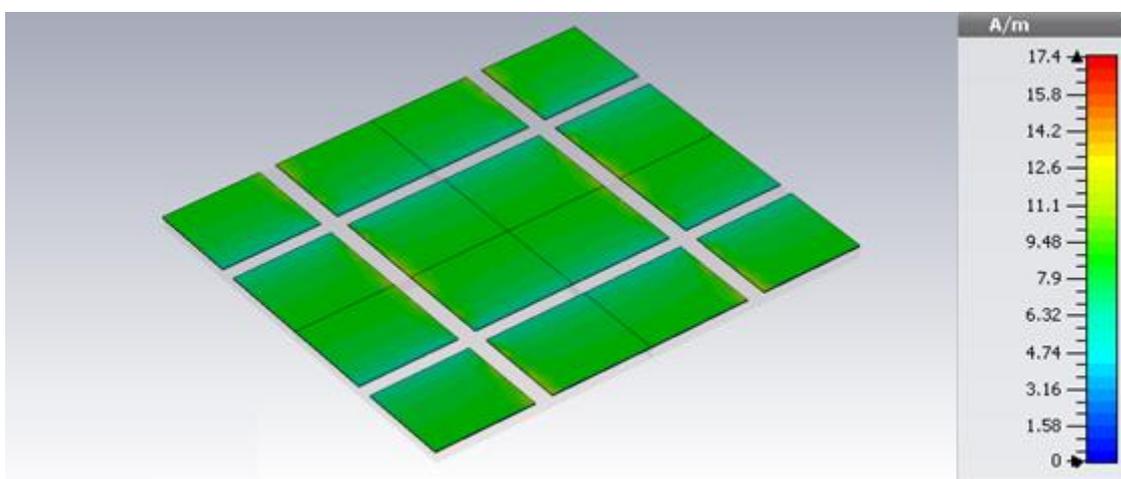


(b)

Fonte: Acervo do autor.**Figura 58:** Visão geral do RFSS com suas dimensões e parâmetros.**Fonte:** Acervo do autor.**Figura 59:** Resposta do parâmetro S21 simulado com o CST 2015.**Fonte:** Acervo do autor.**Figura 60:** Distribuição da densidade de corrente na frequência de ressonância ($f=10$ GHz):(a) Abertura dipolo cruzado; (b) Patch quadrado.



(a)



(b)

Fonte: Acervo do autor.

Na próxima seção é mostrada a fabricação desse dispositivo.

5.2.2 Fabricação do Dipolo cruzado/Patch quadrado (DCQ)

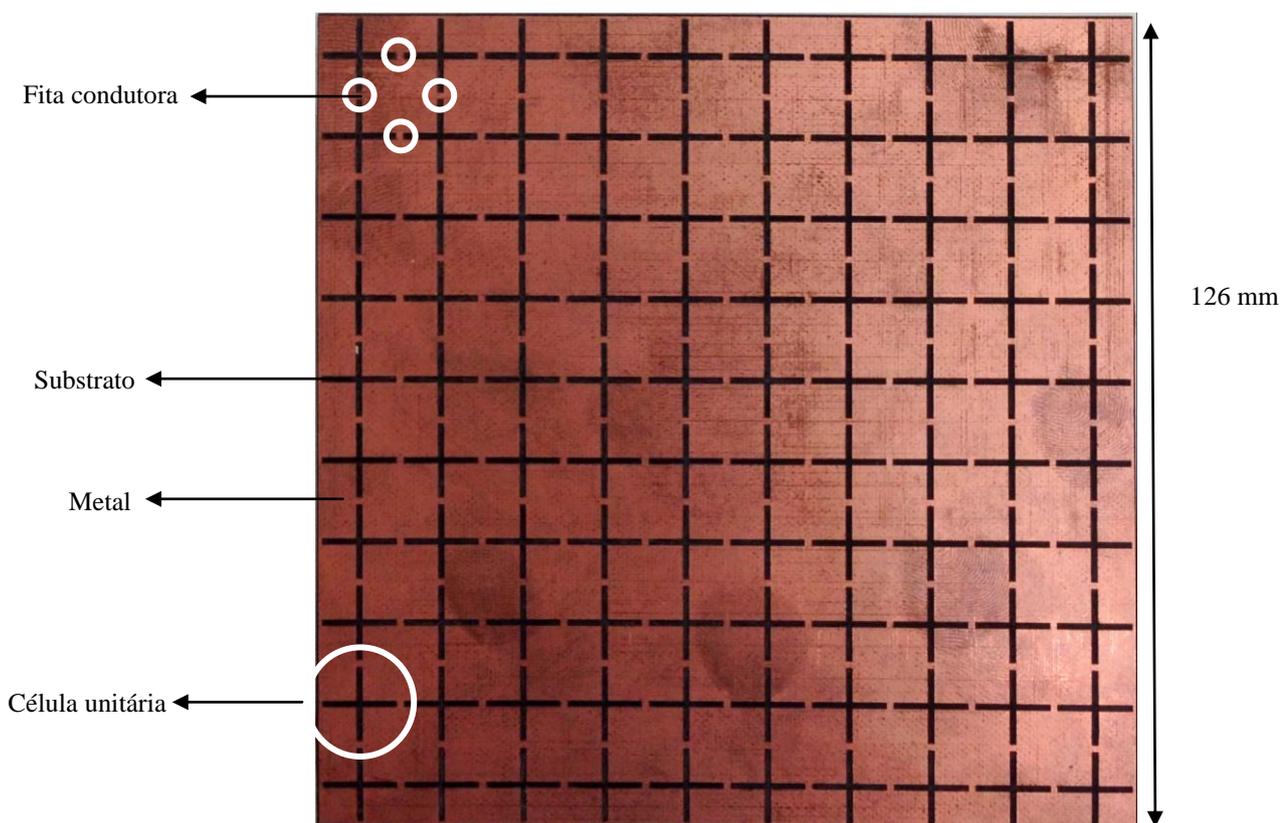
O processo de fabricação do RFSS Dipolo cruzado/Patch quadrado (DCQ) foi semelhante ao descrito na seção anterior para a fabricação da RFSS Dipolo cruzado/Hash (DCH). Foi exportado o desenho do dispositivo no formato DXF a partir do CST, importado e exportado do Sonnet 9.52, e importado pelo software PCAM, que controla a máquina de protótipo de placa de circuito impresso EP2006H.

O substrato dielétrico empregado na confecção da RFSS DCQ foi o RT/Duroid 5880, que apresenta uma constante dielétrica de 2,2, espessura de 0,78 mm e metalização de cobre de espessura 0,035 mm em ambas as faces (placa dupla face). Como a placa utilizada para fabricação da RFSS precisa ser de face única, a outra face da placa precisou ser corroída como mostrado na figura abaixo. A face em que foi impressa a RFSS foi protegida com papel adesivo e a outra face foi corroída com percloroeto de ferro. Após o processo de fabricação executado pela máquina, a placa foi “lixadas” para a retirada dos resíduos de cobre.

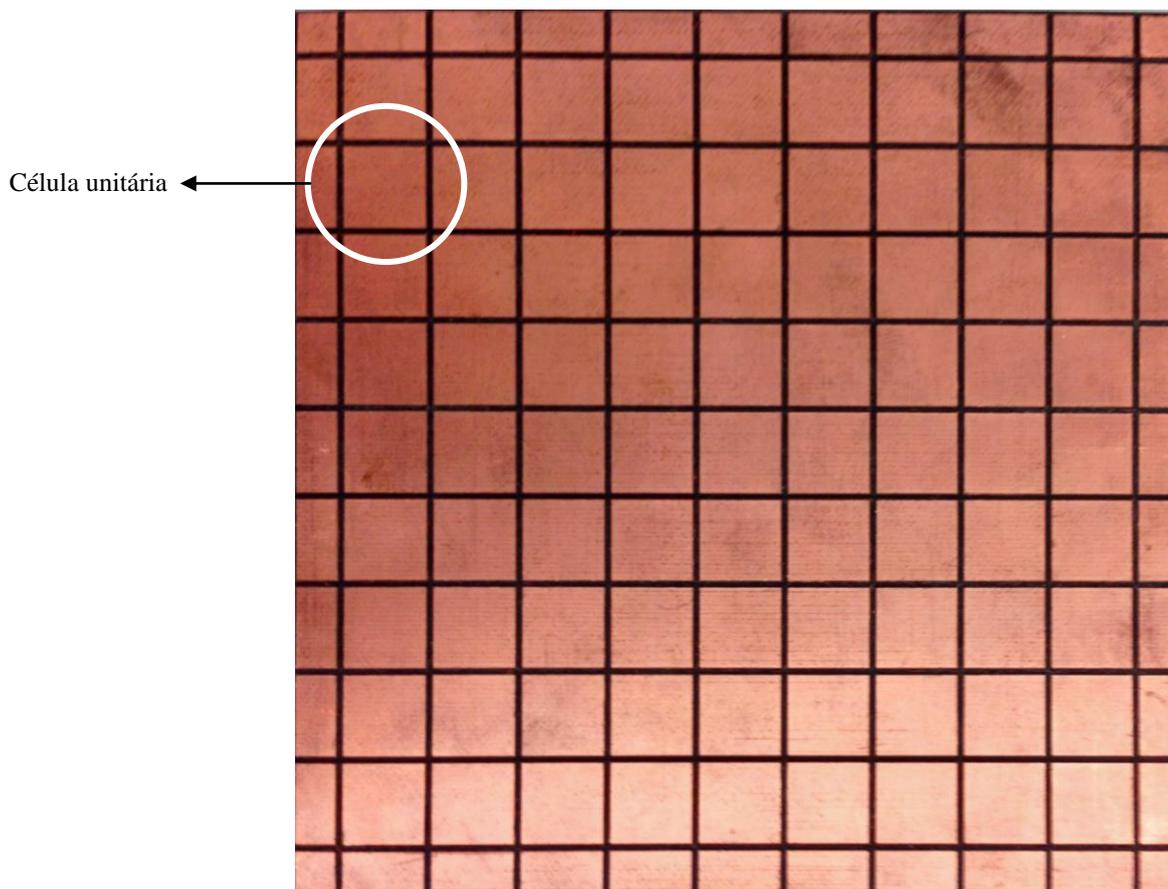
Na Figura 61 é mostrada uma Vista superior da RFSS fabricada no Laboratório de Micro-ondas.

Figura 61: Vista superior da RFSS fabricada no Laboratório de Micro-ondas: (a) Dipolo cruzado; (b)

Patch quadrado.



(a)



(b)

Fonte: Acervo do autor.

5.2.3 Medição e Discussão Dipolo cruzado/Patch quadrado (DCQ)

As medições dos dispositivos aqui confeccionados foram realizadas utilizando um Network Analyzer (Analisador de redes Vetorial) fabricado pela Agilent Technologies do laboratório do IFPB. Com esse equipamento é possível medir o módulo e a fase dos parâmetros de espalhamento diretamente dentro da faixa de 300 kHz a 20 GHz.

No momento do experimento, foi conectada as portas do analisador de redes às antenas cornetas. A antena corneta tem 15 dB de ganho e opera na banda X.

A Figura 62 mostra o resultado experimental para RFSS fabricada compensando o S21 de referência. O gráfico apresenta o módulo do parâmetro de espalhamento S21, com perda por inserção de -0,27 dB no estado dipolo cruzado e -9,27 no estado Patch quadrado. Na Figura 63 são plotados todos os resultados: simulado com o CST, obtido do modelo discreto e o experimental. A resposta em frequência do modelo discreto igualou a frequência de projeto e a simulada.

Figura 62: Resultado experimental medido com analisador de redes.

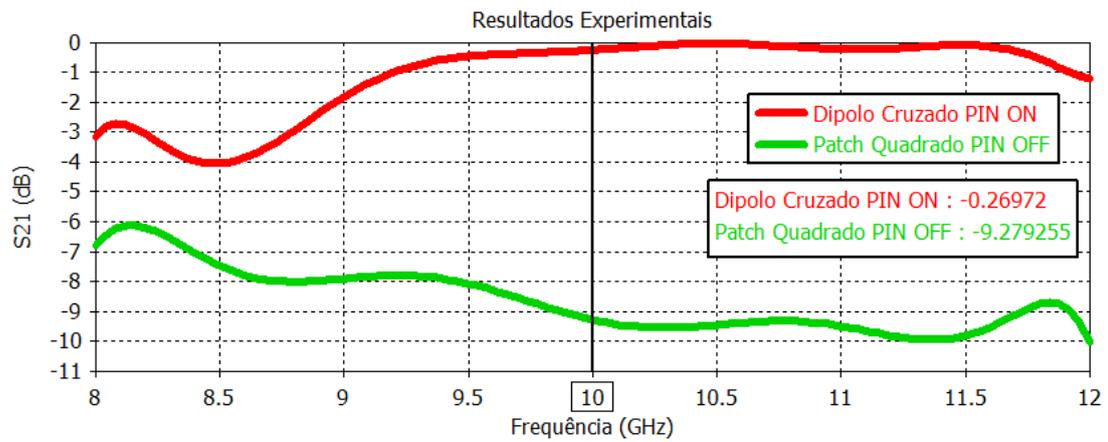
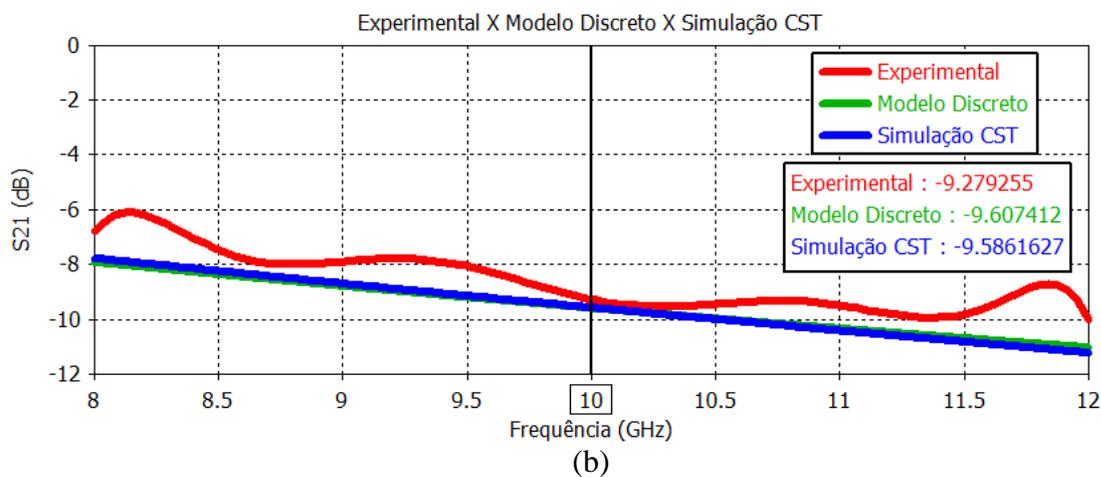
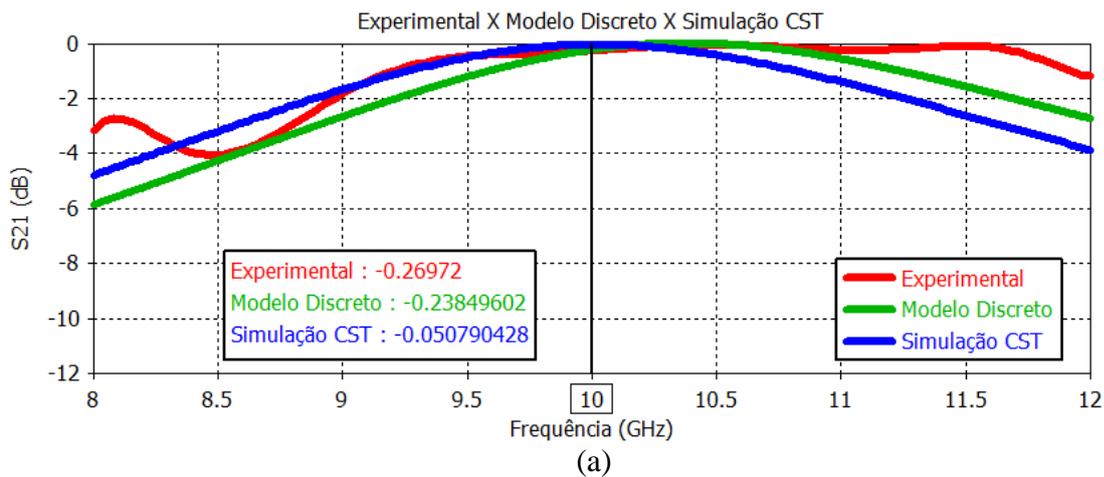


Figura 63: Comparação entre os resultados obtidos pelo CST, obtidos do modelo discreto e resultado experimental: (a) Abertura dipolo cruzado; (b) Patch quadrado.



5.3 Conclusões e Trabalhos Futuros

As RFSS propostas nessa dissertação tiveram um desempenho dentro do esperado tanto pelas simulações quanto pelos resultados experimentais. As estruturas se comportaram como transparente deixando passar o sinal com poucas perdas em um determinado estado do diodo idealmente representado por uma fita condutora, estado ligado ON, e como refletora em outro estado do diodo idealmente representado por uma fenda, estado OFF. Sendo essa característica de extrema importância para antenas adaptativas e RFID.

Além dessa concordância entre a teoria e a prática, o método usado para analisar as RFSS apresentou ser um método eficiente, rápido e com precisão suficiente para prever a performance dessas superfícies.

Esses primeiros resultados das FSS funcionando experimentalmente com diodos ideais é um passo para futuras etapas deste trabalho. Além da importância desses resultados, obter o modelo discreto dessas estruturas é interessante para as FSS serem mais facilmente manipuladas. Com o modelo de circuito discreto, as FSS podem ser otimizadas para ter uma determinada resposta em frequência usando algoritmos genéticos ou outros algoritmos de inteligência artificial.

Os próximos passos deste trabalho é usar o diodo PIN real para fabricar essas estruturas, além de fazer sua caracterização para obter uma resposta mais precisa e usar algoritmos genéticos para otimizar seu projeto. Após a otimização e fabricação dessas estruturas, elas serão usadas para aplicações em antenas adaptativas cujos detalhes estão mostrado anexo 0.

Alguns desses passos já estão a caminho, o diodo PIN usado serão o BAR 50 da *infineon* e o substrato será o FR-04 por ter mais baixo custo. O circuito de polarização já foi definido para a estrutura Abertura dipolo cruzado diodo ON e Patch quadrado diodo OFF.

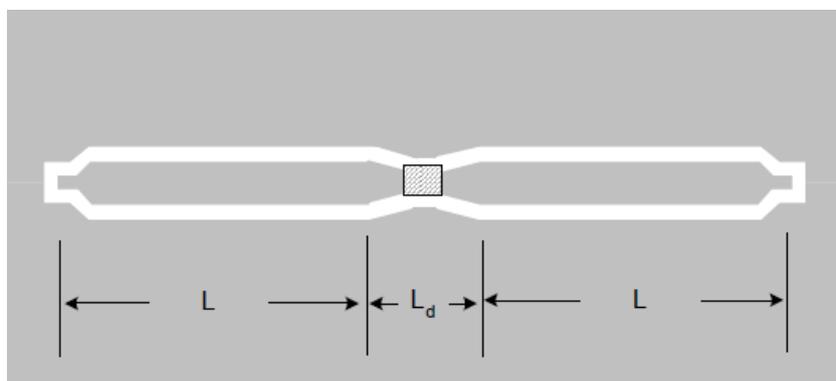
Anexos

Kit de Calibração TRL para o Diodo PIN

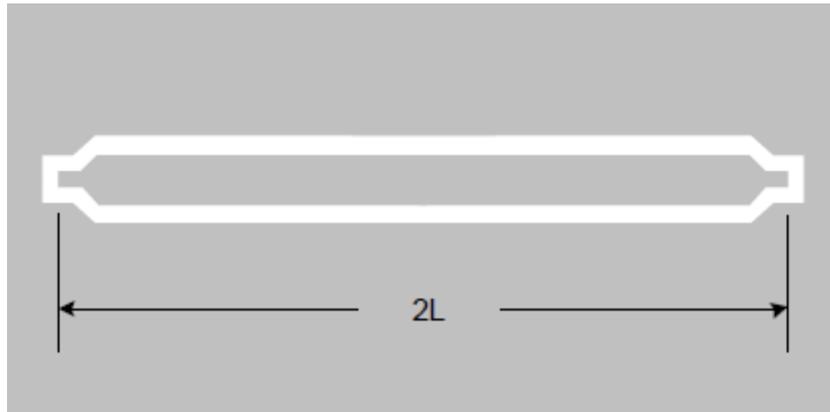
O diodo PIN deve estar contido em uma Linha de transmissão com conectores adequados para iniciar a medição. A Figura 64 (a) mostra o esquema do diodo contido em uma Linha de transmissão CPW. Para obter seus parâmetros S, o plano de referência do analisador deve estar nas extremidades do diodo PIN. Entretanto há o comprimento da Linha de transmissão e da conexão da placa até o analisador que precisa ser compensando. Para remover os efeitos desses acessórios de medição e mover o plano de referência para as extremidades do diodo, a técnica de calibração TRL é a mais adequada. Nesse caso é necessário fabricar o Kit de calibração TRL. Esse kit requer no mínimo três linhas de transmissão que são padrões como mostrado na Figura 64 (b), (c) e (d), THRU, REFLECT e LINE respectivamente. [39]

O comprimento do THRU define o plano de referência na medição. Nesse caso o comprimento do THRU é de $2L$ tal que o plano de referência esteja na extremidade. O REFLECT é uma linha em curto ou em aberto com comprimento L . O LINE tem um comprimento Δ a mais que o THRU. Essa calibração é válida para uma determinada faixa de frequências. O Δ do padrão LINE e L são escolhidos tal que seus comprimentos correspondam a um quarto do comprimento de onda da frequência central da banda de operação. A frequência mais baixa F_{\min} não deve ser menor que 20° do comprimento elétrico central. E a frequência mais alta não deve ser maior que 160° . [39]

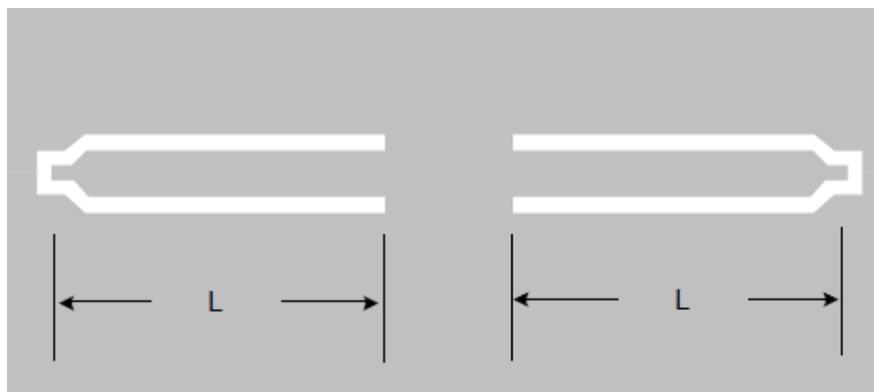
Figura 64: Kit de calibração TRL : (a) DUT em uma Linha de transmissão; (a) THRU; (c) REFLECT; (d) LINE.



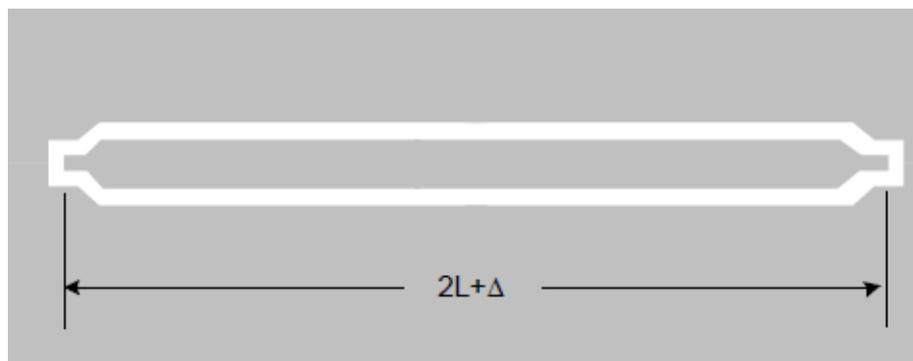
(a)



(b)



(c)



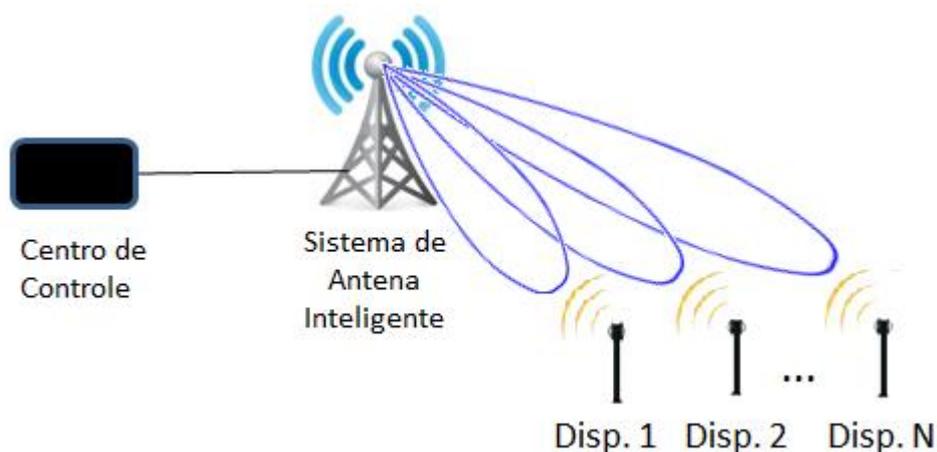
(d)

Fonte: [39]

RFSS para Aplicação em Antenas Reconfiguráveis

Para uma grande área de cobertura de uma antena, nem sempre é desejado aumentar o ganho de uma antena omnidirecional, principalmente em ambientes internos onde as diversas reflexões e refrações existentes causam o problema da propagação do sinal em múltiplos caminhos. Nesse caso, antenas diretivas podem ser mais vantajosas. Uma solução típica para esses casos são os sistemas de antenas inteligentes que funcionam da seguinte forma: quando duas ou mais antenas são postas em uma distância adequada, acontecem fenômenos de superposição de campos. Tal superposição pode criar novos padrões de radiação que dependerão fortemente da amplitude do sinal alimentado em cada antena e da diferença de fase entre as correntes de alimentação. Escolhendo convenientemente a fase e amplitude dos sinais que alimentam a antena é possível controlar a direção de máxima interferência construtiva, onde se localizará o lóbulo principal, ou seja, é possível comutar o lóbulo principal do sistema, resultando assim em uma maior área de cobertura com alto ganho e um feixe mais diretivo. Na Figura 65 é mostrado um esquema de um sistema de antenas inteligentes que pode se comunicar com N dispositivos comutando seu lóbulo principal dependendo das informações que vem do centro de controle. Um dos problemas desse sistema é o volume ocupado e a dificuldade de cobertura de 360° do lóbulo principal do arranjo, além dos caros componentes que são necessários para comutar o feixe como defasadores, amplificadores, atenuadores e circuladores como apresentado por [40]. Uma solução que vem sendo adotada recentemente são as antenas reconfiguráveis.

Figura 65: Esquema de um arranjo de antenas se comunicando com N dispositivos comutando seu lóbulo principal pelo centro de controle.



Fonte: [40]

Antenas reconfiguráveis têm atraído significativa atenção de pesquisadores e das indústrias devido às funcionalidades adicionais que essas antenas fornecem e suas propriedades mais flexíveis enquanto ocupa volumes menores comparadas com antenas inteligentes tradicionais. Entre essas flexibilidades está a capacidade de mudar de forma dinâmica a sua frequência e suas propriedades de radiação de uma maneira controlada, podendo ocupar volume igual ou menor que as antenas inteligentes tradicionais. Uma das formas de projetar uma antena reconfigurável é introduzir FSS na concepção da antena.

A antena RFSS possibilita a comutação do seu lóbulo principal usando apenas elementos ativos na célula unitária da FSS. Esses elementos ativos podem ser diodos PIN que são acessíveis e baratos. O controle do padrão de radiação é obtido alterando o estado do componente ativo, ou seja, a direção da propagação da onda eletromagnética é controlada pelo chaveamento dos diodos. Como percebido, o chaveamento do lóbulo da antena RFSS está estreitamente vinculada ao projeto da RFSS.

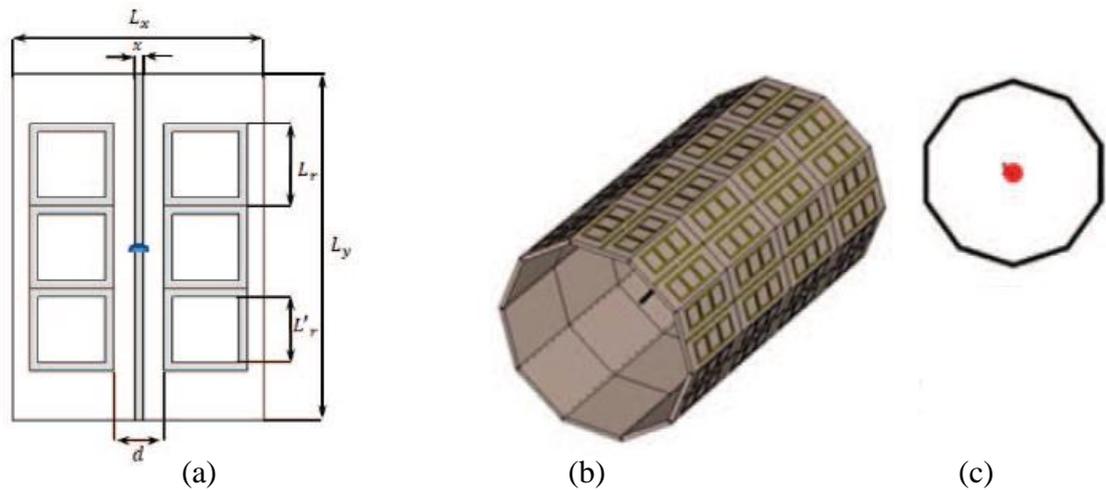
A configuração típica de uma antena RFSS é uma fonte de radiação que pode ser um monopolo ou dipolo cercado por uma RFSS de n colunas. Cada coluna pode possuir m células unitárias. Seu funcionamento básico é dado da seguinte forma: uma ou mais colunas são selecionada para ser transparente na frequência de operação da antena enquanto todas as outras são selecionadas para refletir o sinal, dirigindo assim a radiação na direção da coluna transparente. A seleção dessas colunas dá a capacidade de controlar a direção de transmissão do sinal.

A seguir são mostradas algumas das antenas RSS que existem na literatura.

[Boslama, 2015] em [41] apresenta uma antena RFSS cujas células unitárias são formadas pela combinação de dois dipolos conectados entre si por um diodo PIN e seis espiras quadradas, Figura 66. A estrutura é composta por uma antena dipolo, que está rodeado por um decágono FSS. O diodo nos dipolos que controla a transmissão e reflexão da estrutura. Quando o diodo está no estado OFF, a célula unitária age como um refletor para ondas EM. Entretanto o estado ON, a célula unitária se torna transparente para as ondas incidentes. A simulação mostrou que a antena produziu um ganho de 9.8 dBi na frequência de operação de 2.4 GHz. O feixe da antena de 36 graus pode varrer os 360 graus em 10 passos. A Figura 67 dá uma noção melhor da montagem

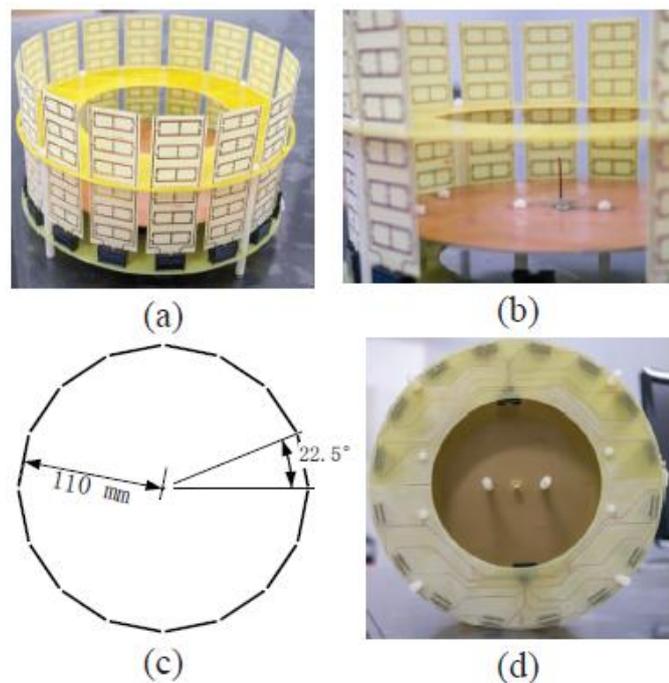
de uma antena RFSS. Essa foi feita por [Yu, 2015] em [42] e é composta por uma RFSS com 16 colunas e uma antena monopolo.

Figura 66: Antena RFSS propostas por [Bousslama, 2015]: (a) Célula unitária; (b) Visão em perspectiva da antena RFSS; (c) Vista superior da antena RFSS.



Fonte: [41]

Figura 67: Antena RFSS propostas por [Yu, 2015]: (a) Foto da antena; (b) Antena Monopolo Central; (c) Vista superior da antena; (d) Vista traseira da antena;



Fonte: [42]

Lista de Publicações

- OLIVEIRA, M. R. T.; OLIVEIRA, E. M. F. ; OLIVEIRA, B. G. M. ; OLIVEIRA, A. J. B. ; SANTOS, M. R. ; MELO, M. T. ; DIAS, V. L. S. ; Maurício Lôbo . **Implementação de Arranjo de Antenas Inteligentes para Sistemas de Supervisão de Chaves Religadoras em Redes de Distribuição Elétrica.** In: VIII Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica, 2015, Costa do Sauípe - BA. VIII Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica, 2015.
- Ignacio Llamas-Garro ; OLIVEIRA, M. R. T. ; MELO, M. T. . **Recent Trends and Considerations for High Speed Data in Chips and System Interconnects.** In: IMOC 2015, 2015, Porto de Galinha. SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, 2015.
- OLIVEIRA, E. M. F. ; OLIVEIRA, M. R. T. ; OLIVEIRA, B. G. M. ; MELO, M. T. ; PEDROSA, T. . **Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Implementation Using Low-cost Microcontroller.** In: IMOC 2015, 2015, Porto de Galinhas. SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, 2015.
- Crislane P. N. SILVA ; OLIVEIRA, E. M. F. ; OLIVEIRA, M. R. T. ; OLIVEIRA, B. G. M. ; MELO, M. T. . **New Compact Interferometer based on Fractal Concept.** In: IMOC 2015, 2015, Porto de Galinhas. SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, 2015.
- NOVO, L. R. G. S. L. ; MELO, M. T. ; OLIVEIRA, M. R. T. ; BEZERRA, J. M. B. ; MEDEIROS, L. H. A. ; AQUINO, R. R. B. . **Design of connector for measurements in high frequency on anchor rods.** In: International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2014. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2014. v. 45. p. 457-464.
- OLIVEIRA, M. R. T.; Lidiane da Silva Araújo Costa ; MELO, M. T. ; Ignacio Llamas-Garro ; OLIVEIRA, E. M. F. . **Micromachined Impedance Transformer at 60 GHz based on Butterworth Response..** In: MOMAG 2014, 2014, Curitiba. Anais do MOMAG2014, 2014. v. 1. p. 699-702.

- OLIVEIRA, B. G. M. ; MELO, M. T. ; Ignacio Llamas-Garro ; ESPINOSA, M.; OLIVEIRA, M. R. T. ; OLIVEIRA, E. M. F. . **Integrated Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Multi-Band-Stop Filters..** In: Asia Pacific Microwave Conference, 2014, Sendai. Proceedings of The APMC2014, 2014. v. 1. p. 919-912.
- OLIVEIRA, S. R. ; MELO, M. T. ; OLIVEIRA, M. R. T. ; Sívio Ernesto Barbin. **Modeling Microwave Devices Using Genetic Algorithms.** In: Anais da ICAA'2014, 2014, Palma. International Conference on Electromagnetic, 2014. v. 1. p. 345-348.
- NOVO, L. R. G. S. L. ; MELO, M. T. ; OLIVEIRA, M. R. T. ; BEZERRA, J. M. B. ; MEDEIROS, L. H. A. ; AQUINO, R. R. B. . **Design of Connector to Use Between Anchor Rod and a Network Analyser for Measurements in High Frequency.** In: ISEM 2013-International Symposium on Applied Electromagnetics and Mechanics, 2013, Quebec. Proceedings of the ISEM2013. Quebec: Bibliothèque Nationale du Québec, 2013. v. 1. p. 287-288.

Bibliografia

- [1] H. W. d. C. Lins, Lins, Análise e síntese de antenas e superfícies seletivas de frequência utilizando computação evolucionária e inteligência enxames, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e da Computação da Universidade Federal do Rio Grande do Norte: Tese (Doutorado), 2012.
- [2] H. d. P. A. Ferreira, Matrioska: Uma Proposta de Geometria Para FSS Multibandas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba: Dissertação (Mestrado), 2014.
- [3] D. Rittenhouse, “An optical problem, proposed by Mr. Hopkinson, and solved by Mr. Rittenhouse,” *Trans. Amer. Phil. Soc.*, pp. vol. 2, pp. 201-206, 1786.
- [4] C. d. L. Nóbrega, Análise e Projeto de Superfícies Seletivas de Frequência com Elementos Pré-Fractais para Aplicações em Comunicações Indoor, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e da Computação da Universidade Federal do Rio Grande do Norte: Tese (Doutorado), 2013.
- [5] B. G. M. d. Oliveira, Interferômetros 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.
- [6] L. M. d. Silva, Projeto de acopladores Híbridos em Quadratura compactos por meio de linhas de transmissão artificiais, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPE: Mestrado, 2015.
- [7] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, J. Wiley, 2012.
- [8] S. R. O. d. Souza, Modelamento de Dispositivos de Micro-Ondas utilizando Algoritmos Genéticos, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica-UFPE: Mestrado, 2011.
- [9] L. R. G. D. S. L. NOVO, Desenvolvimento de Método para Detecção de Desgaste ou Corrosão em Hastes de Âncora de Torres Estaiadas de Linhas de Transmissão de Energia Elétrica, Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da UFPE: Doutorado, 2015.
- [10] J. C. Votorino, “FACCAMP, Faculdade Campo Limpo Paulista,” [Online]. Available:

-
- http://www.faccamp.br/apoio/JoseCarlosVotorino/princ_com/AulasobreFiltrosdesinais.pdf. [Acesso em 04 junho 2016].
- [11] skywork, “Design With PIN Diodes,” [Online]. Available: http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/Design_With_PIN_Diodes_200312D.pdf. [Acesso em 2016].
- [12] Agilent, “Applications of PIN Diodes,” [Online]. Available: <http://literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-8666E.pdf>.
- [13] National Instruments, “Fundamentos da análise de rede,” 2013. [Online]. Available: <http://www.ni.com/white-paper/11640/pt/>.
- [14] Keysight Technologies, “Network Analys Applying the 8510 TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements - Technical Overview,” 2014. [Online]. Available: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5091-3645E.pdf>.
- [15] J. Huang, T.-K. Wu e S.-W. Lee, “Tri-band frequency selective surface with circular ring elements,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, pp. vol.42, no.2, pp.166-175, Feb 1994.
- [16] R. Mittra, C. Chan e T. Cwik, “Techniques for analyzing frequency selective surfaces-a review,” *Proceedings of the IEEE*, pp. vol.76, no.12, pp.1593-1615, Dec. 1988.
- [17] B. A. Munk, *Frequency-selective surfaces: theory and design*, New York: John Wiley & Sons, 2000.
- [18] L. A. Gomes, *Óptica- Difração*, Funchal, Portugal: Centro de Competências Ciências Exactas e da Engenharia Universidade da Madeira - Campus Universitário da Penteada, 2004.
- [19] A. L. P. S. Campos, *Superfícies seletivas em frequência: análise e projeto*, Natal: IFRN Editora, 2009.
- [20] J. Bossard, D. Werner, T. Mayer e R. P. Drupp, “A novel design methodology for reconfigurable frequency selective surfaces using genetic algorithms,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, pp. vol.53, no.4, pp.1390-1400, April 2005.
- [21] M. W. B. d. Silva, *Superfícies Seletivas em Frequências - FSS Concepção e Projeto de Absorvedores Planares de Micro-ondas para Aplicação em lan, wimax e radar*, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computaçãoda Universidade Estadual de Campinas: Tese (Doutorado), 2014.

-
- [22] P. L. d. Silva, *Modelagem de Superfícies Seletivas de Frequência e Antenas de Microfita utilizando Redes Neurais Artificiais.*, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e da Computação da Universidade Federal do Rio: Dissertação (Mestrado), 2006.
- [23] M. Bouslama, M. Traii, A. Gharsallah e T. Denidni, "A new FSS superstrate structure for antenna performance enhancement," *Radio and Antenna Days of the Indian Ocean (RADIO)*, pp. pp.1-2, 21-24 , Sept. 2015.
- [24] F. Costa e A. Monorchio, "A Frequency Selective Radome With Wideband Absorbing Properties," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, pp. vol.60, no.6, pp.2740-2747, June 2012.
- [25] J. Yeo e R. Mittra, "Bandwidth enhancement of multiband antennas using frequency selective surfaces for ground planes," *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, pp. vol.4, pp.366-369 , July 2001.
- [26] E. P. M.A.A. el-Morsy, "A linearly-polarized dual-band diplexer in an offset reflector," *Journal of the Institution of Electronic and Radio Engineers*, pp. Vol. 56, No. 3, pages 111-116 , March 1986.
- [27] C. Debus e P. Bolivar, "Frequency Selective Surfaces for High-Sensitivity Terahertz Sensors," *Lasers and Electro-Optics, CLEO, IEEE*, pp. pp.1-2, May 2007.
- [28] T. Chang, R. Langley e E. Parker, "An Active Square Loop Frequency Selective Surface," *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, pp. vol. 3, no. 10, pp.387-388, october 1993.
- [29] J. Yuan, S. Liu, X. Kong e H. Yang, "A reconfigurable frequency selective surface for tuning multi-band frequency response separately," *Antennas & Propagation (ISAP), Proceedings of the International Symposium on*, pp. Vol. 02, Pages: 1288 – 1290, Oct 2013.
- [30] G. Kiani, K. Esselle, A. Weily e K. Ford, "Active Frequency Selective Surface Using PIN Diodes," *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, pp. Pages: 4525 - 4528, June 2007.
- [31] F. e. a. Costa, "Efficient analysis of frequency-selective surfaces by a simple equivalent-circuit model," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, pp. vol. 54, no. 4, pp. 35–48, 2012.
- [32] M. Kontorovich, "Averaged Boundary Conditions at the Surface of a Grating with a Square Mesh," *Radio Engineering and Electronic Physics*, pp. pp. 1446-1454, 1963.
- [33] N. Marcuvitz, *Waveguide handbook*, McGraw-Hill, 1951.

-
- [34] R. Ulrich, "Far-infrared properties of metallic mesh and its complementary structure," *Infrared Physics*, pp. vol. 7, pp. 37–55, 1967.
- [35] S. W. e. a. Lee, "Simple formulas for transmission through periodic metal grids or plates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. vol. 30, no. 5, pp. 904–909, 1982.
- [36] e. a. Langley. R. J, "Equivalent circuit model for arrays of square loops," *Electronics Letters*, pp. vol. 18, pp. 294-296, 1982.
- [37] e. a. Langley. R. J, "Double-square frequency-selective surfaces and their equivalent circuit," *Electronics Letters*, pp. vol. 19, pp. 675-677, 1983.
- [38] e. a. ". Langley. R. J, "Equivalent circuit models for frequency selective surfaces at oblique angles of incidence," *IEEE Proceedings*, p. pp: 395 – 399, 1985.
- [39] P. Siqueira, "ECE 684 Microwave Metrology," 2010. [Online]. Available: www.ecs.umass.edu/ece684/pdf/labs/Lab_T.pdf. [Acesso em 2016].
- [40] M. R. T. e. a. Oliveira, "Implementação de Arranjo de Antenas Inteligentes para Sistemas de Supervisão de Chaves Religadoras em Redes de Distribuição Elétrica," VIII Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica, Costa do Saúpe - BA, 2015.
- [41] M. e. a. Bouslama, "Reconfigurable radiation pattern antenna based on a new active frequency selective surface," *Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), IEEE-APS Topical Conference on*, pp. Pages: 1445 - 1447, 2015.
- [42] F. e. a. Yu, "Cost Efficiency Adaptive Antenna System Based on Active Frequency Selective Surface," *Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB), IEEE International Conference on*, pp. Pages: 1 - 3, 2015.
- [43] S.-X. G. P.-F. Z. F.-T. Z. a. L. Hong-Yu Yang, "A novel miniaturized frequency Selective surface with Excellent center frequency Stability.," *Microwave and Optical Technology Letters*, pp. Volume 51, Issue 10, pages 2513–2516, October 2009.
- [44] A. N. d. Silva, *Caracterização de FSS com Geometria em Forma de U*, Instituto Federal de Educação, Ciências e Tecnologia da Paraíba. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica: Dissertação (Mestrado), 2014.
- [45] P. J. C. Vitorino, "Aulas sobre filtros de sinais," FACCAMP Faculdade Campo Limpo Paulista,

[Online]. Available: <http://www.faccamp.br/apoio/JoseCarlosVotorino/>.