



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

MANUELLE REGINA TAVARES DE OLIVEIRA

**FILTRO RECONFIGURÁVEL BASEADO EM RFSS
TIPO DIPOLO CRUZADO E GRADE**

Recife

2018

MANUELLE REGINA TAVARES DE OLIVEIRA

**FILTRO RECONFIGURÁVEL BASEADO EM RFSS
TIPO DIPOLO CRUZADO E GRADE**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Fotônica.

Orientador: Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo.

Recife

2018

Catálogo na fonte
Bibliotecária Margareth Malta, CRB-4 / 1198

O48f	<p>Oliveira, Manuelle Regina Tavares de. Filtro reconfigurável baseado em RFSS tipo dipolo cruzado e grade / Manuelle Regina Tavares de Oliveira. - 2018. 74 folhas, il., gráfs., tabs.</p> <p>Orientador: Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo.</p> <p>Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2018. Inclui Referências, Apêndices e Anexo.</p> <p>1. Engenharia Elétrica. 2. FSS. 3. RFSS. 4. Diodo PIN. 5. Método de circuito equivalente. I. Melo, Marcos Tavares de (Orientador). II. Título.</p> <p>621.3 CDD (22. ed.)</p>	<p>UFPE</p> <p>BCTG/2021-111</p>
------	---	----------------------------------

MANUELLE REGINA TAVARES DE OLIVEIRA

**FILTRO RECONFIGURÁVEL BASEADO EM RFSS
TIPO DIPOLO CRUZADO E GRADE**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, Centro de Tecnologia e Geociências, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutora em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Fotônica.

Aprovada em: 29/11/2018.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo (Orientador)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Lauro Rodrigo Gomes da Silva Lourenço Novo (Examinador Externo)
Universidade Federal De Pernambuco

Prof. Dr. Alfredo Gomes Neto (Examinador Externo)
Instituto Federal da Paraíba

Prof. Ignacio Llamas Garro (Examinador Externo)
CTTC/Espanha

Prof. Dr. Jefferson Costa e Silva (Examinador Externo)
Instituto Federal da Paraíba

AGRADECIMENTOS

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

A minha família pelo incentivo e apoio ao longo da minha vida.

Ao professor Marcos Tavares pelas oportunidades e acreditar no meu trabalho.

Aos professores Ignácio Lhamas, Alfredo e Belfort pelas sugestões e conhecimentos valiosos.

Aos amigos de laboratório por sempre estarem disponíveis a ajudar.

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

RESUMO

Este trabalho apresenta desenvolvimento, simulação e fabricação de uma superfície seletiva em frequência reconfigurável (RFSS) baseada no dipolo cruzado e grade. A célula unitária da superfície é composta de um *patch* dipolo cruzado quando o diodo está no estado OFF ou reversamente polarizado, e de uma grade quando o diodo está no estado ON ou diretamente polarizado. O *patch* dipolo cruzado tem uma resposta característica de filtro rejeita faixa, e a grade é projetada para transmitir o sinal na frequência de interesse. Foram utilizados circuitos RLC no lugar dos diodos para verificar o conceito da reconfigurabilidade nas simulações eletromagnéticas, e na fabricação foram utilizados diodos PIN 64 BAR da *infineon*. O circuito de polarização aqui apresentado fornece as tensões necessárias para polarizar o conjunto de diodos nos dois tipos de configurações desejadas. As respostas em frequência desses filtros foram analisadas segundo o método de circuito equivalente, e as simulações do *software* CST *Studio Suite* e os resultados experimentais do protótipo construído foram usados para validar essas respostas.

Palavras-chave: FSS; RFSS; diodo PIN; método de circuito equivalente.

ABSTRACT

This work presents the development, simulation and fabrication of a Reconfigurable Frequency Selective Surface (FSS) based on the cross dipole or grid. The unit cell is composed of a cross-dipole patch when the diode is in the OFF state or reverse biased, and in a grid when the diode is ON state or forward biased. The cross dipole patch has a stop-band filter characteristic, and the grid is designed to transmit the signal on the desired frequency range. RLC circuits were used instead of the diodes to demonstrate the reconfigurable concept in the simulations, and in the fabrication were used 64 BAR PIN Diode. The bias circuit shown here provides the voltages required to bias the diode array in the two types of desired configurations. The frequency responses of these filters were analyzed using the equivalent circuit method, and the CST Studio Suite software simulations and experimental results of the constructed prototype were used to validate these results.

Keywords: FSS; RFSS; PIN diode. equivalent circuit model.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - (a) Linha de transmissão. (b) circuito de parâmetros concentrados equivalente a um trecho de comprimento infinitesimal de linha.	17
Figura 2 - Linha de transmissão terminada em uma carga Z_L	19
Figura 3 - Representação de uma rede de duas portas por parâmetros S.	20
Figura 4 - Rede de duas portas com representação em matriz ABCD.	22
Figura 5 - Matriz ABCD de um circuito discreto em paralelo.	23
Figura 6 - Parâmetros S em função da Matriz ABCD.....	24
Figura 7 - Passa-baixa; (a) resposta em frequência do filtro ideal. (b) modelo em circuito discreto.	25
Figura 8 - Passa-alta; (a) resposta em frequência do filtro ideal; (b) modelo em circuito discreto.	25
Figura 9 - Passa-faixa; (a) resposta em frequência do filtro ideal; (b) modelo em circuito discreto.	26
Figura 10 - Rejeita-faixa; (a) resposta em frequência do filtro ideal; (b) modelo em circuito discreto.	26
Figura 11 - Estrutura periódica bidimensional.	29
Figura 12 - (a) Elementos do tipo abertura; (b) elementos do tipo <i>patch</i>	29
Figura 13 - Grupo 1: (a) dipolo; (b) dipolo cruzado; (c) tripolo; (d) cruz de Jerusalém.	30
Figura 14 - Grupo 2: (a) espira circular; (b) espira quadrada; (c) espira quadrada dupla; (d) anéis circulares concêntricos.....	32
Figura 15 - Grupo 3: (a) quadrado; (b) hexagonal; (c) circular.	32
Figura 16 - Grupo 4: grade.	32
Figura 17 - Célula unitária: (a) [24], (b) [25] e (c) [26].	34
Figura 18 - Camadas do diodo PIN	35
Figura 19 - Circuito equivalente do diodo PIN: (a) diretamente polarizado; (b) reversamente polarizado.....	38
Figura 20 - Característica I-V do diodo PIN.	38
Figura 21 - Circuito de polarização do diodo PIN.	39
Figura 22 - Esquema de um arranjo de antenas se comunicando com N dispositivos comutando seu lóbulo principal pelo centro de controle.	41
Figura 23 - Antena RFSS [31]: (a) célula unitária; (b) visão em perspectiva da antena RFSS; (c) vista superior da antena RFSS.	42

Figura 24 - Antenas RFSSs [32]: (a) foto da antena; (b) foto da Antena Monopolo Central; (c) vista superior da antena; (c) foto da vista traseira da antena;.....	42
Figura 25 - Modelo de circuito equivalente para uma FSS com uma ressonância: (a) <i>Patch</i> ; (b) Abertura.....	45
Figura 26 - Significado físico das indutâncias e capacitâncias.	51
Figura 27 - Célula unitária: (a) dipolo cruzado; (b) grade; (c) dipolos cruzados conectados por diodos.....	52
Figura 28 - Elementos da RFSSs e seus respectivos modelos de circuito: (a) dipolo cruzado; (b) grade	53
Figura 29 - Fluxograma do processo de modelamento para o método de circuito equivalente.....	54
Figura 30 - Célula unitária da RSS proposta: (a) <i>patch</i> dipolo cruzado; (a) grade	54
Figura 31 - FSS <i>freestanding</i> : (a) S_{21} ; (b) valores dos componentes do o modelo discreto para o dipolo; (b) valores dos componentes do o modelo discreto para a Grade. ...	56
Figura 32 - FSS com dielétrico FR-4: (a) S_{21} ; (b) valores dos componentes do o modelo discreto para o dipolo; (c) valores dos componentes do o modelo discreto para a Grade.	60
Figura 33 - FSS em 2,2 GHz: (a) S_{21} ; (b) valores dos componentes do o modelo discreto para o dipolo; (c) valores dos componentes do o modelo discreto para a Grade.....	62
Figura 34 - <i>Templates</i> com configurações predefinidas para cada tipo de estrutura de micro- ondas.	63
Figura 35 - Resultados de simulação para RFSS usando diodo ideal.	64
Figura 36: Orientação dos diodos: de V_{CC} ao terra.	65
Figura 37 - Resultados de simulação para RFSS usando diodo real 64 BAR.	66
Figura 38 - Esquema de medição de uma FSS.	68
Figura 39 - RFSS fabricada com 24 diodos PIN.	68
Figura 40 - Setup de medição da RFSS.....	70
Figura 41 - S_{21} como função de V_{CC} ($V_{CC}<0V$)	71
Figura 42 - S_{21} como função de V_{CC} ($V_{CC}>0V$)	72
Figura 43 - S_{21} medida e simulada: OFF (dipolo cruzado), ON (grade)	72
Figura 44 - (a) Antena UWB com <i>patch</i> circular, (b) superstrato RFSS sobre a antena UWB	73
Figura 45 - Medição e Simulação S_{11} da Antena com RFSS diretamente polarizada ($V_{cc} =$ 7,5 V) e sem RFSS	75

Figura 46 - Medição e simulação S_{11} da antena com RFSS reversamente polarizada e sem RFSS	75
Figura 47 - Medição e simulação do ganho da antena com RFSS reversamente polarizada e sem RFSS	76
Figura 48 - Medição e simulação do ganho da antena com RFSS diretamente polarizada e sem RFSS	76
Figura 49 - Simulação do ganho da antena com RFSS diretamente polarizada e sem RFSS...	77

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Dimensões iniciais (mm) da FSS <i>freestanding</i>	56
Tabela 2 - Valores de circuito discreto equivalente para o caso da FSS <i>freestanding</i>	57
Tabela 3 - Valores de circuito discreto equivalente para o caso da FSS com dielétrico FR-4..	59
Tabela 4 - Valores de circuito discreto equivalente para operação em 2,2 GHz.....	62
Tabela 5 - Dimensões finais (mm) da FSS	63
Tabela 6 - Dimensões finais (mm) da FSS	65
Tabela 7 - Dimensões da RFSS e da antena UWB.....	74

LISTA DE SÍMBOLOS

E	Permissividade Elétrica em Determinado Meio
E_R	Constante Dielétrica
E_{REF}	Constante Dielétrica Efetiva
E_0	Permissividade Elétrica no Vácuo
A	Comprimento de Onda
M	Permeabilidade Magnética em Determinado Meio
M_0	Permeabilidade Magnética no Vácuo
T	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

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	ESTRUTURA DA TESE	14
2	CIRCUITOS DE MICRO-ONDAS	16
2.1	LINHAS DE TRANSMISSÃO	16
2.2	ANÁLISE DE CIRCUITOS DE MICRO-ONDAS	19
2.2.1	Parâmetros de Espalhamento em Circuitos de Micro-ondas	20
2.2.2	Matriz ABCD	22
2.2.3	Filtros de Micro-ondas	24
3	SUPERFÍCIES SELETIVAS DE FREQUÊNCIA	27
3.1	SUPERFÍCIES SELETIVAS DE FREQUÊNCIA RECONFIGURÁVEIS	33
3.1.1	Diodos PINs para circuitos de micro-ondas	34
3.2	APLICAÇÃO DA RFSS EM ANTENAS INTELIGENTES	40
4	ANÁLISE DE FSS PELO MÉTODO DE CIRCUITO EQUIVALENTE	43
4.1	O MÉTODO DE CIRCUITO EQUIVALENTE	44
4.2	1ª PARTE DO MÉTODO: OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DISCRETOS	44
4.3	2ª PARTE DO MÉTODO: GENERALIZAÇÃO DOS COMPONENTES DISCRETOS	46
4.3.1	Periodicidade da Célula	46
4.3.2	Efeitos do Dielétrico	47
4.4	SIGNIFICADO FÍSICO DOS VALORES DOS ELEMENTOS DISCRETOS	48
5	RFSS DIPOLO CRUZADO-GRADE	52
5.1	PROJETO DA RFSS	53
5.2	SIMULAÇÃO USANDO CST MICROWAVE STUDIO	63
5.3	CIRCUITO DE POLARIZAÇÃO DC DOS DIODOS PINS	64
5.4	FABRICAÇÃO E MEDIÇÃO	66
5.5	USO DA RFSS COMO SUPERSTRATO	73
6	CONCLUSÃO	78
7	TRABALHO FUTURO	79
	REFERÊNCIAS	80
	APÊNDICE A - PUBLICAÇÕES EM REVISTAS DURANTE O DOUTORADO	84

APÊNDICE B - TRABALHOS COMPLETOS PUBLICADOS EM ANAIS DE CONGRESSOS DURANTE O DOUTORADO.....	85
ANEXO A - KIT DE CALIBRAÇÃO TRL PARA O DIODO PIN	86

1 INTRODUÇÃO

Tipicamente FSS (*Frequency Selective Surfaces*) são arranjos periódicos bidimensionais que se comportam como filtros espaciais para ondas eletromagnéticas [1]. A FSS se comporta como um filtro rejeita banda se o elemento unitário do arranjo é do tipo *patch*. Analogamente, um elemento do arranjo tipo abertura resulta em uma resposta de filtro passa-banda [2]. Além desses fatores que caracterizam a resposta da FSS, vários outros fatores como as características do dielétrico, geometria e periodicidade da célula unitária, polarização da onda incidente e o ângulo de incidência da onda também determinam a resposta em frequência da FSS [3].

Um ramo das FSSs são as RFSSs (*Reconfigurable Frequency Selective Surfaces*). As propriedades das RFSSs (tal como frequência de ressonância) podem ser alteradas em tempo real, enquanto as FSSs passivas têm suas características constantes. A característica de variar a frequência de ressonância pode ser conseguida pela introdução de elementos ativos na estrutura, tal como diodo PIN [4], que é normalmente usado como chave eletrônica em frequências de micro-ondas. Os diodos PINs são posicionados como chaves ao longo da estrutura da RFSS para fornecer a reconfiguração. Uma tensão DC externo é aplicada aos diodos para polarizá-los direta ou reversamente, definindo assim o estado ON e OFF, respectivamente. Quando o diodo é diretamente polarizado, é criado um novo caminho para a corrente fluir, o que resulta em mudanças na resposta da FSS. MEMS [5], diodos varactors [6] e fotodiodos [7] também podem ser usados para reconfigurar estruturas de micro-ondas.

Esta tese apresenta uma RFSS que consiste de um arranjo de dipolos cruzados conectados por diodos PIN. Mudando o estado dos diodos, a resposta em frequência da RFSS pode ser comutada entre passa banda e rejeita banda. Ambas as configurações operam em polarização dual TE/TM para ângulo de incidência normal à RFSS. As simulações foram feitas usando CST *Microwave Studio*®. Resultados de simulação e medição para a perda de inserção também são apresentados aqui.

1.1 ESTRUTURA DA TESE

O **Capítulo 2** aborda os conceitos de circuitos 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.

O **Capítulo 3** aborda os conceitos gerais sobre superfícies seletivas em frequência, tais como tipos, formas e aspectos que influenciam sua resposta em frequência. É também apresentado o conceito de estruturas reconfiguráveis e o diodo PIN.

No **Capítulo 0** é feita uma revisão sobre o método de circuito equivalente a ser usado como ferramenta para uma análise preliminar e rápida do comportamento da FSS.

O **Capítulo 5** traz o projeto, simulação, fabricação e caracterização experimental da superfície seletiva em frequência reconfigurável. A análise é feita usando o método de circuito equivalente e o *software* de simulação eletromagnética CST *Studio Suite*. Resultados experimentais são usados para validar essas análises.

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 [8].

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.

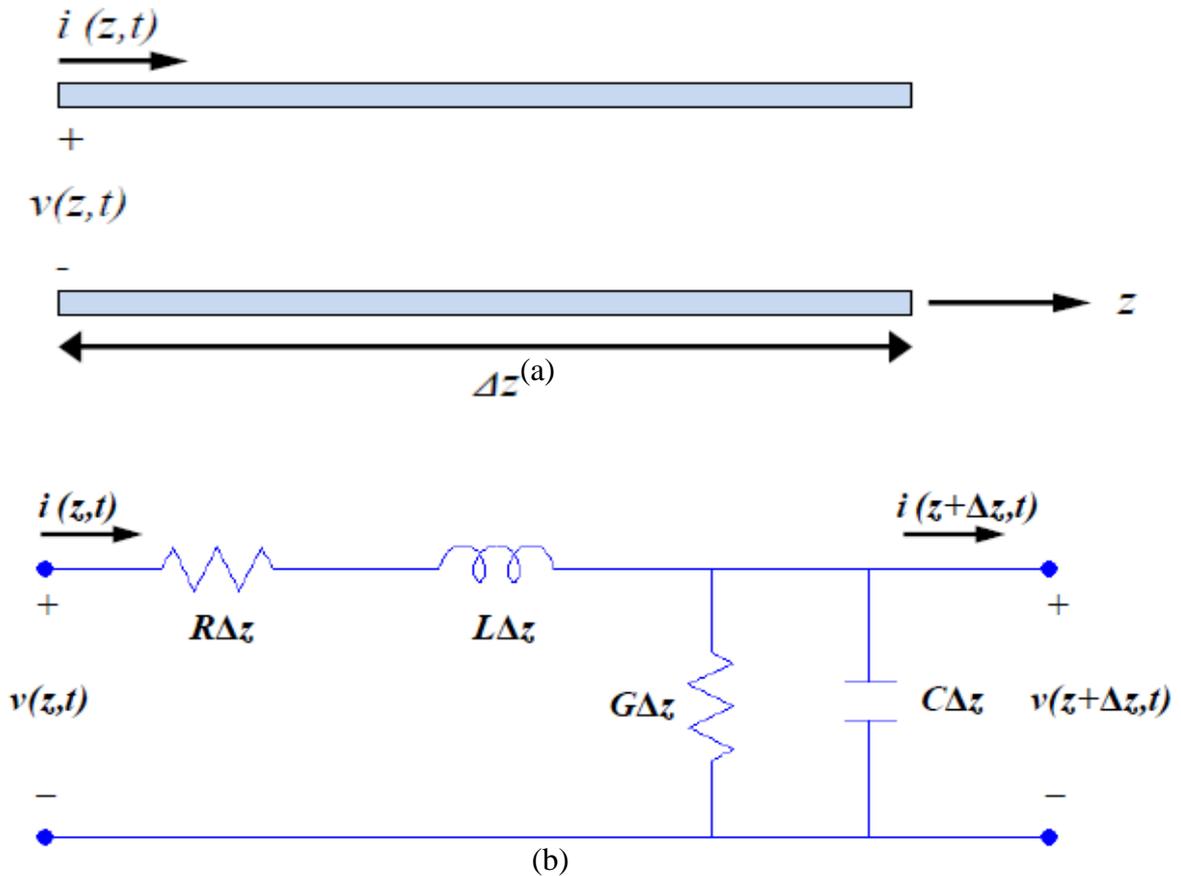
2.1 LINHAS DE TRANSMISSÃO

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 [9].

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 (b) [10]. Esses elementos discretos R , L , G , C são definidos 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: [11]

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),(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 :

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} \quad (13)$$

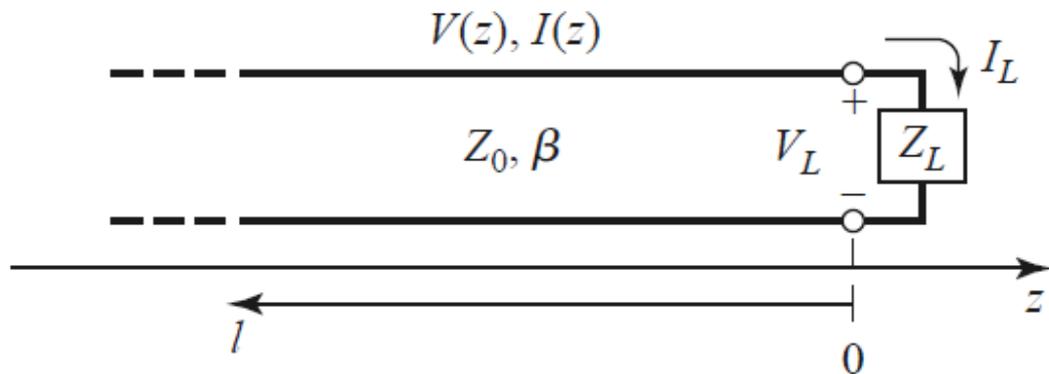
Das equações (11), (12), (13):

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

A impedância vista a uma distância l da carga, pode ser obtida através das equações (11), (12) e (13):

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

Figura 2 - Linha de transmissão terminada em uma carga Z_L



Fonte: [9]

2.2 ANÁLISE DE CIRCUITOS DE MICRO-ONDAS

Dispositivos de micro-ondas podem ser modelados por um circuito de N-portas. Esses circuitos são compostos por elementos passivos, como capacitores, resistores, indutores, entre outros, conectados de forma a criar circuitos com funcionalidades específicas, como filtros, ressoadores, divisores etc [11]. Para análise desses circuitos, usam-se conceitos de circuitos, pois se pode evitar o uso direto das equações de Maxwell, simplificando a análise [9]. Embora

em frequência de micro-ondas, não há dispositivos para medição direta de tensões e correntes, como é feito nos circuitos que operam com baixa frequência.

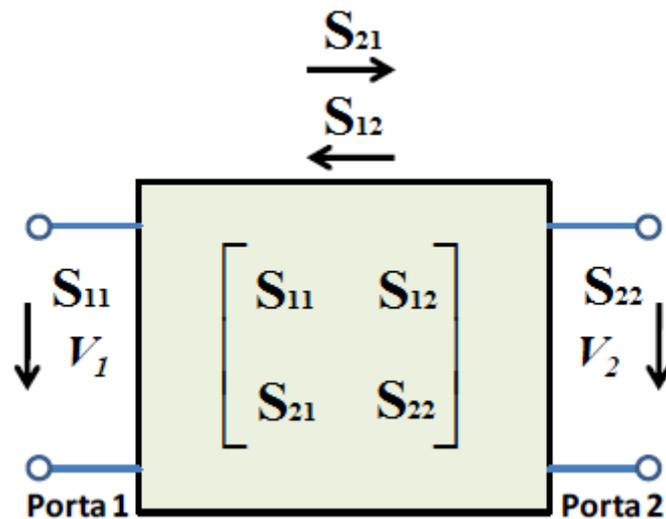
Na revisão dos circuitos de micro-ondas mostrada a seguir, será dado enfoque aos parâmetros de espalhamento (*Scattering Parameters*, do inglês) e à Matriz ABCD.

2.2.1 Parâmetros de Espalhamento em Circuitos 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. [12]

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 [11].

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

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

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, tem-se:

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

Para utilizar a amplitude em decibels (dB), deve-se usar:

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

Para a caracterização de filtros, é necessário definir mais dois parâmetros: perda de 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.

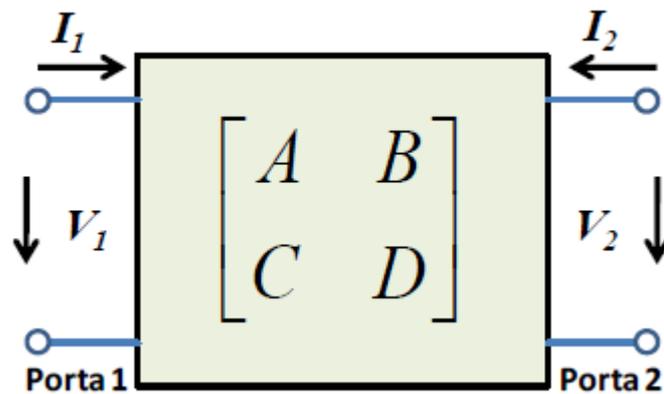
2.2.2 Matriz ABCD

Os parâmetros S podem ser utilizados para analisar circuitos de micro-ondas com duas ou mais portas. No entanto, quando deseja-se 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.

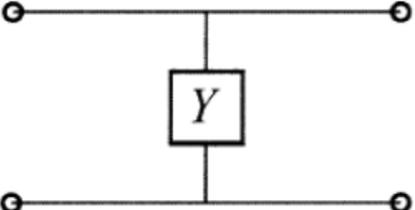


Fonte: [11]

A matriz ABCD de um circuito discreto que será usado nos próximos capítulos 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: [10]

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:[10]

2.2.3 Filtros de Micro-ondas

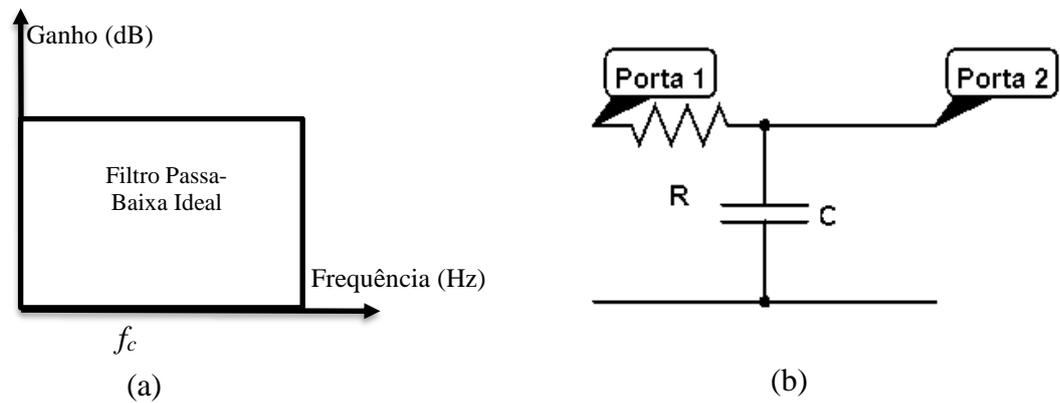
Filtros são circuitos cujo ganho depende da frequência do sinal a eles aplicados. Essa característica permite que eles sejam utilizados para selecionar uma determinada faixa de frequências, ou para eliminar sinais indesejáveis. De uma forma geral pode-se afirmar que existem quatro tipos de filtros:

- Passa-baixa: Permite a passagem de sinais com frequência abaixo de uma frequência de corte, atenuando os 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, não deixando passar 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 ampliações. Os filtros ativos, conforme o nome sugere, usam elementos ativos como amplificadores operacionais, transistores etc. [13].

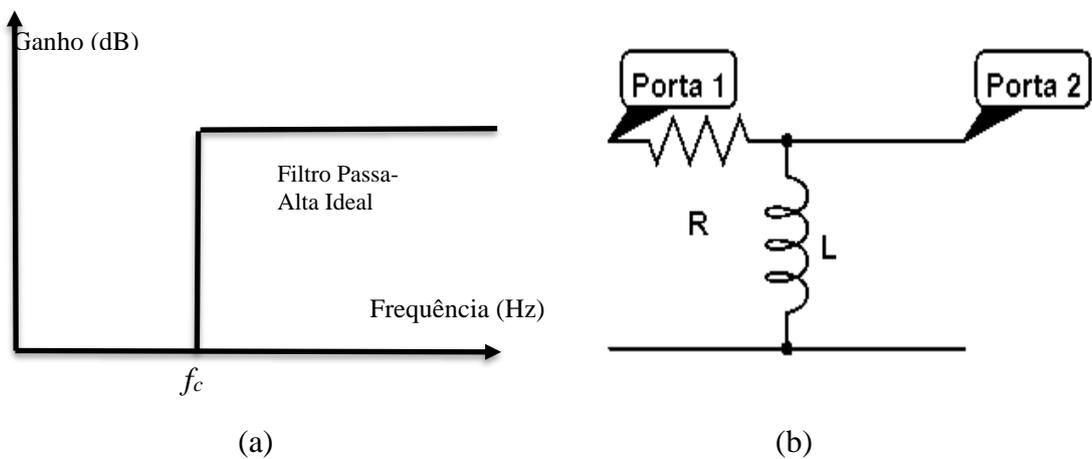
Cada tipo de resposta pode ser modelado por um circuito discreto. As Figuras 7-10 apresentam os tipos de resposta em frequência de um filtro ideal e real, bem como o modelo de circuito discreto associado. Esses modelos discretos serão usados nas próximas seções para modelar as superfícies seletivas de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

Figura 7 - Passa-baixa; (a) resposta em frequência do filtro ideal. (b) modelo em circuito discreto.



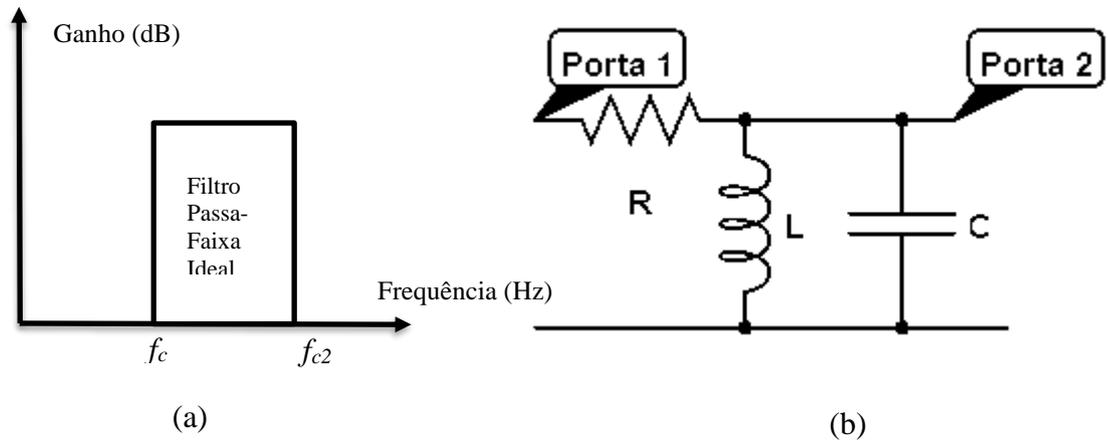
Fonte: A Autora (2018).

Figura 8- Passa-alta; (a) resposta em frequência do filtro ideal; (b) modelo em circuito discreto.



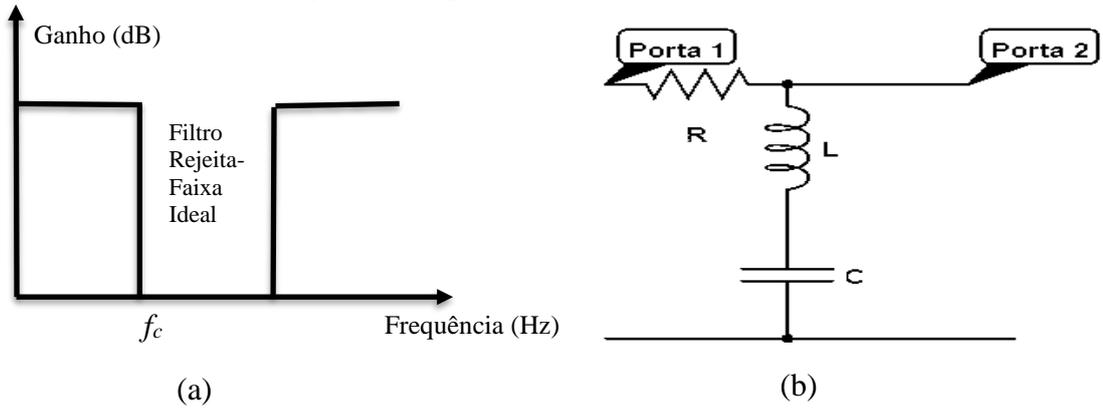
Fonte: A Autora (2018).

Figura 9 - Passa-faixa; (a) resposta em frequência do filtro ideal; (b) modelo em circuito discreto.



Fonte: A Autora (2018).

Figura 10 - Rejeita-faixa; (a) resposta em frequência do filtro ideal; (b) modelo em circuito discreto.



Fonte: A Autora (2018).

3 SUPERFÍCIES SELETIVAS DE FREQUÊNCIA

Superfície seletiva em frequência (FSS) é um arranjo periódico em duas ou três dimensões [14], como mostrado na

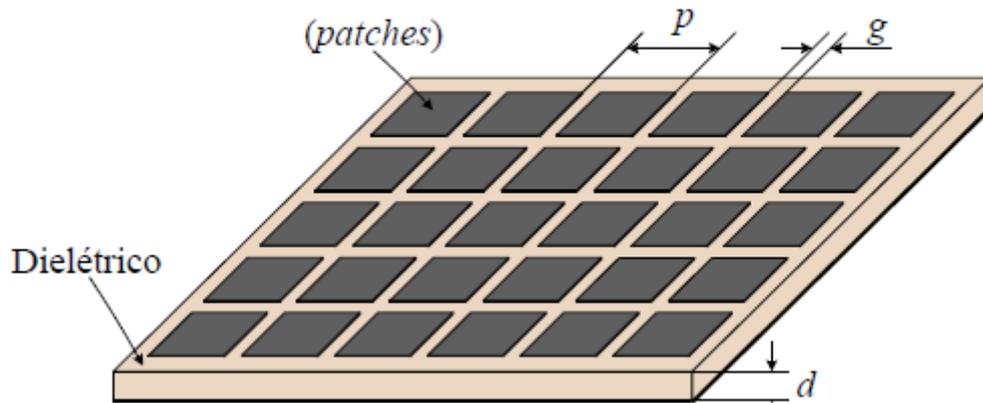
Figura 11, que se comporta como filtro espacial. Estas superfícies compreendem um arranjo periódico de elementos do tipo *patch* com efeito predominantemente capacitivo ou elementos do tipo abertura com efeito predominantemente indutivo, que exibem respectivamente características de reflexão e de transmissão (abertura), Figura 12 [15].

A principal diferença entre o *patch* e a abertura é que, correntes elétricas são excitadas nos *patches*, e “correntes magnéticas” são excitadas nas aberturas [16]. Quando o *patch* e a abertura têm formas similares, é dito que são arranjos complementares. Quando a FSS é sem substrato (*freestanding*), e seu condutor é perfeito e da ordem de 0,1 % do comprimento de onda da frequência de ressonância, o coeficiente de transmissão da abertura é equivalente ao coeficiente de reflexão do *patch* [17].

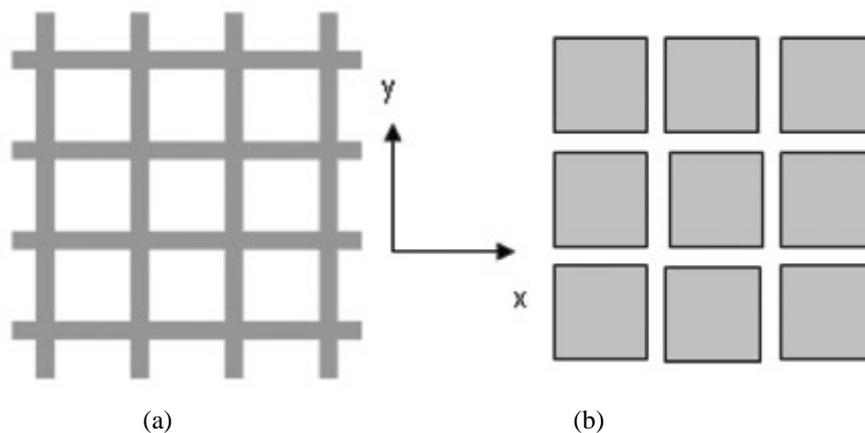
A FSS com elementos do tipo abertura funciona como um filtro passa-faixa, ou seja, à medida em que os elementos vão entrando em ressonância, a estrutura vai se tornando “transparente” para a onda incidente, até que na frequência de ressonância da estrutura, ocorra a transmissão total da onda. Por outro lado, a FSS com elementos tipo *patch* funciona como um filtro rejeita-faixa. Nesse caso, os elementos condutores 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 [5]. Na incidência da onda, pequenas perdas irão ocorrer devido às perdas ôhmicas nos condutores e à tangente de perdas do dielétrico, dependendo do substrato utilizado [14].

A frequência de ressonância da FSS depende de alguns parâmetros, tais como: propriedades do dielétrico, geometria do elemento unitário, espaçamento entre os elementos, polarização e ângulo de incidência do sinal a ser filtrado [6]. O entendimento desses parâmetros é essencial para se ter um bom projeto de FSS e com menos iterações computacionais. Alguns desses parâmetros estão mostrados na Figura 11.

Figura 11 - Estrutura periódica bidimensional.



Fonte:[7]

Figura 12 - (a) Elementos do tipo abertura; (b) elementos do tipo *patch*.

Fonte: [18]

Algumas aplicações das FSSs são: 1) refletor multi-bandas para um sistema de antenas que contém mais de um alimentador em frequências diferentes [14]; 2) superstrato para aprimoramento do ganho de uma antena microfita [19]; 3) radome para reduzir a seção reta radar RCS de uma antena [20]; 4) plano de terra para aumentar a largura de banda de uma antena [21]; 5) diplexer para permitir que diferentes dispositivos compartilhem o mesmo canal de comunicação [22]; e 6) sensor biológico devido ao alto fator de qualidade em sua resposta em frequência, apresentando assim uma alta sensibilidade [23].

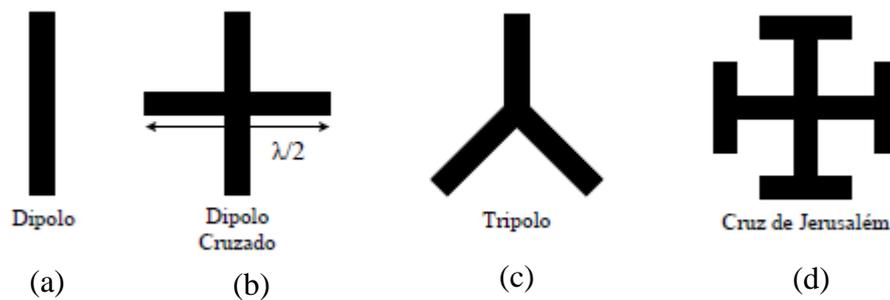
Entre as vantagens das FSSs podem-se citar: baixo custo capacidade de integração com outros dispositivos, operação em frequências muito elevadas da ordem de terahertz, não precisam estar conectadas fisicamente a outros dispositivos para operar, evitando o uso de conectores que possuem perdas acentuadas com o aumento da frequência e podem ser

fabricadas utilizando superfícies mais maleáveis para acoplamento em estruturas que apresentem curvatura.

Diversas formas geométricas podem ser utilizadas para o projeto do elemento da FSS. Em [16] esses elementos são classificados em quatro grupos que são: Grupo 1: N – polos conectados pelo centro; Grupo 2: Espiras; Grupo 3: Elementos de interior sólido; e Grupo 4: combinações dos grupos 1, 2 e 3.

O grupo 1 apresenta polos conectados pelo centro, como dipolo, dipolo cruzado, tripolo e cruz de Jerusalém, mostrados na Figura 13. Eles ressoam quando seus comprimentos elétricos são metade do comprimento de onda do sinal incidente [6]. Quando um dipolo é excitado por uma onda eletromagnética e seu comprimento efetivo é múltiplo de meio comprimento de onda desta, ele então reirradia a energia eficientemente. Quando vários dipolos estão dispostos em forma de arranjo, a energia reirradiada de todos os elementos será direcionada como se uma única 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 [14]. Nesse projeto um dos elementos usados será o dipolo cruzado da Figura 13 (b).

Figura 13 - Grupo 1: (a) dipolo; (b) dipolo cruzado; (c) tripolo; (d) cruz de Jerusalém.

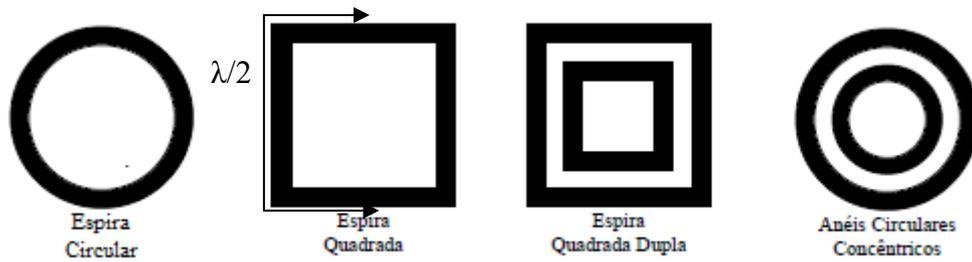


FONTE: MODIFICADO DE [7]

O grupo 2 é formado por elementos tipo espira, espira circular, espira quadrada, espira quadrada dupla e anel circular concêntrico mostrados na

Figura 14. A ressonância ocorre quando o comprimento de cada espira é múltiplo de um comprimento de onda, ou seja, cada meia espira atua como um elemento de dipolo [14].

Figura 14 - Grupo 2: (a) espira circular; (b) espira quadrada; (c) espira quadrada dupla; (d) anéis circulares concêntricos.



FONTE: MODIFICADO DE [7]

O grupo 3 apresenta elementos com interior sólido como *patch* quadrado, hexagonal e circular da Figura 15, ou a abertura desses mesmos elementos em um plano condutor. Esses elementos têm respostas predominantemente indutiva (abertura) ou capacitiva (*patch*). Nesta tese um dos elementos usados será a abertura quadrada com resposta predominantemente indutiva.

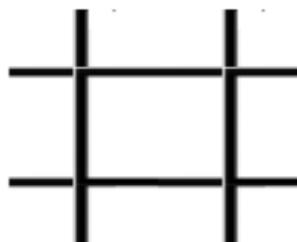
Figura 15 - Grupo 3: (a) quadrado; (b) hexagonal; (c) circular.



Fonte: [7]

O grupo 4 apresenta elementos formados a partir da combinação de elementos dos grupos 1, 2 e 3. Figura 16 apresenta um elemento que é a combinação de dipolos com uma abertura quadrada.

Figura 16 - Grupo 4: grade.



Fonte: A Autora (2018).

3.1 SUPERFÍCIES SELETIVAS DE FREQUÊNCIA RECONFIGURÁVEIS

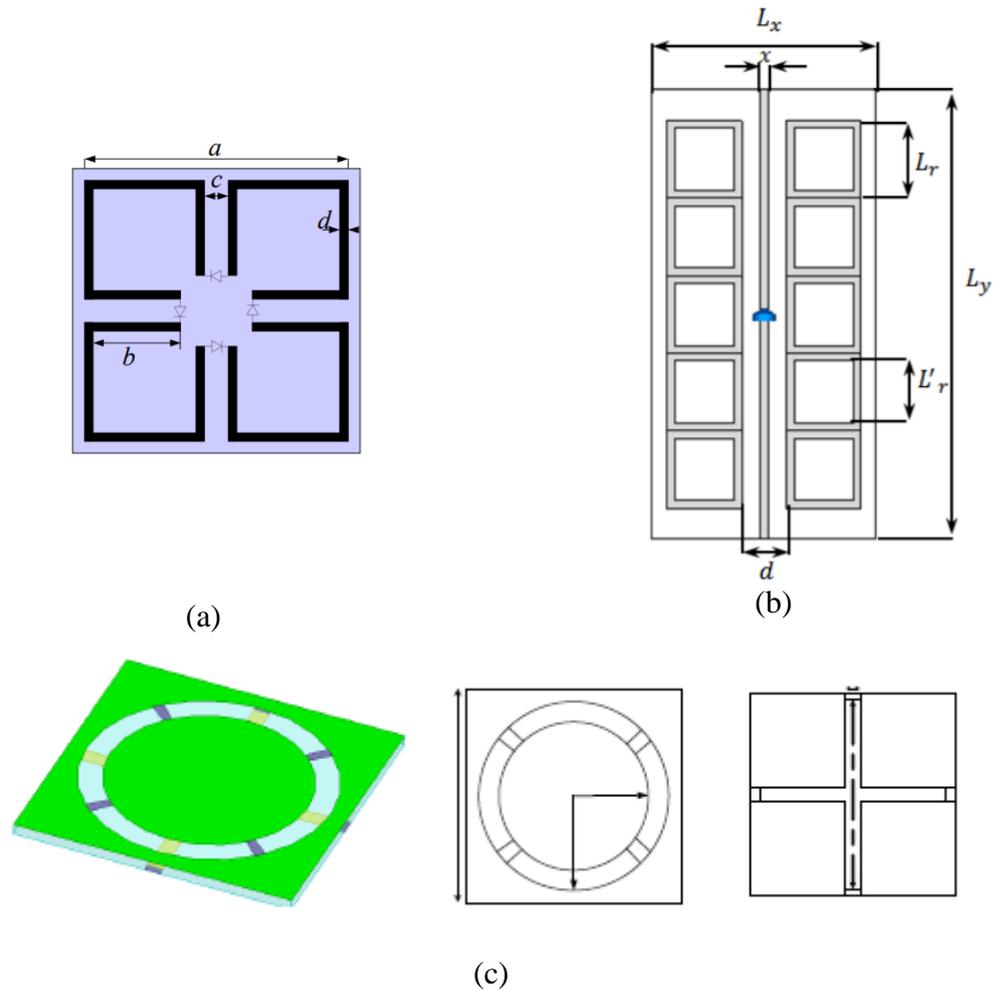
Em FSSs passivas, a geometria e o material usados fornecem resposta em frequência constante. Entretanto, existe a possibilidade de sintonizar ou reconfigurar uma FSS para que sua resposta em frequência possa ser deslocada ou alterada durante seu funcionamento. Isso pode ser conseguido alterando as propriedades 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 serem flexíveis por alterarem a resposta da FSS usando sinais externos de polarização, isto é, tensão/corrente. A seguir são apresentados alguns tipos de RFSSs que existem na literatura.

Peng apresentou em [24] uma FSS ativa incorporando diodos PINs como chaves. Seu arranjo de elementos consiste de quatro espiras quadradas conectados por diodos PIN, como mostrado na Figura 17(a). A RFSS obtém uma resposta em frequência dual quando o diodo está diretamente polarizado. O dispositivo pode ser usado para aplicação de blindagem na banda C.

Bousslama em [25] para controlar a transmissão/reflexão de ondas EM incidentes. propôs uma RFSS. Como mostrado na Figura 17(b), a célula unitária da FSS contém um dipolo e dez espiras quadradas unidas. Esses elementos são unidos para criar uma resposta rejeita faixa com duas bandas. Diodo PIN é incorporado para alterar os coeficientes de transmissão/reflexão.

Yuan apresentou em [26] 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, como mostrado na Figura 17(c). A propriedade de FSS reconfigurável dessa estrutura é devida à presença de diodos varactores em ambos os lados da superfície da estrutura. Alterando as capacitâncias dos varactores, duas das três frequências de ressonância podem ser deslocadas.

Figura 17 - Célula unitária: (a) [24], (b) [25] e (c) [26].

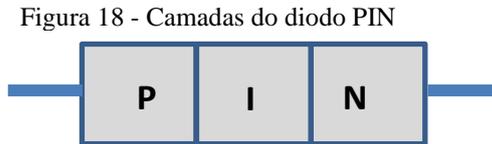


Fonte: A Autora (2018).

3.1.1 Diodos PINs para circuitos de micro-ondas

O diodo PIN é essencialmente uma variação do diodo comum de junção PN. É constituído por duas regiões semicondutoras estreitas, altamente dopadas e separadas por um material mais espesso, levemente dopado e chamado de região intrínseca I, conforme mostrado na Figura 18. As regiões fortemente dopadas são do tipo p e a outra é do tipo n. Devido à camada intrínseca, os diodos PIN têm uma alta tensão de ruptura e exibem uma baixa capacitância de junção. Eles funcionam como um resistor variável nas frequências de RF e micro-ondas. A resistividade da região I e, portanto, a resistência do diodo é determinada pelo número de portadores livres dentro dessa região. Esse número de portadores é determinado apenas pela corrente DC de polarização direta I_D , aplicada ao diodo. A larga

espessura da região intrínseca torna o diodo PIN um péssimo retificador. Entretanto, pode ser usado para atenuar, nivelar e modular um sinal de RF quando a corrente de polarização for aplicada de forma contínua, e pode ser usado como chave, modulador de pulso e defasador quando a corrente de polarização é chaveada.



Fonte: A Autora (2018).

Quando o diodo PIN é diretamente polarizado, elétrons são injetados na região I. Esta carga não recombina instantaneamente, mas tem um tempo de vida (τ). Se o diodo é reversamente polarizado, não há carga armazenada na região I.

Em altas frequências, o diodo diretamente polarizado se comporta como um resistor quase perfeito, mas em baixas frequências, o diodo PIN pode entrar em estado OFF devido à remoção da carga na região intrínseca.

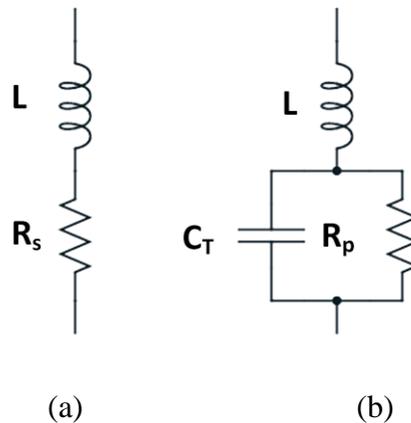
O circuito equivalente para o diodo PIN diretamente polarizado está mostrado na

Figura 19(a) e consiste de uma resistência (R_s) em série com uma indutância (L_s). R_s é inversamente proporcional a corrente de polarização direta I_F . L_s depende das propriedades do encapsulamento.

O circuito equivalente para o diodo reversamente polarizado está mostrado na

Figura 19(b) e consiste de uma indutância (L_s) em série com o circuito em paralelo da capacitância (C_T) com a resistência (R_p). Devido à larga espessura da região intrínseca, C_T exibe baixos valores. Aumentando a tensão reversa, C_T diminui até a tensão de “*Punch-Through*” e depois permanece constante. Isso é uma das características que torna o diodo PIN diferente do diodo de junção PN, que exibe uma variação contínua até a tensão de ruptura. A resistência paralela (R_p) apresenta um valor mínimo em 0 V e aumenta para um valor fixo com o aumento da tensão reversa [27].

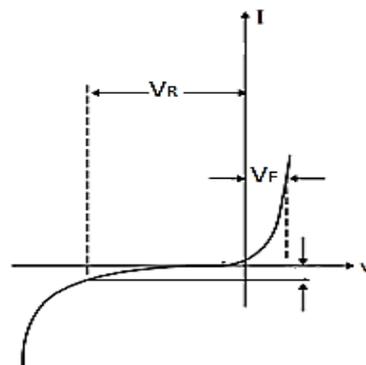
Figura 19 - Circuito equivalente do diodo PIN: (a) diretamente polarizado; (b) reversamente polarizado.



Fonte: A Autora (2018).

O diodo PIN é geralmente usado como chave de RF. A velocidade de comutação é uma característica importante dessas chaves e é o tempo necessário para preencher ou remover a carga da região I. Essa carga é dada por $Q = I_F \cdot \tau$ na polarização direta e diminui a resistência do diodo PIN. Se a corrente de polarização direta for removida de repente, os portadores minoritários do diodo se recombinarão. A velocidade na qual a carga é removida da região I durante o desligamento depende do tempo de subida e da amplitude do pulso de tensão de chaveamento aplicado ao diodo PIN [27]. Outra característica importante do diodo PIN como chave é a alta isolamento devido à baixa capacitância na polarização reversa. A característica I-V do diodo PIN está mostrado na Figura 20.

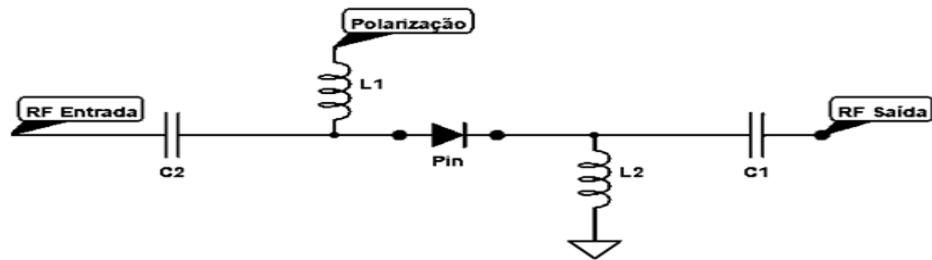
Figura 20 - Característica I-V do diodo PIN.



Fonte: [28]

Figura 21 mostra um circuito simples que utiliza o diodo PIN como chave e seu circuito de polarização. 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 21 - Circuito de polarização do diodo PIN.



Fonte: A Autora (2018).

Os valores de capacitância, indutância e resistência do modelamento do diodo PIN contidos no *datasheet* podem não estar presentes para a frequência de operação desejada. Dessa forma é necessário fazer a caracterização do diodo para obter esse valor. A determinação desse modelo 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 [29]:

- 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 [27]. A técnica de calibração adequada para caracterizar o diodo PIN é a TRL, mostrada no Anexo I.

3.2 APLICAÇÃO DA RFSS EM ANTENAS INTELIGENTES

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.

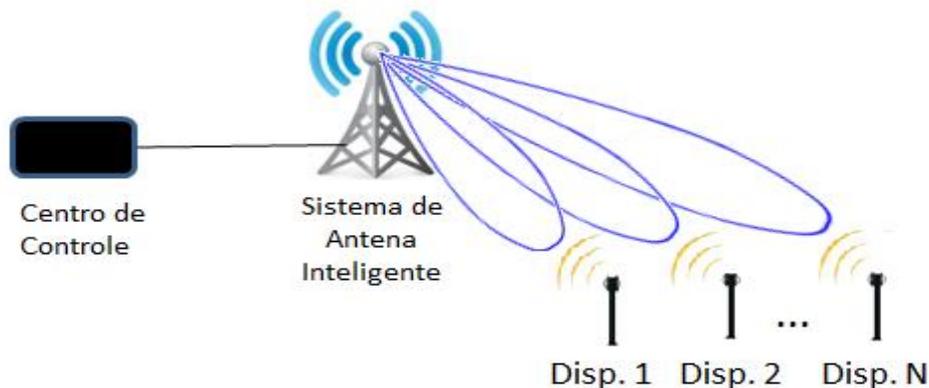
Escolhendo convenientemente a fase e a amplitude dos sinais que alimentam a antena é possível controlar a direção de máxima interferência construtiva, onde se localizará o lóbulo principal, ou seja, é possível comutar o lóbulo principal do sistema, resultando assim em uma maior área de cobertura com alto ganho e um feixe mais diretivo. Na Figura 22 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 [30]. Uma solução que vem sendo adotada recentemente são as antenas reconfiguráveis.

Antenas reconfiguráveis têm atraído significativa atenção de pesquisadores 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 PINs 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.

Figura 22 - Esquema de um arranjo de antenas se comunicando com N dispositivos comutando seu lóbulo principal pelo centro de controle.



Fonte: [30]

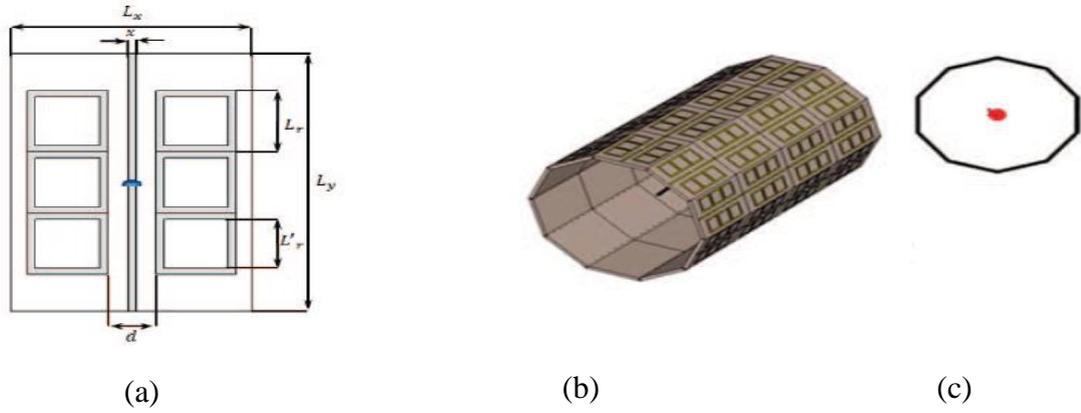
A configuração típica de uma antena RFSS é uma fonte de radiação que pode ser um monopolo ou dipolo cercado por uma RFSS de n colunas. Cada coluna pode possuir m células unitárias. Seu funcionamento básico é dado da seguinte forma: uma ou mais colunas são selecionadas para serem transparentes na frequência de operação da antena enquanto todas as outras são selecionadas para refletirem 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 RFSS que existem na literatura. [Bousslama, 2015] em [31] 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, como visto na Figura 23. A estrutura é composta por uma antena dipolo rodeada por um decágono FSS. O diodo nos dipolos controla a transmissão e reflexão da estrutura. Quando o diodo está no estado OFF, a célula unitária age como um refletor para ondas EMs. Entretanto no estado ON do diodo, a célula unitária se torna transparente para as ondas EMs 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 24 apresenta uma montagem de uma antena RFSS feita por [Yu, 2015] em [32] e é

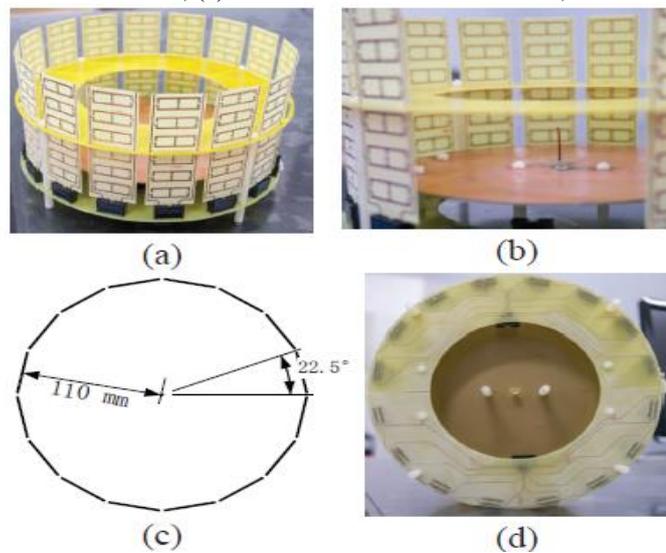
composta por uma RFSS com 16 colunas e uma antena monopolo.

Figura 23 - Antena RFSS [31]: (a) célula unitária; (b) visão em perspectiva da antena RFSS; (c) vista superior da antena RFSS.



Fonte: [32]

Figura 24 - Antenas RFSSs [32]: (a) foto da antena; (b) foto da Antena Monopolo Central; (c) vista superior da antena; (d) foto da vista traseira da antena;



Fonte: A Autora (2018).

4 ANÁLISE DE FSS PELO MÉTODO DE CIRCUITO EQUIVALENTE

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, realiza também a simulação eletromagnética (EM) de onda completa da estrutura projetada [11]. Esses simuladores EM dividem a estrutura desenhada em células de duas ou três dimensões espaciais para então resolver as Equações de Maxwell sobre essas células. Células maiores implicam simulações mais rápidas ao custo de erros maiores [8],[11]. Quanto menores as células, mais exatos serão os resultados da simulação, mais demorados os tempos de simulação e maior a memória computacional exigida.

As respostas em frequências das FSSs são geralmente estimadas pelos métodos de onda completa usada pelos softwares de simulação comerciais, como exemplo CST *Microwave Studio*, da *Computer Simulation Technology*, cujo método numérico utilizado é a técnica de integração finita, ou FIT (*Finite Integration Technique*).

Esses métodos numéricos permitem a análise de todas as configurações das FSSs (uma camada, múltiplas camadas e superfícies curvas ou finitas), mas esses resultados exigem enorme esforço computacional. Então de forma a diminuir o tempo e esforço computacional, a análise da FSS é auxiliada pelo método de circuito equivalente.

Algumas relações analíticas foram propostas para analisar as respostas das FSSs [33], [34], [35], mas devido sua rigorosa formulação, é dispendioso, dificilmente atraente como uma ferramenta simples e prática. Se o objetivo final da análise é um resultado 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 projeto de estruturas complexas.

Dessa forma, o uso do método de circuito equivalente proposta por [36] é atrativa por apresentar uma análise rápida e simples baseada em uma análise intuitiva dos mecanismos físicos da FSSs. 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 baseado no paralelo entre a estrutura real e um circuito de elementos discretos LC, a ser mostrado na seção 4.4.

4.1 O 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* 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 ângulos 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 será mostrado 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 [14].

4.2 1ª PARTE DO MÉTODO: OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DISCRETOS

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 por um circuito LC a FSS. Para FSS com uma única ressonância, o circuito LC série, cuja característica é de um filtro rejeita-faixa, 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, pois apresenta uma resposta em frequência de um filtro passa-faixa.

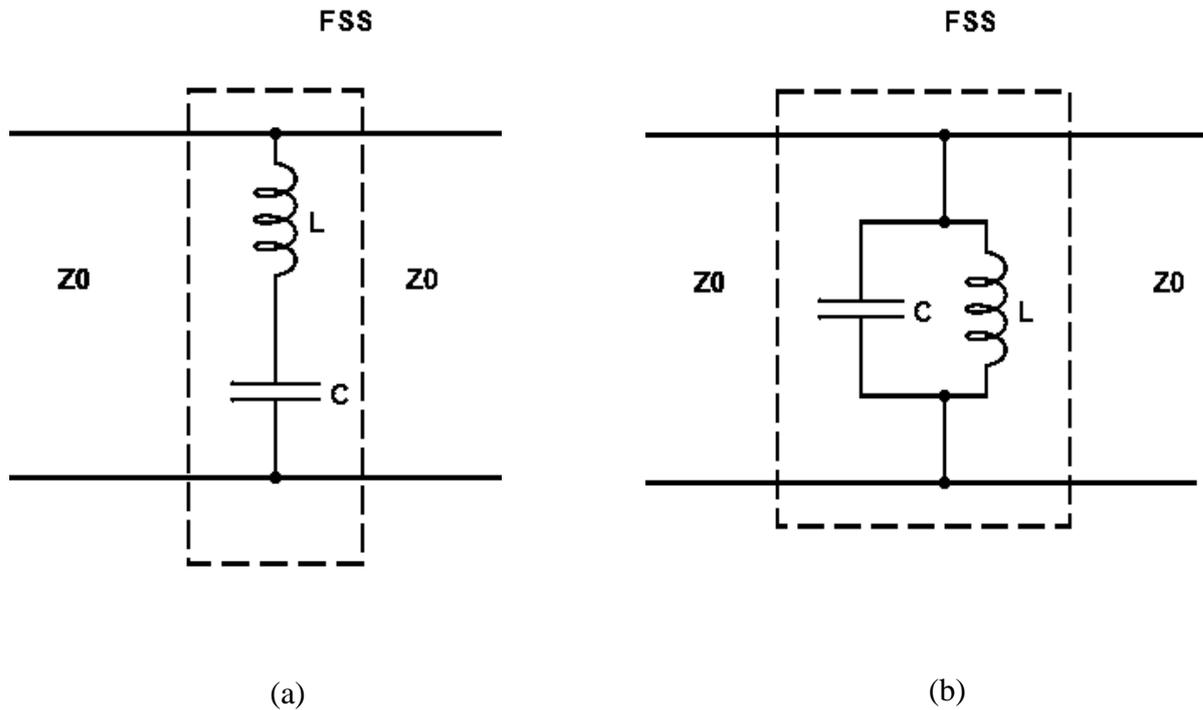
Para derivar as expressões básicas que modelam a FSS, é importante observar a Figura 25 que mostra uma FSS *freestanding* com impedância Z_{FSS} imersa no ar cuja impedância é representada por Z_0 . Esse circuito representa uma rede de duas portas cujo coeficiente de transmissão S_{21} é dado por:

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

Onde os parâmetros A, B, C e D são os coeficientes da matriz ABCD. Para o circuito da Figura 25, $A=1$, $B=0$, $C=\frac{1}{Z_{FSS}}$ e $D=1$. Resultando:

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

Figura 25- Modelo de circuito equivalente para uma FSS com uma ressonância: (a) Patch; (b) Abertura.



Fonte: A Autora (2018).

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

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

É possível calcular os valores de capacitância e indutância pelas expressões (24) e (25) para o caso do circuito LC em série e paralelo respectivamente:

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

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

Obtém-se o coeficiente de transmissão onde a impedância é nula para o caso LC série e infinita para o caso LC paralelo. Tal ponto corresponde à 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 diferença entre a curva da simulação de onda completa e a curva do circuito LC.

4.3 2ª PARTE DO MÉTODO: GENERALIZAÇÃO DOS COMPONENTES DISCRETOS

Os parâmetros discretos obtidos da simulação de onda completa são influenciados por vários parâmetros independentes do projeto 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.

4.3.1 Periodicidade da Célula

A periodicidade da célula é representada pelo comprimento da célula unitária. 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 reescalonamento da frequência de ressonância e de todas as indutâncias e capacitâncias em série ou paralelo dadas pelas expressões (1) , (2) e (3) , obtidos em [36].

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

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

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

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

4.3.2 Efeitos do Dielétrico

A impedância característica das FSSs 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. Em relação ao comprimento de onda da frequência de ressonância, se a espessura do substrato for grande, a frequência de ressonância reduz-se 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.

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, em relação ao comprimento de onda da frequência de ressonância.

Para estimar a permissividade efetiva da FSS, utiliza-se a seguinte expressão:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_{effCPW} + 1}{2} \quad (31)$$

Sendo ϵ_{effCPW} a constante dielétrica efetiva, obtida a partir da aproximação de um guia de ondas coplanar, sem plano terra, com as mesmas dimensões da geometria da FSS e com valor do espaçamento entre condutores, S , igual a 10 vezes a espessura do substrato dielétrico [37].

4.4 SIGNIFICADO FÍSICO DOS VALORES DOS ELEMENTOS DISCRETOS

Para entender melhor a relação dos valores das capacitâncias e das indutâncias dos elementos das FSSs 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 [7]:

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

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

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

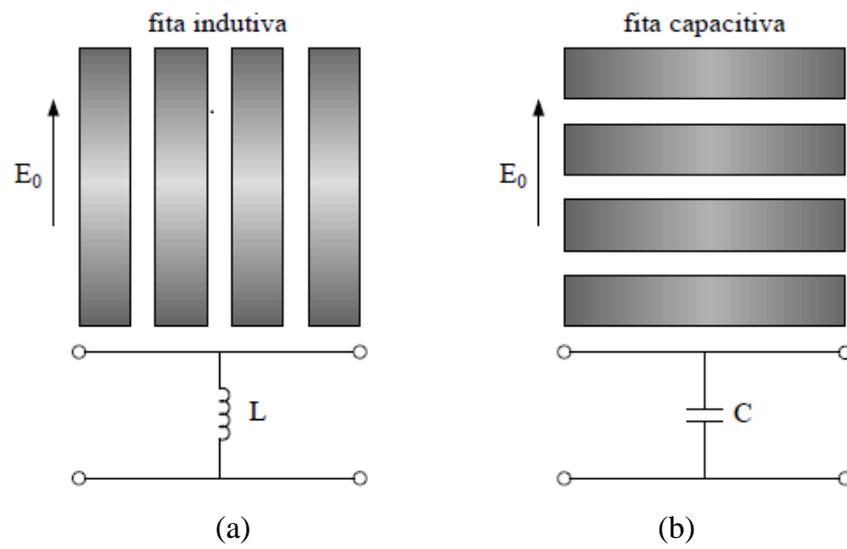
Não é esperado que os valores dos parâmetros sejam obtidos dessas expressões simples, mas elas são úteis para entender como variações nos parâmetros geométricos influencia os valores das capacitâncias e das indutâncias.

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 26 (a) quando a polarização do campo elétrico está no mesmo sentido que o comprimento da fita. Da equação (), percebe-se que o valor da capacitância aumenta quando a área A aumenta e a distância d diminui entre fitas paralelas podendo ser representado pelos elementos da

Figura 26(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 26 - Significado físico das indutâncias e capacitâncias.



Fonte: [7]

Esse método de circuito equivalente será usado no capítulo 5 para encontrar os parâmetros LC do circuito discreto equivalente da RFSS.

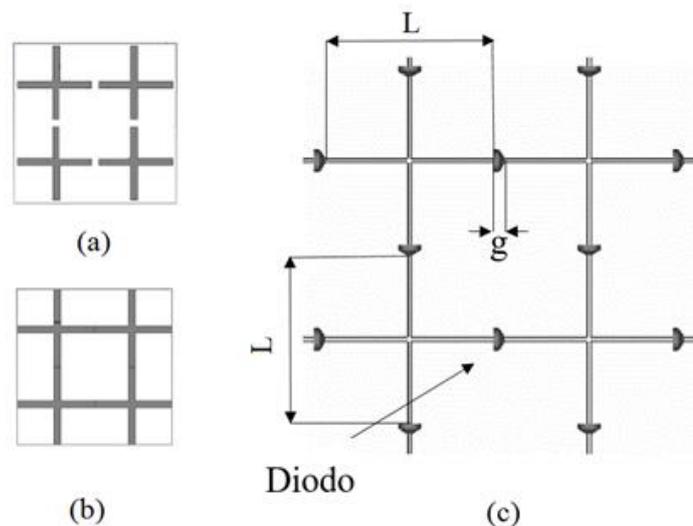
5 RFSS DIPOLO CRUZADO-GRADE

Um arranjo com quatro dipolos cruzados é mostrado na Figura 27 (a). Esse elemento ressoa quando seu comprimento é metade de um comprimento de onda. Essa FSS tem resposta característica rejeita banda uma vez que o elemento unitário é tipo *patch*. Outra geometria, conhecida como elemento do tipo *grade*, está mostrada na Figura 27 (b). Uma FSS cujo arranjo é uma grade se comporta como um filtro passa banda, uma vez que a estrutura é composta por elementos de aberturas quadradas em um condutor metálico.

Uma forma de alcançar essas duas estruturas em uma mesma FSS é utilizando diodos PIN nas extremidades dos dipolos cruzados, conforme ilustrado na Figura 27 (c). Quando os diodos estão em estado OFF, não há fluxo de corrente entre os dipolos cruzados, portanto, o RFSS se comportará como um arranjo de dipolos cruzados (rejeita banda). No entanto, quando os diodos estão no estado ON, a corrente do flui através dos dipolos, conseqüentemente, a RFSS se comportará como uma grade (passa banda). Essa configuração é notavelmente interessante por causa de sua simplicidade e também por permitir uma mudança de função de filtragem (isto é, alternar entre as respostas de passa banda e rejeita banda) por meio da reconfiguração.

A RFSS terá as características do dipolo cruzado e as características da grade simplesmente alterando a polarização do diodo para reversamente polarizado e diretamente polarizado respectivamente.

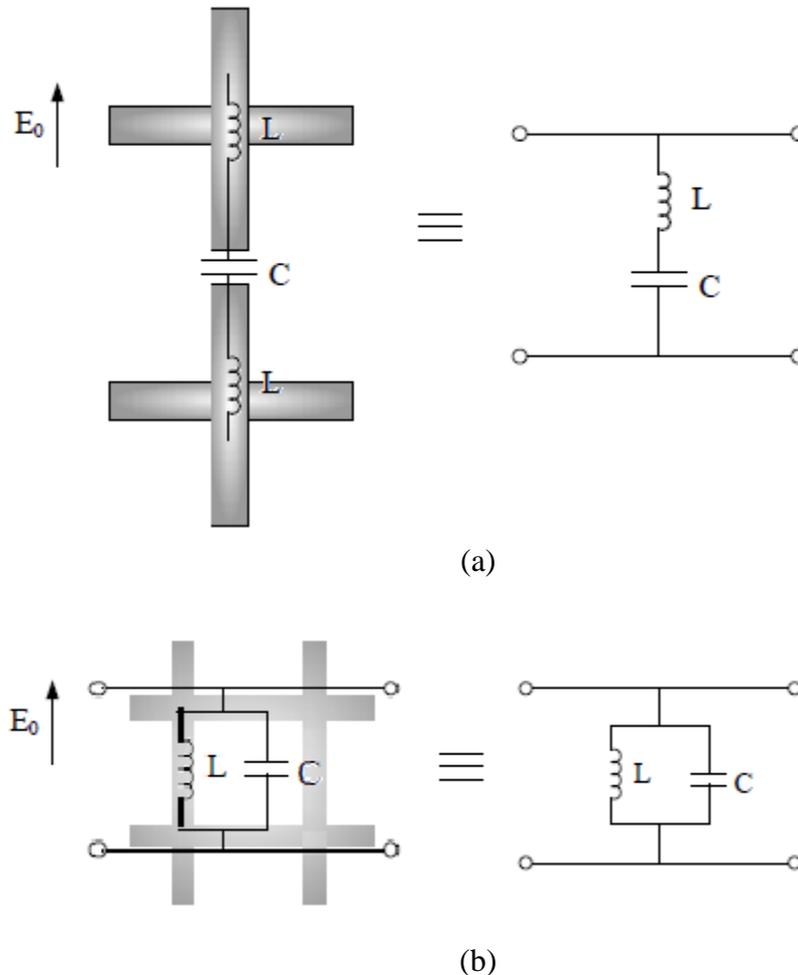
Figura 27 - Célula unitária: (a) dipolo cruzado; (b) grade; (c) dipolos cruzados conectados por diodos.



Fonte: A Autora (2018).

Os circuitos discretos que representam os dois estados da RFSS e a polarização da onda incidente estão mostrados na Figura 28. Esses circuitos serão usados na análise da RFSS pelo método de circuito equivalente do capítulo 0. Essas estruturas são simétricas para a polarização TE e TM.

Figura 28 - Elementos da RFSSs e seus respectivos modelos de circuito: (a) dipolo cruzado; (b) grade

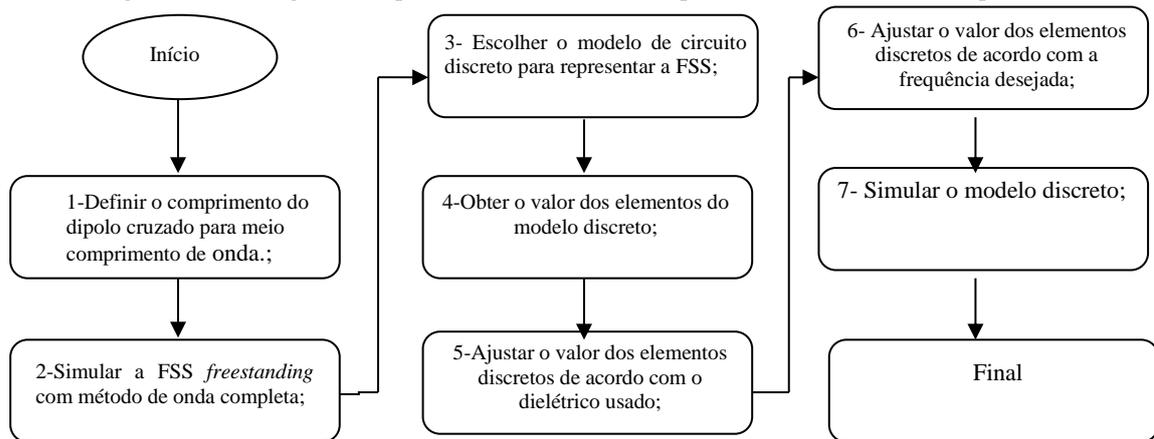


Fonte: A Autora (2018).

5.1 PROJETO DA RFSS

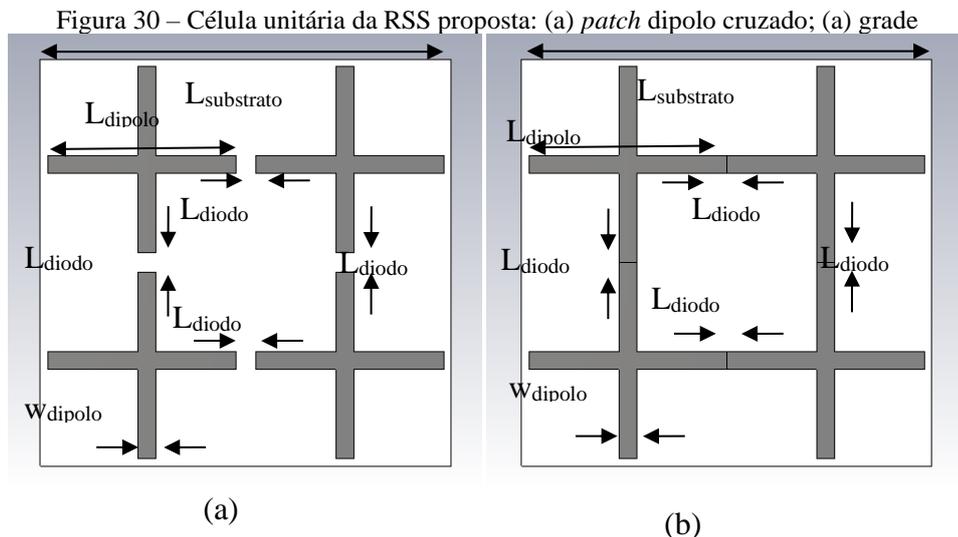
Nesta seção é apresentado o projeto da RFSS obtido com o modelo discreto. Em seguida, são mostrados os resultados obtidos com o CST *Microwave Studio* e experimentalmente. Para facilitar o entendimento do processo de modelamento pelo circuito discreto, o fluxograma da Figura 29 resume as etapas que são realizadas.

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



Fonte: A Autora (2018).

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 e grade. O caso grade 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 2,2 GHz. Essa frequência foi escolhida levando em conta o tamanho total da FSS minimizando o número de diodos necessários e a menor frequência de medição da antena corneta. O esquema de medição será entendido mais adiante.



Fonte: A Autora (2018).

Como a frequência de ressonância do dipolo cruzado é de 2,2 GHz e sabendo que seu comprimento equivale a metade do comprimento de onda da frequência de ressonância, então L_{dipolo} tem um comprimento de 68,13 mm. O espaço necessário para inserir o diodo é L_{diodo} com 1 mm. A largura do dipolo W_{diodo} é definida como um 1 mm. Como resultado

dessas dimensões, a periodicidade da célula unitária é de 69,13 mm. Seguindo o fluxograma, a FSS sem dielétrico foi simulada pelo método de onda completa do CST *Microwave Studio* e seu valor de S_{21} foi armazenado. A resposta em frequência desse resultado está mostrada na Figura 31 (a). A FSS dipolo cruzado apresentou uma ressonância em 2,0 GHz e seu circuito equivalente está mostrado na Figura 31 (a). A resposta da FSS grade foi puramente indutiva então seu circuito equivalente é mostrado na Figura 31 (c). Usando os modelos de circuitos discretos mostrados na seção 4.2 para representar os dois estados da FSS, seus valores foram extraídos usando as expressões (24), (25) e (. Os valores dos parâmetros discretos estão mostrados na Figura 31 (b) e (c) e

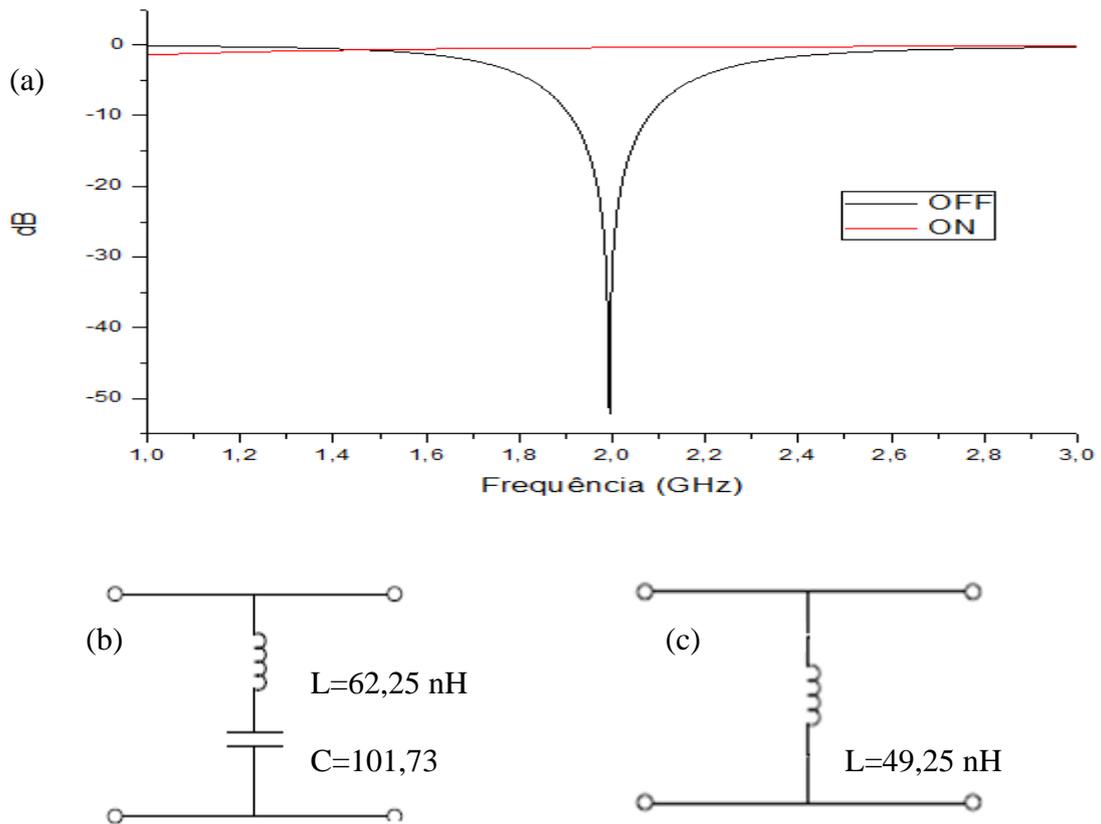
Tabela 2.

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

$L_{\text{substrato}}$	L_{dipolo}	W_{dipolo}	L_{diodo}
69,13	68,13	1	1

Fonte: A Autora (2018).

Figura 31 - FSS *freestanding*: (a) S_{21} ; (b) valores dos componentes do o modelo discreto para o dipolo; (b) valores dos componentes do o modelo discreto para a Grade.



Fonte: A Autora (2018).

Tabela 2 - Valores de circuito discreto equivalente para o caso da FSS *freestanding*.

Estado do Diodo	C (fF)	L (nH)	f_0 (GHz)
ON	-	49,25	-
OFF	101,73	62,25	2,0

Fonte: A Autora (2018).

Como pode ser visto na

Tabela 2, a ressonância está em 2 GHz e em não em 2,2 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 2,2 GHz para 2 GHz.

Seguindo o fluxograma, é necessário agora encontrar os valores da FSS impressa em um substrato. O substrato usado é FR-4, com permissividade relativa de 4,3 e espessura de 1 mm. Dessa forma, as capacitâncias da

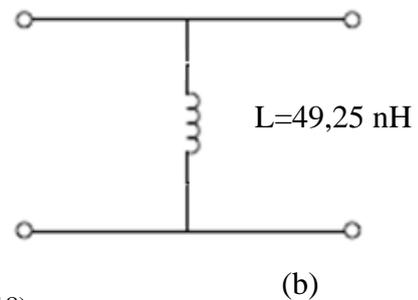
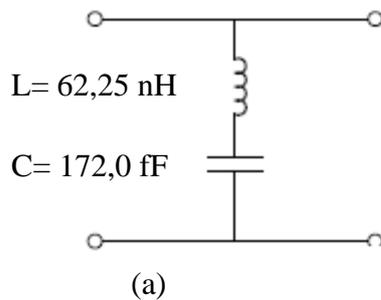
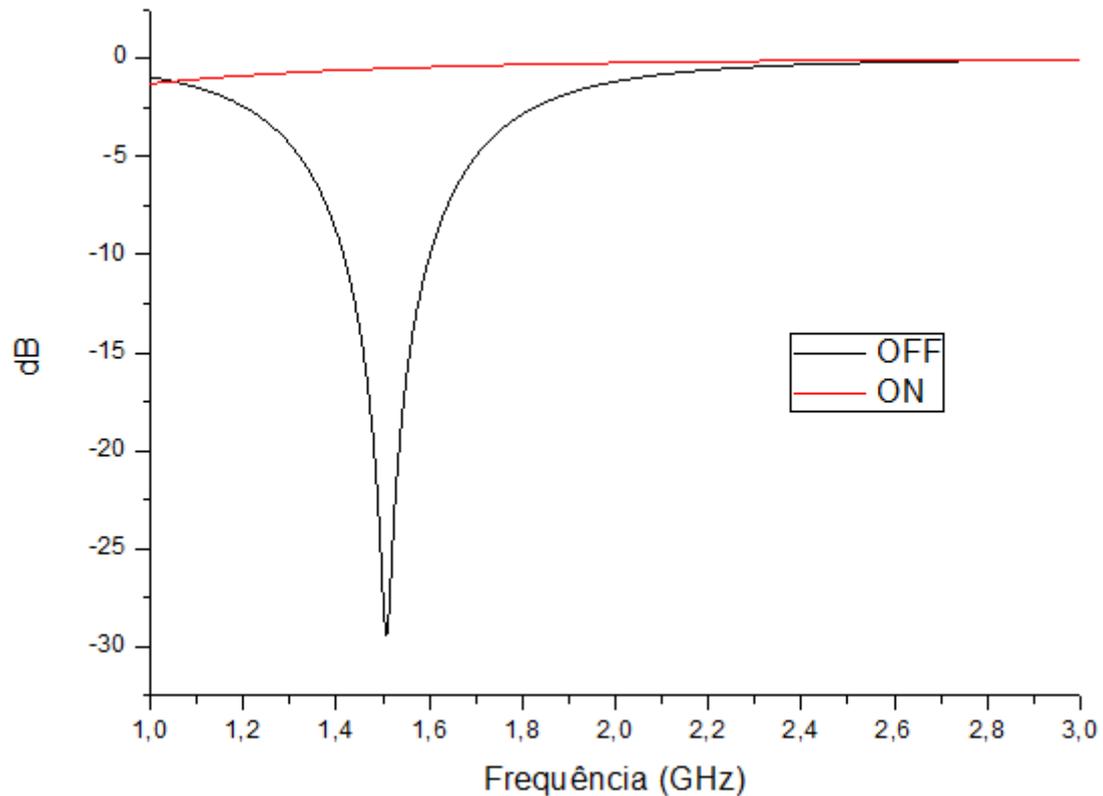
Tabela 2 devem ser ajustadas para o caso com dielétrico usando a permissividade efetiva da seção 4.3. A permissividade efetiva é de 1,69. Os valores dos parâmetros discretos ajustados estão mostrados na Tabela 3. A resposta em frequência desse resultado está mostrada na Figura 32 (a). A FSS dipolo cruzado apresentou uma ressonância em 1,54 GHz e seu circuito equivalente está mostrado na Figura 32 (b). A resposta S_{21} da FSS grade é mostrada na Figura 32 (c).

Tabela 3 - Valores de circuito discreto equivalente para o caso da FSS com dielétrico FR-4.

Estado do Diodo	C (fF)	L (nH)	f_0 (GHz)
ON	-	49,25	-
OFF	172,0	62,25	1,54

Fonte: A Autora (2018).

Figura 32 - FSS com dielétrico FR-4: (a) S_{21} ; (b) valores dos componentes do o modelo discreto para o dipolo; (c) valores dos componentes do o modelo discreto para a Grade.



Fonte: A Autora (2018).

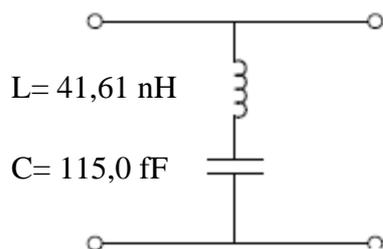
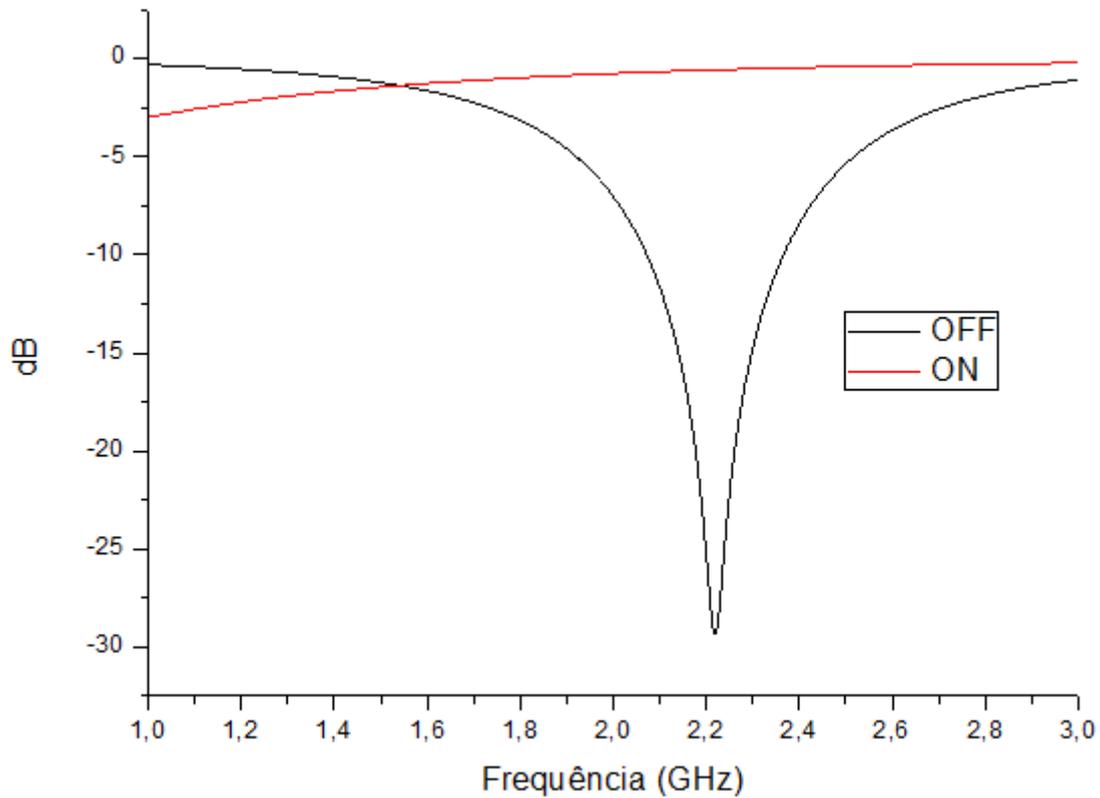
Devido ao deslocamento apresentado pela presença do dielétrico, a periodicidade da estrutura precisa ser ajustada de acordo com a equação () de forma a atingir a frequência de ressonância desejada que é de 2,2 GHz. O ajuste de seus parâmetros discretos é dado pelas equações () e () como mostrado na seção 4.3. Os valores dos parâmetros discretos ajustados estão mostrados na Figura 33 e na

Tabela 4. A resposta em frequência para esse circuito é mostrada na Figura 33 (a). Esse é o resultado esperado para a estrutura.

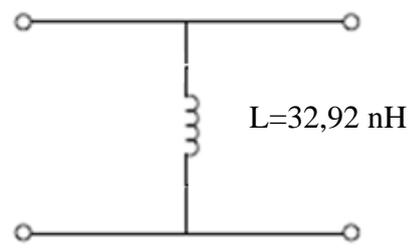
Tabela 4 - Valores de circuito discreto equivalente para operação em 2,2 GHz.

Estado do Diodo	C (fF)	L (nH)	f_0 (GHz)
ON	-	32,92	-
OFF	115,0	41,61	2,29

Fonte: A Autora (2018).

Figura 33 - FSS em 2,2 GHz: (a) S_{21} ; (b) valores dos componentes do o modelo discreto para o dipolo; (c) valores dos componentes do o modelo discreto para a Grade.

(a)



(b)

Fonte: A Autora (2018).

O comprimento L_{dipolo} foi ajustado de acordo com a expressão (28). W_{dipolo} e L_{diodo} foram mantidos com os mesmo comprimentos iniciais. Essas dimensões finais podem ser vistas na Tabela 5.

Tabela 5 - Dimensões finais (mm) da FSS

$L_{\text{substrato}}$	L_{dipolo}	W_{dipolo}	L_{diodo}
46,55	45,55	1	1

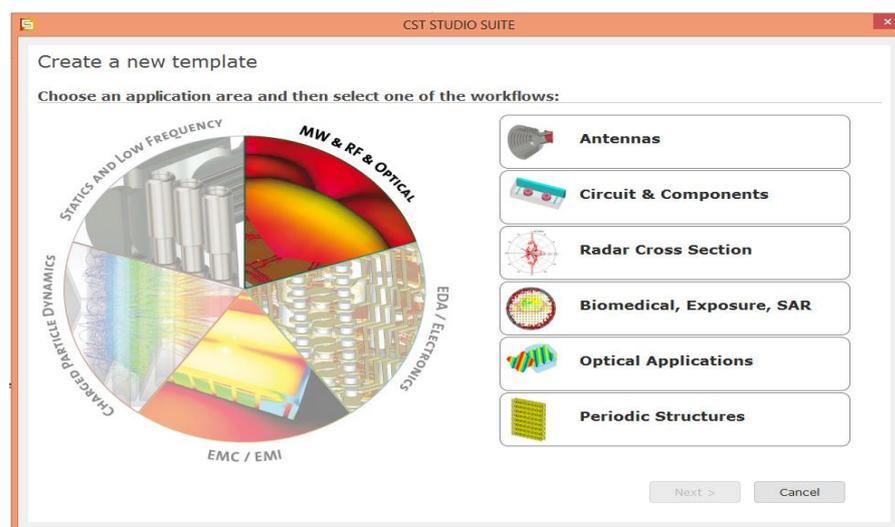
Fonte: A Autora (2018).

5.2 SIMULAÇÃO USANDO CST MICROWAVE STUDIO

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. Internamente ao CST Microwave Studio existem vários *templates* com configurações predefinidas para cada tipo de estrutura de micro-ondas como mostrado na Figura 34. 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.

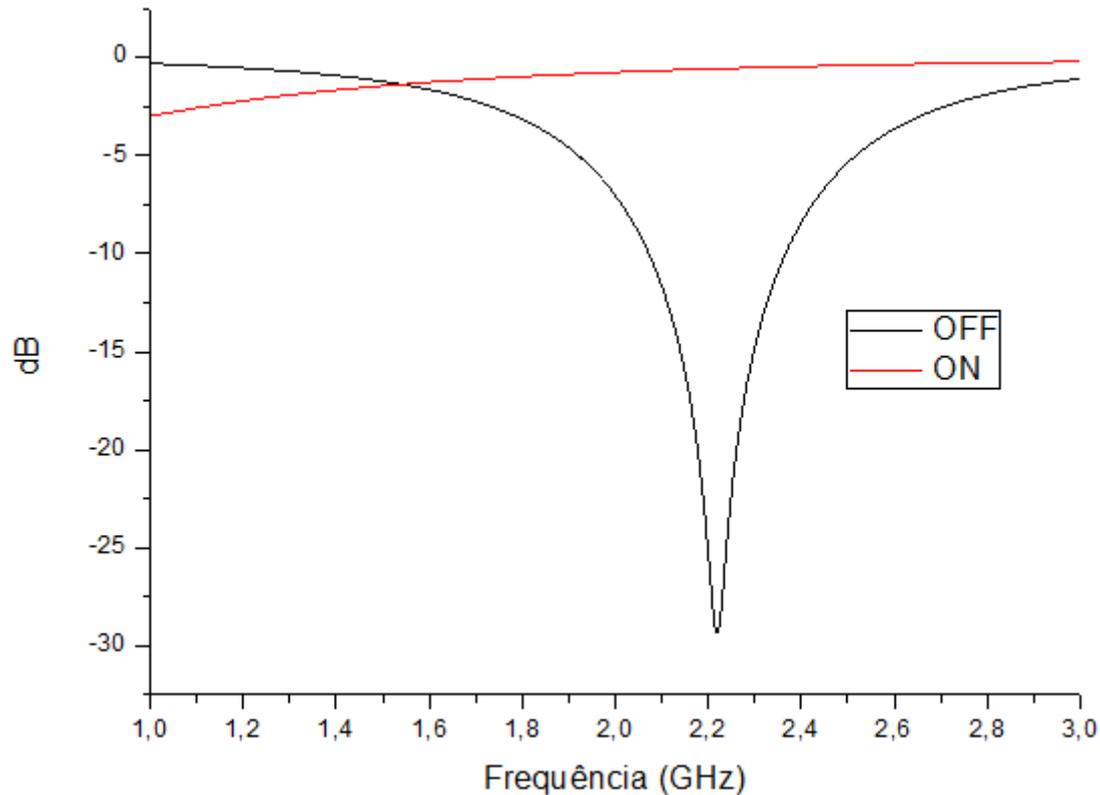
O resultado de simulação da estrutura da Figura 30 com as dimensões da Tabela 5 está mostrada na Figura 35. A RFSS foi simulada para faixa de 1 GHz a 3 GHz. A frequência central ocorre em 2,21 GHz com valores S21 de -29 dB para o estado OFF (dipolo) e -0,6 dB para o estado ON (grade), demonstrando com sucesso as respostas rejeita banda e passa banda do dispositivo, respectivamente.

Figura 34 -*Templates* com configurações predefinidas para cada tipo de estrutura de micro-ondas.



Fonte: A Autora (2018).

Figura 35 - Resultados de simulação para RFSS usando diodo ideal.



Fonte: A Autora (2018).

Na

Na próxima seção é mostrado o processo de fabricação desse dispositivo.

5.3 CIRCUITO DE POLARIZAÇÃO DC DOS DIODOS PINS

O RFSS contém 24 diodos (BAR64-3W da Infineon). Os dipolos cruzados são conectados uns aos outros por diodos colocados em suas bordas. Ao escolher a orientação apropriada do diodo, (

Figura 36), é possível alternar todos os diodos com apenas dois pontos de polarização DC na estrutura (Terra e Vcc). Os diodos são conectados em uma orientação que vai da tensão mais alta à tensão mais baixa. Os diodos são diretamente polarizados ou reversamente polarizados, todos de uma só vez. Para garantir a mesma corrente em todos os diodos, os resistores são colocados nas estruturas. Os indutores chock são usados para evitar a interferência entre a polarização CC e o caminho de RF. Para uma corrente CC de 10 mA, o Vcc é de 7,5 V. Assim, para fornecer a polarização de CC aos diodos, um loop de cobre quadrado foi feito em torno do FSS (consulte a Figura 36). O loop foi dividido em duas

partes, uma para fornecer o V_{CC} e outro conectado ao Terra. Os componentes circulos na Figura 36 representam os resistores em série com o indutor *chock*.

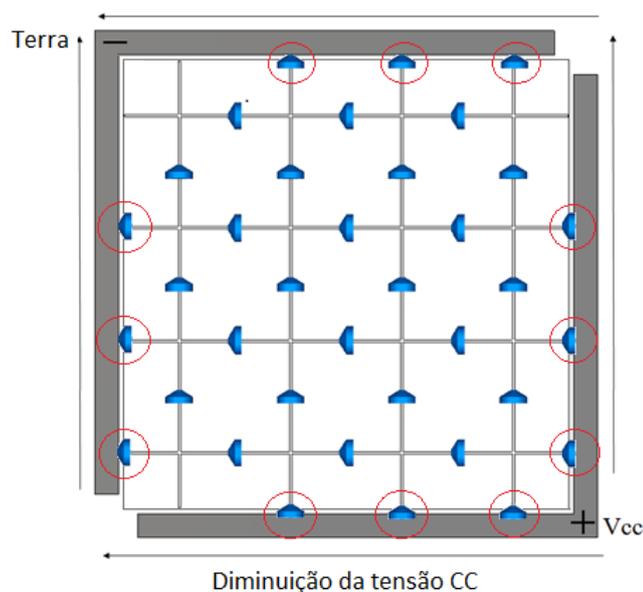
Nas simulações, circuitos equivalentes com elementos RLC representam os diodos PIN como mostrado na Tabela 6. Um circuito RL série corresponde a um diodo PIN polarizado direto, e um circuito RC paralelo corresponde a um diodo PIN inverso polarizado. Esses valores foram obtidos pelo fabricante através das curvas S_{11} para o diodo diretamente polarizado com 10 mA e para o diodo reversamente polarizado com 0 V. As respostas em frequência simuladas pelo CST *Microwave Studio* utilizando os modelos de diodo estão mostradas na Figura 37. Para a RFSS no estado dipolo cruzado, a frequência de ressonância ficou em torno de 1,69 GHz.

Tabela 6 - Dimensões finais (mm) da FSS

Diretamente Polarizado (Estado ON)		Reversamente Polarizado (Estado OFF)	
			
R	L	R	C
3,64 Ω	0,67 nH	2,897 k Ω	0,128 pF

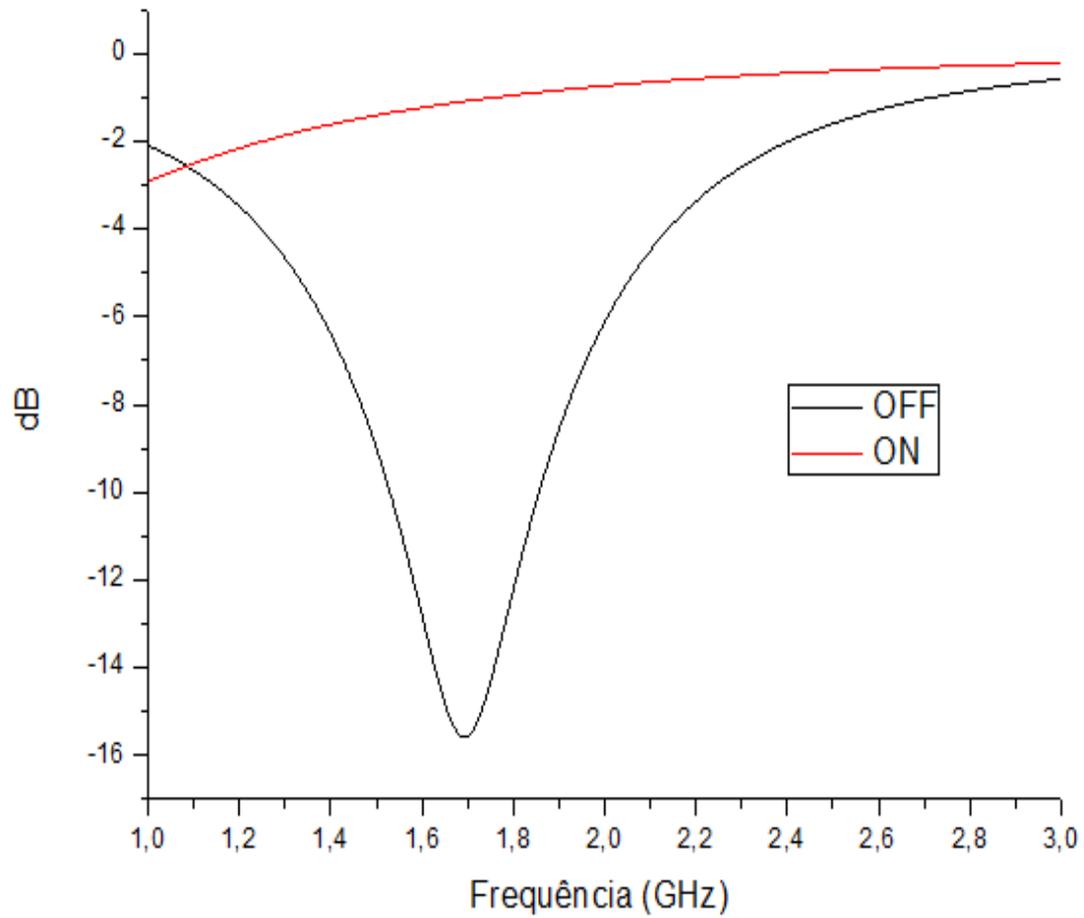
Fonte: A Autora (2018).

Figura 36 - Orientação dos diodos: de V_{CC} ao terra



Fonte: A Autora (2018).

Figura 37 - Resultados de simulação para RFSS usando diodo real 64 BAR.



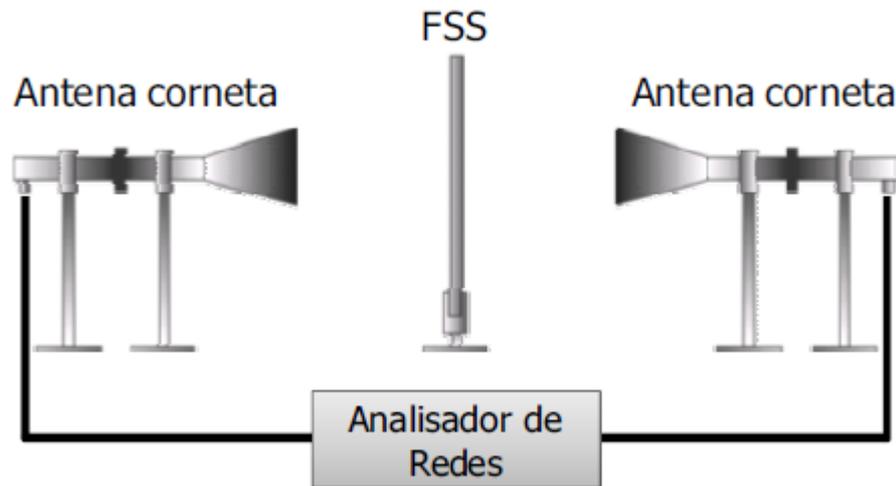
Fonte: A Autora (2018).

5.4 FABRICAÇÃO E MEDIÇÃO

Vários métodos têm sido utilizados para medir as propriedades de reflexão e transmissão de FSSs. Usualmente para as medições são utilizadas antenas cornetas para transmissão como esquematizado na

Figura 38. Configurando as antenas cornetas para polarização vertical e horizontal, podem-se medir características de transmissão nos modos TE e TM das FSSs colocadas entre as duas cornetas. A princípio, com esta configuração, não é possível medir a reflexão causada pela FSS, pois dados errados serão obtidos devido à forte difração causada pelo tamanho da superfície medida [18].

Figura 38 - Esquema de medição de uma FSS.

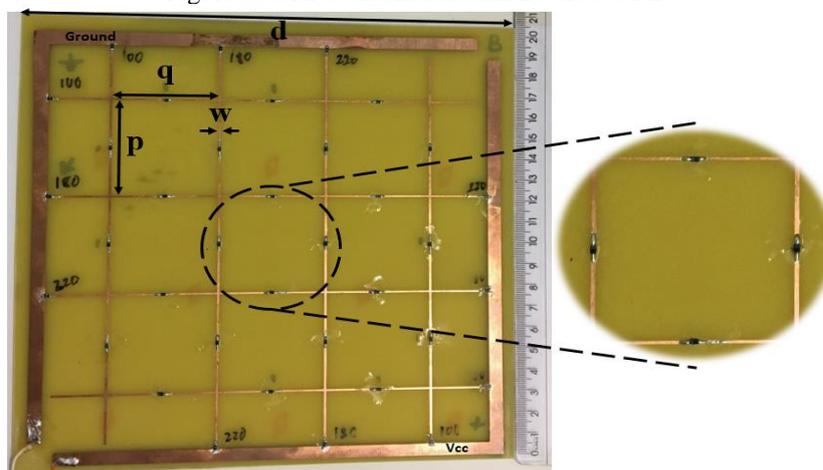


Fonte : [37]

Esta seção apresenta os resultados medidos para a RFSS proposta, considerando incidência normal de uma onda plana verticalmente polarizada. Como visto na seção anterior, a simulação da RFSS considerando o diodo ideal apresentou uma frequência central em 2,21 GHz com valores S_{21} de -29 dB para o estado OFF e -0,6 dB para o estado ON, demonstrando com sucesso as respostas rejeita banda e passa banda do dispositivo, respectivamente.

Para validar as simulações, foi fabricada uma versão 4x4 (ou seja, 16 células unitárias) da RFSS, conforme mostrado na Figura 39. A periodicidade da célula unitária é de 46,5 mm, o comprimento e a largura do dipolo cruzado são 45,5 mm e 1 mm, respectivamente. O substrato utilizado foi FR-4 ($h = 1$ mm, $\epsilon_r = 4,3$, $\tan\delta = 0,02$). Uma matriz de 24 diodos PIN (BAR64-03W de Infineon) é usada.

Figura 39 - RFSS fabricada com 24 diodos PIN.



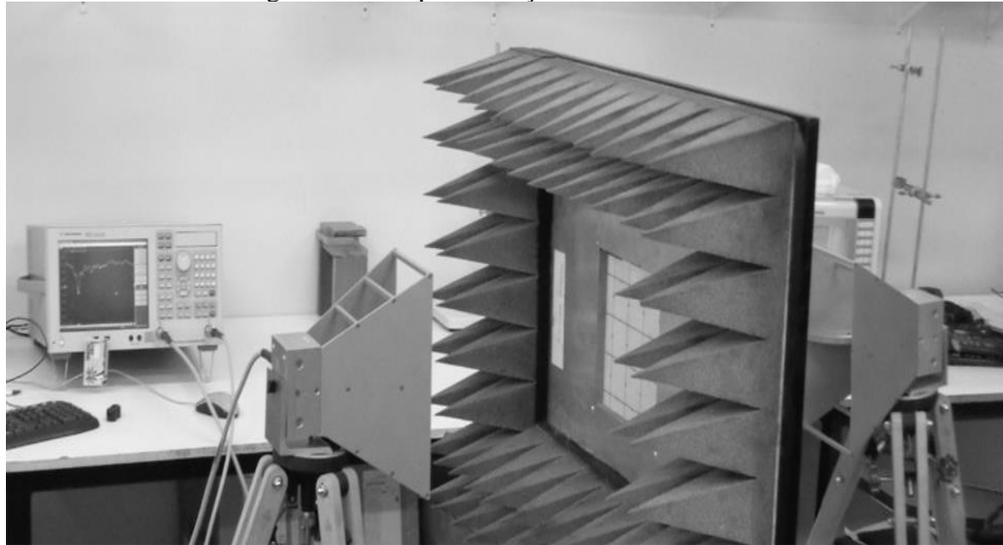
Fonte: A Autora (2018).

Os resultados experimentais foram obtidos usando um analisador vetorial de redes Agilent E5071C e duas antenas cornetas SAS-571 do Laboratório do IFPB *Campus* João Pessoa. 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 *setup* de medição inclui um painel com uma abertura de 20 cm x 20 cm para posicionar a RFSS, mostrado na Figura 40. Os absorvedores são usados para evitar reflexões indesejadas. As dimensões da RFSS são 18,5 cm x 18,5 cm. Uma espira quadrada de cobre foi impressa em torno da FSS para fornecer o circuito de polarização aos diodos e completar o tamanho de 20cm x 20cm. A espira quadrada foi dividida em duas partes, uma para fornecer tensão V_{cc} e outra conectada ao Terra, como mostrado na Figura 36.

Foram realizados dois tipos de medição: a primeira verifica o nível do parâmetro S_{21} como uma função de V_{cc} , variando de -5 a 0 V, mostrado na Figura 41; a segunda medida verifica o comportamento da RFSS para valores de V_{cc} de 0 a 7,5 V. Como mostrado na

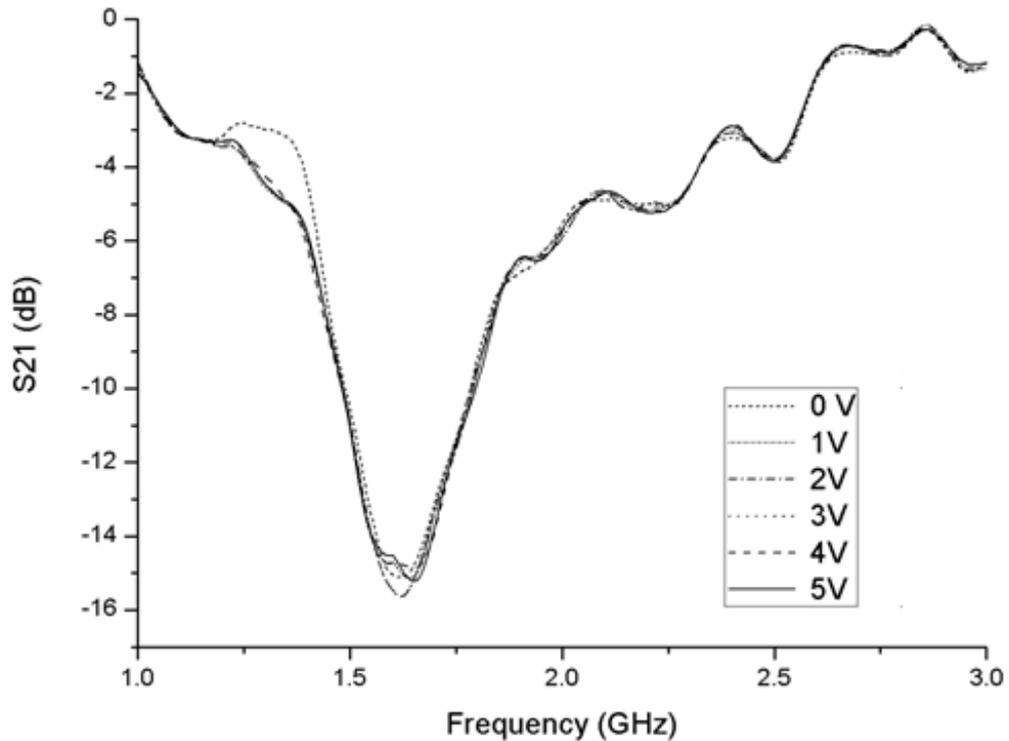
Figura 42., para os valores de V_{cc} de 0 a 3 V, a RFSS se comporta como um filtro rejeita banda e para valores de V_{cc} acima de 4 V, o RFSS se comporta como um filtro de passa banda. Não há mudança aparente na resposta de frequência quando o V_{cc} está abaixo de 0V, conforme mostrado na Figura 41.

Figura 40 - Setup de medição da RFSS.



Fonte: A Autora (2018).

Figura 41 $-S_{21}$ como função de V_{CC} ($V_{CC} < 0V$)

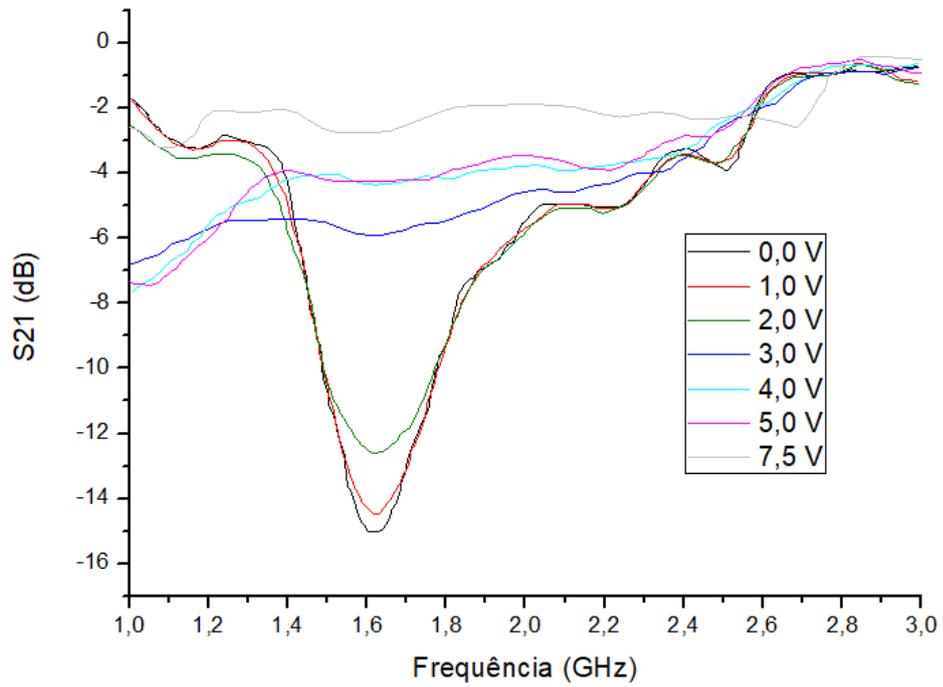


Fonte: A Autora (2018).

As medições mostraram que quando os diodos estão no estado ON ($V_{CC} = 7,5V$), e a RFSS se comporta como um filtro passa banda ($S_{21} = -4dB$ a $1,63GHz$). Quando os diodos estão em estado OFF ($V_{CC} = 0V$), a RFSS se comporta como um filtro rejeita banda ($S_{21} = -15dB$ a $1,63GHz$).

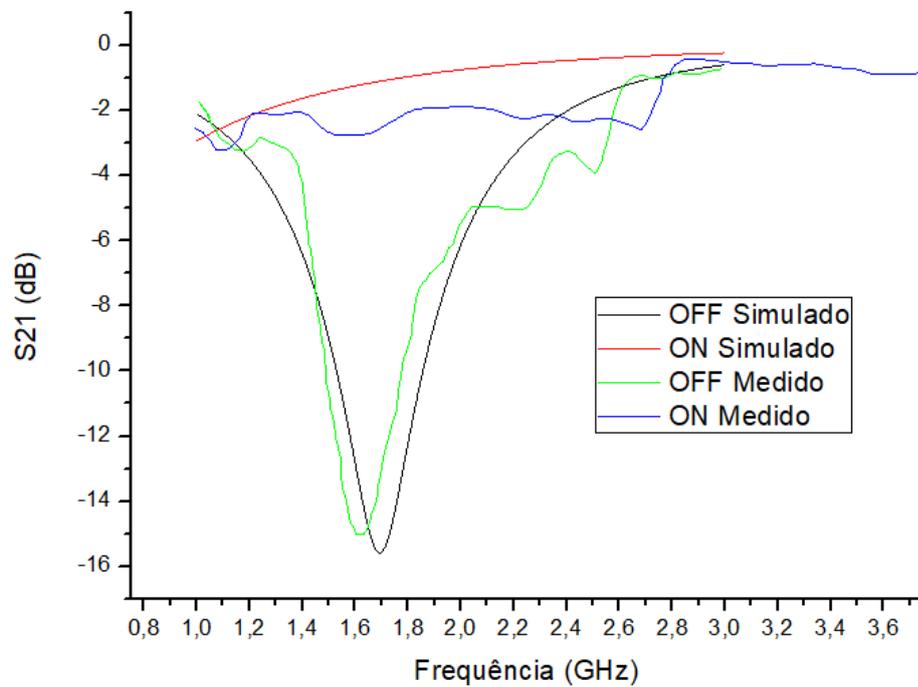
A Figura 43 apresenta a comparação entre a perda de inserção simulada e medida. Uma mudança de frequência entre os resultados simulados e medidos ocorreu devido aos elementos parasitários dos diodos.

Figura 42 - S_{21} como função de V_{CC} ($V_{CC} > 0V$)



Fonte: A Autora (2018).

Figura 43 - S_{21} medida e simulada: OFF (dipolo cruzado), ON (grade)



Fonte: A Autora (2018).

5.5 USO DA RFSS COMO SUPERSTRATO

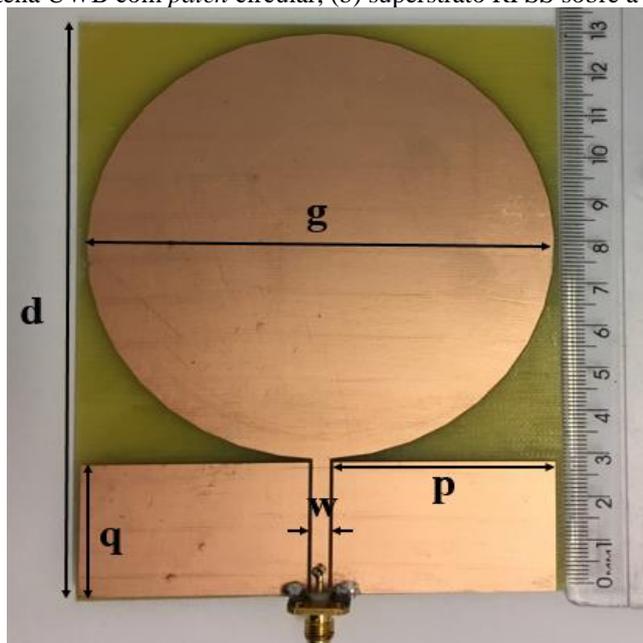
Esta seção apresenta o uso da RFSS para controlar o ganho de uma antena UWB (*UltraWide Band*). A influência das duas respostas de frequência da RFSS no desempenho da antena de microfita com plano terra truncado é analisada.

As antenas de microfita apresentam baixo custo, baixo peso, tamanho reduzido, compatibilidade com circuitos planares e baixo ganho. Uma FSS pode ser usada para melhorar essa característica de pequeno ganho [38].

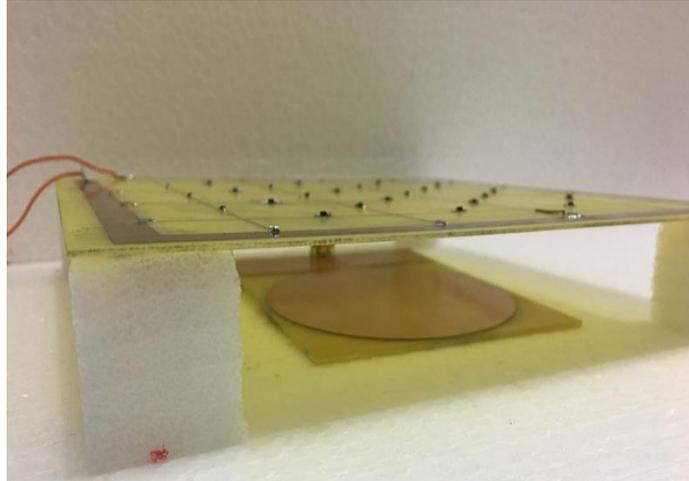
A RFSS foi usada como superstrato para controlar o ganho de uma antena UWB. Os diodos PIN colocados como chaves ao longo da estrutura da RFSS influenciam o comportamento da antena. Simulação de perda de retorno, diagrama de irradiação e ganho de antena foram realizadas usando o CST Microwave Studio. Medição para perda de retorno e ganho da antena também foram realizados.

A antena utilizada é uma antena UWB, com *patch* circular e plano de terra truncado, mostrada na Figura 44 (a). A Figura 44 (b) mostra o superstrato RFSS sobre a antena UWB. A distância entre a antena e a superstrato é de 26 mm. Distância foi otimizada pelo CST *Microwave Studio*. Ambos os materiais dielétricos da antena e superstrato são FR-4 com permissividade relativa de 4,3, tangente de perda de 0,025 e 1,6 mm de espessura. As dimensões são mostradas na Tabela 8.

Figura 44 - (a) Antena UWB com *patch* circular, (b) superstrato RFSS sobre a antena UWB



(a)



(b)

Fonte: A Autora (2018).

Tabela 7 - Dimensões da RFSS e da antena UWB

Parameters	d	w	P	g	q
RFSS	210.00	1.00	47.00	-	46.00
UWB antenna	131.00	4.00	47.60	100.00	30.00

Fonte: A Autora (2018).

Os resultados experimentais foram obtidos usando um analisador de rede vetorial Agilent E5071B. O ganho da antena foi obtido por um método absoluto que utiliza duas antenas idênticas, que atuam como transmissor e receptor [39]. Assim, sabendo a razão entre a potência recebida e transmitida, a distância entre as antenas e o comprimento de onda λ , o ganho é determinado pela equação de Friis:

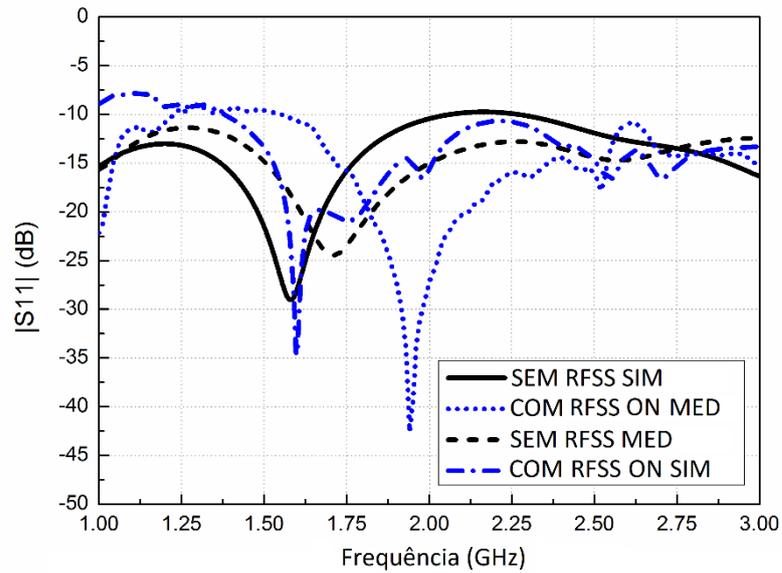
$$Gain = \frac{4\pi r}{\lambda} \sqrt{\frac{W_r}{W_t}}, \quad (34)$$

Onde r é maior que a distância da região de campo distante e $S_{21}^2 = W_r/W_t$.

Três tipos de medições foram realizados: antena sem RFSS, antena com RFSS diretamente polarizada ($V_{cc} = 7,5$ V) e da antena com RFSS reversamente polarizada ($V_{cc} = 0$ V).

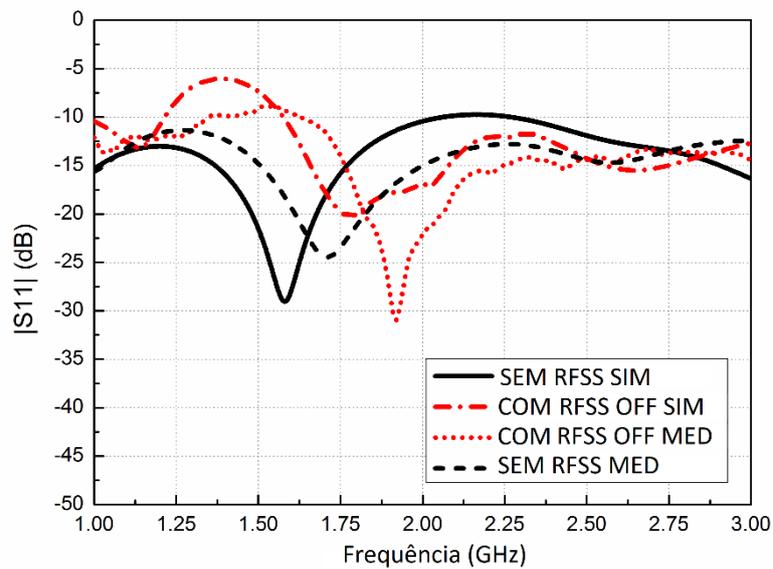
A perda de retorno simulada e medida da antena UWB é mostrada na Figura 45 para o estado ON e na Figura 46 para o estado OFF. A antena opera de 1 a 3 GHz. Pode-se notar que com a inserção dos superstratos, o S_{11} permanece abaixo de -10 dB na faixa de frequência de interesse.

Figura 45 - Medição e Simulação S_{11} da Antena com RFSS diretamente polarizada ($V_{cc} = 7,5$ V) e sem RFSS



Fonte: A Autora (2018).

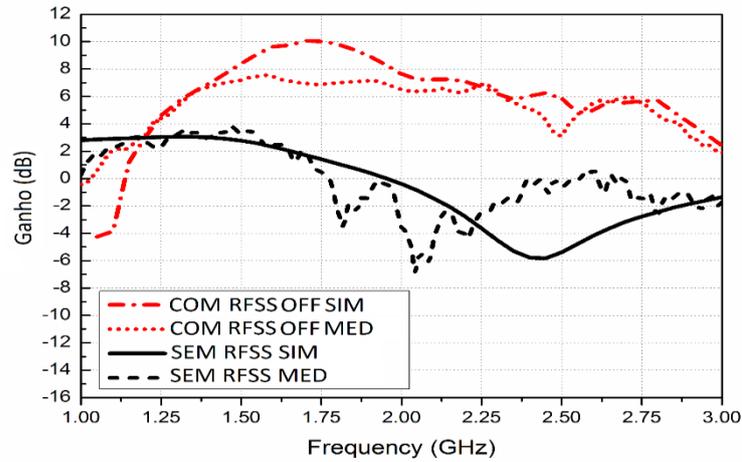
Figura 46 - Medição e simulação S_{11} da antena com RFSS reversamente polarizada e sem RFSS



Fonte: A Autora (2018).

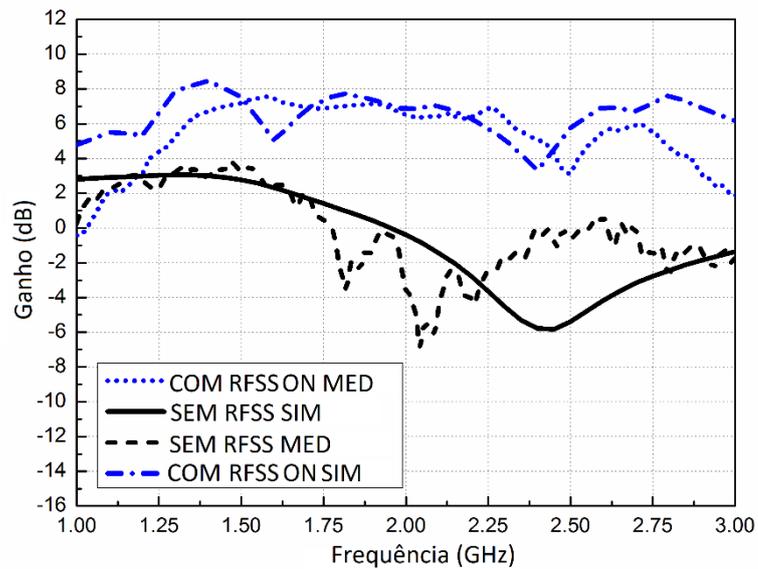
O ganho da antena em $\Theta = 30^\circ$ é mostrado na Figura 40 para o estado OFF e na Figura 41 para o estado ON. O ganho máximo nessa faixa de frequência é de 3 dB. A inserção do RFSS no estado ON e OFF aumenta o ganho máximo para 7 dB, portanto o ganho de melhoria é de 4dB.

Figura 47 - Medição e simulação do ganho da antenna com RFSS reversamente polarizada e sem RFSS



Fonte: A Autora (2018).

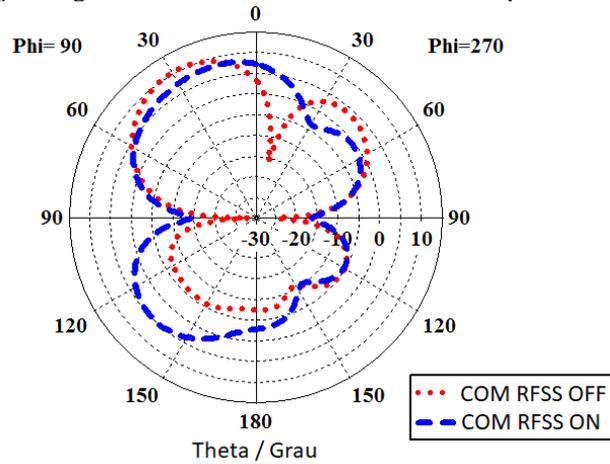
Figura 48 - Medição e simulação do ganho da antenna com RFSS diretamente polarizada e sem RFSS



Fonte: A Autora (2018).

O diagrama de irradiação simulada em 1,75 GHz para o ganho de antenna em $\Phi = 90^\circ$ é mostrado na Figura 42. Para polarização reversa, um ganho alto de 10 dB é obtido em $\Theta = 30^\circ$ e um baixo ganho de -5dB em $\Theta = 150^\circ$. Para polarização direta, o ganho em $\Theta = 150^\circ$ aumenta para 5 dB, e o ganho em $\Theta = 30^\circ$ diminui para 7,5 dB. Assim, é possível aumentar e atenuar o ganho nesses dois ângulos controlando os estados do RFSS.

Figura 49 - Simulação do ganho da antena com RFSS diretamente polarizada e sem RFSS



Fonte: A Autora (2018).

Concluindo, quando a RFSS é diretamente polarizada, a RFSS tem resposta de um filtro rejeita faixa, fornecendo um alto ganho de 10dB em $\Theta = 30^\circ$ e um baixo ganho de -5 dB em $\Theta = 150^\circ$. Quando o RFSS é diretamente polarizada, apresenta resposta de um filtro passa-faixa, fornecendo um aumento de ganho em $\Theta = 150^\circ$ de 5 dB e uma redução de ganho de 7,5 dB em $\Theta = 30^\circ$.

6 CONCLUSÃO

Conforme mostrado nos resultados simulados e medidos, o RFSS se comportou como esperado, alterando a característica de filtragem quando seus diodos são chaveados entre os estados ON e OFF. A RFSS deixa passar o sinal na banda de frequência de interesse quando os diodos estão no estado ON. No estado OFF, a RFSS se comporta como um filtro rejeita banda. Alternar o V_{cc} entre 0 V e 7,5 V é suficiente para alterar a característica de filtragem do RFSS, portanto, a estrutura pode ser controlada por circuitos comuns de baixa potência. Sendo essa característica de extrema importância para antenas adaptativas.

Os resultados experimentais e simulados mostram uma boa concordância, no entanto, é verificado um deslocamento de frequência entre esses resultados. Supõe-se que esse deslocamento seja devido ao uso do diodo ideal que desconsidera as capacitâncias e resistências parasitas.

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

7 TRABALHO FUTURO

Para continuidade do trabalho, a RFSS poderá ser usada na montagem de uma antena inteligente devido às características na resposta em frequência.

REFERÊNCIAS

- [1] HUANG, J.; WU, TE-KAO; LEE, SHUNG-WU. Tri-band frequency selective surface with circular ring elements. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v.42, n.2, p.166-175, Feb. 1994.
- [2] MITTRA, R.; CHAN, C.H.; CWIK, T. Techniques for analyzing frequency selective surfaces-a review. **Proceedings of the IEEE**, v.76, n.12, p.1593-1615, Dec. 1988.
- [3] MUNK, B. A. **Frequency-selective surfaces: theory and design**. New York: John Wiley & Sons, 2000.
- [4] OLIVEIRA, Manuelle Regina Tavares de et al. **Superfície seletiva de frequência reconfigurável (RFSS) baseada em dipolo cruzado**. 2016. 94p. Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2016.
- [5] CAMPOS, A. L. P. S. **Superfícies seletivas em frequência: análise e projeto**. Natal: Editora do IFRN, 2009.
- [6] BOSSARD, Jeremy A. et al. A novel design methodology for reconfigurable frequency selective surfaces using genetic algorithms. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 53, n. 4, p. 1390-1400, 2005.
- [7] SILVA, Maurício Weber Benjó da. **Superfícies seletivas em frequência - FSS: concepção e projeto de absorvedores planares de micro-ondas para aplicação em WLAN, WIMAX e radar**. 2014. 123 p. Tese (Doutorado) - Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, 2014.
- [8] OLIVEIRA, Bruno Gomes Moura de. **Interferômetros coplanares de micro-ondas para aplicação em sistemas de detecção instantânea**. 2009. 86 p. Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2009.
- [9] SILVA, Leonardo Morais da. **Projeto de acopladores híbridos em quadratura compactos por meio de linhas de transmissão artificiais**. 2015. 143p. Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2015.
- [10] POZAR, D. M., **Microwave engineering**. Nova Jersey: John Wiley & Sons, 2012.
- [11] SOUZA, Sérgio Romero Oliveira de. **Modelamento de dispositivos de micro-ondas utilizando algoritmos genéticos**. 2011. 130p. Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2011.
- [12] NOVO, Lauro Rodrigo Gomes da Silva Lourenço. **Desenvolvimento de método para detecção de desgaste ou corrosão em hastes de âncora de torres estaiadas de linhas de transmissão de energia elétrica**. 2015. 153p. Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2015.

- [13] VOTORINO, Jose Carlos. **Aulas sobre filtros de sinais**. Campo Limpo Paulista: Faculdade Campo Limpo Paulista, 2016. FACCAMP, Faculdade. [Online]. Disponível em: http://www.faccamp.br/apoio/JoseCarlosVotorino/princ_com/AulassobreFiltrosdesinais.pdf. Acesso em: 04 jun. 2016.
- [14] HUANG, John; WU, Te-Kao; LEE, Shung-Wu. Tri-band frequency selective surface with circular ring elements. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 42, n. 2, p. 166-175, 1994.
- [15] MITTRA, Raj; CHAN, Chi H.; CWIK, Tom. Techniques for analyzing frequency selective surfaces-a review. **Proceedings of the IEEE**, v. 76, n. 12, p. 1593-1615, 1988.
- [16] MUNK, Ben A. **Frequency selective surfaces: theory and design**. Nova Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
- [17] GOMES, Luis Aguiar. **Óptica-difracção, Funchal**. Portugal: Centro de Competências Ciências Exactas e da Engenharia Universidade da Madeira - Campus Universitário da Penteadá, 2004.
- [18] SILVA, Patric Lacouth da. **Modelagem de superfícies seletivas de frequência e antenas de microfita utilizando redes neurais artificiais**. 2006. 79p. Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e da Computação da Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2006.
- [19] BOUSLAMA, Moufida *et al.* A new FSS superstrate structure for antenna performance enhancement. *In: 2015 Radio and Antenna Days of the Indian Ocean (RADIO)*. IEEE, 2015. p. 1-2.
- [20] COSTA, F.; MONORCHIO, A. A Frequency Selective Radome With Wideband Absorbing Properties. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 60, n. 6, p.2740-2747, Jun. 2012.
- [21] YEO, J.; MITTRA, R. Bandwidth enhancement of multiband antennas using frequency selective surfaces for ground planes. **IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium**, v. 4, p. 366-369, Jul. 2001.
- [22] EL-MORSY, M. A. A.; PARKER, E.A. A linearly-polarized dual-band diplexer in an offset reflector. **Journal of the Institution of Electronic and Radio Engineers**, v. 56, n. 3, p. 111-116, Mar. 1986.
- [23] DEBUS, C.; BOLIVAR, P.H. Frequency Selective Surfaces for High-Sensitivity Terahertz Sensors. **Lasers and Electro-Optics, CLEO, IEEE**, pp. pp.1-2, May 2007.
- [24] PENG, K.; LI, W.; LI, Y. Reconfigurable frequency selective surface for dual band filter applications. **IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting**, Boston, MA, 2018, p. 2051-2052.
- [25] BOUSLAMA, M.; TRAIL, M.; GHARSALLAH, A.; DENIDNI, T. A. Reconfigurable dual band filter using new frequency selective surface. **International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)**, Turin, 2015, p. 1472-1474.

- [26] YUAN, Jialin.; LIU, Shaobin.; KONG, Xiangkun.; YANG, Huan. A reconfigurable frequency selective surface for tuning multi-band frequency response separately. **Proceedings of the International Symposium on Antennas & Propagation (ISAP)**, v. 2, p. 1288 – 1290, Oct. 2013.
- [27] KEYSIGHT Technologies. **Network Analys Applying the 8510 TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements - Technical Overview**. 2014. [Online]. Disponível em: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5091-3645E.pdf>. Acesso em: 2016.
- [28] SKYWORK. **Design With PIN Diodes**. [Online]. Disponível em: http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/Design_With_PIN_Diodes_200312D.pdf. Acesso em: 2016.
- [29] NATIONAL INSTRUMENTS. **Fundamentos da análise de rede**. 2013. [Online]. Available: <http://www.ni.com/white-paper/11640/pt/>.
- [30] OLIVEIRA, M. R. T. *et. al.* Implementação de Arranjo de Antenas Inteligentes para Sistemas de Supervisão de Chaves Religadoras em Redes de Distribuição Elétrica. *In: CONGRESSO DE INOVAÇÃO TECNOLÓGICA EM ENERGIA ELÉTRICA*, 8., 2015, Costa do Sauípe – BA. **Anais [...]**. Costa do Sauípe: CITEE, 2015.
- [31] BOUSLAMA, M. *et. al.* Reconfigurable radiation pattern antenna based on a new active frequency selective surface. **IEEE - APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)**. p. 1445-1447, 2015.
- [32] YU, F. *et. al.* Cost Efficiency Adaptive Antenna System Based on Active Frequency Selective Surface. **Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)**, IEEE International Conference on, pp. Pages: 1 - 3, 2015.
- [33] LANGLEY, R. J. *et. al.* Equivalent circuit model for arrays of square loops. **Electronics Letters**, v. 18, p. 294-296, 1982.
- [34] LANGLEY, R. J. *et. al.* Double-square frequency-selective surfaces and their equivalent circuit. **Electronics Letters**, v. 19, p. 675-677, 1983.
- [35] LANGLEY, R. J. *et. al.* Equivalent circuit models for frequency selective surfaces at oblique angles of incidence. **IEEE Proceedings**, p. 395-399, 1985.
- [36] COSTA, F. *et. al.* Efficient analysis of frequency-selective surfaces by a simple equivalent-circuit model. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, v. 54, n. 4, p. 35-48, 2012.
- [37] FERREIRA, H. P. A. **Matrioska**: uma proposta de geometria para FSS multibandas. 2014. Dissertação (Mestrado) - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba, João Pessoa, 2014.
- [38] ALYABOUL-DAHAB, M.; GHOUZ, H.; ZAKI, A. High Gain Compact Microstrip Patch Antenna For X-Band Applications. **International Journal of Antennas (JANT)**, v. 2, n. 1, p. 47-58, 2016.

[39] CUTLER, C. C.; KING, A. P.; KOCK, W. E. Microwave Antenna Measurements. **Proc. I. R. E.**, v. 35, p. 1462-1471, Dec. 1947.

[40] SIQUEIRA, Paul. **ECE 684 Microwave Metrology**. 2010. [Online]. Available: www.ecs.umass.edu/ece684/pdf/labs/Lab_T.pdf. [Acesso em 2016].

APÊNDICE A - PUBLICAÇÕES EM REVISTAS DURANTE O DOUTORADO

- OLIVEIRA, M. R. T.; FILHO, H. V. H. S.; OLIVEIRA, E. M. F.; et al; RFSS based on cross dipole or grid using PIN diode. **Microwave and Optical Technology Letters**, v.59, p. 2122–2126, 2017.
- SILVA, C. P. N.; MACHADO, G. G.; OLIVEIRA, E. M. F.; OLIVEIRA, M. R. T.; OLIVEIRA, B. G. M.; MELO, M. T.; Compact fractal interferometers for a 4-bit IFM system. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 59, p. 1153-1157, 2017.
- OLIVEIRA, M. R. T.; MELO, M. T.; FILHO, H. V. H. S.; PINHEIRO, G. J.; NETO, A. G; LLAMAS-GARRO, I.; RFSS based on cross dipole or grid using PIN diode. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 59, p. 2122-2126, 2017.
- FILHO, H. V. H. S.; SILVA, C.P. N.; OLIVEIRA, M. R. T.; OLIVEIRA, E. M. F.; MELO, M. T.; SOUZA, T. R.; GOMES NETO, A.; Multiband FSS with fractal characteristic based on Jerusalem cross geometry. **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, v. 16, p. 932-941, 2017.
- COUTINHO, M. S.; SILVA, C.P. N.; OLIVEIRA, M. R. T.; FILHO, H. V. H. S.; MACHADO, G. G.; MELO, M. T.; **Planar sensor for powder grain characterisation. IET Microwaves Antennas & Propagation**, v. 12, p. 1666-1670, 2018.
- LUCENA, F. A. C. S.; OLIVEIRA, M. R. T.; FILHO, P. H. B. C.; SILVA, C.P.N.; ARAUJO, J. A. I.; MELO, M. T.; **Controlled high-gain of an UWB antenna using cross dipole RFSS based on PIN diode. Microwave and Optical Technology Letters**, v. 60, p. 2103-2107, 2018.

**APÊNDICE B - TRABALHOS COMPLETOS PUBLICADOS EM ANAIS DE
CONGRESSOS DURANTE O DOUTORADO**

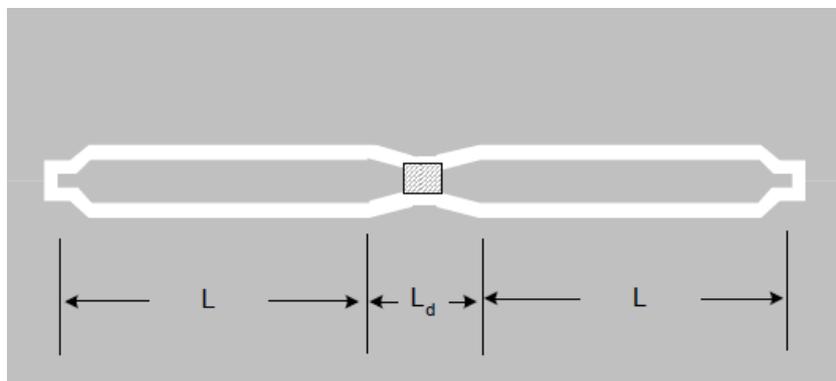
- LUCENA, F. A. C. S. ; OLIVEIRA, M. R. T. ; C.P. do N. Silva ; PEDROSA, T. ; MELO, M. T. . Controlled Directivity and Gain of Antenna Using Square Loop RFSS Based on PIN Diode. **In:** IEEE SBMO IMOC2017, 2017, Águas de Lindoia - SP. Proceedings of the IEEE SBMO IMOC2017, 2017. v. 1. p. 1-4.
- Crislane P. N. SILVA ; SILVA FILHO, H. V. H. ; OLIVEIRA, E. M. F. ; OLIVEIRA, M. R. T. ; MELO, M. T. ; OLIVEIRA, B. G. M. . Superfície seletiva em frequência multibanda baseada em modificações da Cruz de Jerusalém. **In:** MOMAG 2016 Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica / Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2016, Porto Alegre. Anais do MOMAG 2016, 2016.
- M. R. T. Oliveira, C. P. do N. Silva, M. S. Coutinho e M. T. de Melo, Desenvolvimento de um sensor planar baseado na geometria fractal de Hilbert, **In:** MOMAG 2018 Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica / Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2016, Minas Gerais. Anais do MOMAG 2018, 2018.
- J. A. I. Araujo, M. R. T. Oliveira, P. H. B. Cavalcanti Filho, W. C. Felix, F. A. C. S. Lucena e M. T. de Melo., Filtena Reconfigurável usando Diodo Varactor para Aplicações em Sistemas IoT, **In:** MOMAG 2018 Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica / Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2016, Minas Gerais. Anais do MOMAG 2018, 2018.

ANEXO A - KIT DE CALIBRAÇÃO TRL PARA O DIODO PIN

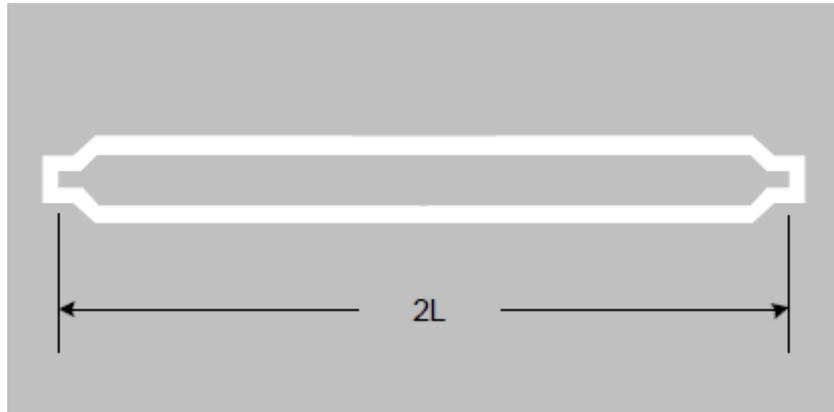
O diodo PIN deve estar contido em uma linha de transmissão com conectores adequados para iniciar a medição. A Figura 50 (a) mostra o esquema do diodo contido em uma linha de transmissão CPW. Para obter seus parâmetros S, o plano de referência do analisador deve estar nas extremidades do diodo PIN. Entretanto 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 50 (b), (c) e (d), THRU, REFLECT e LINE respectivamente. [40]

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° [40].

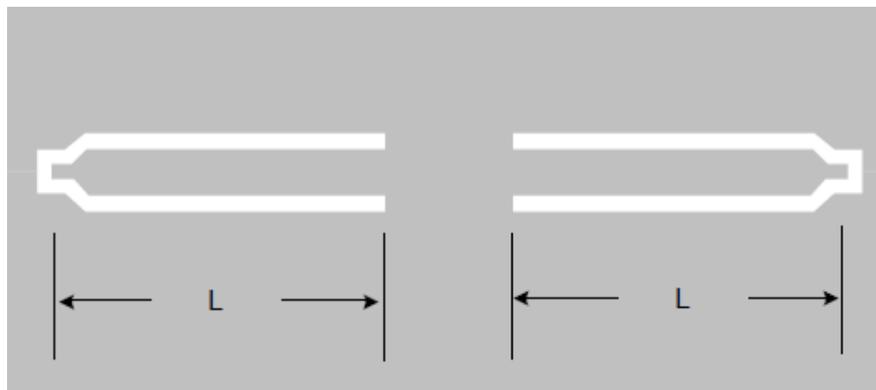
Figura 50 - Kit de calibração TRL : (a) DUT em uma linha de transmissão; (a) THRU; (c) REFLECT; (d) LINE.



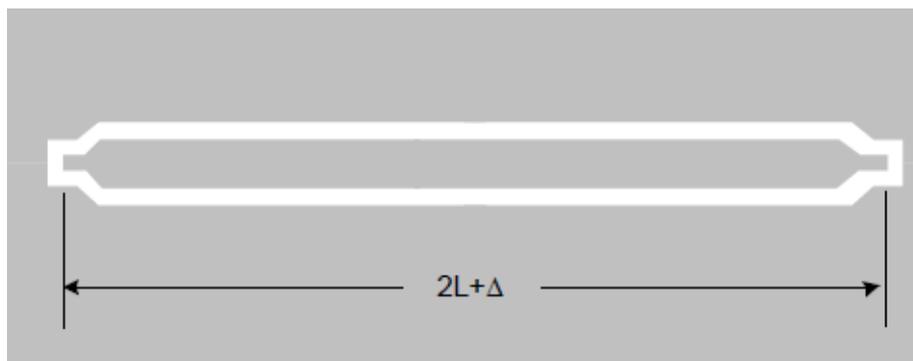
(a)



(b)



(c)



(d)

Fonte: [40]