

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

Área de concentração: Fotônica.

Orientador: Marcos Tavares de Melo, Ph.D.

Recife

2018

## RESUMO

Este trabalho apresenta desenvolvimento, simulação e fabricação de uma Superfície Seletiva em Frequência Reconfigurável (RFSS) baseada no dipolo cruzado ou 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 utilizadas 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 ILUSTRAÇÕES

Figura 1: (a) Linha de transmissão. (b) Circuito de parâmetros concentrados equivalente a um trecho de comprimento infinitesimal de linha .....	15
Figura 2: Linha de transmissão terminada em uma carga $Z_L$ .....	17
Figura 3: Representação de uma rede de duas portas por parâmetros S. ....	18
Figura 4: Rede de duas portas com representação em matriz ABCD. ....	20
Figura 5: Matriz ABCD de um circuito discreto em paralelo. ....	20
Figura 6: Parâmetros S em função da Matriz ABCD. ....	21
Figura 7: Passa-Baixa. (a) Resposta em frequência do filtro ideal. (b) Modelo em circuito discreto. ....	22
Figura 8: Passa-Alta; (a) Resposta em frequência do filtro ideal; (b) Modelo em circuito discreto. ....	22
Figura 9: Passa-Faixa; (a) Resposta em frequência do filtro ideal; (b) Modelo em circuito discreto. ....	23
Figura 10: Rejeita-Faixa; (a) Resposta em frequência do filtro ideal; (b) Modelo em circuito discreto. ...	24
Figura 11: Estrutura periódica bidimensional. ....	26
Figura 12: (a) Elementos do tipo abertura; (b) Elementos do tipo <i>patch</i> . ....	26
Figura 13: Grupo 1: (a) dipolo; (b) dipolo cruzado; (c) tripolo; (d) cruz de Jerusalém. ....	27
Figura 14: Grupo 2: (a) Espira circular; (b) Espira quadrada; (c) Espira quadrada dupla; (d) Anéis circulares concêntricos. ....	28
Figura 15: Grupo 3: (a) Quadrado; (b) Hexagonal; (c) Circular. ....	28
Figura 16: Grupo 4: <i>Hash</i> . ....	29
Figura 17: Camadas do diodo PIN .....	30
Figura 18: Circuito equivalente do diodo PIN: (a) diretamente Polarizado; (b) reversamente polarizado. 31	31
Figura 19: Característica I-V do diodo PIN. ....	32
Figura 20: Circuito de polarização do diodo PIN. ....	32
Figura 21: Modelo de circuito equivalente para uma FSS com uma ressonância: (a) <i>Patch</i> ; (b) Abertura. 36	36
Figura 22: Significado físico das indutâncias e capacitâncias. ....	40
Figura 23: Célula unitária: (a) dipolo cruzado; (b) grade; (c) dipolos cruzados conectados por diodos. ...	41
Figura 24: Elementos da RFSS e seus respectivos modelos de circuito: (a) Dipolo cruzado; (b) Grade ...	42
Figura 25: Fluxograma do processo de modelamento para o método de circuito equivalente. ....	43
Figura 26 – Célula unitária da RSS proposta: (a) <i>Patch</i> dipolo cruzado; (a) grade. ....	44
Figura 27: Valores dos componentes do o modelo discreto para: (a) Dipolo; (b) Grade. ....	45

Figura 28: Valores dos componentes do modelo discreto para operação em 12,5 GHz: (a) dipolo cruzado; (b) grade. ....	46
Figura 29: Templates com configurações predefinidas para cada tipo de estrutura de micro-ondas.....	47
Figura 30: Resultados de simulação para RFSS usando diodo ideal. ....	48
Figura 31: Orientação dos diodos: de $V_{CC}$ ao GND. ....	49
Figura 32: Esquema de medição de uma FSS. ....	50
Figura 33: RFSS fabricada com 24 diodos PIN.....	51
Figura 34: Setup de medição da RFSS. ....	51
Figura 35: $S_{21}$ como função de $V_{CC}$ ( $V_{CC}>0V$ ).....	52
Figura 36: $S_{21}$ como função de $V_{CC}$ ( $V_{CC}<0V$ ).....	53
Figura 36: (a) Antena UWB com <i>patch</i> circular, (b) superstrato RFSS sobre a antena UWB .....	54
Figura 37: Esquema de um arranjo de antenas se comunicando com N dispositivos comutando seu lóbulo principal pelo centro de controle. ....	62
Figura 38: Antena RFSS [39]: (a) Célula unitária; (b) Visão em perspectiva da antena RFSS; (c) Vista superior da antena RFSS. ....	63
Figura 39: Antenas RFSSs [40]: (a) Foto da antena; (b) Antena Monopolo Central; (c) Vista superior da antena; (c) Vista traseira da antena; .....	63
Figura 40: Kit de calibração TRL : (a) DUT em uma Linha de transmissão; (a) THRU; (c) REFLECT; (d) LINE. ....	65

**LISTA DE TABELAS**

Tabela 1: Dimensões iniciais (mm) da FSS <i>freestanding</i> .....	44
Tabela 2 Valores de circuito discreto equivalente para o caso da FSS <i>freestanding</i> .....	45
Tabela 3 Valores de circuito discreto equivalente para o caso da FSS com dielétrico FR-4.....	46
Tabela 4: Valores de circuito discreto equivalente para operação em 2,2 GHz. ....	46
Tabela 5: Dimensões finais (mm) da FSS .....	47
Tabela 6.....	49
Tabela 7 Perda de inserção medida e simulada .....	53
Tabela 8.....	56

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\epsilon$	Permissividade elétrica em determinado meio
$\epsilon_r$	Constante dielétrica
$\epsilon_{ef}$	Constante dielétrica efetiva
$\epsilon_0$	Permissividade elétrica no vácuo
$\lambda$	Comprimento de onda
$\mu$	Permeabilidade magnética em determinado meio
$\mu_0$	Permeabilidade magnética no vácuo
$\tau$	Tempo de vida dos portadores em um diodo PIN
$\omega$	Frequência angular
$\omega_0$	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

## PUBLICAÇÕES EM REVISTAS DURANTE O DOUTORADO

- **DE OLIVEIRA M.R.T**, SILVA FILHO HVH, DE OLIVEIRA EMF, et al. RFSS based on cross dipole or grid using PIN diode. Microw Opt Technol Lett. 2017;59:2122–2126. <https://doi.org/10.1002/mop.30694>.
- SILVA, C.P.N.; MACHADO, G.G. ; OLIVEIRA, E. M. F. ; **OLIVEIRA, M. R. T.** ; DE OLIVEIRA, B.G.M. ; DE MELO, M.T. . Compact fractal interferometers for a 4-bit IFM system. Microwave and Optical Technology Letters (Print), v. 59, p. 1153-1157, 2017.
- **OLIVEIRA, M. R. T.**; MELO, Marcos Tavares de ; SILVA FILHO, H. V. H. ; PINHEIRO, G. J. ; GOMES NETO, A. ; Ignacio Llamas-Garro . RFSS based on cross dipole or grid using PIN diode. MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS, v. 59, p. 2122-2126, 2017.
- SILVA FILHO, H. V. H. ; C.P. do N. Silva ; **OLIVEIRA, M. R. T.** ; **OLIVEIRA, E. M. F.** ; MELO, Marcos Tavares de ; 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. ; C.P. do N. Silva ; **OLIVEIRA, M. R. T.** ; SILVA FILHO, H. V. H. ; MACHADO, G.G. ; de 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.** ; CAVALCANTI FILHO, P. H. B. ; C.P. do N. Silva ; ARAUJO, J. A. I. ; de 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.

**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 Hilber, 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.

## SUMÁRIO

<b>LISTA DE SÍMBOLOS .....</b>	<b>8</b>
<b>PUBLICAÇÕES EM REVISTAS DURANTE O DOUTORADO .....</b>	<b>9</b>
<b>TRABALHOS COMPLETOS PUBLICADOS EM ANAIS DE CONGRESSOS DURANTE O DOUTORADO.....</b>	<b>10</b>
<b>1 INTRODUÇÃO.....</b>	<b>12</b>
1.1 ESTRUTURA DA TESE.....	12
<b>2 CIRCUITOS DE MICRO-ONDAS.....</b>	<b>14</b>
2.1 LINHAS DE TRANSMISSÃO .....	14
2.2 ANÁLISE DE REDES DE MICRO-ONDAS .....	17
<b>2.2.1 Parâmetros de Espalhamento em Redes de Micro-ondas .....</b>	<b>18</b>
<b>2.2.2 Matriz ABCD .....</b>	<b>19</b>
<b>2.2.3 Filtros de Micro-ondas .....</b>	<b>21</b>
<b>3 SUPERFÍCIES SELETIVAS DE FREQUÊNCIA .....</b>	<b>25</b>
3.1 SUPERFÍCIES SELETIVAS DE FREQUÊNCIA RECONFIGURÁVEIS .....	29
<b>4 ANÁLISE DE FSS PELO MÉTODO DE CIRCUITO EQUIVALENTE.....</b>	<b>34</b>
4.1 O MÉTODO DE CIRCUITO EQUIVALENTE .....	34
4.2 1ª PARTE DO MÉTODO: OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DISCRETOS .....	35
4.3 2ª PARTE DO MÉTODO: GENERALIZAÇÃO DOS COMPONENTES DISCRETOS .....	37
<b>4.3.1 Periodicidade da Célula.....</b>	<b>38</b>
<b>4.3.2 Efeitos do Dielétrico.....</b>	<b>38</b>
4.4 SIGNIFICADO FÍSICO DOS VALORES DOS ELEMENTOS DISCRETOS .....	39
<b>5 RFSS DIPOLO CRUZADO-GRADE.....</b>	<b>41</b>
5.1 PROJETO DA RFSS .....	43
5.2 SIMULAÇÃO USANDO CST MICROWAVE STUDIO.....	47
5.3 CIRCUITO DE POLARIZAÇÃO DC DOS DIODOS PINS.....	48
5.4 FABRICAÇÃO E MEDIÇÃO.....	50
5.5 USO DA RFSS COMO SUPERSTRATO .....	54
5.6 CONCLUSÃO .....	59
<b>6 TRABALHO FUTURO.....</b>	<b>61</b>
6.1 APLICAÇÃO DE ANTENAS INTELIGENTES .....	61
6.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....	62
<b>ANEXOS .....</b>	<b>65</b>
<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>67</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Tipicamente FSS (*Frequency Selective Surfaces*) são arranjos periódicos bidimensionais que se comportam como filtros espaciais para ondas eletromagnéticas [1]. A FSS se comportará 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 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 RFSS (tal como frequência de ressonância) podem ser alteradas em tempo real, enquanto as FSS 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. Um circuito externo DC é aplicado aos diodos para polarizá-los direta e 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.

Este projeto de 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 ortogonal. As simulações foram feitas usando CST Microwave Studio®. Resultados de simulação e medição para a perda de inserção são apresentados aqui.

### 1.1 ESTRUTURA DA TESE

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

O **Capítulo 3** aborda os conceitos gerais sobre superfícies seletivas de 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 4** 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 medição 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.

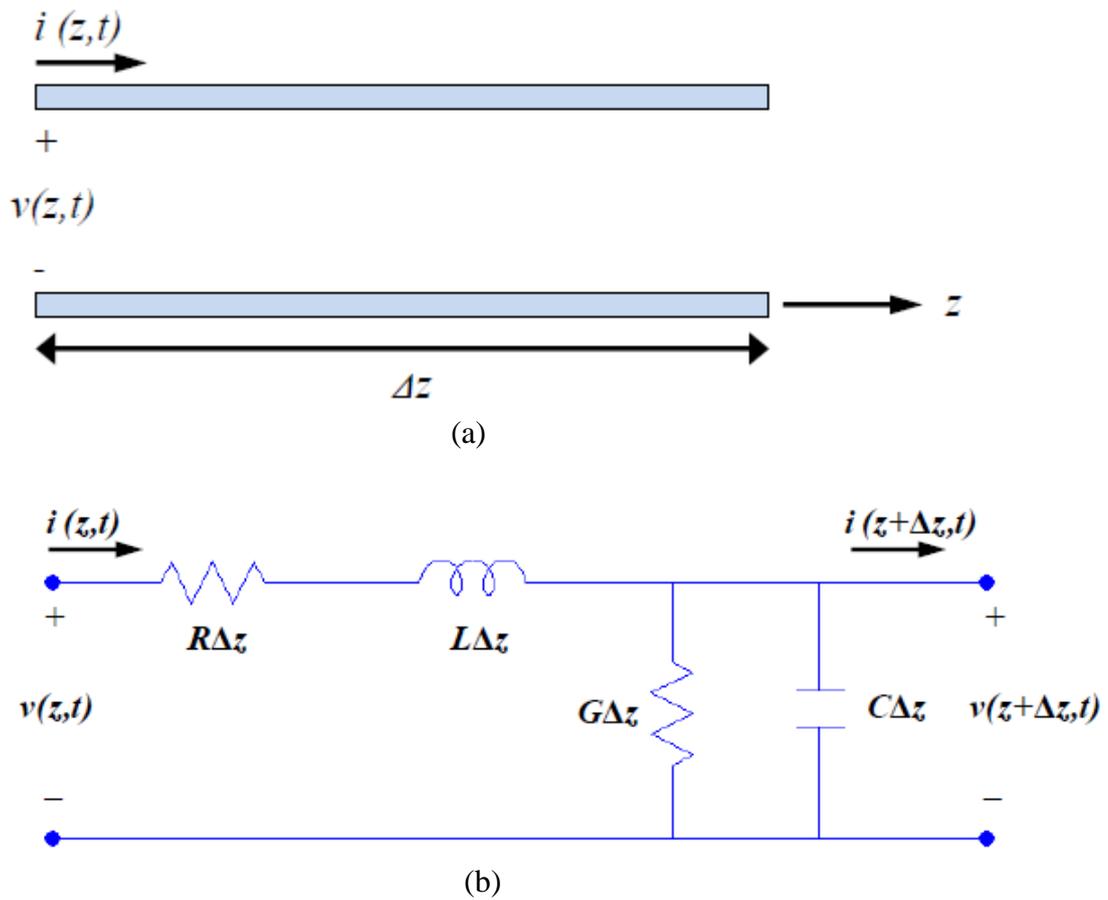
### 2.1 LINHAS DE TRANSMISSÃO

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

- R=Resistência série por unidade de comprimento para ambos os condutores [ $\Omega/m$ ]
- 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  $\gamma$  é a constante de propagação complexa e  $Z_0$  é a impedância característica da linha dados por:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Quando a linha é infinita ou é terminada em uma carga  $Z_L=Z_0$ , a razão entre a tensão e a corrente é a impedância característica  $Z_0$ . No caso em que a Linha de transmissão é terminada em uma carga  $Z_L \neq Z_0$  como mostrado na Figura 2, é assumido que onda incidente da forma

$V^+_0 e^{-\beta z}$  é gerada a partir de uma fonte em  $z < 0$  e atinge a carga em  $z=0$ . Dessa forma, a razão entre a tensão e a corrente na carga deve ser  $Z_L$ :

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

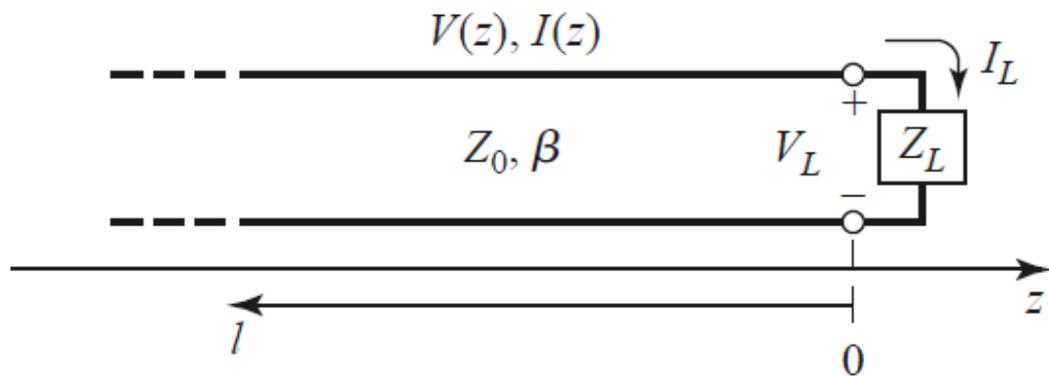
Das equações (7), (8), (13):

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

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

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

**Figura 2:** Linha de transmissão terminada em uma carga  $Z_L$



**Fonte:** [9]

## 2.2 ANÁLISE DE REDES DE MICRO-ONDAS

Dispositivos de micro-ondas podem ser modelados por uma rede de N-portas. Essas redes são compostas por elementos passivos, como capacitores, resistores, indutores, entre outros, conectados de forma a criar circuitos com funcionalidades específicas, como filtros, ressoadores, divisores, etc [11]. Para análise dessas redes, 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 fazemos nos circuitos que operam com baixa frequência.

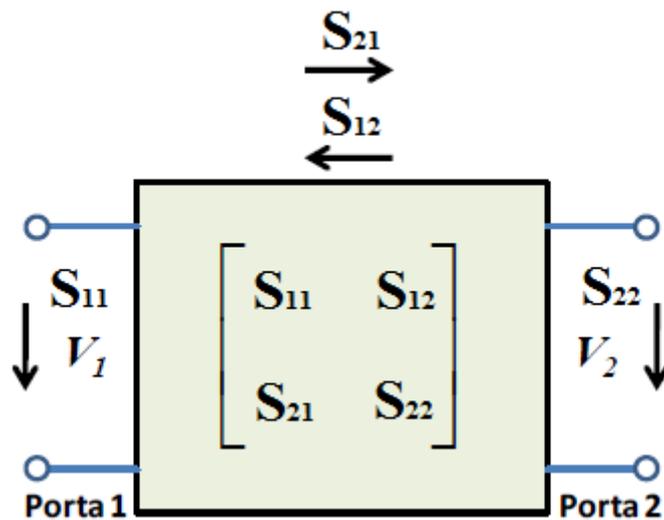
Na revisão das redes de micro-ondas mostrada a seguir, será dado enfoque aos parâmetros de espalhamento (*Scattering Parameters*, do inglês) e à Matriz ABCD.

### 2.2.1 Parâmetros de Espalhamento em Redes de Micro-ondas

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

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

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

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

Para a caracterização de filtros, é necessário definir mais dois parâmetros: perda por inserção (do inglês, *Insertion Loss*) entre as portas  $i$  e  $j$ , com  $i \neq j$ , isto é, medida sempre de uma porta para outra, e perda de retorno (do inglês, *Return Loss*) na porta  $j$ , medida sempre em relação à mesma porta.

### 2.2.2 Matriz ABCD

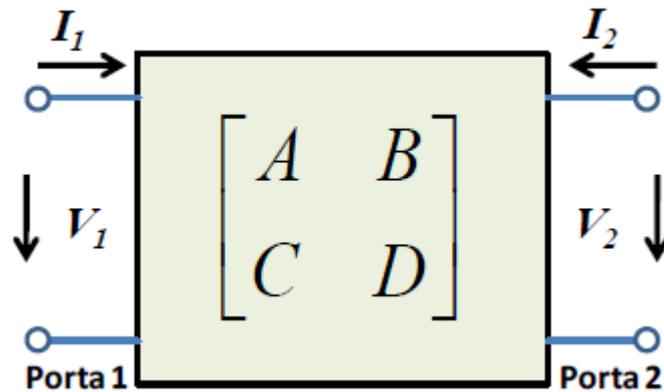
Os parâmetros  $S$  podem ser utilizados para analisar redes de micro-ondas com duas ou mais portas. No entanto, quando desejamos analisar redes com apenas duas portas, os parâmetros  $ABCD$  ou Matriz  $ABCD$  podem ser utilizados de forma mais conveniente.

Ela é definida em termos de tensões e correntes por:

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

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

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



**Fonte:** [11]

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

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

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

**Fonte:** [11]

**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:[11]

### 2.2.3 Filtros de Micro-ondas

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

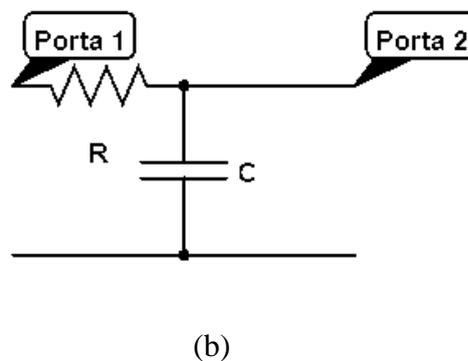
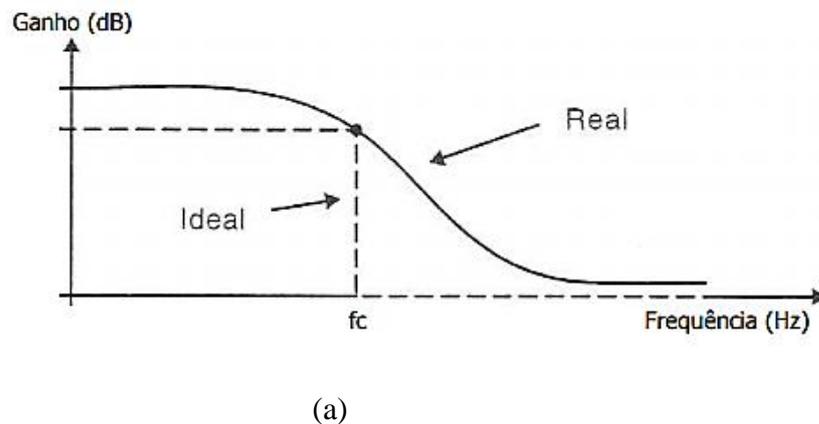
- Passa-baixa: Permite a passagem de sinais com frequência abaixo de uma frequência de corte, eliminando todos os outros sinais com frequências superiores.
- Passa-alta: Funciona de maneira inversa ao passa-baixa. Deixando passar os sinais cujas frequências estejam acima da frequência de corte.
- Passa-faixa: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

- Rejeita-faixa: Atua de forma inversa ao filtro passa-faixa, eliminando os sinais contidos em um determinado intervalo de frequências definido.

Um filtro ideal seria aquele que permitisse um ganho constante diferente de zero para qualquer sinal com frequência dentro da faixa de atuação do filtro, e que para todas as outras frequências o ganho seria nulo. Porém na prática, o filtro ideal é impossível de se obter. Os filtros passivos são aqueles que utilizam apenas resistores, capacitores ou indutores. Nesses filtros, o sinal selecionado não sofre ampliações. Os filtros ativos, conforme o nome sugere, usam elementos ativos como amplificadores operacionais, transistores, etc [13].

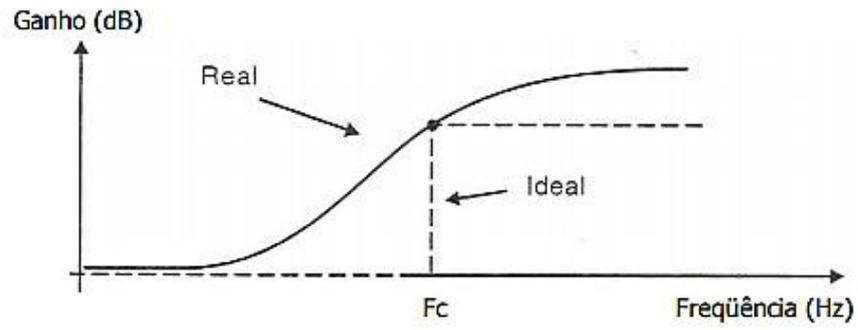
Cada tipo de resposta pode ser modelado por um circuito discreto. As Figuras 7-10 apresentam os tipos de resposta em frequência de um filtro ideal e real, bem como o modelo de circuito discreto associado. Esses modelos discretos serão usados nas próximas seções para modelar as superfícies seletivas de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

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

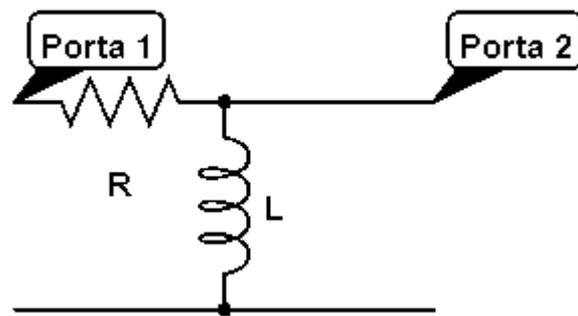


**Fonte:** Modificado de [13].

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



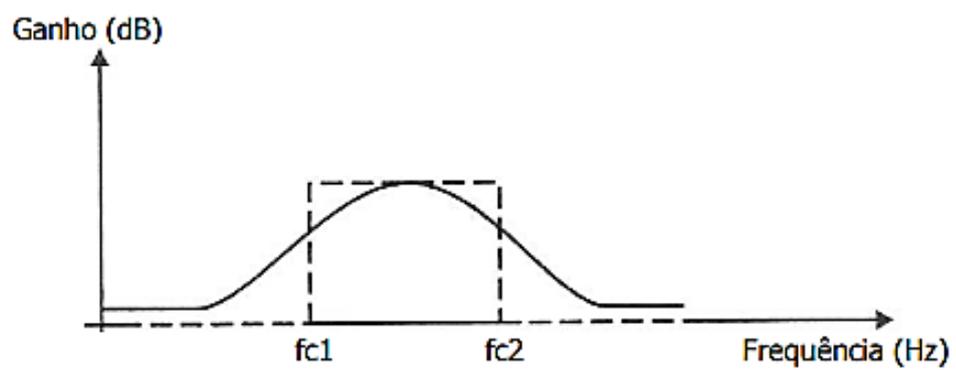
(a)



(b)

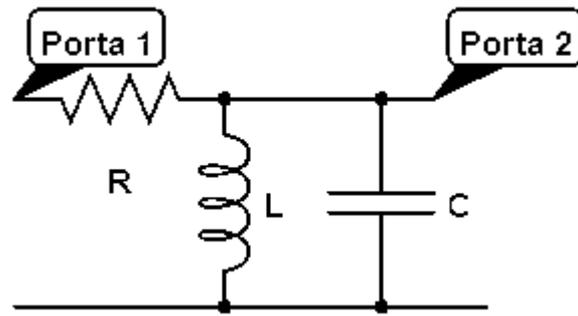
Fonte: Modificado de [13].

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



(a)

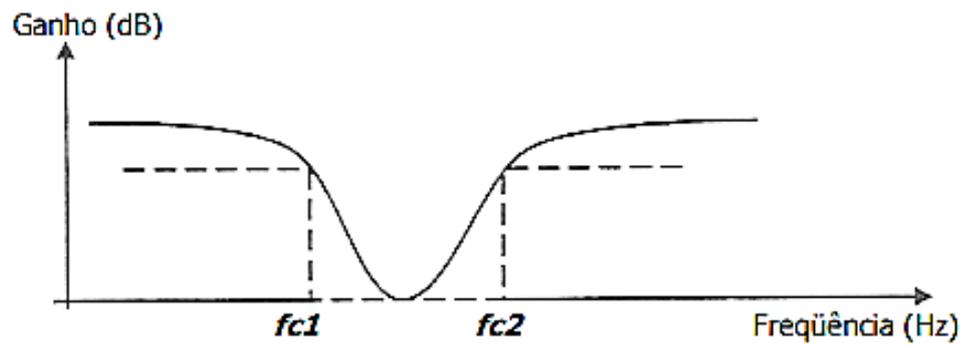
(b)



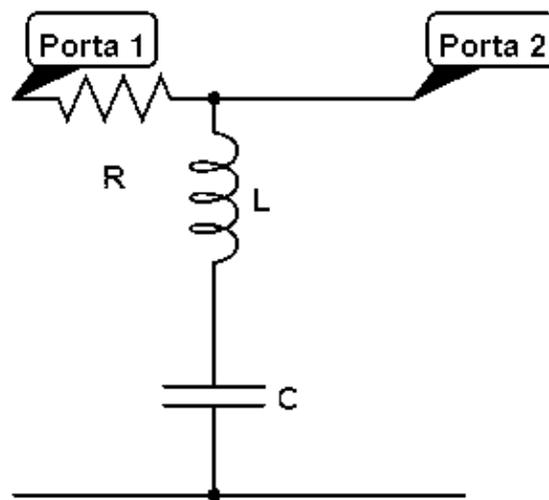
(b)

Fonte: Modificado de [13].

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



(a)



(b)

Fonte: Modificado de [13].

### 3 SUPERFÍCIES SELETIVAS DE FREQUÊNCIA

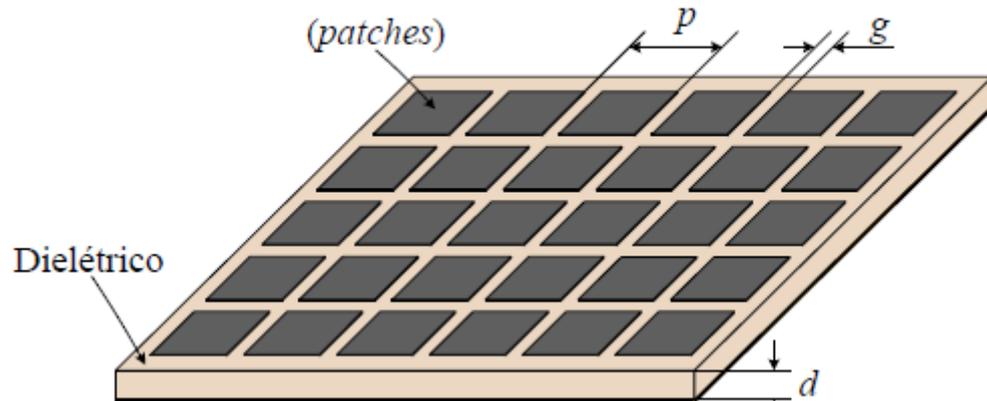
Superfície seletiva de frequência (FSS) é um arranjo periódico em duas ou três dimensões [14], como mostrado na Figura 11, que se comporta como filtro espacial. Estas superfícies compreendem periodicamente elementos do tipo *patch* com efeito capacitivo ou elementos do tipo abertura com efeito indutivo, que exibem respectivamente características de reflexão ou de transmissão (abertura), na vizinhança do elemento ressonante, 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, o coeficiente de transmissão da abertura é equivalente ao coeficiente de reflexão do *patch* [17].

A FSS com elementos do tipo abertura trabalha 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 [18]. Na incidência da onda, pequenas perdas irão ocorrer devido às perdas ôhmicas nos condutores e às altas tangente de perdas do dielétrico, dependendo do substrato utilizado [14].

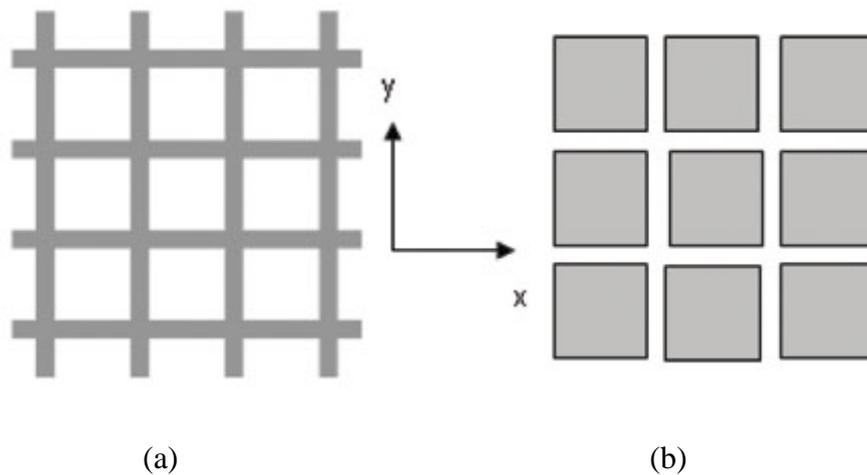
A frequência de ressonância da FSS depende de alguns parâmetros, tais como: propriedades do dielétrico, geometria do elemento unitário, espaçamento entre os elementos, polarização e ângulo de incidência do sinal a ser filtrado [19]. O entendimento desses parâmetros é essencial para se ter um bom projeto de FSS e com menos interações computacionais. Alguns desses parâmetros estão mostrados na Figura 11.

**Figura 11:** Estrutura periódica bidimensional.



**Fonte:**[20]

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



**Fonte:** [21]

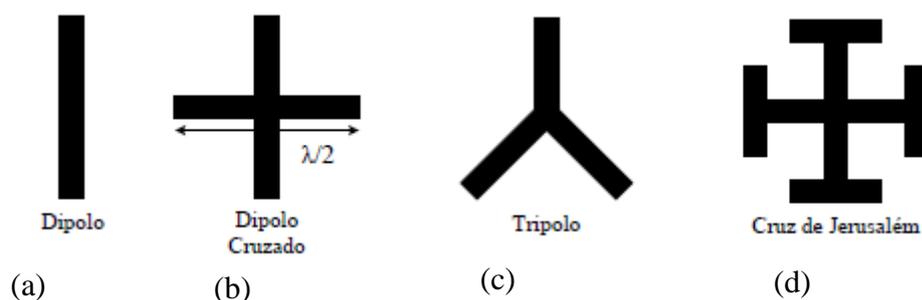
As FSSs podem ser usadas como: 1) refletor multi-bandas para um sistema de antenas que contém mais de um alimentador em frequências diferentes [14]; 2) superstrato para aprimoramento do ganho de uma antena microfita [22]; 3) radome para reduzir a seção reta radar RCS de uma antena [23]; 4) plano de terra para aumentar a largura de banda de uma antena [24]; 5) diplexer para permitir que diferentes dispositivos compartilhem o mesmo canal de comunicação [25]; e 6) sensor biológico devido ao alto fator de qualidade em sua resposta em frequência, apresentando assim uma alta sensibilidade [26].

Entre as vantagens das FSSs podem-se citar: sua 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 [19]. Quando um dipolo é excitado por uma onda eletromagnética e seu comprimento 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.

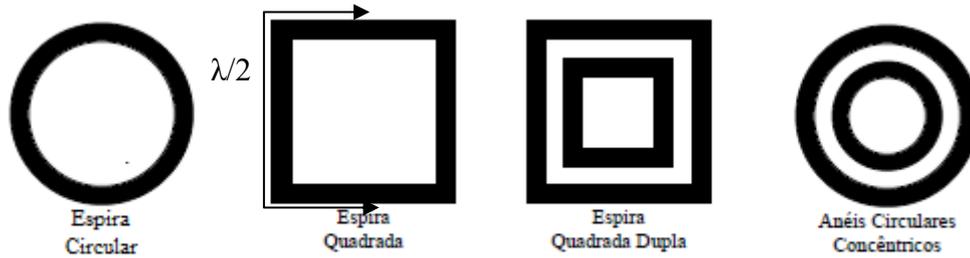


**Fonte:** Modificado de [20]

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 meia espira é múltiplo de meio comprimento de onda, ou seja, cada meia espira atua como um elemento de dipolo [14].

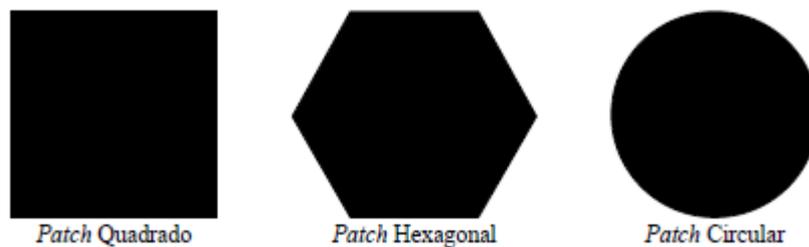
**Figura 14:** Grupo 2: (a) Espira circular; (b) Espira quadrada; (c) Espira quadrada dupla; (d) Anéis circulares concêntricos.



**Fonte:** Modificado de [20]

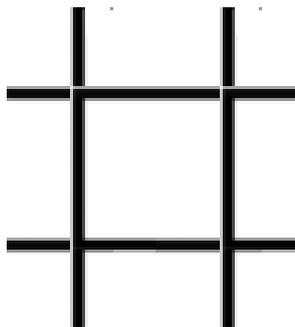
O grupo 3 apresenta elementos com interior sólido como *patch* quadrado, hexagonal e circular da Figura 15, ou a abertura desses mesmos elementos em um plano condutor. Esses elementos têm respostas predominantemente indutiva (abertura) ou capacitiva (*patch*). Nesta tese um dos elementos usados será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

**Figura 15:** Grupo 3: (a) Quadrado; (b) Hexagonal; (c) Circular.



**Fonte:** [20]

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: *Hash*.

**Fonte:** Acervo do autor.

### 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 RFSS que existem na literatura:

Chang apresentou em [27] uma FSS ativa incorporando diodos PINs como chaves. Seu arranjo de elementos consiste de dois segmentos de espira quadrada conectados por diodos PINs. A resposta em frequência da superfície pôde ser chaveada de uma estrutura quase transparente ao sinal incidente exceto por uma pequena perda de inserção para uma estrutura que reflete completamente todo o sinal.

Yuan apresentou em [28] uma FSS multibanda eletronicamente sintonizada. Essa FSS compreende estruturas com elementos abertura tipo espira circular de um lado da superfície do substrato e *patch* dipolo cruzado do outro lado da superfície do substrato. A propriedade de FSS reconfigurável dessa estrutura é 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.

Kiani apresentou em [29] uma FSS ativa para aplicações em 2,45 GHz. Consiste em elementos abertura tipo espira circular com quatro diodos. A polarização negativa é fornecida

por linhas em forma de dipolo cruzado e fica por trás do substrato, enquanto a polarização positiva é fornecida pelo na frente da FSS.

### 3.1.1 Diodos PINs para circuitos de micro-ondas

Como o diodo PIN é um dos elementos principais deste projeto, esta subseção se destina a apresentar seus elementos fundamentais.

O diodo PIN é essencialmente um refinamento 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 17. 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 da região I. Esse número de portadores na região I 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.

**Figura 17:** Camadas do diodo PIN



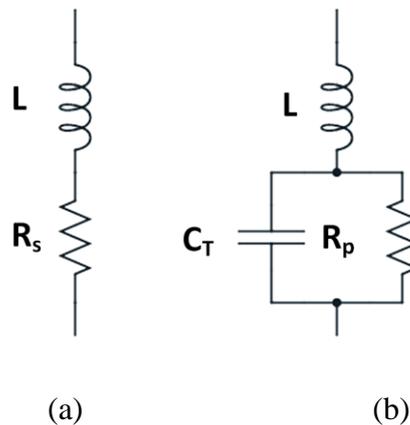
Quando o diodo PIN é diretamente polarizado, elétrons são injetados na região I. Esta carga não recombina instantaneamente, mas tem um tempo de vida ( $\tau$ ). Se o diodo é reversamente polarizado, não há carga armazenada na região I.

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 18(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.

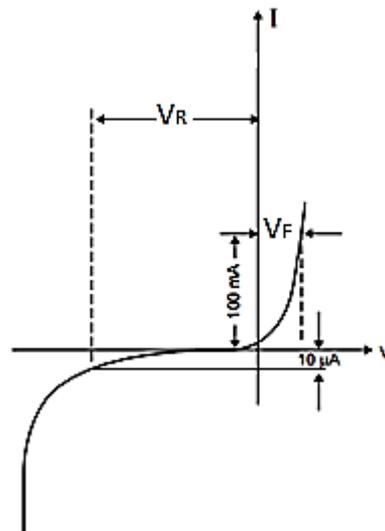
O circuito equivalente para o diodo reversamente polarizado está mostrado na Figura 18(b) e consiste de uma indutância ( $L_s$ ) em série com o circuito em paralelo do capacitância ( $C_T$ ) com a resistência ( $R_p$ ). Devido à larga espessura da região intrínseca,  $C_T$  exibe baixos valores. Aumentando 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 [30].

**Figura 18:** Circuito equivalente do diodo PIN: (a) diretamente Polarizado; (b) reversamente polarizado.



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 [30]. 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 19.

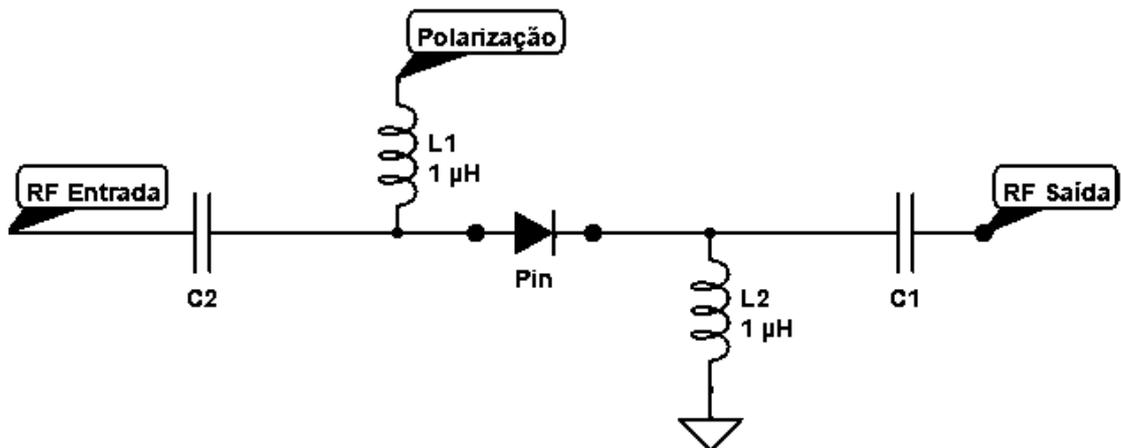
**Figura 19:** Característica I-V do diodo PIN.



**Fonte:** [31].

Figura 20 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 20:** Circuito de polarização do diodo PIN.



**Fonte:** Acervo do autor.

Os valores 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 aquisição desse modelamento é importante para representar o diodo nas simulações eletromagnéticas.

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

Existem dois tipos de calibração que são normalmente usadas na calibração de analisadores de rede [32]:

- 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 [30]. A técnica de calibração adequada para caracterizar o diodo PIN é a TRL.

## 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, realizar 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 o 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 FSS [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 altamente preciso, os métodos usados pelos *softwares* comerciais são, na maioria das vezes, preferíveis. Entretanto em muitos casos, a análise preliminar rápida de uma FSS arbitrária é desejada, especialmente no 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 FSS. 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.

### 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 ângulo de incidência ou para diferente periodicidade.

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

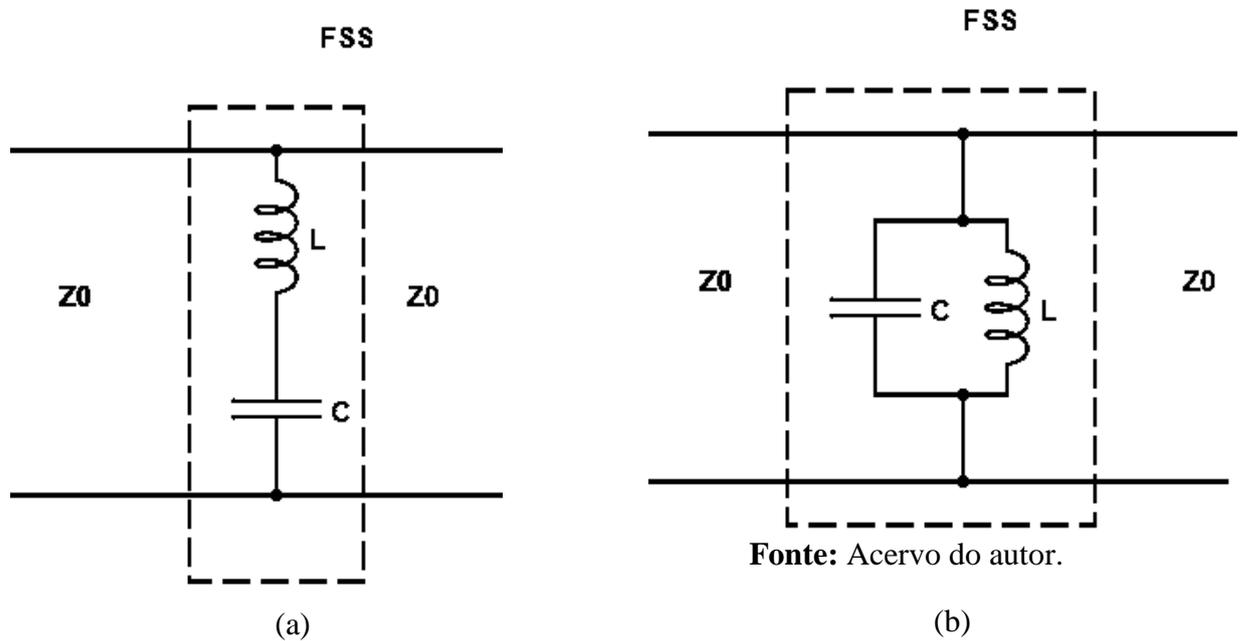
A análise é válida até ocorrer o lóbulo de gradeamento. Acima desse limite, a energia não é só transmitida nem refletida na direção estabelecida pela lei de Snell, mas também em outras direções resultando em um comportamento não linear da estrutura periódica. De qualquer forma, a periodicidade escolhida na maioria das aplicações é de forma a evitar essa não-linearidade. Esse limite para evitar o lóbulo de gradeamento é dado em [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 com um circuito LC a FSS. Para FSS com uma única ressonância, o circuito LC série é usado para modelar a resposta em frequência de uma FSS tipo *patch*. Já para uma FSS tipo abertura, o circuito LC paralelo é usado.

**Figura 21:** Modelo de circuito equivalente para uma FSS com uma ressonância: (a) *Patch*; (b)

Abertura.



Para derivar as expressões básicas que modelam a FSS, é importante observar a Figura 21 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 21,  $A = 1$ ,  $B = 0$ ,  $C = \frac{1}{Z_{FSS}}$  e  $D = 1$ . Resultando:

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

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

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

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

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

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

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

Um procedimento mais confiável é obter o coeficiente de transmissão onde a impedância é nula para o caso LC série e infinita para o caso LC paralelo. Tal ponto corresponde 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 re-escala proporcional da frequência de ressonância e de todas as indutâncias e capacitâncias em série ou paralelo dadas pelas expressões (28), (29) e (30).

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

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

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

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

### 4.3.2 Efeitos do Dielétrico

A impedância característica das FSS impressas em um substrato é modificada proporcionalmente à medida que a permissividade e a espessura do dielétrico variam. Por exemplo, se a espessura do substrato aumenta, mantendo a permissividade relativa fixa, a frequência de ressonância é deslocada para frequências mais baixas. Se a espessura do substrato for grande, a frequência de ressonância reduz-se por um fator de  $\sqrt{\epsilon_r}$  se o dielétrico é presente nos dois lados da FSS, e por um fator de  $\sqrt{(\epsilon_r + 1)/2}$  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.

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

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

Sendo  $\epsilon_{effCPW}$  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 FSS com sua geometria, um simples princípio eletrostático é explorado. Para simplificar, indutância de dois fios paralelos com comprimento  $l$ , raio  $r$  e distância  $d$  é dada por:

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

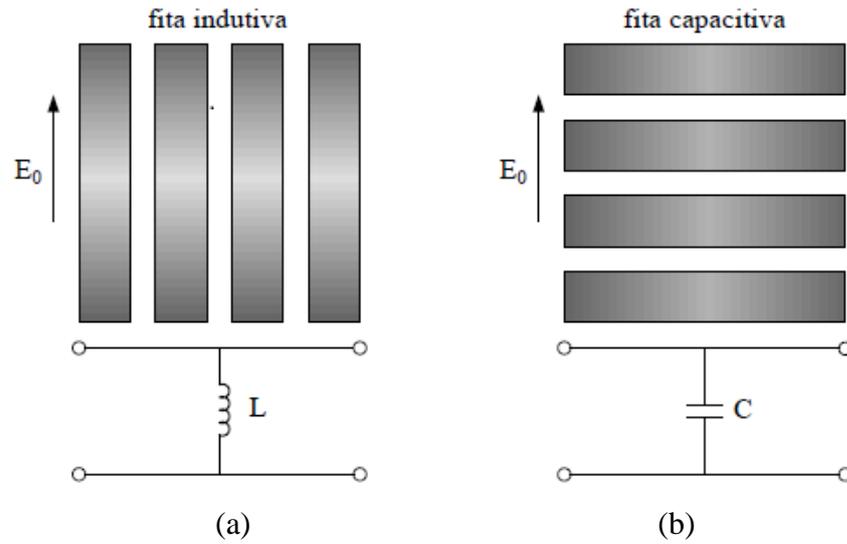
,e a capacitância eletrostática do capacitor de placas paralelas com área  $A$  e separação entre as placas  $d$  é:

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

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 22 (a) quando a polarização do campo elétrico está no mesmo sentido que o comprimento da fita. Da equação (33), percebe-se que o valor da capacitância aumenta quando a área  $A$  aumenta e a distância  $d$  diminui entre fitas paralelas podendo ser representado pelos elementos da Figura 22(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 22:** Significado físico das indutâncias e capacitâncias.



**Fonte:** [20]

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

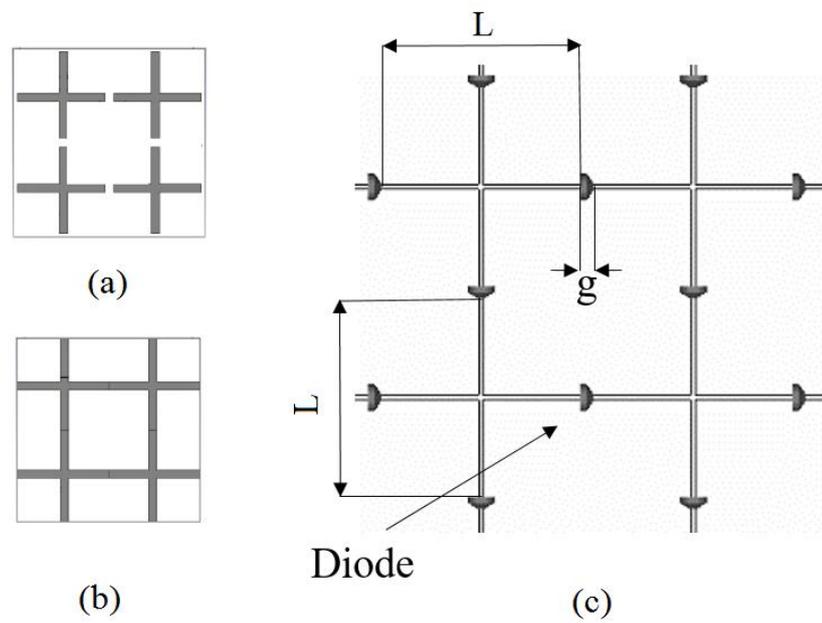
## 5 RFSS DIPOLO CRUZADO-GRADE

Um arranjo com quatro dipolos cruzados é mostrado na Figura 23 (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 23 (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 abertura 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 23 (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, consequentemente, 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.

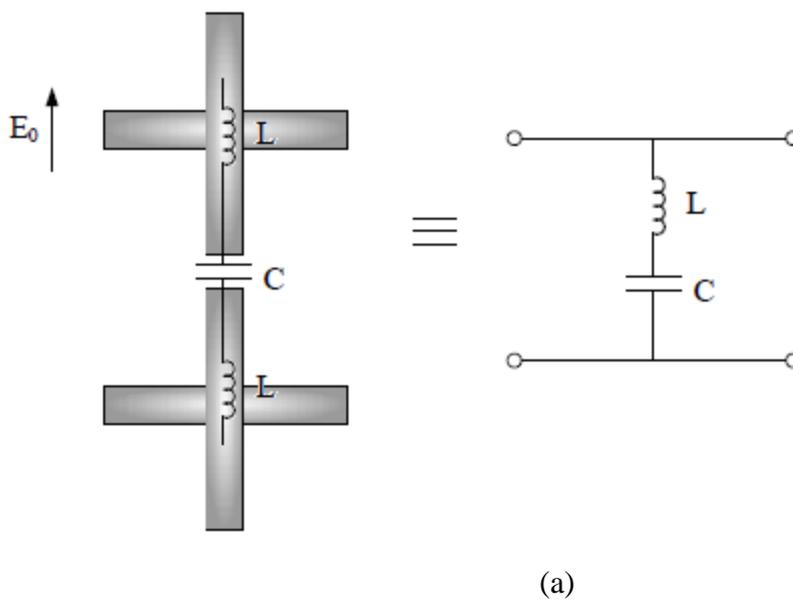
A RFSS terá as características do dipolo cruzado e as características da grade simplesmente alterando a polarização do diodo para reversamente polarizado e diretamente polarizado respectivamente.

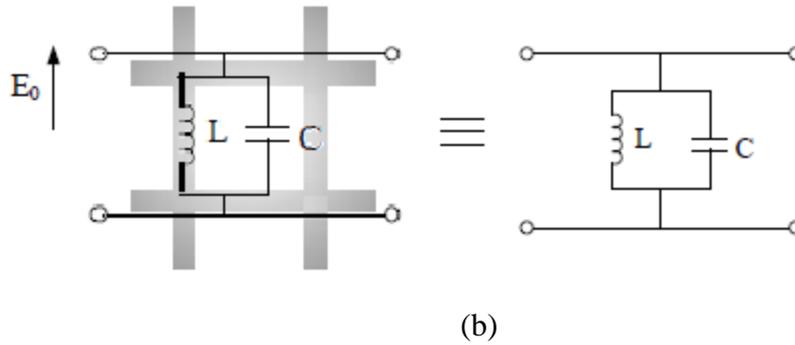
**Figura 23:** Célula unitária: (a) dipolo cruzado; (b) grade; (c) dipolos cruzados conectados por diodos.



Os circuitos discretos que representam os dois estados da RFSS e a polarização da onda incidente estão mostrados na Figura 24. Esses circuitos serão usados na análise da RFSS pelo método de circuito equivalente do capítulo 4. Essas estruturas são simétricas para a polarização TE e TM.

**Figura 24:** Elementos da RFSS e seus respectivos modelos de circuito: (a) Dipolo cruzado; (b) Grade



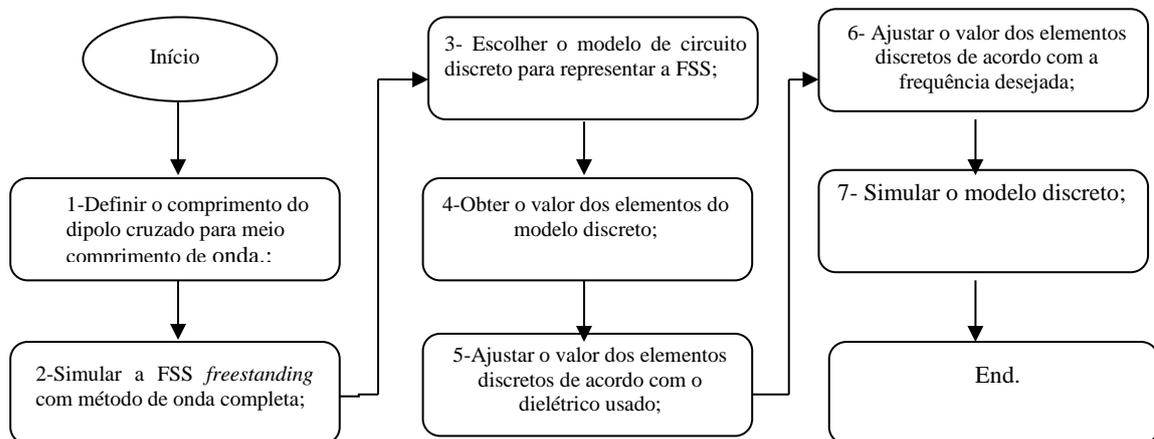


**Fonte:** Acervo do autor.

### 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 25 resume as etapas que são realizadas. As indicações das dimensões da FSS estão mostradas na Figura 26.

**Figura 25:** Fluxograma do processo de modelamento para o método de circuito equivalente.

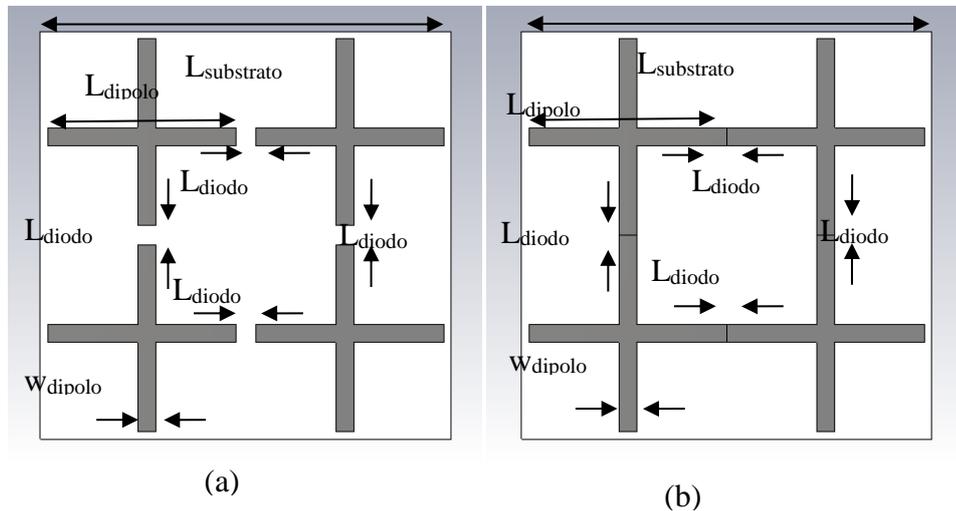


**Fonte:** Acervo do autor.

Seguindo o fluxograma da Figura 25, primeiro definem-se as dimensões para a FSS sem dielétrico. A indicação das dimensões está mostrada na Tabela 1 para o caso dipolo cruzado e grade. O caso grade tem as mesmas dimensões do dipolo cruzado, só que o espaço  $L_{\text{diodo}}$  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.

**Figura 26** – Célula unitária da RSS proposta: (a) *Patch* dipolo cruzado; (a) grade



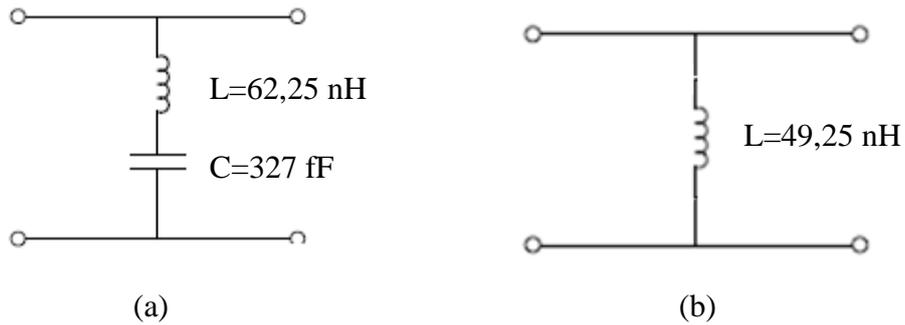
**Fonte:** Acervo do autor.

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

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

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 FSS dipolo cruzado apresentou uma ressonância e seu circuito equivalente está mostrado na Figura 27 (a). A resposta da FSS grade foi puramente indutiva então seu circuito equivalente é mostrado na Figura 27 (b). 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 (27). Os valores dos parâmetros discretos estão mostrados na Figura 27 e Tabela 2.

**Figura 27:** Valores dos componentes do o modelo discreto para: (a) Dipolo; (b) Grade.



**Fonte:** Acervo do autor.

**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

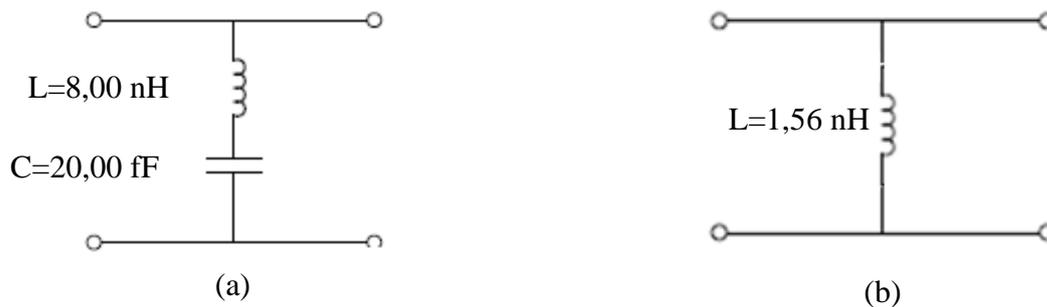
Como pode ser visto na Tabela 2, a ressonância está em 2 GHz e em não em 2,2 GHz como foi projetado. O comprimento do dipolo de meio comprimento de onda é uma estimativa aproximada para a frequência de ressonância, mas esta é influenciada também pela largura do dipolo e a periodicidade da célula, o que 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. Os valores dos parâmetros discretos ajustados estão mostrados na Tabela 3.

**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	144,66	62,25	1,68

Devido ao deslocamento apresentado pela presença do dielétrico, a periodicidade da estrutura precisa ser ajustada de acordo com a equação (28) de forma a atingir a frequência de ressonância desejada que é de 2,2 GHz. O ajuste de seus parâmetros discretos é dado pelas equações (29) e (30) como mostrado na seção 4.3. Os valores dos parâmetros discretos ajustados estão mostrados na Figura 28 e na Tabela 4. A resposta em frequência para esse circuito é mostrado na Figura 36. Esse é a resulta esperada para a estrutura.

**Figura 28:** Valores dos componentes do modelo discreto para operação em 12,5 GHz: (a) dipolo cruzado; (b) grade.

**Fonte:** Acervo do autor.

**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	144,66	41,61	2,22

**Tabela 5:** Dimensões finais (mm) da FSS

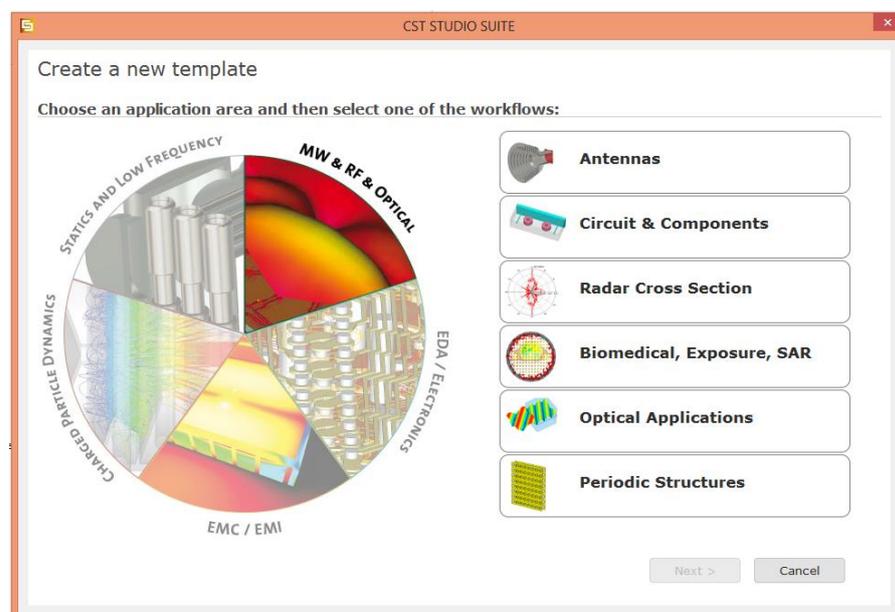
$L_{\text{substrato}}$	$L_{\text{dipolo}}$	$W_{\text{dipolo}}$	$L_{\text{diodo}}$
46,55	45,55	1	1

## 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 29. 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.

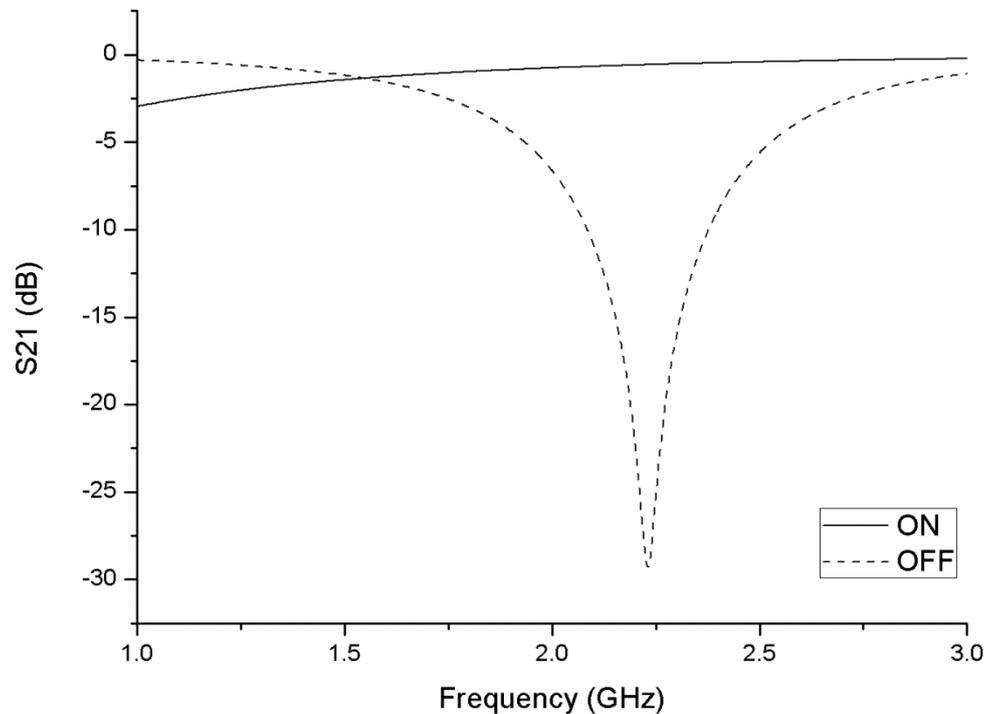
O resultado de simulação da estrutura considerando o diodo ideal está na mostrada na Figura 30. A RFSS foi simulada para faixa de 1 GHz a 3 GHz. A frequência central ocorre em 2,21 GHz com valores S21 de -29 dB para o estado OFF (dipolo) e -0,6 dB para o estado ON (grade), demonstrando com sucesso as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

**Figura 29:** Templates com configurações predefinidas para cada tipo de estrutura de micro-ondas.



**Fonte:** Acervo do autor.

**Figura 30:** Resultados de simulação para RFSS usando diodo ideal.



**Fonte:** Acervo do autor.

Na próxima seção é mostrada a fabricação desse dispositivo.

### 5.3 CIRCUITO DE POLARIZAÇÃO DC DOS DIODOS PINs

O RFSS contém 24 diodos (BAR64 da Infineon). Os dipolos cruzados são conectados uns aos outros por diodos colocados em suas bordas. Ao escolher a orientação apropriada do diodo, (Figura 31), 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 10mA, 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 31). O loop foi dividido em duas partes, uma para fornecer o

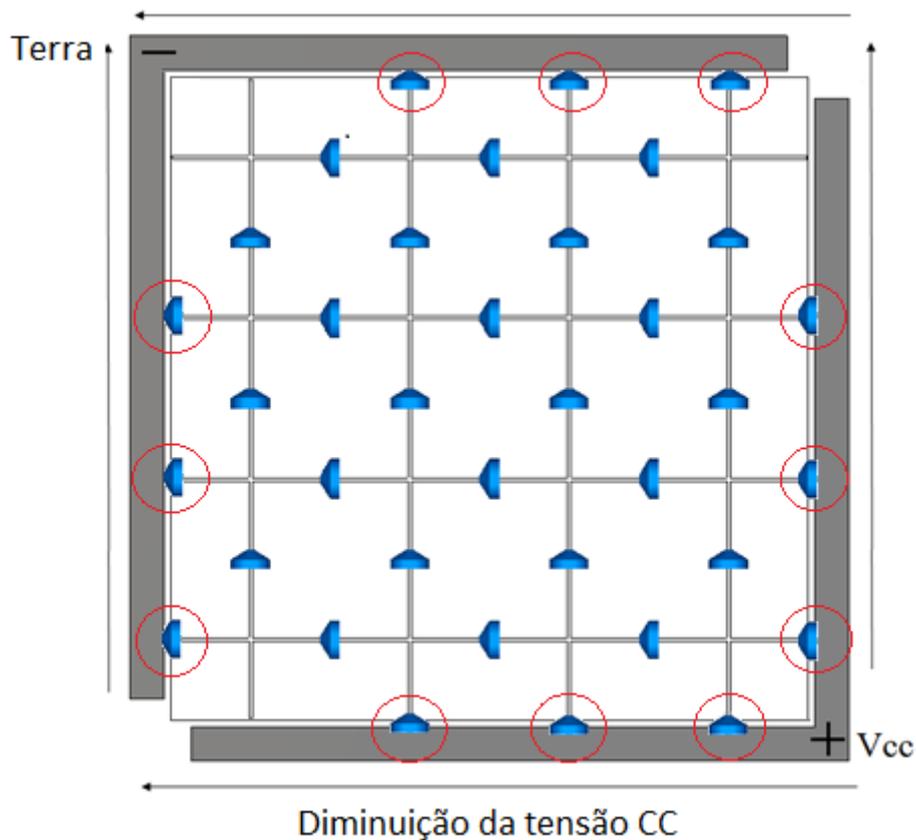
Vcc e outro conectado ao Terra. Os componentes circulados na Figura 31 representam os resistores em série com o indutor chock.

Nas simulações, os circuitos equivalentes de elementos agrupados 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.

**Tabela 6**

Diretamente Polarizado (Estado ON)		Reversamente Polarizado (Estado OFF)	
			
<b>R</b>	<b>L</b>	<b>R</b>	<b>C</b>
1.75 $\Omega$	0.39 nH	11.9k $\Omega$	0.17 pF

**Figura 31:** Orientação dos diodos: de V<sub>CC</sub> ao GND.

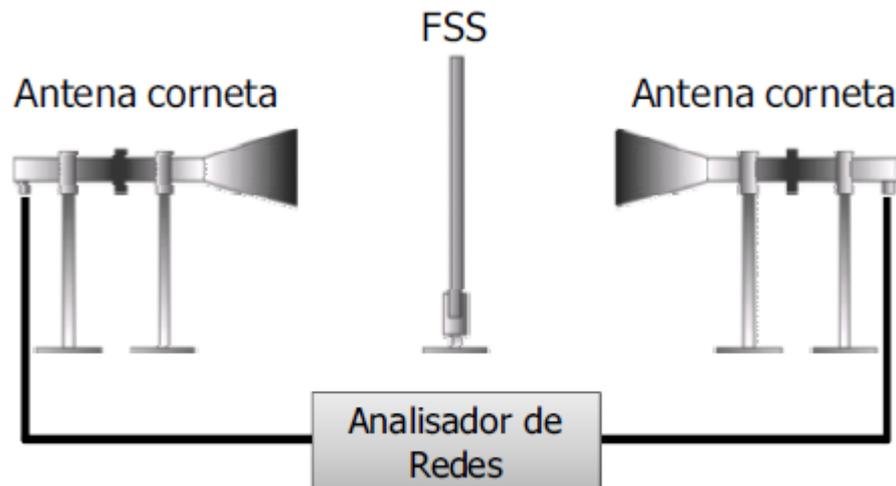


**Fonte:** Acervo do autor.

#### 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 32. 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 a forte difração causada pelas bordas da superfície medida [21].

**Figura 32:** Esquema de medição de uma FSS.

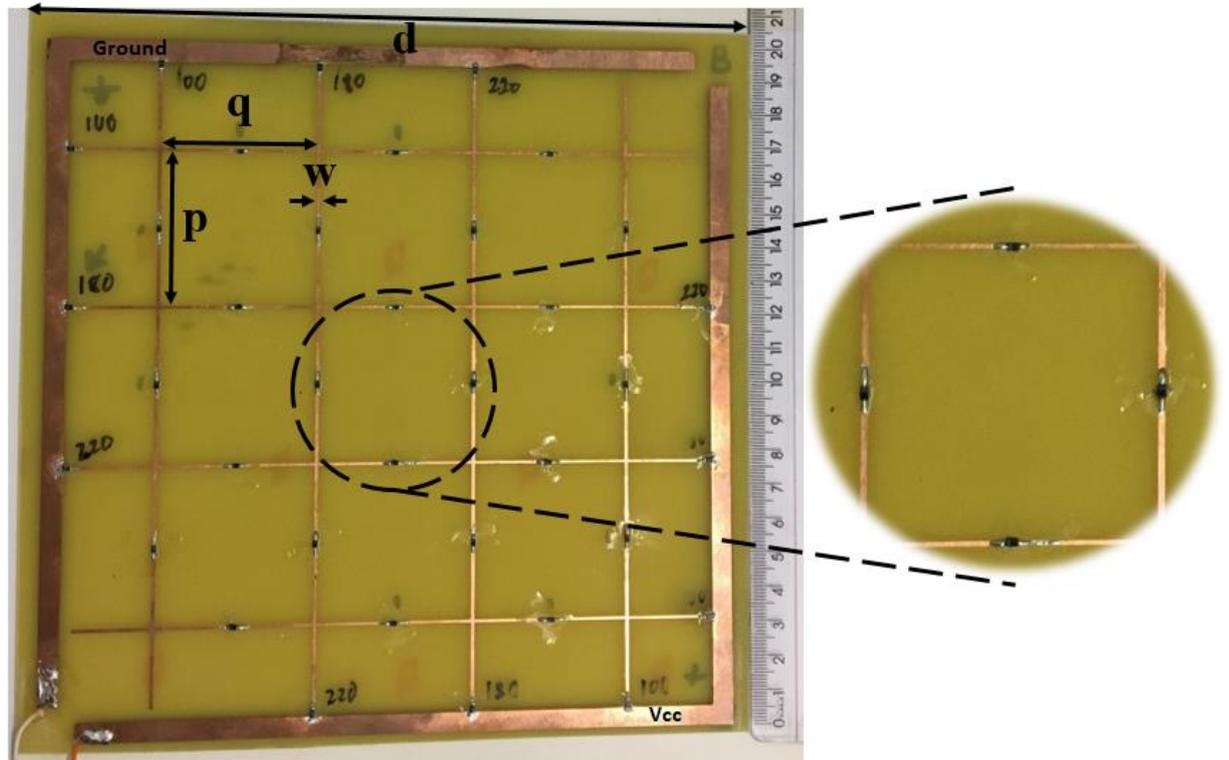


**Fonte:** [37]

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 33. 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,  $\epsilon_r = 4,4$ ,  $\tan\delta = 0,02$ ). Uma matriz de 24 diodos PIN (BAR64 de Infineon) é usada.

**Figura 33:** RFSS fabricada com 24 diodos PIN.



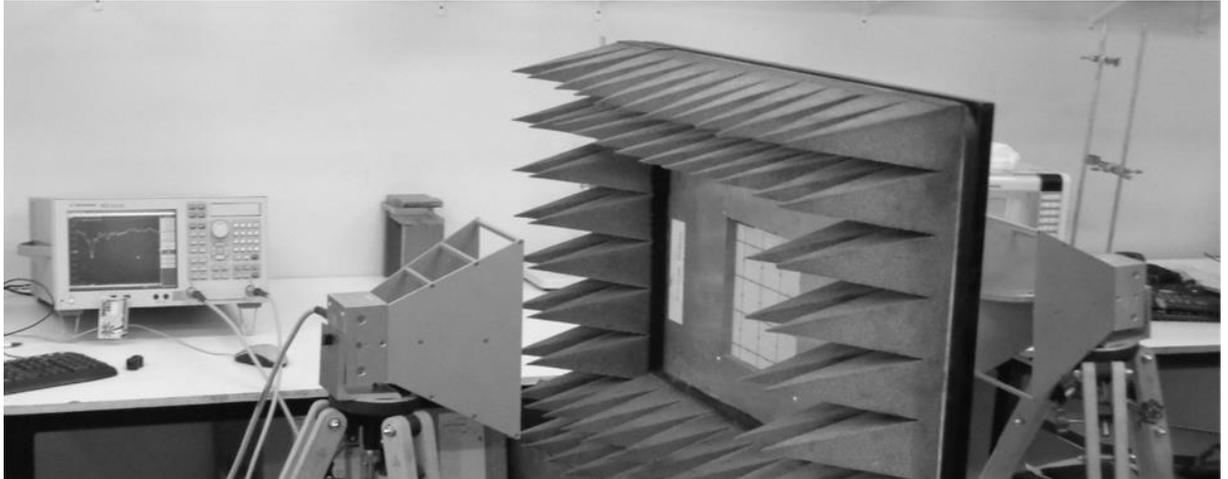
**Fonte:** Acervo do autor.

Os resultados experimentais são 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 20cm x 20cm para posicionar a RFSS, mostrado na Figura 34. Os absorventes 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.

Foram realizados dois tipos de medição: a primeira verifica o nível do parâmetro  $S_{21}$  como uma função de  $V_{cc}$ , variando de 0 a 5 Volts, mostrado na

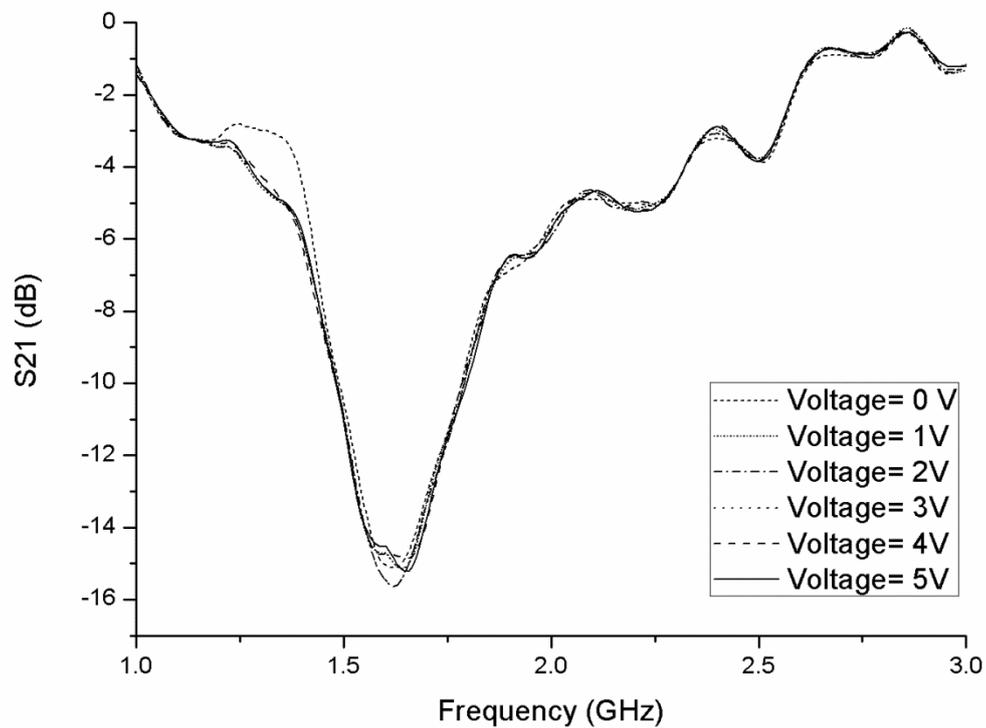
Figura 35; a segunda medida verifica o comportamento da RFSS para valores de  $V_{cc}$  de -5 a 0 Volts. Para os valores de  $V_{cc}$  de 0 a 3 V, a RFSS se comporta como um filtro rejeita banda. Para valores de  $V_{cc}$  acima de 4 V, o RFSS se comporta como um filtro de passa banda. Não há mudança aparente na resposta de frequência quando o  $V_{cc}$  está abaixo de 0V, conforme mostrado na Figura 36.

**Figura 34:** Setup de medição da RFSS.



**Fonte:** Acervo do autor.

**Figura 35:**  $S_{21}$  como função de  $V_{CC}$  ( $V_{CC} > 0V$ )



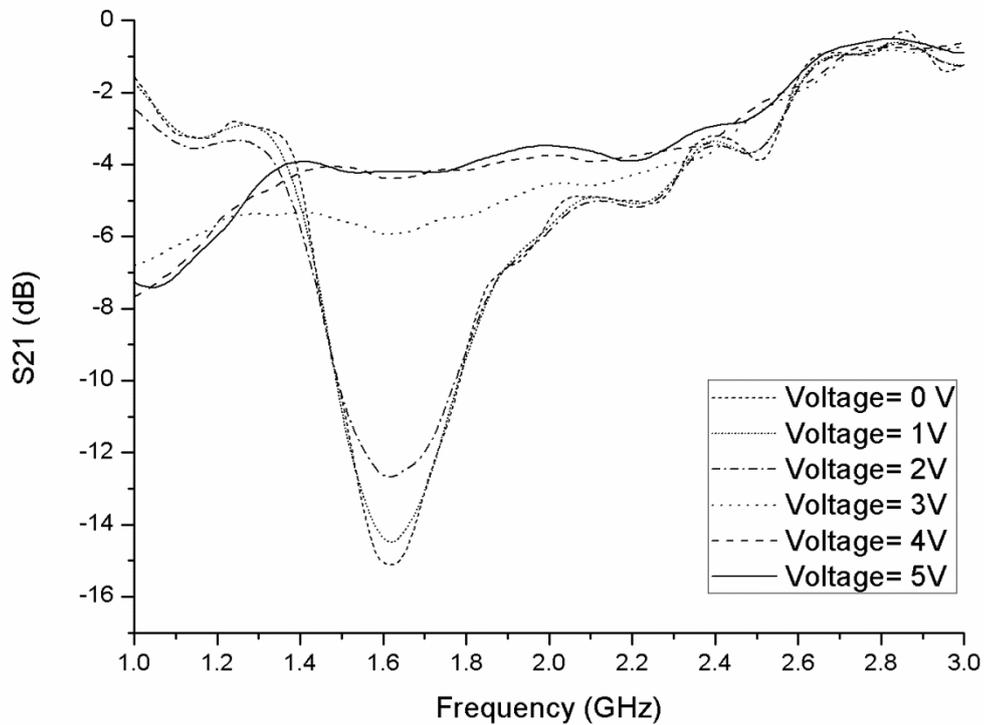
**Fonte:** Acervo do autor.

As medições mostraram que quando os diodos estão no estado ON ( $V_{CC} = 5V$ ), 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 Tabela 7 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 36:**  $S_{21}$  como função de  $V_{cc}$  ( $V_{cc} < 0V$ )



**Fonte:** Acervo do autor.

**Tabela 7** Perda de inserção medida e simulada

	$f_{01}$ (GHz)	Atenuação (dB)	Frequência Central (GHz)	Atenuação (dB)	$f_{02}$ (GHz)	Atenuação (dB)
Medição	1,50	-10,00	1,63	-15	1,8	-10,00
Simulação	2,08	-10,00	2,23	-29	2,37	-10,00

## 5.5 USO DA RFSS COMO SUPERSTRATO

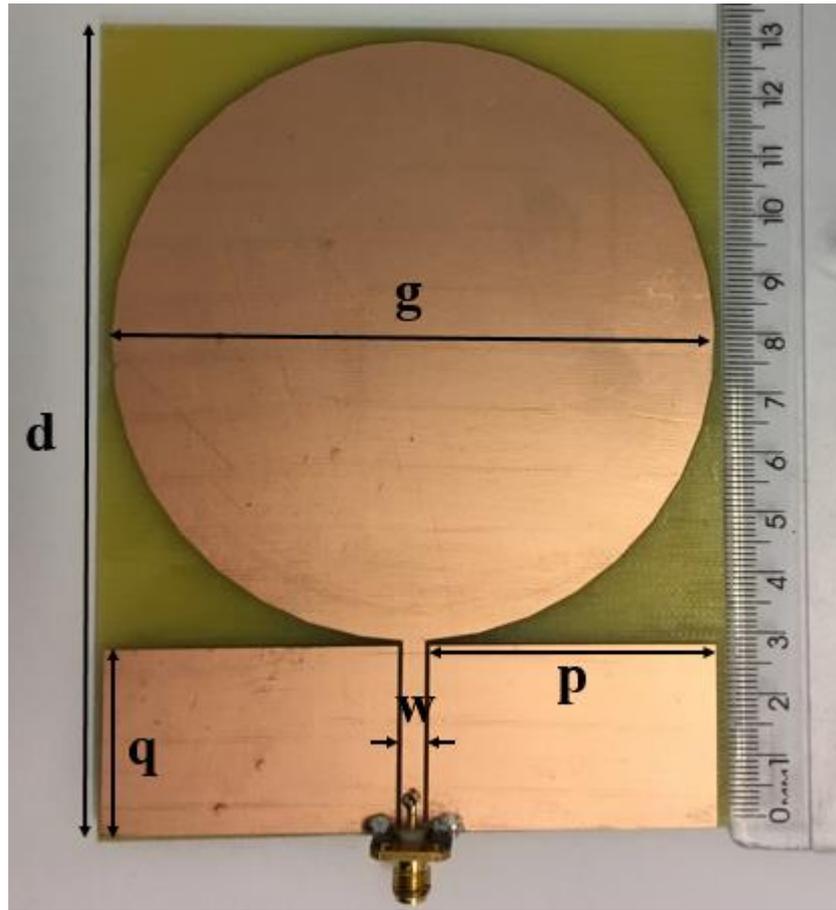
Esta seção apresenta o uso da RFSS para controlar o ganho de uma antena UWB (*UltraWide Band*). A influência das duas respostas de frequência da RFSS no desempenho da antena de microfita com terra truncado é analisada.

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].

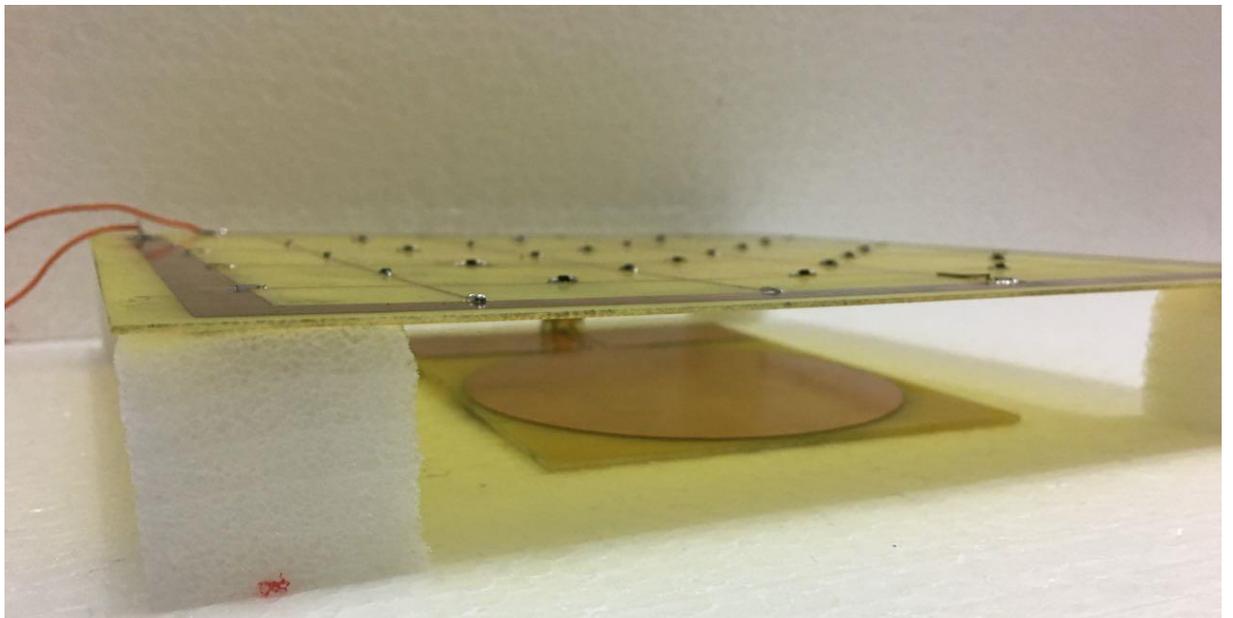
A RFSS foi usada como superstrato para controlar o ganho de uma antena UWB. Os diodos PIN colocados como chaves ao longo da estrutura da RFSS influenciam o comportamento da antena. Simulação de perda de retorno, diagrama de irradiação e ganho de antena foram realizadas usando o CST Microwave Studio. 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 37 (a). A Figura 37 (b) mostra o superstrato RFSS sobre a antena UWB. A distância entre a antena e o superstrato é de 26 mm. 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 37:** (a) Antena UWB com *patch* circular, (b) superstrato RFSS sobre a antena UWB



(a)



(b)

Tabela 8 Dimensões da RFSS e da Antena UWB

Parameters	d	w	p	g	q
<b>RFSS</b>	210.00	1.00	47.00	-	46.00
<b>UWB antenna</b>	131.00	4.00	47.60	100.00	30.00

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  $\lambda$ , o ganho é determinado pela equação de Friis:

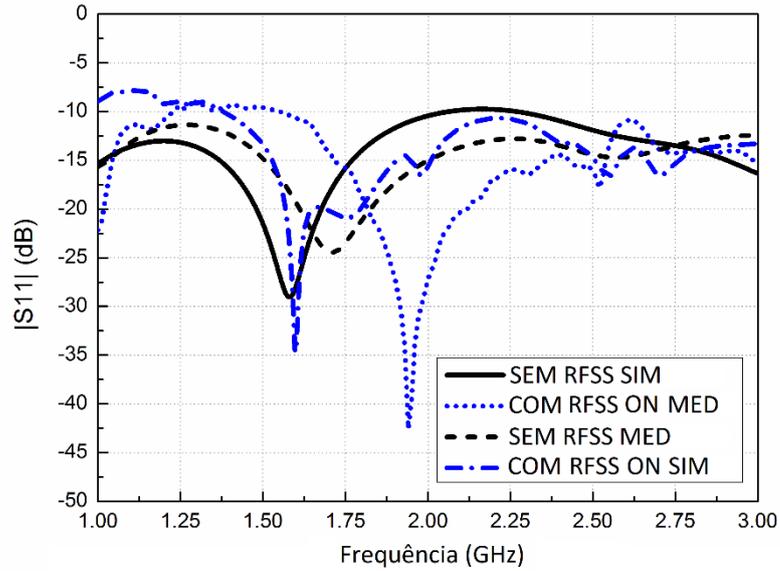
$$Gain = \frac{4\pi r}{\lambda} \sqrt{\frac{W_r}{W_t}}, \quad (34)$$

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

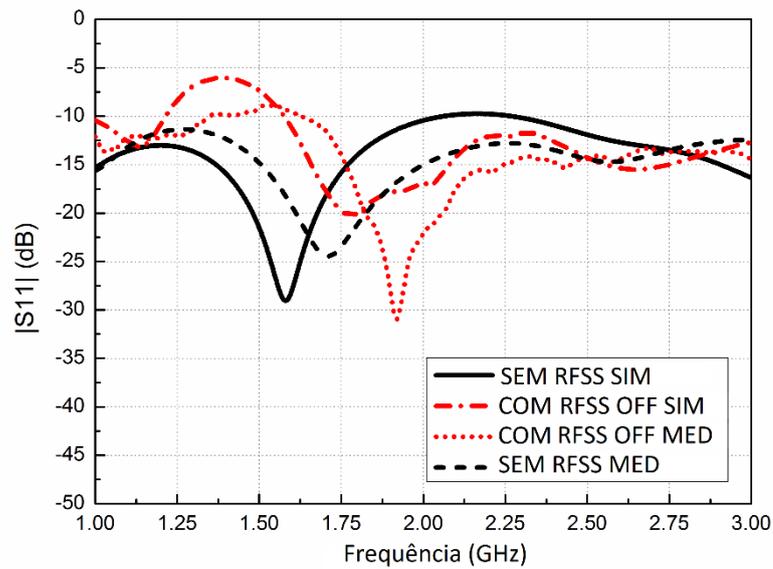
Três tipos de medições foram realizados: antena sem RFSS, antena com RFSS diretamente polarizada ( $V_{cc} = 7,5$  V) e da antena com RFSS reversamente polarizada ( $V_{cc} = 0$  V).

A perda de retorno simulada e medida da antena UWB é mostrada na Figura 38 para o estado ON e na Figura 39 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 38:** Medição e Simulação  $S_{11}$  da Antena com RFSS Diretamente Polarizada e sem RFSS



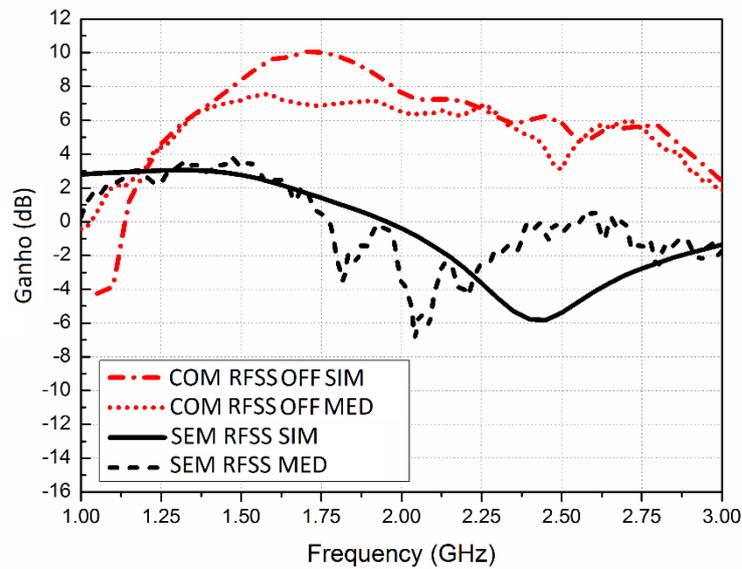
**Figura 39:** Medição e Simulação  $S_{11}$  da Antena com RFSS Reversamente Polarizada e sem RFSS



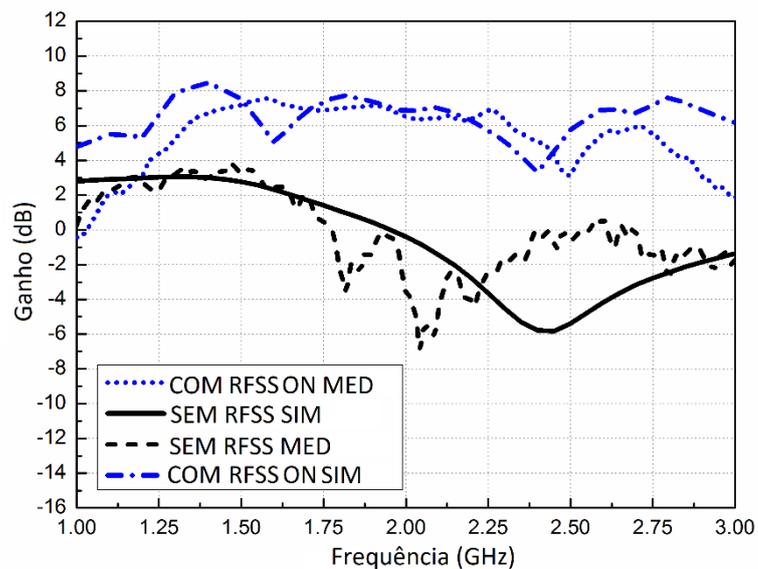
O ganho da antena em  $\Theta = 30^\circ$  é mostrado na Figura 40 para o estado OFF e na Figura 41 para o estado ON. O ganho máximo nessa faixa de frequência é de 3 dB. A inserção do RFSS no estado ON e OFF aumenta o ganho máximo para 7 dB, portanto o ganho de melhoria é de 4dB.

**Figura 40:** Medição e Simulação do ganho da Antena com RFSS Reversamente Polarizada e sem

RFSS

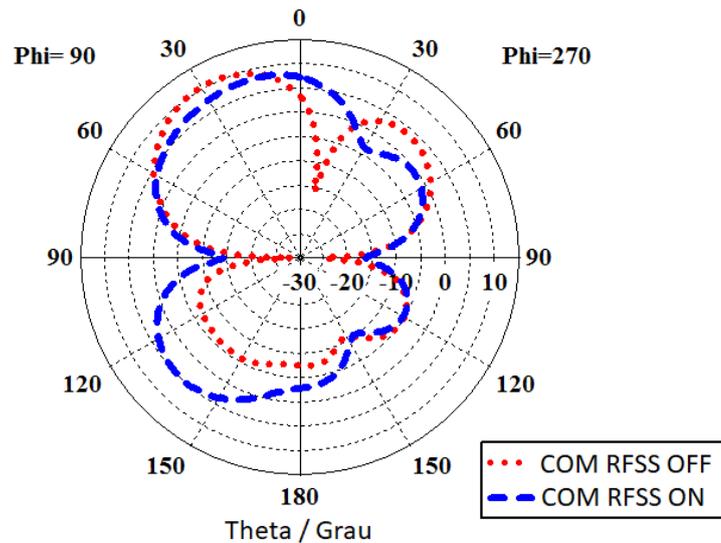


**Figura 41:** Medição e Simulação do ganho da Antena com RFSS Diretamente Polarizada e sem RFSS



O diagrama de irradiação simulada em 1,75 GHz para o ganho de antena 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 42:** Medição e Simulação do ganho da Antena com RFSS Diretamente Polarizada e sem RFSS



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 indiretamente 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  $\Theta = 30^\circ$ .

## 5.6 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 se comporta como um filtro passa banda 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 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 superfície.



## 6 TRABALHO FUTURO

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

### 6.1 APLICAÇÃO DE ANTENAS INTELIGENTES

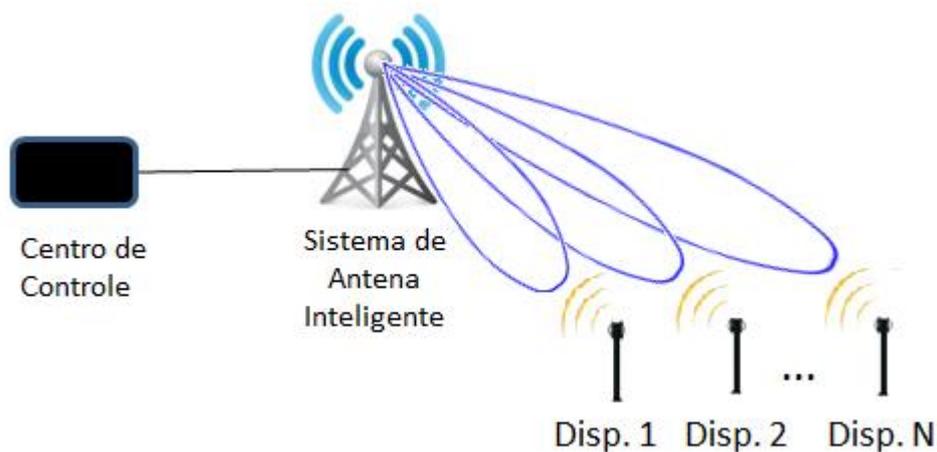
Para uma grande área de cobertura de uma antena, nem sempre é desejado aumentar o ganho de uma antena omnidirecional, principalmente em ambientes internos onde as diversas reflexões e refrações existentes causam o problema da propagação do sinal em múltiplos caminhos. Nesse caso, antenas diretivas podem 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 43 é mostrado um esquema de um sistema de antenas inteligentes que pode se comunicar com N dispositivos comutando seu lóbulo principal dependendo das informações que vem do centro de controle. Um dos problemas desse sistema é o volume ocupado e a dificuldade de cobertura de 360° do lóbulo principal do arranjo, além dos caros componentes que são necessários para comutar o feixe como defasadores, amplificadores, atenuadores e circuladores como apresentado por [40]. Uma solução que vem sendo adotada recentemente são as antenas reconfiguráveis.

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



**Fonte:** [40]

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.

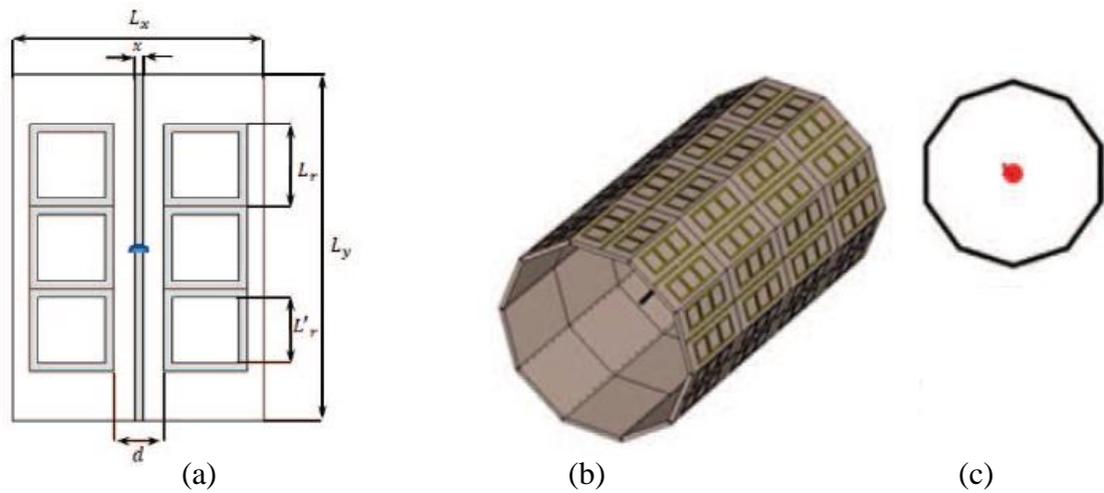
## 6.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

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

[Bousslama, 2015] em [41] apresenta uma antena RFSS cujas células unitárias são formadas pela combinação de dois dipolos conectados entre si por um diodo PIN e seis espiras quadradas, como visto na Figura 44. A estrutura é composta por uma antena dipolo rodeada por um decágono FSS. O diodo nos dipolos ~~que~~ controla a transmissão e reflexão da estrutura. Quando o diodo está no estado OFF, a célula unitária age como um refletor para ondas EMs.

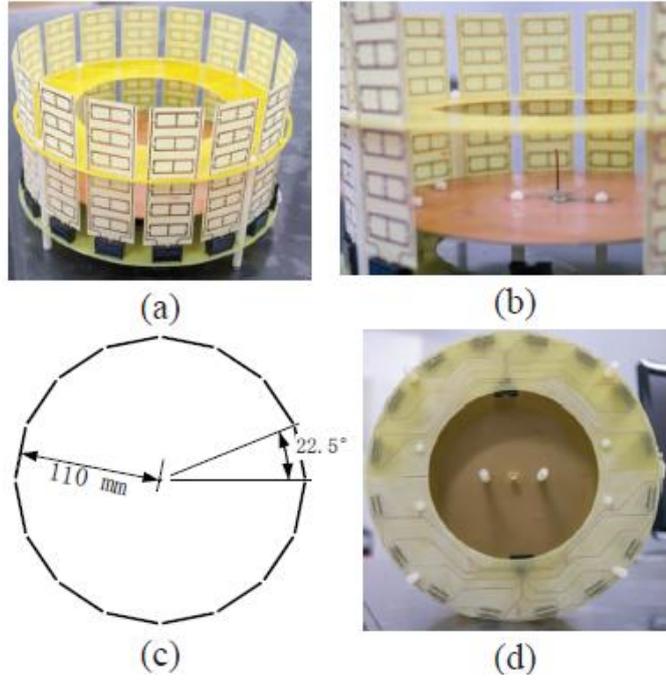
Entretanto no estado ON do diodo, a célula unitária se torna transparente para as ondas EMs incidentes. A simulação mostrou que a antena produziu um ganho de 9.8 dBi na frequência de operação de 2.4 GHz. O feixe da antena de 36 graus pode varrer os 360 graus em 10 passos. A Figura 45 apresenta uma montagem de uma antena RFSS feita por [Yu, 2015] em [42] e é composta por uma RFSS com 16 colunas e uma antena monopolo.

**Figura 44:** Antena RFSS [41]: (a) Célula unitária; (b) Visão em perspectiva da antena RFSS; (c) Vista superior da antena RFSS.



**Fonte:** [41]

**Figura 45:** Antenas RFSSs [42]: (a) Foto da antena; (b) Foto da Antena Monopolo Central; (c) Vista superior da antena; (c) Foto da Vista traseira da antena;



Fonte: [42]

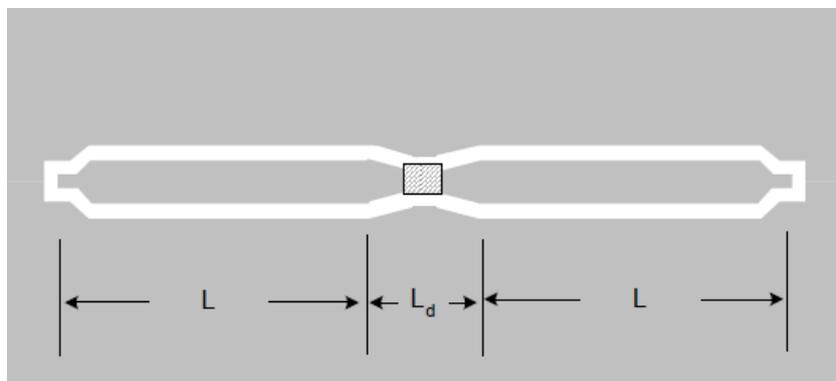
## ANEXOS

### Kit de Calibração TRL para o Diodo PIN

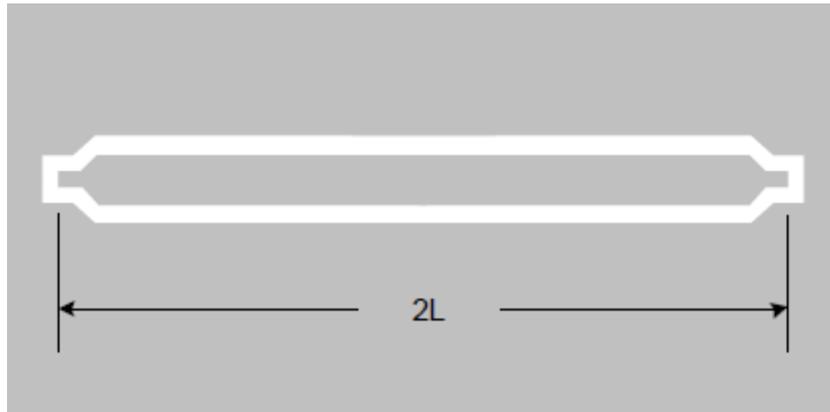
O diodo PIN deve estar contido em uma Linha de transmissão com conectores adequados para iniciar a medição. A Figura 46 (a) mostra o esquema do diodo contido em uma Linha de transmissão CPW. Para obter seus parâmetros  $S$ , o plano de referência do analisador deve estar nas extremidades do diodo PIN. 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 46 (b), (c) e (d), TRU, REFLECT e LINE respectivamente. [43]

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  $\Delta$  a mais que o THRU. Essa calibração é válida para uma determinada faixa de frequências. O  $\Delta$  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  $20^\circ$  do comprimento elétrico central. E a frequência mais alta não deve ser maior que  $160^\circ$  [43].

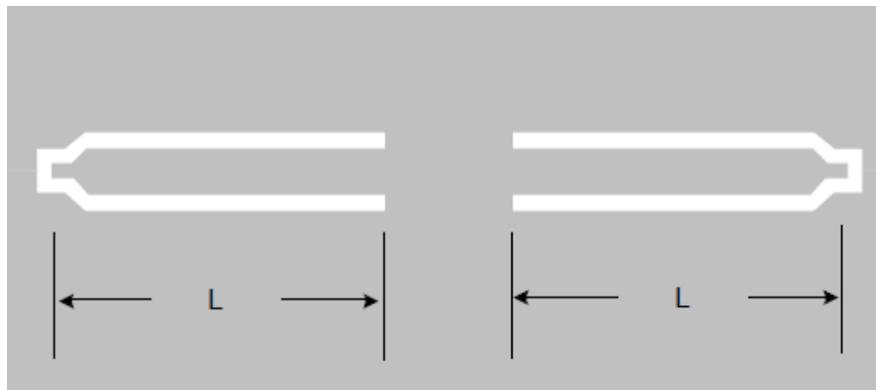
**Figura 46:** Kit de calibração TRL : (a) DUT em uma Linha de transmissão; (a) THRU; (c) REFLECT; (d) LINE.



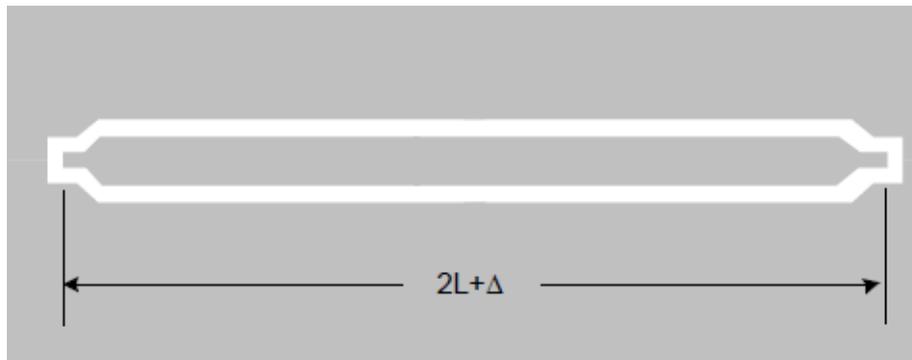
(a)



(b)



(c)



(d)

Fonte: [43]

## REFERÊNCIAS

- [1] Huang, J.; Wu, Te-Kao; Lee, Shung-Wu, "Tri-band frequency selective surface with circular ring elements," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, pp. vol.42, no.2, pp.166-175, Feb 1994.
- [2] Mittra, R.; Chan, C.H.; Cwik, T., "Techniques for analyzing frequency selective surfaces-a review," *Proceedings of the IEEE*, pp. vol.76, no.12, pp.1593-1615, Dec. 1988.
- [3] Munk, B. A., *Frequency-selective surfaces: theory and design*, New York: John Wiley & Sons, 2000.
- [4] Gomes, Luis Aguiar, *Óptica- Difracção*, Funchal, Portugal: Centro de Competências Ciências Exactas e da Engenharia Universidade da Madeira - Campus Universitário da Penteada, 2004.
- [5] Campos, A. L. P. S., *Superfícies seletivas em frequência: análise e projeto*, Natal: IFRN Editora, 2009.
- [6] Bossard, J.A.; Werner, D.H.; Mayer, T.S.; Drupp, Robert P., "A novel design methodology for reconfigurable frequency selective surfaces using genetic algorithms," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, pp. vol.53, no.4, pp.1390-1400, April 2005.
- [7] Silva, Maurício Weber Benjó da, *Superfícies Seletivas em Frequências - FSS:Concepção e Projeto de Absorvedores Planares de Micro-Ondas para Aplicação em WLAN, WIMAX e RADAR*, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas:Tese (Doutorado), 2014.
- [8] Oliveira, Bruno Gomes Moura de, *Interfeômetros Coplanares de Micro-Ondas para Aplicação em Sistemas de Detecção Instantânea*, Universidade Federal de Pernambuco. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica: Dissertação (Mestrado), 2009.

- [9] Silva, Leonardo Morais da, Projeto de acopladores Híbridos em Quadratura compactos por meio de linhas de transmissão artificiais, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPE: Mestrado, 2015.
- [10] Pozar, D. M., Microwave engineering, J. Wiley, 2012.
- [11] Souza, Sérgio Romero Oliveira de, Modelamento de Dispositivos de Micro-Ondas utilizando Algoritmos Genéticos, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica-UFPE: Mestrado, 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, Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da UFPE: Doutorado, 2015.
- [13] Votorino, Jose Carlos, “FACCAMP, Faculdade Campo Limpo Paulista,” [Online]. Available:  
[http://www.faccamp.br/apoio/JoseCarlosVotorino/princ\\_com/AulassobreFiltrosdesinais.pdf](http://www.faccamp.br/apoio/JoseCarlosVotorino/princ_com/AulassobreFiltrosdesinais.pdf).  
[Acesso em 04 junho 2016].
- [14] Huang, J.; Wu, Te-Kao; Lee, Shung-Wu, “Tri-band frequency selective surface with circular ring elements,” Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, pp. vol.42, no.2, pp.166-175, Feb 1994.
- [15] Mittra, R.; Chan, C.H.; Cwik, T., “Techniques for analyzing frequency selective surfaces-a review,” Proceedings of the IEEE, pp. vol.76, no.12, pp.1593-1615, Dec. 1988.
- [16] Munk, B. A., Frequency-selective surfaces: theory and design, New York: John Wiley & Sons, 2000.
- [17] Gomes, Luis Aguiar, Óptica- Difracção, Funchal, Portugal: Centro de Competências Ciências Exactas e da Engenharia Universidade da Madeira - Campus Universitário da Penteada, 2004.

- [18] Campos, A. L. P. S., Superfícies seletivas em frequência: análise e projeto, Natal: IFRN Editora, 2009.
- [19] Bossard, J.A.; Werner, D.H.; Mayer, T.S.; Drupp, Robert P., “A novel design methodology for reconfigurable frequency selective surfaces using genetic algorithms,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, pp. vol.53, no.4, pp.1390-1400, April 2005.
- [20] Silva, Maurício Weber Benjó da, Superfícies Seletivas em Frequências - FSS:Concepção e Projeto de Absorvedores Planares de Micro-Ondas para Aplicação em WLAN, WIMAX e RADAR, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas:Tese (Doutorado), 2014.
- [21] Silva, Patric Lacouth da, Modelagem de Superfícies Seletivas de Frequência e Antenas de Microfita utilizando Redes Neurais Artificiais., Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e da Computação da Universidade Federal do Rio: Dissertação (Mestrado), 2006.
- [22] Bouslama, M.; Traii, M.; Gharsallah, A.; Denidni, T.A., “A new FSS superstrate structure for antenna performance enhancement,” *Radio and Antenna Days of the Indian Ocean (RADIO)*, pp. pp.1-2, 21-24, Sept. 2015.
- [23] Costa, F.; Monorchio, A., “A Frequency Selective Radome With Wideband Absorbing Properties,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, pp. vol.60, no.6, pp.2740-2747, June 2012.
- [24] Yeo, J.; Mittra, R., “Bandwidth enhancement of multiband antennas using frequency selective surfaces for ground planes,” *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, pp. vol.4, pp.366-369, July 2001.
- [25] M.A.A. El-Morsy, E.A. Parker, “A linearly-polarized dual-band diplexer in an offset reflector,” *Journal of the Institution of Electronic and Radio Engineers*, pp. Vol. 56, No. 3, pages 111-116, March 1986.

- [26] 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.
- [27] Chang, T.K.; Langley, R.J.; Parker, E.A., "An Active Square Loop Frequency Selective Surface," Microwave and Guided Wave Letters, IEEE, pp. vol. 3, no. 10, pp.387-388, october 1993.
- [28] Yuan, Jialin; Liu, Shaobin; Kong, Xiangkun; Yang, Huan, "A reconfigurable frequency selective surface for tuning multi-band frequency response separately," Antennas & Propagation (ISAP), Proceedings of the International Symposium on, pp. Vol. 02, Pages: 1288 – 1290, Oct 2013.
- [29] Kiani, G.I.; Esselle, K.P.; Weily, A.R.; Ford, K.L., "Active Frequency Selective Surface Using PIN Diodes," Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, pp. Pages: 4525 - 4528, June 2007.
- [30] Keysight Technologies, "Network Analys Applying the 8510 TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements - Technical Overview," 2014. [Online]. Available: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5091-3645E.pdf>.
- [31] skywork, "Design With PIN Diodes," [Online]. Available: [http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/Design\\_With\\_PIN\\_Diodes\\_200312D.pdf](http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/Design_With_PIN_Diodes_200312D.pdf). [Acesso em 2016].
- [32] National Instruments, "Fundamentos da análise de rede," 2013. [Online]. Available: <http://www.ni.com/white-paper/11640/pt/>.
- [33] Langley. R. J, et. al., "Equivalent circuit model for arrays of square loops," Electronics Letters, pp. vol. 18, pp. 294-296, 1982.
- [34] Langley. R. J, et. al., "Double-square frequency-selective surfaces and their equivalent circuit," Electronics Letters, pp. vol. 19, pp. 675-677, 1983.

- [35] Langley. R. J, et. al., “Equivalent circuit models for frequency selective surfaces at oblique angles of incidence,” IEEE Proceedings, p. pp: 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, pp. vol. 54, no. 4, pp. 35–48, 2012.
- [37] Ferreira, Hillner de Paiva Almeida, Matrioska: Uma Proposta de Geometria Para FSS Multibandas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba: Dissertação (Mestrado), 2014.
- [38] M. AlyAboul-Dahab, H. Ghouz and A. Zaki, "High Gain Compact Microstrip Patch Antenna For X-Band Applications," International Journal of Antennas (JANT), vol. 2, no. 1, pp. 47-58, 2016.
- [39] C. C. Cutler, A. P. King and W. E. Kock, “Microwave Antenna Measurements”, Proc. I. R. E., 35, 1462-1471, December, 1947.
- [40] Oliveira, M. R. T. et. al., “Implementação de Arranjo de Antenas Inteligentes para Sistemas de Supervisão de Chaves Religadoras em Redes de Distribuição Elétrica,” VIII Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica, Costa do Sauípe - BA, 2015.
- [41] Bouslama, M. et. al., “Reconfigurable radiation pattern antenna based on a new active frequency selective surface,” Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), IEEE-APS Topical Conference on, pp. Pages: 1445 - 1447, 2015.
- [42] 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.
- [43] Siqueira, Paul, “ECE 684 Microwave Metrology,” 2010. [Online]. Available: [www.ecs.umass.edu/ece684/pdf/labs/Lab\\_T.pdf](http://www.ecs.umass.edu/ece684/pdf/labs/Lab_T.pdf). [Acesso em 2016].

