

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

**FRANCISCO ARIALDO DA COSTA SÁ LUCENA**

**SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIA COMO SUPERSTRATO  
PARA AUMENTO DE GANHO EM ANTENAS**

Recife

2018

**FRANCISCO ARIAILDO DA COSTA SÁ LUCENA**

**SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIA COMO SUPERSTRATO  
PARA AUMENTO DE GANHO EM ANTENAS**

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

Recife

2018

Catálogo na fonte

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

L935s Lucena, Francisco Ariaildo da Costa Sá.

Superfícies seletivas em frequência como superstrato para aumento de ganhos em antenas / Francisco Ariaildo da Costa Sá Lucena - 2018.

120 folhas, il.; tab., abr. e simb.

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

Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, 2018.

Inclui Referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Dispositivos de micro-ondas. 3. Superfície Seletiva em Frequência. 5. Superstrato da Antena. 6. Antena de Microfita. I. Melo, Marcos Tavares de (Orientador). II. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2018-301



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

**PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE  
TESE DE DOUTORADO**

**FRANCISCO ARIAILDO DA COSTA SÁ LUCENA**

TÍTULO

**“SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIA COMO  
SUPERSTRATO PARA AUMENTO DE GANHO EM ANTENAS”**

A comissão examinadora composta pelos professores: MARCOS TAVARES DE MELO, DES/UFPE; GUSTAVO OLIVEIRA CAVALCANTI, POLI /UPE; RAQUEL ALINE ARAÚJO RODRIGUES, DEE/UFPE; LAURO RODRIGO GOMES DA SILVA LOURENÇO NOVO, DES/UFPE e SERGIO CAMPELLO OLIVEIRA, POLI/UPE, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **FRANCISCO ARIAILDO DA COSTA SÁ LUCENA APROVADO**.

Recife, 17 de julho de 2018.

---

**MARCELO CABRAL CAVALCANTI**  
Coordenador do PPGE

---

**MARCOS TAVARES DE MELO**  
Orientador e Membro Titular Interno

---

**RAQUEL ALINE ARAÚJO RODRIGUES**  
Membro Titular Externo

---

**GUSTAVO OLIVEIRA CAVALCANTI**  
Membro Titular Externo

---

**LAURO RODRIGO GOMES DA SILVA  
LOURENÇO NOVO**  
Membro Titular Externo

---

**SERGIO CAMPELLO OLIVEIRA**  
Membro Titular Externo

## **AGRADECIMENTOS**

À minha esposa Izabelly Marya pela paciência e companheirismo. À minha família pelo suporte dado por todos esses anos. Aos meus amigos por sempre acreditarem em mim.

Ao professor Marcos Tavares pela oportunidade de participar da organização do IMOC 2015. Além das críticas, sugestões e paciência todo esse momento para melhorar meu trabalho acadêmico.

À maravilhosa equipe do Laboratório de Micro-ondas: Manuelle Regina, Wilson Costa, Pedro Henrique, Jorge Antônio, Marcelo Coutinho, Elias Marques, Hawson Filho, Túlio Pedrosa, Gabriel Gonçalves, Leon Pontes e Lauro Novo por sempre estarem disponíveis a contribuir, principalmente Crislane Priscila por me ajudar no entendimento da teoria, na fabricação, na soldagem e na medição dos dispositivos de micro-ondas.

Agradeço também a todos os docentes e funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), que a próprio punho levantaram a estrutura da qual hoje eu e muitos outros alunos desfrutam.

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

## RESUMO

As modernas antenas de microfita são adequadas para aplicações nos sistemas de telecomunicações, a exemplo das comunicações móveis e na biomedicina, no diagnóstico de tumores. Porém apresenta baixo ganho em torno de 5 dB e fraca irradiação *endfire*. Para torná-las mais eficiente é necessário aumentar o ganho. Este trabalho apresenta oito projetos de antenas de microfita e superfícies seletivas em frequência (FSS, do inglês *Frequency Selective Surface*), reconfiguráveis e não reconfiguráveis, usadas para o aumento e controle de ganho e diretividade das antenas de microfita. As FSSs são usadas como superstratos das antenas de microfita, suas geometrias variam podendo ser do tipo dipolo, dipolo cruzado, Cruz de Jerusalém, espira quadrada e espira triangular. As simulações foram realizadas no *CST Microwave Studio<sup>TM</sup>*. Os resultados medidos foram obtidos no Analisador de Redes Vetorial (*Agilent E5071B*). A equação de transmissão de Friis foi utilizada no cálculo do ganho da antena aplicando o método de ganho absoluto de antenas idênticas. Os resultados simulados e medidos são comparados. O modelamento apresenta o cálculo da distância de ressonância adequada entre a antena de microfita e a FSS, além do aumento na diretividade da antena. O primeiro projeto apresenta uma FSS dipolo sendo usada como superstrato para controle do aumento do ganho e controle da polarização da antena. O segundo projeto apresenta uma antena de microfita *dual band* com alto ganho. A antena funciona em 9,25 e 11,00 GHz (Banda-X). O alto ganho da antena é obtido utilizando uma FSS como superstrato que é formado por uma matriz 5×5 de espiras quadradas. O terceiro projeto reproduz uma antena de microfita na forma de um triângulo equilátero passiva. O quarto projeto apresenta uma antena de microfita de alto ganho que opera em 2,37 GHz. O alto ganho da antena é obtido empregando uma FSS rejeita-banda e outra FSS passa-banda como superstrato. O quinto projeto apresenta uma antena de microfita com ganho e diretividade controlados. O controle do ganho da antena é obtido empregando uma superfície seletiva em frequência reconfigurável (RFSS, do inglês *Reconfigurable Frequency Selective Surface*) como superstrato que é formada por uma matriz 2×2 de espiras quadradas. O sexto projeto apresenta o controle do ganho de uma antena UWB (UWB, do inglês *Ultra-Wideband*) utilizando uma RFSS que é formada por uma matriz 4×4 de elementos de dipolo cruzado. As características da RFSS são variáveis e dependem da polarização dos diodos PIN.

Palavras-chave: Dispositivos de micro-ondas. Superfície seletiva em frequência. Superstrato da antena. Antena de microfita.

## ABSTRACT

The modern microstrip antennas are rigorous for applications in telecommunications systems, an example of mobile and biomedical communication, without diagnosis of tumors. Machine the low gain around 5 dB and weak endfire irradiation. To become more efficient you need to increase the gain. This work presents eight designs of reconfigurable and non-reconfigurable antennas and Frequency Selective Surfaces (FSS). The FSSs are used to control and increase antenna's gain and directivity. The FSSs are also used as antenna's superstrate and their geometry can be dipole cross, Jerusalem cross, square loop and triangular loop. The simulations were performed in the CST Microwave Studio<sup>TM</sup>. The measured results were obtained and analyzed with the Vector Network Analyzer Agilent E5071B. The Friis equation and the method of absolute gain of identical antennas were used to calculate the antenna's gain. The resonance between the antenna and the FSS, and the antenna's directivity were calculated with these methods. The simulated and measured results were compared. The first design was a multiband reconfigurable aperture antenna that controls gain and return loss. The second design was a dual-band microstrip antenna with high gain. This antenna operates at 9.25 and 11.00 GHz (X-band). The antenna's gain was increased using a FSS as a superstrate. This FSS is a 5×5 matrix of square loop. The third project reproduced a microstrip passive antenna that has the shape of an equilateral triangle. The fourth design presented a high gain microstrip antenna that operates at 2.37 GHz. The high gain of the antenna is obtained by employing a band-stop FSS and another band-pass FSS as a superstrate. The fifth design was a microstrip antenna with controlled gain and directivity. A Reconfigurable Frequency Selective Surface (RFSS) with a 2×2 matrix of square loop geometry used as superstrate is used to control the gain. The RFSS's resonance frequency is variable and depends on the polarization of the PIN diode. The sixth project presented the gain control of a UWB antenna using an RFSS with the geometry of a 4×4 matrix of cross-dipole elements. The filter characteristics of the FSS are variable and depend on the polarization of the PIN diodes.

**Keywords:** Microwave devices. Selective frequency surface. Antenna superstrate. Microstrip antenna.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1-	Antena parabólica de comunicação por satélite em Raisting, Baviera, Alemanha.....	19
Figura 2-	Luneburg lente antenna .....	20
Figura 3-	Representação de uma rede de duas portas por parâmetros S.....	22
Figura 4-	Tipos de elementos de superfícies seletivas em frequência: (a) Elementos tipo abertura e (b) Elementos condutores.....	29
Figura 5-	Tipos de filtros FSS e respostas: (a) Elementos condutores espira quadrada rejeita-banda; (b) Elementos tipo abertura espira quadrada - passa-banda; (c) Elementos condutores <i>patch</i> - passa-baixa e (d) Elementos tipo abertura <i>patch</i> - passa-alta. O material condutor é representado em cinza.....	29
Figura 6-	Superfícies seletivas em frequência: (a) configuração de dipolo que atua como filtro rejeita-banda e (b) aberturas em placa condutora que atua como filtro passa-banda. O material condutor é representado em cinza.....	31
Figura 7-	Elementos comuns utilizados em FSS: (a) Grupo 1- N -polos conectados pelo centro; (b) Grupo 2 - espiras e (c) Grupo 3 - sólidos.....	32
Figura 8-	<i>Templates</i> com configurações predefinidas para cada tipo de estrutura de micro-ondas.....	35
Figura 9-	Esboço de simulação tridimensional da FSS no ambiente CST com condição de contorno de célula unitária.....	36
Figura 10-	Antena de microfita <i>patch</i> retangular.....	39
Figura 11-	Formas geométricas para o <i>patch</i> .....	39
Figura 12-	Diagrama de irradiação 3D e 2D gerados pelo CST <i>studio</i> .....	42
Figura 13-	Lóbulos de irradiação e larguras de feixe de um diagrama de antena.....	43
Figura 14-	Gráfico linear de um diagrama de potência e seus lóbulos e largura de feixe associados.....	43
Figura 15-	Configuração de campos em uma antena <i>patch</i> .....	44
Figura 16-	Ilustração de uma onda eletromagnética linearmente (verticalmente) polarizada.....	45
Figura 17-	Polarização elíptica: (a) rotação da onda e (b) formato da onda com polarização em $z = 0$ .....	45
Figura 18-	Elipse considerada em cálculos de razão axial.....	47
Figura 19-	Alimentação por linha de microfita.....	51
Figura 20-	Alimentação por cabo coaxial.....	53
Figura 21-	PCB <i>Prototyping machine</i> .....	55
Figura 22-	Setup de medição da perda de retorno e impedância de uma antena planar.....	57
Figura 23-	Setup de medição do ganho de antenas.....	
Figura 24-	Medição do ganho absoluto de antenas idênticas.....	59
Figura 25-	Setup de medição do ganho da antena com antena de referência.....	63



Figura 26-	Setup de medição da perda de retorno usando a FSS Cruz de Jerusalém como superstrato.....	64
Figura 27-	Setup de medição do ganho da antena com superstrato com a antena de referência.....	65
Figura 28-	Ilustração de múltiplas reflexões entre a antena e a PRS.....	67
Figura 29-	Célula unitária da FSS de elementos metálicos quadrados.....	70
Figura 30-	Fases dos coeficientes de reflexão e transmissão da FSS de elementos metálicos quadrados.....	70
Figura 31-	Coeficientes de reflexão e transmissão da FSS de elementos metálicos quadrados.....	71
Figura 32-	Antena de abertura: (a) frente da antena e (b) verso da antena.....	72
Figura 33-	Perda de retorno da antena de abertura sem e com a FSS como superstrato.....	72
Figura 34-	FSS de elementos metálicos quadrados como superstrato da antena de abertura.....	73
Figura 35-	Diretividade da antena de abertura sem e com a FSS como superstrato.....	74
Figura 36-	Ganho da antena de abertura sem e com a FSS como superstrato.....	74
Figura 37-	Ganho da antena de abertura com a FSS variando a distância do superstrato.....	75
Figura 38-	(a) Célula unitária da FSS e (b) antena CPW.....	76
Figura 39-	FSS dipolo como superstrato.....	77
Figura 40-	Perda de retorno da antena com e sem FSS dipolo como superstrato.....	78
Figura 41-	Razão axial da antena com e sem FSS dipolo como superstrato.....	78
Figura 42-	Ganho da antena com e sem FSS dipolo como superstrato.....	79
Figura 43-	Diagrama de irradiação da antena para $\phi=0^\circ$ .....	80
Figura 44-	Diagrama de irradiação da antena para $\phi=90^\circ$ .....	80
Figura 45-	(a) Duas células unitárias de FSS espira quadrada ( $d = 9,00$ mm, $p = 10,20$ mm, $g = 1,20$ mm) e (b) circuito equivalente.....	81
Figura 46-	(a) Antena <i>dualband</i> proposta e (b) a antena com FSS como superstrato.....	82
Figura 47-	Coeficientes de transmissão simulados da FSS espira quadrada para $w = 1,6, 2,0$ e $2,2$ mm.....	82
Figura 48-	Coeficientes de reflexão simulados da antena <i>dualband</i> sem FSS e com FSS espira quadrada.....	83
Figura 49-	Ganho simulado da antena operando entre 8,9 e 9,6 GHz sem FSS e com FSS...	84

Figura 50-	Ganho simulado da antena operando entre 10,8 e 12,0 GHz sem FSS e com FSS.....	84
Figura 51-	(a) Antena de microfita na forma de um triangulo equilátero com FSS e (b) Coeficiente de reflexão simulado da antena sem FSS e com FSS espira triangular.....	86
Figura 52-	(a) Diagrama de irradiação 3D a 1,73 GHz e (b) Ganho em dB da antena sem FSS e com FSS espira triangular.....	87
Figura 53-	FSS rejeita-banda.....	88
Figura 54-	FSS passa-banda.....	89
Figura 55-	Antena de microfita.....	89
Figura 56-	Antena com FSS-CJ como superstrato.....	90
Figura 57-	Coeficiente de transmissão da FSS rejeita-banda (3,0 GHz) e passa-banda (1,8 GHz).....	91
Figura 58-	Perda de retorno sem FSS, com (a) FSS passa-banda e com (b) FSS rejeita-banda.....	92
Figura 59-	Ganho sem FSS, com FSS rejeita-banda e com FSS passa-banda.....	93
Figura 60-	Diagrama de irradiação da antena em dB para $\phi = 0^\circ$ .....	94
Figura 61-	Diagrama de irradiação da antena em dB para $\phi = 90^\circ$ .....	94
Figura 62-	RFSS espira quadrada com diodos PIN (BAR50-02V).....	96
Figura 63-	Antena de microfita.....	97
Figura 64-	Antena com RFSS como superstrato.....	98
Figura 65-	Coeficiente de transmissão da RFSS com diodos no estado OFF e ON.....	98
Figura 66-	Perda de retorno para antena sem RFSS, RFSS OFF e RFSS ON.....	99
Figura 67-	Ganho da antena sem RFSS, RFSS OFF e RFSS ON.....	100
Figura 68-	Diagrama de irradiação da antena em dBi para $\phi = 0^\circ$ .....	101
Figura 69-	Diagrama de irradiação da antena em dBi para $\phi = 90^\circ$ .....	101
Figura 70-	RFSS dipolo cruzado.....	102
Figura 71-	Antena UWB.....	103
Figura 72-	Antena UWB com a RFSS dipolo cruzado como superstrato.....	104
Figura 73-	Coeficiente de transmissão da RFSS.....	105
Figura 74-	Perda de retorno da antena com e sem surperstrato.....	106
Figura 75-	Perda de retorno da antena com e sem superstrato.....	106
Figura 76-	Ganho da antena com e sem RFSS OFF como superstrato.....	107

Figura 77-	Ganho da antena com e sem RFSS ON como superstrato.....	107
Figura 78-	Diagrama de irradiação da antena em dBi para $\phi = 0^\circ$ .....	108
Figura 79-	Diagrama de irradiação da antena em dBi para $\phi = 90^\circ$ .....	109
Figura 80-	Ilustração de aplicação do controle do aumento e direção do lóbulo de irradiação.....	112

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1-	Dimensões otimizadas das FSSs e da antena.....	91
Tabela 2-	Circuitos equivalentes para diodo PIN (BAR50-02V).....	96
Tabela 3-	Dimensões otimizadas da RFSS e da antena.....	97
Tabela 4-	Circuitos equivalentes.....	103
Tabela 5-	Valores dos parâmetros da RFSS e da antena.....	104

## LISTA DE ABREVIATURAS

<i>FSS</i>	<i>Frequency Selective Surface</i>
<i>RFSS</i>	<i>Reconfigurable Frequency Selective Surface</i>
<i>UWB</i>	<i>Ultra-Wideband</i>
<i>TEM</i>	<i>Transverse Electromagnetic (Transversal Eletromagnético)</i>
<i>RF</i>	<i>RádioFrequência</i>
<i>CW</i>	<i>Continuos Wave (Onda Contínua)</i>
<i>DXF</i>	<i>Drawing Exchange Format</i>
<i>ISM</i>	<i>Industrial Scientific and Medical</i>
<i>WLAN</i>	<i>Wireless Local Area Network</i>
<i>SNR</i>	<i>Relação Sinal-Ruído</i>
<i>VSWR</i>	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>
<i>PRS</i>	<i>Partially Reflective Surface</i>
<i>PBG</i>	<i>Photonic Band Gaps</i>
<i>AMC</i>	<i>Magnetic Conductors</i>
<i>NIM</i>	<i>Negative Refraction Index</i>
<i>EBG</i>	<i>Eletromagnetic Band-Gaps</i>
<i>LFMP</i>	<i>Largura de Feixe de Meia Potência</i>
<i>LFEN</i>	<i>Largura de Feixe entre Nulos</i>
<i>BW</i>	<i>Bandwidth (largura de banda)</i>
<i>VSWR</i>	<i>Voltage Stationary Wave Radio</i>
<i>MoM</i>	<i>Métodos dos Momentos</i>
<i>FEM</i>	<i>Método dos Elementos Finitos</i>
<i>FDTD</i>	<i>Diferenças Finitas no Domínio do Tempo</i>
<i>TLM</i>	<i>Modelo da Linha de Transmissão</i>
<i>MNM</i>	<i>Modelo da Rede Multiporta</i>
<i>MIC</i>	<i>Microwave Integrated Circuits (Circuito Integrado de Micro-ondas)</i>
<i>CST</i>	<i>Computer Simulation Technology</i>
<i>EM</i>	<i>Eletromagnético</i>
<i>FP</i>	<i>Fabry-Perot</i>
<i>CPW</i>	<i>Coplanar Waveguide</i>
<i>FSS-CJ</i>	<i>FSS Cruz de Jerusalém</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\epsilon$	Permissividade elétrica em determinado meio
$\epsilon_r$	Permissividade dielétrica relativa
$\epsilon_{ef}$	Permissividade dielétrica efetiva
$\epsilon_0$	Permissividade elétrica no vácuo
$\lambda_0$	Comprimento de onda referente à frequência $f_0$
$\lambda_g$	Comprimento de onda em um meio onde a constante dielétrica é $\epsilon_{ef}$
$\mu$	Permeabilidade magnética em determinado meio
$\mu_0$	Permeabilidade magnética no vácuo
$\omega$	Frequência angular
$c$	Velocidade da luz
$f_0$	Frequência central de projeto
$h$	Altura de um substrato dielétrico
$w$	Largura de uma fita de microfita
$Z_0$	Impedância característica de uma linha de transmissão
$Z_{in}$	Impedância de entrada de uma linha de transmissão
$S_{ij}$	Parâmetros de espalhamento de um quadripolo
$\beta$	constante de fase
$\gamma$	Constante de propagação de uma linha de transmissão sem perdas
$G$	Ganho
$D$	Diretividade
$D_0$	Diretividade máxima
$U_{m\acute{a}x}$	Intensidade de irradiação
$U_0$	Intensidade de irradiação de uma fonte isotrópica
$P_{rad}$	Potência total radiada
$\eta$	Eficiência
$\eta_{rad}$	Eficiência de irradiação
$\eta_{tot}$	Eficiência total
$P_{fonte}$	Potência de uma fonte isotrópica radiada
$RA$	Razão axial
$T$	Coefficiente de Transmissão
$\Gamma$	Coefficiente de Reflexão

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>16</b>
1.1	ANTENAS DE ALTO GANHO .....	16
1.2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E OBJETIVOS.....	18
1.3	CIRCUITOS DE MICRO-ONDAS.....	19
<b>1.3.1</b>	<b>Parâmetros de Espalhamento em Redes de Micro-Ondas</b> .....	<b>20</b>
1.4	ORGANIZAÇÃO DA TESE.....	21
<b>2</b>	<b>SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIA</b> .....	<b>24</b>
2.1	UMA BREVE HISTÓRIA DAS ESTRUTURAS PERIÓDICAS .....	24
2.2	DEFINIÇÃO.....	25
2.3	CARACTERÍSTICAS .....	256
2.4	TIPOS DE ELEMENTOS .....	29
2.5	TIPO DE CONFIGURAÇÃO .....	31
2.6	SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA .....	32
<b>3</b>	<b>ANTENA DE MICROFITA</b> .....	<b>35</b>
3.1	ESTRUTURAS DA ANTENA .....	36
3.2	CARACTERÍSTICAS E LIMITAÇÕES .....	38
3.3	PARÂMETROS.....	38
<b>3.3.1</b>	<b>Diagrama de Irradiação</b> .....	<b>38</b>
<b>3.3.2</b>	<b>Polarização</b> .....	<b>42</b>
<b>3.3.3</b>	<b>Diretividade</b> .....	<b>45</b>
<b>3.3.4</b>	<b>Eficiência e Ganho</b> .....	<b>46</b>
<b>3.3.5</b>	<b>Largura de Banda</b> .....	<b>46</b>
<b>3.3.5</b>	<b>Perda de Retorno</b> .....	<b>47</b>
3.4	TÉCNICAS DE ALIMENTAÇÃO .....	48
<b>3.4.1</b>	<b>Alimentação por Linha de Microfita</b> .....	<b>48</b>
<b>3.4.2</b>	<b>Alimentação por Cabo Coaxial</b> .....	<b>50</b>
3.5	MÉTODOS DE ANÁLISE.....	51
<b>4</b>	<b>FABRICAÇÃO E MEDIÇÃO</b> .....	<b>53</b>
4.1	PROCESSO DE CONFECÇÃO DAS FSSs E DAS ANTENAS .....	53
4.2	METODOLOGIA DE MEDIÇÃO .....	54
<b>4.2.1</b>	<b>Medição da Perda de Retorno e Impedância de Entrada</b> .....	<b>54</b>
<b>4.2.2</b>	<b>Medição do Ganho das Antenas</b> .....	<b>55</b>
4.2.2.1	Ganho Absoluto de Antenas Idênticas.....	56
<b>4.2.3</b>	<b>Medição da Antenas com FSS como Superstrato</b> .....	<b>61</b>
<b>5</b>	<b>FSS COMO SUPERSTRATO</b> .....	<b>63</b>
5.1	ÓPTICA GEOMÉTRICA PARA UMA FSS COMO SUPERSTRATO .....	63
<b>5.1.1</b>	<b>Uma FSS de Elementos Condutores Quadrados como Superstrato</b> .....	<b>67</b>

5.2	CONTROLE DO AUMENTO DO GANHO E POLARIZAÇÃO DA ANTENA UTILIZANDO FSS DIPOLO.....	73
5.3	AUMENTO DO GANHO UTILIZANDO FSS ESPIRA QUADRADA.....	79
5.4	AUMENTO DO GANHO USANDO FSS ESPIRA TRIANGULAR.....	83
5.5	AUMENTO DO GANHO USANDO FSS CRUZ DE JERUSALÉM REJEITA E PASSA-BANDA.....	86
5.6	CONTROLE DE GANHO E DIRETIVIDADE USANDO RFSS ESPIRA QUADRADA.....	93
5.7	CONTROLE DE GANHO E DIRETIVIDADE USANDO RFSS DIPOLO CRUZADO.....	101
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS.....</b>	<b>108</b>
6.1	TRABALHOS FUTUROS.....	110
	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>111</b>



# 1 INTRODUÇÃO

Os dispositivos de micro-ondas são de grande importância para nossa vida diária, eles estão presentes nas comunicações sem fio e em um grande número de aplicações em engenharia que operam no espectro eletromagnético de micro-ondas, tais como: sistema de telefonia móvel; TV digital; radar; forno de micro-ondas; etc. O aumento da demanda por serviços de telecomunicações cresce a necessidade de pesquisas e avanços em tecnologia na área de dispositivos de micro-ondas para melhorar a qualidade das comunicações. Esses avanços buscam o desenvolvimento de dispositivos cada vez mais eficientes, menores e mais integrados.

A utilização da banda ISM (*Industrial Scientific and Medical*) em 2,4 GHz torna-se cada dia mais importante em termos de comunicações sem fio. São exemplos dessas aplicações a tecnologia WLAN (*Wireless Local Area Network*), Internet sem fio em qualquer local com ponto de acesso e o desenvolvimento planejado do Bluetooth. Além disso, um grande número de aplicações com base nessas tecnologias é possível no futuro, e o desenvolvimento de projetos apropriados de antenas é de vital importância nesse processo [1].

Um parâmetro relevante das antenas que permitem diversas aplicações é o ganho. A antena de microfita que será estudada tem baixo ganho. Com o aumento do ganho esse tipo de antena torna-se uma antena de alto ganho. A seguir vamos estudar duas antenas que têm alto ganho.

## 1.1 ANTENAS DE ALTO GANHO

O ganho de uma antena é uma figura de mérito que descreve a capacidade de uma antena para irradiar eficientemente a energia de entrada através do espaço [2], [3], [4]. Conseqüentemente, os sistemas de comunicações modernos têm crescentes demandas de antenas de alto ganho para melhorar o ganho geral do sistema e a relação sinal-ruído. Além disso, para obter uma segmentação de sinal preciso entre dois dispositivos de comunicação, cumprindo os protocolos padrão, é necessário usar antenas direcionais que permitem a transmissão na linha de visão. As antenas direcionais reduzem a interferência do sinal enviando menos sinais de/para uma direção diferente do feixe principal.

Diferentes implementações de antenas de alto ganho têm sido extensivamente estudadas ao longo dos anos. Uma breve revisão de dois tipos de antenas é apresentada. O ganho da antena está diretamente relacionado ao seu tamanho de abertura de irradiação, ou seja, quanto maior a área efetiva, mais estreita será a largura do feixe, o que é traduzido para altos valores de

diretividade devido à relação inversa de diretividade e largura de feixe. Isso implica que, normalmente, as antenas de alto ganho são eletricamente grandes [2].

As antenas refletoras parabólicas (ver Figura 1) são usadas como antenas de alto ganho para comunicações ponto-a-ponto e por satélite de comunicação. Como o nome indica, eles são formados por um “prato” parabólico e uma antena de alimentação externa. A sua operação baseia-se na reflexão em fase das ondas que emergem da antena de alimentação que é colocada no ponto de foco do refletor. Embora o desempenho delas seja de banda larga, uma vez que não está relacionado a elementos ressonantes [3], suas desvantagens são o seu grande tamanho e o mecanismo de alimentação externa.

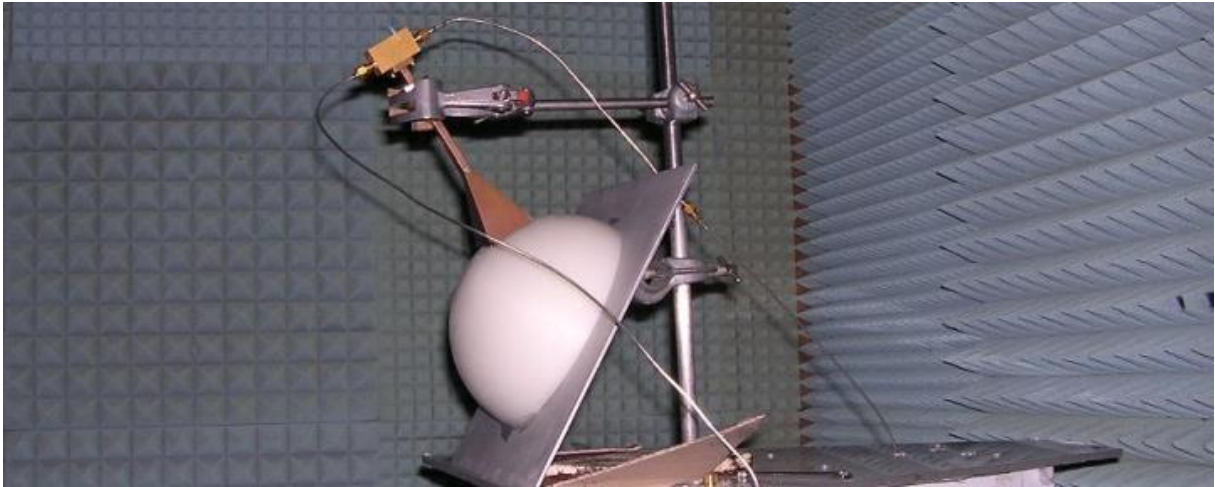
O mesmo mecanismo descreve o funcionamento das antenas de lentes (ver Figura 2). A diferença está nos graus de liberdade, de número quatro no caso de lentes, enquanto há apenas um para a antena refletora [3], [4]. Uma das vantagens de uma antena de lente sobre uma antena parabólica é a capacidade para dirigir o feixe irradiado movendo a alimentação externa, devido à simetria esférica da lente, evitando girar toda a antena. No entanto, ainda requer direção mecânica, é volumosa e alimentada externamente.

Figura 1 - Antena parabólica de comunicação por satélite em Raisting, Baviera, Alemanha.



Fonte: R. Bartz, 2018.

Figura 2- Luneburg lente antenna.



Fonte: R. Bartz, 2018.

## 1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E OBJETIVOS

Antenas do tipo Fabry-Perot (FP) que empregam matrizes periódicas de elementos condutores ou aberturas em uma placa condutora, foram investigados nos últimos anos [6-8], pois proporcionam alto ganho, alta eficiência e uma simples rede de alimentação. Deles nome é derivado do interferômetro clássico de Fabry-Perot, que é amplamente utilizado em óptica. Este último é baseado em múltiplas reflexões de ondas entre duas superfícies refletivas paralelas colocado uma próxima a outra criando uma cavidade ressonante [9]. Esta cavidade ressonante óptica exhibe ressonâncias agudas em frequências discretas, e, portanto, se comporta como filtro de frequência de banda estreita. FP consiste de um arranjo periódico metálico ou metal-dielétrico colocado em aproximadamente metade da distância de comprimento de onda ao longo de um plano de terra metálico e uma fonte primária de baixa directividade (por ex. dipolo). O arranjo passivo atua como uma Superfície Parcialmente Reflexiva (PRS), [6-8], criando uma cavidade ressonante do tipo Fabry-Perot que aumenta significativamente o ganho e a directividade da fonte primária.

O conceito de antenas de FP foi demonstrado pela primeira vez por Trentini, que estudou como vários tipos de PRSs pode aumentar a directividade de uma abertura de guia de onda no plano de terra. Trentini também foi o primeiro a empregar uma aproximação de raio-x para descrever a operação da antena por meio de as múltiplas reflexões entre o plano de terra e a PRS [6]. A frequência de operação é definida pela distância da cavidade que é tipicamente metade do comprimento de onda, a fim de alcançar interferência construtiva das ondas entre a

PRS e o plano de terra. Mais tarde, diferentes configurações foram propostas empregando uma ou mais camadas dielétricas com diferentes constantes dielétricas e espessuras substituindo a camada PRS [10-13]. O funcionamento dessas antenas é baseado nas características de reflexão da PRS, os valores de alta permissividade dielétrica foram escolhidos para atingir altos valores de refletividade. No entanto, um grande número de camadas é necessário para obter valores comparáveis de diretividade com a antena PRS convencional. Outras implementações foram investigadas nos últimos anos, compreendendo PRSs periódicas com diferentes geometrias [7, 14-16].

Os modernos sistemas de comunicação sem fio exigem antenas altamente diretivas com faixa de frequência operacional devido ao aumento na demanda por capacidade de dados. Portanto, o projeto de banda larga de alto ganho FP continua a ser um desafio importante. Nos últimos anos, vários autores propuseram diferentes técnicas para melhorar a largura de banda e o ganho dessas antenas. Em [18-19] empregou-se um conjunto de múltiplas fontes substituindo uma única fonte de alimentação pelo o plano de terra, a fim de aumentar a abertura de irradiação da antena. Isso levou a um aumento da largura de banda para um valor de ganho fixo e, portanto, um aumento do produto ganho de largura de banda [17].

Esse trabalho tem como objetivos estudar FSSs e RFSSs. Logo após, compreender antenas sem superstrato e o aumento do ganho e diretividade usando FSSs e RFSSs como superstrato da antena. O ganho e a diretividade podem ser controlados de acordo com a polarização dos diodos das RFSSs.

Durante o estudo desse aumento de ganho e diretividade é necessário entender a perda de retorno e perda de inserção de um dispositivo de micro-ondas, que corresponde aos elementos da matriz de espalhamento.

### 1.3 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 rádiofrequência (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 [20]. 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.

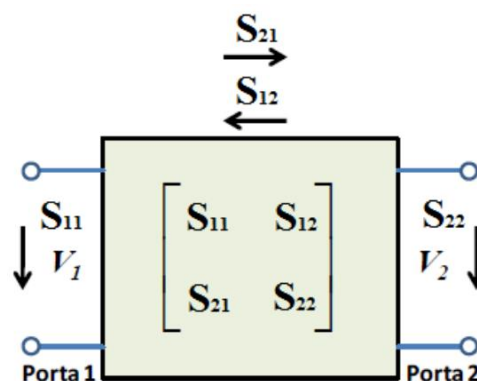
Dispositivos de micro-ondas podem ser modelados por uma rede de N-portas. Essas redes são compostas por elementos passivos, como capacitores, resistores, indutores, entre outros, conectados de forma a criar circuitos com funcionalidades específicas, como filtros, ressoadores, divisores, etc [21]. Para análise dessas redes, usam-se conceitos de circuitos, pois se pode evitar o uso direto das equações de Maxwell para se tornar a análise mais simples [22]. Embora em frequências de micro-ondas, não há dispositivos para medição direta de tensões e correntes, como fazemos nos circuitos que operam em baixa frequência.

### 1.3.1 Parâmetros de Espalhamento em Redes de Micro-Ondas

Os parâmetros S (espalhamento) relacionam as ondas de tensão refletidas por aquelas incidentes na(s) porta(s) da rede analisada. 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 [22].

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 (1.1).

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



Fonte: B. G. M. de Oliveira, 2009.

A matriz de espalhamento da rede da Figura 1.3 é

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

ou

$$[V^-] = [S] \cdot [V^+] \quad (1.2)$$

Na qual

- $[V^-]$  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 pela relação mostrada pela equação (1.3):

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \Big|_{V_k^+ = 0, \text{ para } k \neq j} \quad (1.3)$$

Como os parâmetros S são geralmente complexos, é mais conveniente a sua representação em termos de amplitude e fase, ou seja,

$$S_{ij} = |S_{ij}| e^{j\phi_{ij}} \quad (1.4)$$

Para utilizar a amplitude em decibéis (dB), utiliza-se

$$|S_{ij}|(dB) = 20 \log |S_{ij}| \quad (1.5)$$

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.

#### 1.4 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Um dos dispositivos que chamam bastante atenção da comunidade científica é a superfície seletiva em frequência (do inglês, *Frequency Selective Surfaces - FSS*) devida as suas propriedades de filtragem de frequência, como é mostrado no **Capítulo 2**. Essas características tornam as FSSs convenientes para uma série de aplicações que vão desde o forno de micro-ondas aos veículos espaciais. Seu baixo custo de fabricação e reduzidas dimensões, juntamente com a possibilidade de integração com outros circuitos, favorecem o desenvolvimento de equipamentos de comunicação mais adaptados às necessidades do mercado.

Uma extensão das FSSs são as superfícies seletivas em frequência reconfiguráveis (do inglês, *Reconfigurable Frequency Selective Surface - RFSS*). Enquanto as FSSs passivas têm suas características em frequências invariáveis, as RFSSs têm suas propriedades como

frequência de ressonância e polarização que podem variar durante seu funcionamento. Essa variação é devida à inserção de elementos ativos em sua estrutura. O elemento ativo tradicional para esse tipo de estrutura reconfigurável em micro-ondas é o diodo PIN. Quando o estado do diodo PIN é variado, por exemplo, de reversamente polarizado para diretamente polarizado ou vice-versa, as propriedades das FSSs são alteradas.

As antenas são parte de um sistema de transmissão ou recepção que é projetado para emitir ou receber ondas eletromagnéticas. Elas exercem um papel importante nos sistemas de comunicação sem fio. O desempenho desses dispositivos influencia significativamente na eficiência dos sistemas dos quais fazem parte, e para descrever tal desempenho se faz necessária a análise de diversos parâmetros, tais como: diagrama de irradiação; diretividade; ganho; largura de banda; VSWR (do inglês, *Voltage Standing Wave Ratio*); etc. As aplicações, atualmente, na área de sistemas de comunicações móveis, normalmente exigem antenas com menor dimensão, a fim de satisfazer a miniaturização das unidades móveis. Desta forma, dimensões e largura de banda estão tornando-se importantes para a concepção das aplicações práticas de antenas. Dependendo da aplicação, uma antena pode não atender aos requisitos desejados e, portanto, mudanças em sua estrutura devem ser feitas para suprir estas exigências. Por exemplo, a largura de banda pode não atender o esperado e o tamanho pode ser desproporcional aos dispositivos. Dentre os vários tipos de antenas existentes, um dos mais utilizados devido as suas características para aplicação em sistemas de comunicação são as antenas de microfita que serão estudadas no **Capítulo 3**. Elas, em sua forma mais simples, são compostas por um plano de terra e um substrato dielétrico que sustenta uma fita condutora, a qual é chamada de *patch*.

Com o objetivo de validar os resultados analíticos e simulados encontrados utilizando o software *CST Microwave Studio* para as FSSs e antenas, experimentos foram realizados selecionando FSSs, tipos de antenas e de alimentação representativos em aplicações de antenas de microfita. As soluções encontradas pelo ambiente são fabricadas e medidas para que resultados teóricos e práticos sejam comparados. No **Capítulo 4** é descrito o processo de fabricação e medição dos dispositivos estudados. A equação de transmissão de Friis é usada para encontrar os valores medidos do ganho da antena, por meio do método de comparação.

As FSSs são geralmente utilizadas como planos de terra ou refletores para auxiliar o desempenho das antenas, pois refletem as ondas eletromagnéticas nela incidentes e direcionam metade da irradiação na direção oposta da irradiação da antena, melhorando o ganho da antena e blindando parcialmente o objeto de campos provenientes da direção oposta. Porém, elas

invertem a fase da onda refletida e suportam também a propagação de ondas superficiais, o que pode prejudicar o desempenho da antena. Em uma superfície de alta impedância não há inversão de fase da onda refletida, ou seja, as ondas são refletidas com a mesma fase da onda incidente, fazendo com que a estrutura funcione como um espelho de rádio frequência (RF), sendo essa, talvez, sua maior vantagem. Além disso, a propagação de ondas superficiais, dentro de determinada faixa de frequência, não é suportada nesse tipo de estrutura. No **Capítulo 5** a FSS é colocada como superstrato na antena, ocorrendo múltiplas reflexões entre antena e a PRS (do inglês, *Partially Reflective Surface* - PRS). Baseado nas múltiplas reflexões é encontrada a equação de modelamento da distância ressonante entre a FSS e a antena. A FSS aumenta o ganho e a diretividade da antena. Quando é colocada uma RFSS o ganho e diretividade são controlados aumentando e diminuindo. Também é possível controlar o ganho e diretividade variando o ângulo de rotação da FSS. Nesse mesmo caso é possível controlar a razão axial (RA), parâmetro relacionado a polarização da antena, ou seja, a polarização também é controlada.

Superfícies de alta impedância são finas cavidades ressonantes construídas geralmente em placas de circuito impresso, onde em uma das faces há um plano de terra e na face oposta há um arranjo de estruturas periódicas, geralmente superfícies seletivas em frequência conectadas ao plano de terra através de vias metálicas. Superfície de alta impedância é o termo usado quando superfícies seletivas em frequência são usadas nesta configuração. A história dessas estruturas teve início no final dos anos 90, quando Sievenpiper publicou um artigo mostrando a eficiência de tais estruturas em suprimir as ondas eletromagnéticas superficiais dentro de determinada faixa de frequência [23], [24]. Desde então este assunto foi intensamente pesquisado e aplicações em diversas áreas têm ocorrido. Na área de micro-ondas, as principais aplicações são voltadas às antenas de baixo perfil e antenas Fabry-Perot para atenuar o ruído de comunicação simultânea, e mais recentemente ao projeto de absorvedores eletromagnéticos finos. As superfícies de alta impedância são algumas vezes mencionadas como metamateriais, por apresentarem características atípicas dentro de determinada faixa de frequência. Nesse caso em particular, elas são aludidas como metasuperfícies. Uma vez que as superfícies de alta impedância são constituídas por superfícies seletivas em frequência, as quais são distribuídas na face superior de um substrato e ligadas ao plano terra através de postes metálicos, suas propriedades são altamente dependentes das propriedades da FSS.



## 2 SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIA

Este capítulo apresenta parte da literatura existente que discute superfícies seletivas em frequência, abordando sua evolução histórica, definição, características, tipos de elementos, diferentes tipos de configurações e simulações de projetos. O capítulo está dividido em seis seções, cada uma das quais trata de uma das abordagens acima mencionadas. A **Seção 2.1** fornece uma introdução da evolução histórica de estruturas periódicas, que é o caso de uma FSS. A **Seção 2.2** apresenta a definição de superfícies seletivas em frequência. A **Seção 2.3** descreve as características, como por exemplo, a transmissão e reflexão das FSSs, que são filtros. Há alguns tipos de geometrias para os elementos do metal, na **Seção 2.4** são apresentados os tipos de elementos. A **Seção 2.5** apresenta superfícies seletivas em frequência reconfiguráveis. Os projetos de FSSs são simulados usando algumas técnicas, as quais são estudadas na **Seção 2.6**.

### 2.1 UMA BREVE HISTÓRIA DAS ESTRUTURAS PERIÓDICAS

As estruturas periódicas tanto naturais quanto artificiais, têm sido analisadas ao longo do tempo. A primeira análise matemática de estruturas periódicas foi feita em uma rede unidimensional periódica por Newton em 1686, a fim de derivar uma fórmula para a velocidade do som [25]. Nesse trabalho, Newton assumiu que o som se propaga como uma onda elástica ao longo de uma rede de massas pontuais, separadas por uma distância constante e atraídas umas às outras através de uma força elástica. Em 1830, Cauchy tentou analisar a dispersão de ondas ópticas usando o modelo de Newton, assumindo que a luz era uma onda elástica de alta frequência. Depois de Cauchy, Baden-Powell discutiu ainda as redes com partículas idênticas, Kelvin propôs uma teoria da dispersão para a rede bidimensional e Vicent construiu um modelo mecânico [26]. No início do século XX, redes periódicas foram utilizadas para construir filtros elétricos (passa-baixas por Pupin em 1900 e passa-altas em 1906 por Campbell) [26]. Em 1912, Born aplicou a teoria de Kelvin para a propagação de ondas em cristais e, em 1928, Bloch generalizou os resultados de Floquet em equações diferenciais parciais com coeficientes periódicos (soluções hoje conhecidas como ondas de Bloch) e lançou as bases da teoria dos sólidos [25-26].

Em paralelo com os desenvolvimentos da teoria atual de sólidos, outras estruturas periódicas foram investigadas. As primeiras observações de difração da luz por F. Grimaldi datam de 1665 e a primeira rede de difração artificial foi estudada por D. Rittenhouse em 1785

[26]. Outro passo importante no uso de grades periódicas foi a invenção do espectroscópio por J. Fraunhofer em 1813. Uma compreensão teórica da luz estava se formando durante os séculos XVII, XVIII e XIX, a partir da teoria de partículas de Gassendi (1660) e Newton (1675), pela teoria das ondas de Hooke (1660), Huygens (1698) e Fresnel (1817) à teoria eletromagnética de Faraday (1845) e Maxwell (1873). As equações de Maxwell levaram a investigações sobre outras regiões do espectro, além da luz óptica. A partir de 1950, foi dada grande atenção às frequências de micro-ondas na área de guia de ondas, antenas e arranjos em fase [27], e a dispersão de arranjos periódicos de elementos condutores ou abertura metálica também foram investigadas [29-31].

As superfícies seletivas em frequência apareceram primeiramente na patente de Marconi e de Franklin em 1919 que descreve um "refletor para o uso na telegrafia e na telefonia sem fio", mas foram explorados completamente na segunda metade do século XX [10]. Mais recentemente, outras estruturas periódicas foram investigadas. As *Photonic Band Gaps* (PBG) foram introduzidas em 1987 [33-35], os condutores magnéticos artificiais (do inglês, *Artificial Magnetic Conductors - AMC*) em 1999 por Sienvempiper [36-37], e o índice de refração negativo (do inglês, *Negative Refraction Index - NIM*) em 2000 por Smith [38-39]. As estruturas periódicas que apresentam características especiais foram classificadas recentemente sob a terminologia ampla de *Eletromagnetic Band-Gaps* (EBG) [40]. Sob este termo podemos identificar qualquer estrutura dielétrica ou metal-dielétrico 1D, 2D ou 3D que impeça a propagação em uma determinada faixa de frequências idealmente para todos os ângulos de incidência e polarizações.

## 2.2 DEFINIÇÃO

As superfícies seletivas em frequência são definidas em uma perspectiva estrutural como elementos condutores ou aberturas metálicas dispostos periodicamente dentro de uma camada metálica com forma arbitrária, geralmente sobre um substrato dielétrico [32], [41]. A descrição dessas estruturas de acordo com a teoria eletromagnética de antena traz que as FSSs são essencialmente arranjos periódicos ressonantes que exibem seletividade em frequência, polarização e ângulo de incidência. Diferente dos filtros elétricos, as FSSs são filtros espaciais porque seu desempenho depende não apenas da frequência, mas também do ângulo e da polarização da onda incidente. Geralmente, elas são empregadas como filtros de ondas planas de rádio frequência, micro-ondas e Terahertz.

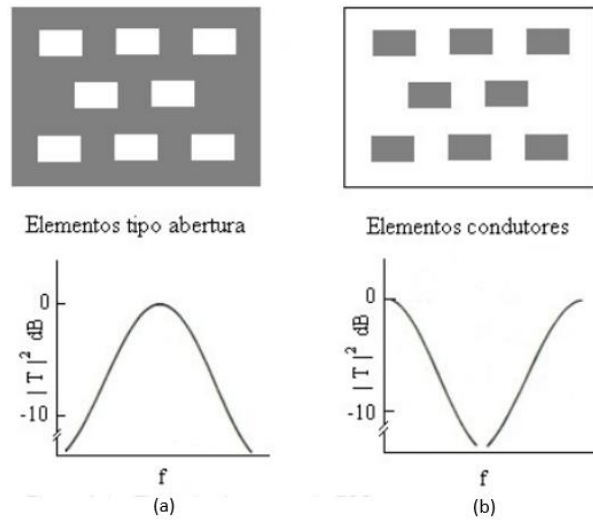
## 2.3 CARACTERÍSTICAS

Superfícies seletivas em frequência são arranjos periódicos planares de uma ou duas dimensões, que se comportam como filtros para a onda eletromagnética. Na literatura existem dois tipos de superfícies seletivas em frequência: as FSSs compostas por elementos do tipo *patch* e as FSSs com elementos do tipo abertura. O primeiro tipo se comporta de forma semelhante a um filtro rejeita-banda [32], [41], pois à medida que os elementos entram em ressonância, o arranjo irradia a potência incidente na direção de reflexão, até que na frequência de ressonância da estrutura, ele se comporta como um condutor perfeito refletindo totalmente a onda incidente. O segundo tipo, se comporta similarmente a um filtro passa-banda [32], [41], pois ao entrar em ressonância, estas estruturas tornam-se transparentes para a onda incidente, ocorrendo na frequência de ressonância a transmissão total da onda plana incidente [32], [41].

Com base no tipo de estrutura, as superfícies seletivas em frequência são separadas em elementos capacitivos ou indutivos. Se a superfície é montada por arranjo de elementos condutores, esta é considerada capacitiva e opera como um filtro rejeita-banda; enquanto que superfícies compostas por elementos de abertura em placas metálicas são indutivas, e seu comportamento é de um filtro passa-banda [32], [41]. Se os elementos que constituem a FSS possuem características de ressonância, as FSSs indutivas exibirão transmissão total em frequências próximas à frequência de ressonância, ao passo que as FSS capacitivas exibirão reflexão total [32], [41].

Superfícies seletivas em frequência indutivas e capacitivas derivam seu nome da teoria de circuitos, com base em seu comportamento sob a incidência de uma onda. A Figura 2.1 apresenta as FSSs capacitivas e indutivas, construídas de arranjo de elementos condutores e elementos do tipo abertura, respectivamente. Na Figura 4, também estão incluídos os componentes de circuito associados a cada arranjo periódico, seja ele de elementos condutores ou de abertura, bem como seus correspondentes perfis de transmissão [32], [41].

Figura 4- Tipos de elementos de superfícies seletivas em frequência: (a) Elementos tipo abertura e (b) Elementos condutores. O material condutor é representado em cinza.

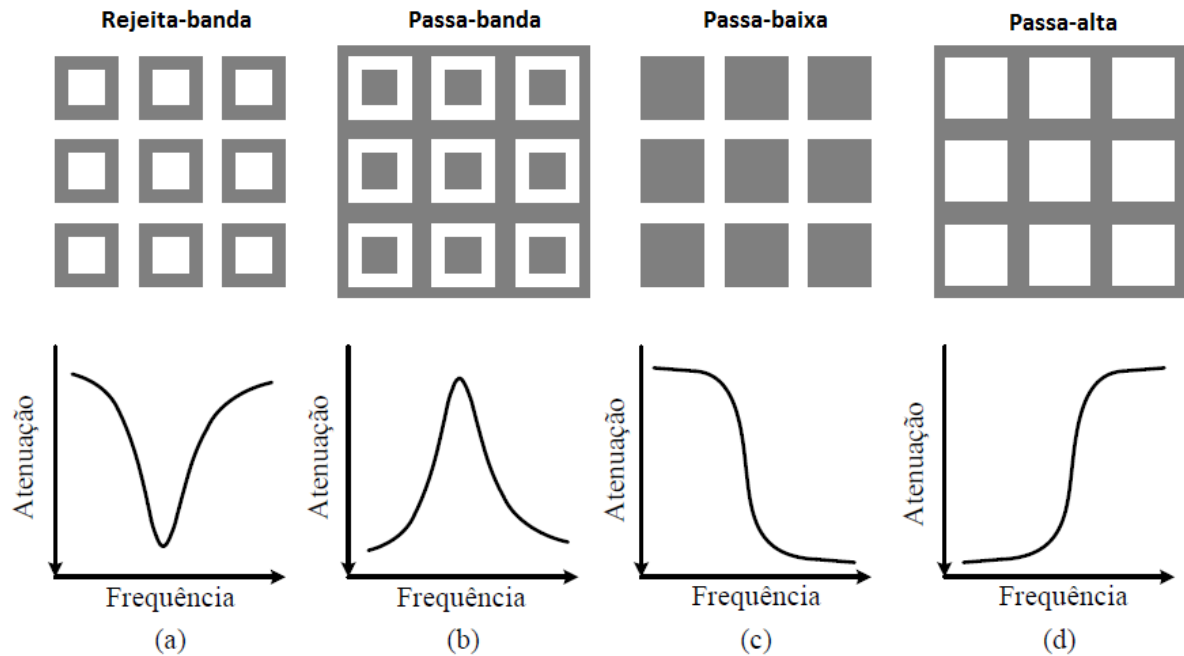


Fonte: A. L. P. Siqueira Campos, 2008.

Em uma discussão aprofundada das técnicas de teoria de circuitos em relação às FSSs, são apresentadas de forma mais específica essas estruturas sendo classificadas em quatro categorias de resposta de filtros, dependendo de sua construção física, material e geometria: rejeita-banda; passa-banda; passa-baixa e passa-alta, como mostrado na Figura 5 (a) e Figura 5 (d), respectivamente.

Quando uma onda eletromagnética incide sobre a superfície de uma FSS, cada elemento ressoa e dispersa energia em torno da sua frequência de ressonância ( $f$ ). A onda original é parcialmente transmitida ( $T$ ) para a frente e parcialmente refletida ( $I$ ) na direção especular como ilustra a Figura 6, onde observam-se duas estruturas de FSS para o caso de *patch* e abertura. Para o caso de elementos *patches*, representados por dipolos, o campo elétrico  $E$  é polarizado verticalmente e para o caso das aberturas,  $E$  é polarizado horizontalmente. Em FSSs com elementos do tipo abertura, o sinal passa pela estrutura com um mínimo de perdas de inserção para frequência de operação, enquanto para frequências fora da banda, o sinal é refletido. Já nas FSSs com elementos do tipo *patch*, para frequência de operação da estrutura, o sinal é refletido com mínima perda de retorno, transmitindo as demais frequências. As estruturas de FSS ressoam a uma dada frequência, exibindo assim, seletividade espectral [42].

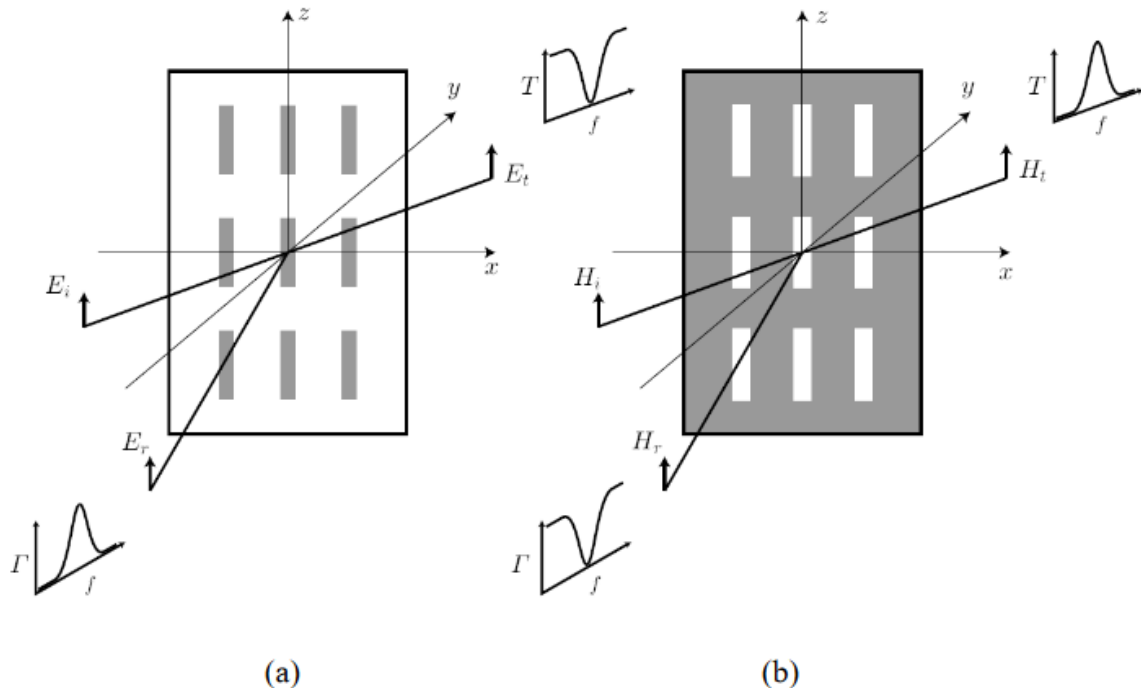
Figura 5- Tipos de filtros FSS e respostas: (a) Elementos condutores espira quadrada rejeita-banda; (b) Elementos tipo abertura espira quadrada - passa-banda; (c) Elementos condutores *patch* - passa-baixa e (d) Elementos tipo abertura *patch* - passa-alta. O material condutor é representado em cinza.



Fonte: B. A. Munk, 2000.

As dimensões físicas, bem como os materiais dielétricos aos quais as FSSs serão empregadas, representam parâmetros relevantes no projeto, pois exercem grande influência nas características de transmissão e reflexão da estrutura. De forma mais específica, quatro principais fatores determinam a seletividade em frequência de uma FSS: a geometria dos elementos; a condutividade dos elementos; o substrato que sustenta a estrutura e o ângulo de incidência da onda. Assim, dependendo das características dos sinais a serem filtrados, tais estruturas podem apresentar variações na geometria, período de repetição das células unitárias e das camadas dielétricas que envolvem a estrutura.

Figura 6- Superfícies seletivas em frequência: (a) configuração de dipolo que atua como filtro rejeita-banda e (b) aberturas em placa condutora que atua como filtro passa-banda. O material condutor é representado em cinza.



Fonte: B. A. Munk, 2000.

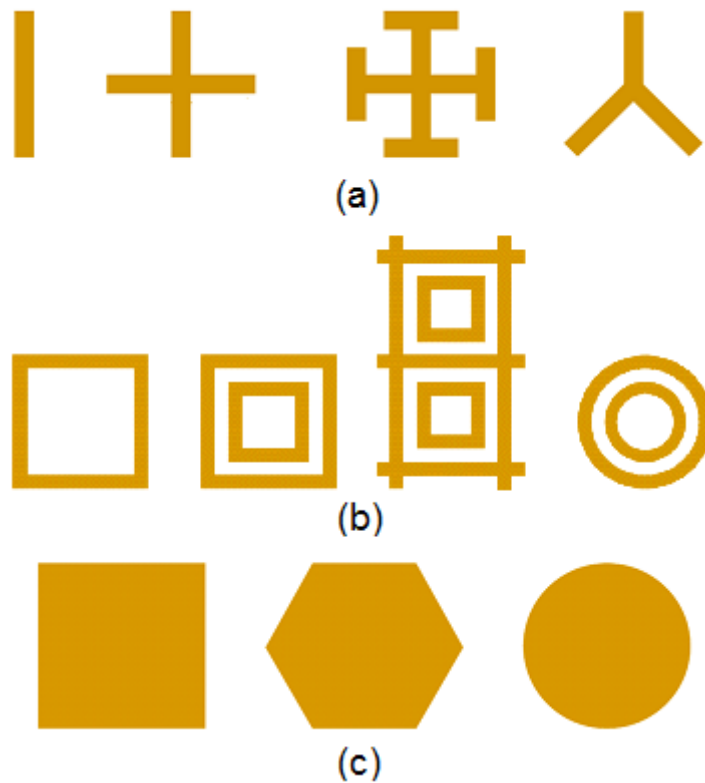
A forma dos elementos não é limitada apenas a arranjos do tipo *patch* ou elementos do tipo abertura. Os elementos podem ser do tipo polos conectados pelo centro como dipolo cruzado, Cruz de Jerusalém, tripolos, elementos do tipo espira, elementos de interior sólido ou elementos formados por combinações. Diferentes geometrias de elementos oferecem diferentes respostas em frequência para a FSS. As geometrias dos elementos são tratadas na seção seguinte, que aborda com mais detalhes o assunto.

## 2.4 TIPOS DE ELEMENTOS

As características de transmissão e reflexão da FSS dependem principalmente do tamanho e da geometria dos elementos. A dimensão dos elementos condutores é o principal fator que determina a frequência de ressonância. A forma e o espaçamento dos elementos determinam fortemente a largura de banda e o comportamento da frequência de ressonância. O substrato dielétrico, a espessura dos elementos metálicos ou as perdas térmicas modificam ainda mais a frequência de ressonância e a largura de banda. As geometrias tradicionais da FSS podem ser classificadas em três classes: Grupo 1- N-polos conectadas no centro; Grupo 2- tipos de

espiras e Grupo 3- tipos sólidos [32], [41]. Na Figura 7, são mostrados exemplos das três classes. A frequência de ressonância está localizada aproximadamente a uma frequência na qual o comprimento dos elementos condutores conectados ao centro é  $\lambda/2$ , a circunferência média dos tipos de espiras está em torno de  $\lambda$ , e a distância entre os tipos de sólidos é  $\lambda/2$ . A frequência de ressonância da combinação é de alguma forma mais complicada e depende da forma particular dos elementos.

Figura 7- Elementos comuns utilizados em FSS: (a) Grupo 1- N -polos conectados pelo centro; (b) Grupo 2 - espiras e (c) Grupo 3 - sólidos.



Fonte: B. A. Munk, 2000.

A largura de banda da FSS depende principalmente do espaçamento entre os elementos. Os espaçamentos mais curtos em qualquer direção do arranjo (isto é, elementos de forma compacta), a largura de banda maior será obtida. A variação na largura de banda produzida por aproximar os elementos ou separá-los ainda mais, é acompanhada por uma alteração na frequência de ressonância. Esta mudança de frequência pode ser mínima (em alguns elementos do tipo espira) ou significativa (em elementos com cargas capacitivas, como a Cruz de Jerusalém) [32], [41]. Deste modo, a geometria, as dimensões e o espaçamento dos elementos

devem ser calculados para alcançar a frequência de ressonância e largura de banda desejadas, e para evitar lóbulos secundários.

## 2.5 TIPO DE CONFIGURAÇÃO

Em FSSs passivas, a geometria e o material usados fornecem resposta em frequência constante. Entretanto, muitos grupos de pesquisa têm investigado a possibilidade de sintonizar ou reconfigurar uma FSS para que sua resposta em frequência possa ser deslocada ou alterada durante seu funcionamento. Isso pode ser obtido 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 as chamadas superfícies seletivas em 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 mostradas algumas RFSSs que existem na literatura.

Chang apresentou na referência [43], uma FSS ativa incorporando diodos PIN como chaves. Seu arranjo de elementos consiste de dois segmentos de espira quadrada conectados por diodos PIN. A resposta em frequência da superfície permitiu ser eletronicamente chaveada de uma estrutura quase transparente ao sinal incidente, exceto por uma pequena perda de inserção para uma estrutura que reflete completamente todo o sinal. Yuan apresentou na referência [44], uma FSS multibanda eletronicamente sintonizada. Essa FSS compreende estruturas com elementos abertura tipo espira circular na parte superior do substrato e *patch* dipolo cruzado na parte inferior do substrato. A reconfiguração da superfície é devido a presença de diodos varactores em ambos os lados da estrutura. Alterando as capacitâncias dos diodos varactores, duas das três frequências de ressonância podem ser deslocadas. Kiani apresentou na referência [45], 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 diodo varactor na frente da FSS.



## 2.6 SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA

Foi escolhido o simulador de onda completa *CST Microwave Studio*<sup>TM</sup> 2016 para realizar as simulações eletromagnéticas das FSSs e RFSSs.

O *CST Studio Suite* é composto por vários módulos como exemplo *CST Microwave Studio* e *CST Design Suite*. O *CST Microwave Studio* é apropriado para simulação de dispositivos de micro-ondas, e o *CST Design Suite* é apropriado para simular circuitos discretos. Dentro do *CST Microwave Studio* existem vários *templates* com configurações predefinidas, com cada tipo de estrutura de micro-ondas, como mostra a Figura 8. No caso da 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.

A técnica de integração finita, ou FIT (do inglês, *Finite Integration Technique-FIT*), é o método numérico utilizado pelo software *CST Microwave Studio* e foi proposta, inicialmente, por Weiland em 1977 [46]. A palavra integração, entretanto, não implica em qualquer relação com as equações integrais. É uma formulação alternativa para o método de diferenças finitas. Esse método numérico proporciona um esquema universal de discretização espacial aplicável a vários problemas que envolvem eletromagnetismo, abrangendo desde cálculos de campo estático, a aplicações de altas frequências nos domínios do tempo e da frequência, utilizando dimensões realistas. Ao contrário de outras técnicas, o FIT discretiza a forma integral das equações de Maxwell, ao invés da forma diferencial, usando grades de discretização duais:

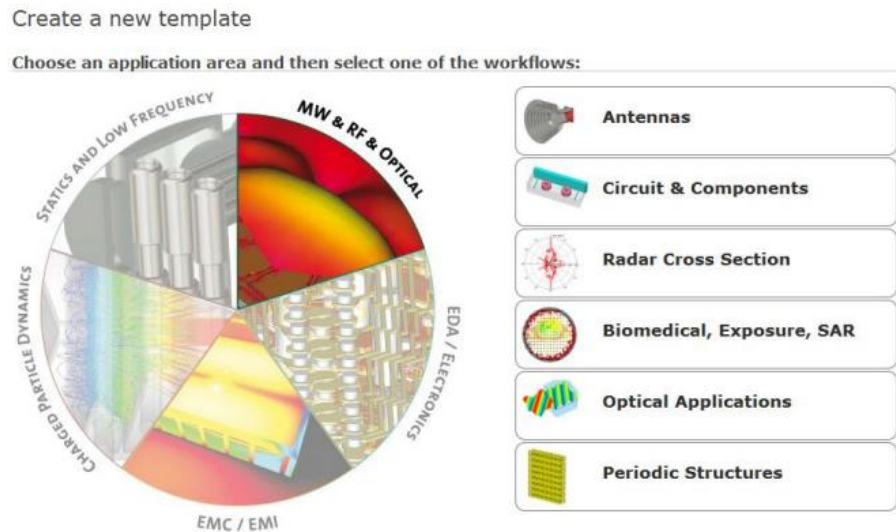
$$\oint_s \vec{D} \cdot d\vec{s} = \int_V \rho dV;$$

$$\oint_s \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0;$$

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_s \left( \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \cdot d\vec{s};$$

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = \int_s \left( -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \right) \cdot d\vec{s}.$$

Figura 8- *Templates* com configurações predefinidas para cada tipo de estrutura de micro-ondas.

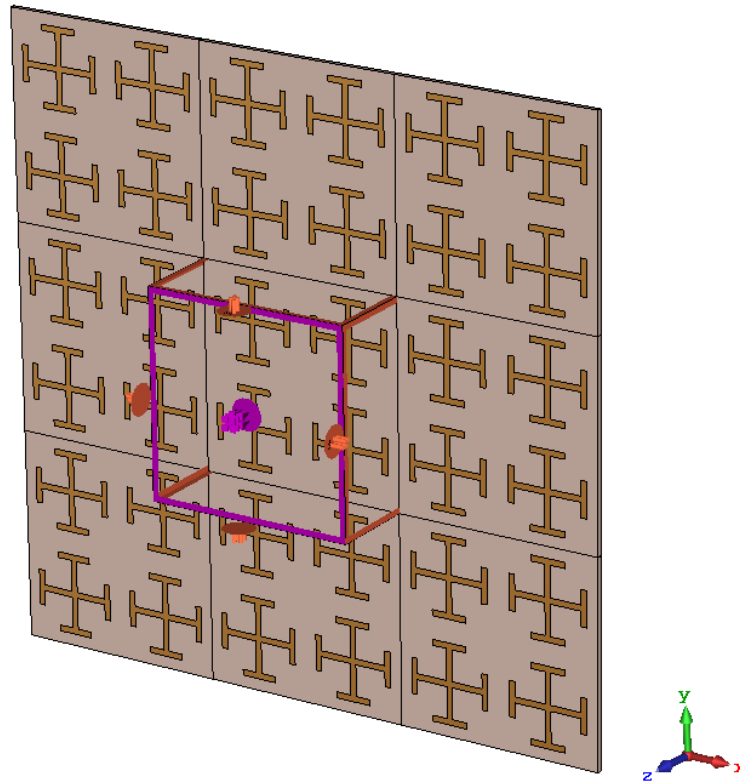


Fonte: Acervo do autor.

A solução das equações é realizada definindo um domínio de cálculo finito, compreendendo a estrutura sob análise. O primeiro passo da discretização consiste na limitação do campo eletromagnético, o que geralmente representa um problema de fronteira aberta. O passo seguinte consiste na decomposição do domínio computacional em um número finito de células, formadas através de pequenos cubos, formando uma rede tridimensional de células duais, sendo cada célula, um par de cubos duais. A discretização das equações de Maxwell é realizada nesse arranjo de células, sendo que os novos graus de liberdade são introduzidos como valores integrais.

Uma visão 3D da FSS no ambiente do *CST Microwave Studio™ 2016* é mostrada na Figura 9. A parte em marrom clara é o substrato do dispositivo e a parte em marrom escuro é a parte do metal (cobre). As linhas roxas são as condições de contorno de uma célula unitária.

Figura 9- Esboço de simulação tridimensional da FSS no ambiente CST com condição de contorno de célula unitária.



Fonte: Acervo do autor.

### 3 ANTENAS DE MICROFITA

Uma antena pode ser definida como um dispositivo capaz de transformar ondas guiadas em ondas radiadas ou vice-versa. A antena é um transdutor que converte a corrente elétrica alternada, presente em um condutor, em uma onda eletromagnética de mesma frequência, para o espaço livre ou vice-versa [47]. Indiscutivelmente, o crescimento das comunicações sem fio tem sido o catalizador do desenvolvimento de novas técnicas de projetos de antenas.

O conceito de radiadores de microfita, introduzido por Deschamps em 1953, permaneceu adormecido até a década de 1970, quando antenas de baixo perfil foram necessárias para uma geração emergente de mísseis [48], [49]. Desde então, mas principalmente nas últimas três décadas, a comunidade internacional de antenas dedicou muito esforço à pesquisa teórica e experimental sobre este tipo de radiador [50]. Atualmente, laminados RF de baixa perda são usados na sua fabricação e muitas de suas limitações inerentes foram superadas [49]. Por outro lado, as soluções de baixo custo estão em demanda, agora que tanto o mercado quanto a tecnologia estão prontos para a produção em massa [49]. Recentemente, foi relatado o desenho de antenas de microfita de polarização circular (PC) de alimentação única fabricadas com substrato FR4 [51]. Infelizmente, o uso de FR4 de baixo custo como substrato introduz alguma complexidade adicional no projeto de antena. Isto é devido à imprecisão da permissividade relativa do substrato FR4 e sua em tangente de alta perda (em torno de 0,02). Variações na permissividade elétrica do substrato FR4 podem deslocar a frequência de operação e a tangente de alta perda afeta consideravelmente a relação axial e o ganho da antena, resultando em uma fraca eficiência de irradiação. Para aumentar a eficiência, a antena de microfita em substrato moderadamente espesso deve ser projetado. No entanto, a técnica utilizada para compensar a indutância da sonda, quando o *patch* é alimentado por uma sonda coaxial (uma forma prática conhecida para alimentar as antenas de microfita), ainda depende da perícia do projetista. Por exemplo, foi utilizado um condensador em série, que pode ser construído de várias maneiras, para neutralizar esta indutância, ou a geometria da sonda foi modificada [52], [53]. Infelizmente, devido à sua complexidade, muitas dessas técnicas não são adequadas quando as antenas são produzidas em série numa linha de montagem.

As antenas de microfita do tipo *patch* são amplamente utilizadas na faixa de frequências de micro-ondas devido à sua relativa simplicidade e compatibilidade com a tecnologia de circuitos impressos, tornando-as fáceis de fabricar, seja em elementos isolados, seja em arranjos [54].

O estudo analítico permite descrever de forma exata antenas de microfita. Ele foi inicialmente realizado através da aplicação de analogias às linhas de transmissão para *patches* retangulares simples [55], [56]. Os diagramas de irradiação de um *patch* retangular, quadrado e circular foram analisados e medidos [57-58], [50-52].

Este capítulo apresenta a fundamentação teórica das antenas de microfita, ressaltando sua estrutura e características gerais, as geometrias usuais do *patch* condutor, os substratos utilizados, as vantagens e desvantagens destas antenas, algumas aplicações, os principais métodos de alimentação e os modelos de análise existentes para antenas de microfita.

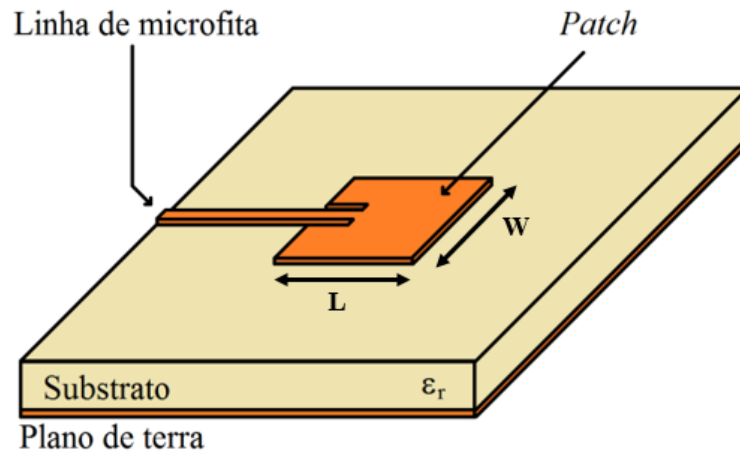
### 3.1 ESTRUTURAS DA ANTENA

Após anos de investigação, verificou-se que o desempenho e funcionamento de antenas de microfita dependem principalmente da geometria usada para o elemento radiante e das características do substrato onde a antena está impressa [47], [59].

Na sua estrutura mais simples a antena de microfita é composta de um elemento metálico (*patch*) depositado em um substrato que por sua vez está sobre um plano de terra como mostrado na Figura 10. O *patch* pode ter várias geometrias tais como: quadrada, retangular, circular, elíptica, triangular, ou qualquer outra configuração de acordo com a característica desejada. Tem como objetivo complementar e otimizar a irradiação em determinadas direções e minimizá-la em outras.

A carga liga-se a uma linha de microfita que conecta o *patch* radiante da antena ao seu plano de terra. As antenas de microfita *patch* irradiam devido aos campos de borda criados entre o *patch* e o plano de terra e ressoam de acordo com as dimensões do *patch* radiante. O comprimento  $L$  do *patch* retangular para o modo fundamental de excitação  $TM_{10}$  é ligeiramente menor que  $\lambda_g/2$  (dependendo das dimensões de  $W$  e  $L$ ), sendo  $\lambda_g$  o comprimento de onda guiado no dielétrico,  $\epsilon_{ef}$  é a permissividade dielétrica efetiva da linha de microfita de largura  $w$  e  $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_{ef}}$  o comprimento de onda no espaço livre. O valor de  $\epsilon_{ef}$  é ligeiramente menor que a permissividade dielétrica do substrato,  $\epsilon_r$ , uma vez que o campo espalhado também se propaga no ar, não sendo confinado apenas no dielétrico. Quando se aumenta a largura  $W$  do *patch* ou a espessura  $h$  do substrato, e se diminuiu seu  $\epsilon_r$ , ocorre um maior acoplamento de energia por ondas de superfícies [47], [61], [62].

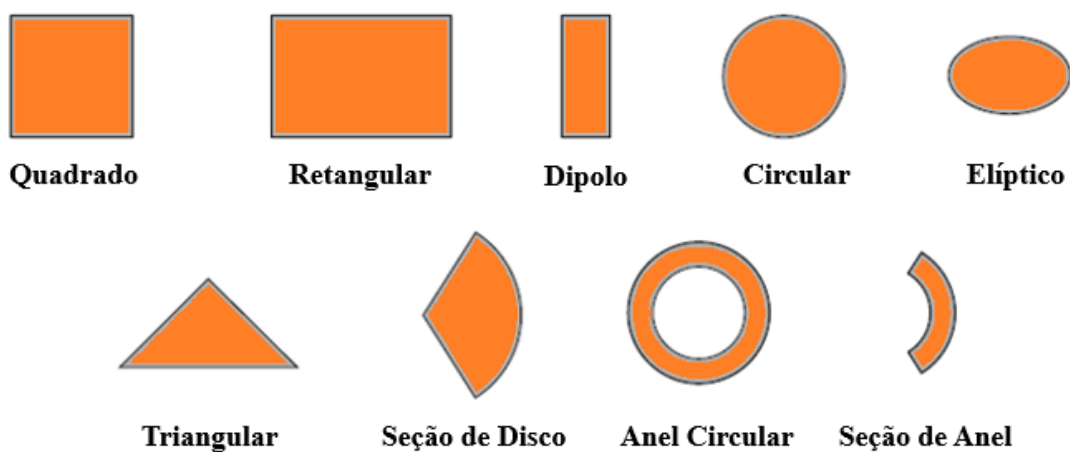
Figura 10- Antena de microfita *patch* retangular.



Fonte: V. T. Barra, 2007.

A geometria do *patch* influencia na distribuição de corrente e, conseqüentemente, na distribuição do campo elétrico na superfície da antena. A antena de microfita pode apresentar qualquer geometria, porém, para fins de simplificação, geralmente são utilizadas formas geométricas regulares tais como: quadrada; retangular; dipolo; circular; elíptica; triangular; seção de disco; anel circular e seção de anel [47], [60]. A Figura 11 apresenta as formas de representação geométrica para os elementos do *patch* da microfita.

Figura 11- Formas geométricas para o *patch*.



Fonte: Acervo do autor.

## 3.2 CARACTERÍSTICAS E LIMITAÇÕES

As antenas de microfita possuem diferentes características quando comparadas as antenas convencionais para micro-ondas, podendo ser aplicadas em uma larga faixa de frequências que vão de aproximadamente 100 MHz à 50 GHz, tais como:

- Facilidade de construção e instalação;
- Estrutura leve;
- Dimensões reduzidas e baixo custo;
- Fácil adaptação a qualquer superfície;
- Possibilidade de polarização linear e circular, de acordo com a posição da alimentação;
- Podem ser integradas diretamente em equipamentos de comunicação, ficando protegidas de agressões do meio e reduzindo as perdas na linha de alimentação.

Apesar das vantagens, as antenas de microfita apresentam algumas limitações quando comparadas às antenas convencionais de micro-ondas [47], [60-62]. Elas são as seguintes:

- Largura de banda estreita;
- Baixo ganho;
- Perdas devido capacitância parasita em um conjunto de antenas;
- Complexas estruturas de alimentação são necessárias para o conjunto de antenas de alto desempenho;
- Fraca irradiação *endfire*;
- Irradiação indesejável pelas estruturas de alimentação, junções e possíveis circuitos de casamentos;
- Excitação de ondas de superfícies;
- Baixa capacidade de potência, devido às próprias características da estrutura.

As modernas antenas de microfita são adequadas para aplicações nos sistemas de telecomunicações, a exemplo das comunicações móveis; nas comunicações via satélite, em GPS; na atividade aeroespacial, em radares, mísseis e foguetes e na biomedicina, no diagnóstico de tumores.

## 3.3 PARÂMETROS

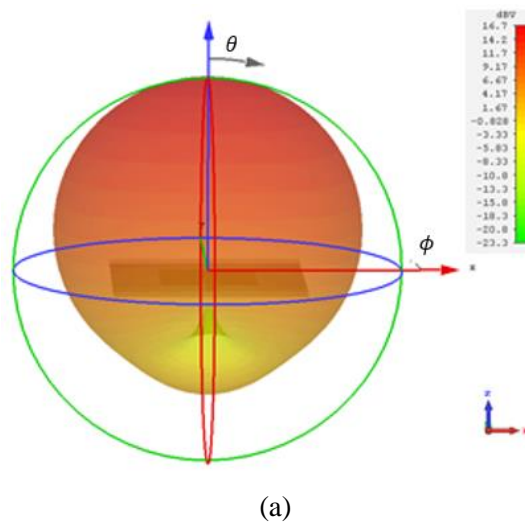
### 3.3.1 Diagrama de Irradiação

O diagrama de irradiação de uma antena é de extrema importância para determinar a maioria das características de irradiação, tais como: tamanho e formato do feixe principal, nível de lóbulos secundários, diretividade, ganho, polarização, razão frente-costas e potência de irradiação. Os padrões de irradiação têm formato tridimensional, mas na maioria dos casos, devido à dificuldade em reproduzi-los através de medição, são geralmente apresentados em formato bidimensional, na forma polar.

O sistema de coordenadas mais apropriado é o sistema de coordenadas esféricas  $(r, \theta, \phi)$ , que permite que o diagrama de irradiação seja expresso em termos da intensidade do campo elétrico. Dado que a antena está no centro desse sistema de coordenadas, é possível definir o padrão de irradiação como sendo a intensidade do campo elétrico ( $E$ ) sobre a superfície de uma esfera a uma distância  $r$  fixa do centro. Pelo fato do campo  $E$  ser em função de duas variáveis  $\theta$  e  $\phi$ , a notação empregada é  $E(\theta, \phi)$ .

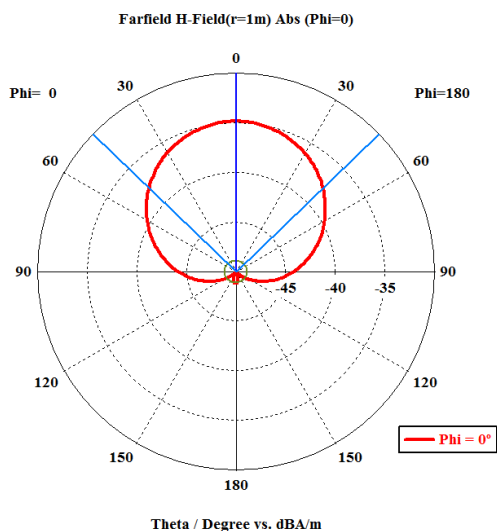
Em duas dimensões, o padrão de irradiação é formado por dois planos perpendiculares, com a origem do sistema de coordenadas esféricas na linha de intersecção. A direção de  $\phi = 0^\circ$  segue a linha de intersecção enquanto que  $\theta = 0^\circ$  é perpendicular a essa linha e pertence ao outro plano. O padrão de irradiação de uma antena de microfita nos formatos tridimensional e bidimensional (polar) estão ilustrados na Figura 12 (a) onde, o plano de terra infinito é assumido. Como pode ser observado na Figura (b), o padrão produzido teoricamente pelas antenas de microfita é omnidirecional, não possuindo lóbulos secundários ou um lóbulo principal direcional.

Figura 12- Diagrama de irradiação (a) 3D e (b) 2D gerados pelo *CST studio*.



(a)





(b)

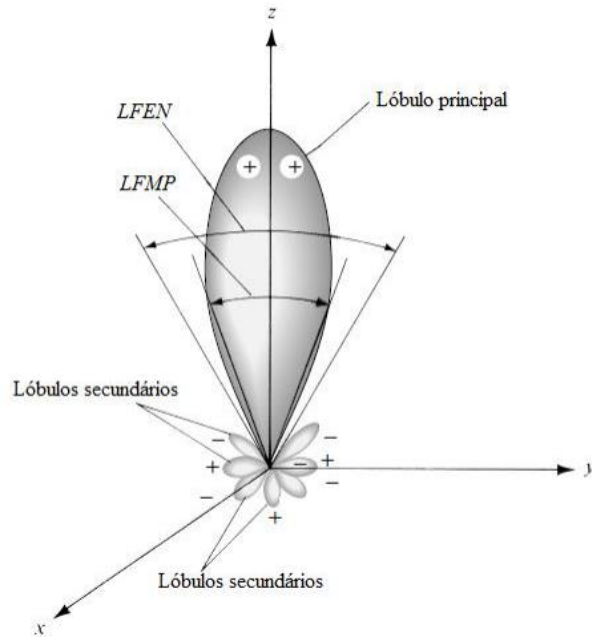
Fonte: Acervo do autor.

A antena retangular de microfita é projetada para ter o diagrama de irradiação máximo na direção normal ao *patch*, ou seja, na direção perpendicular ao plano de terra onde os campos se somam em fase, resultando em uma irradiação máxima normal ao *patch*. Dessa forma, a antena tem irradiação na direção conhecida por *broadside* [58]. O dispositivo em estudo, porém apresenta comportamento de irradiação *endfire*, desta forma, a irradiação máxima ocorre ao longo do eixo  $z$ .

Do diagrama de irradiação das Figuras 13 e 14, são apresentadas as seguintes informações:

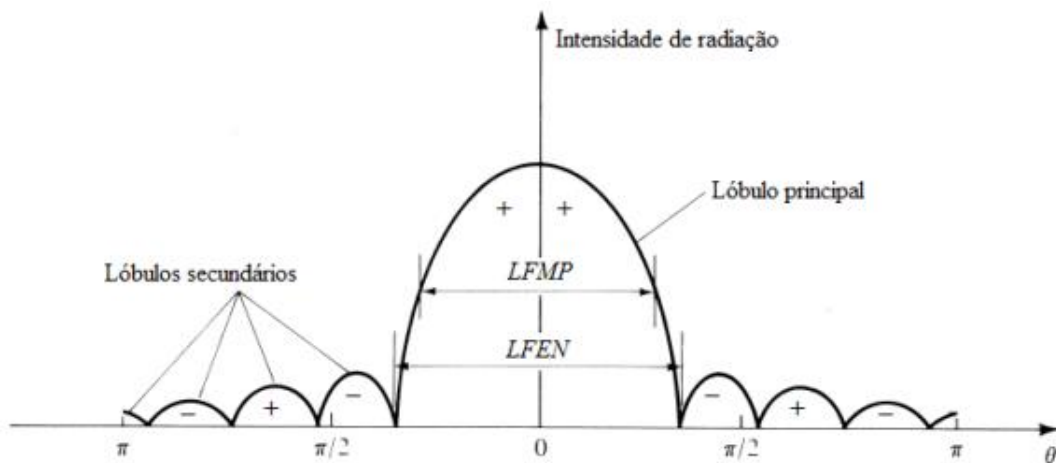
- *Lóbulo principal* - ocorre na direção que contém a maior concentração de potência radiada;
- *Lóbulos secundários* - todos os lóbulos, exceto o principal;
- *LFMP (Largura de feixe de meia potência)* - largura de feixe com centro na direção de máxima irradiação, para a qual a potência radiada decresce à metade;
- *LFEN (Largura de feixe entre nulos)* - largura de feixe com centro na direção de máxima irradiação, para a qual a potência radiada decresce ao primeiro valor mínimo.

Figura 13- Lóbulos de irradiação e larguras de feixe de um diagrama de antena.



Fonte: C. A. Balanis, 2005.

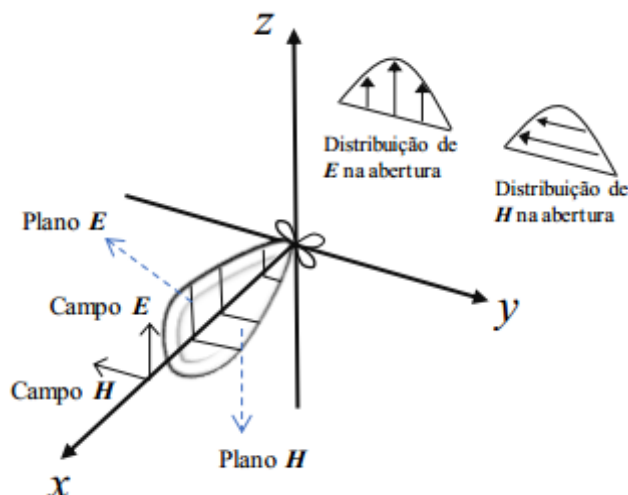
Figura 14- Gráfico linear de um diagrama de potência e seus lóbulos e largura de feixe associados.



Fonte: C. A. Balanis, 2005.

Os diagramas de irradiação são definidos em planos **E** e **H**. O plano **E** é definido como sendo aquele que contém o vetor campo elétrico na direção de máxima irradiação e o plano **H** como aquele que contém o vetor campo magnética na direção máxima de irradiação. De acordo com a Figura 15 o plano  $xy$  (chamado de plano de elevação) é o plano **E** e o plano  $xz$  (chamado de plano azimutal) é o plano **H**, para as antenas de microfita retangular [47].

Figura 15- Configuração de campos em uma antena *patch*.



Fonte: C. A. Balanis, 2005.

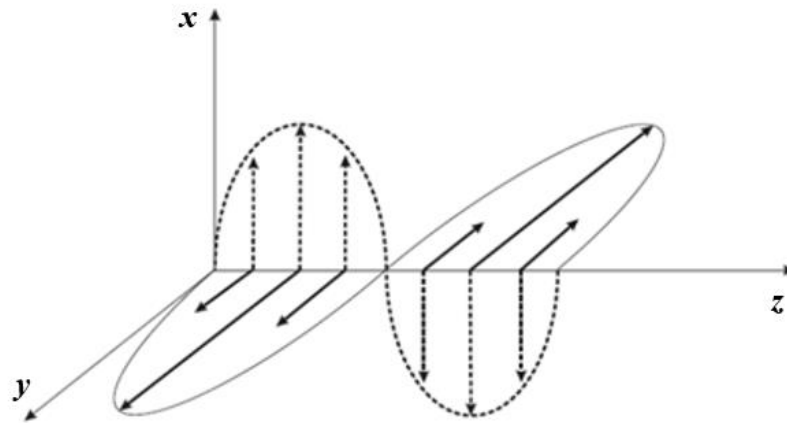
### 3.3.2 Polarização

A polarização de uma antena em uma dada direção é definida como a polarização da onda transmitida (irradiada) pela antena. Essa polarização é definida como a propriedade de uma onda eletromagnética que descreve a direção e amplitude, variantes no tempo, do vetor de campo elétrico, ou seja, é a curva traçada em função do tempo, pela extremidade do vetor em um ponto fixo do espaço e o sentido em que é traçada, sendo observado ao longo da direção de propagação [47].

A polarização de uma onda pode ser definida em termos da onda irradiada (transmitida ou recebida) pela antena em uma dada direção. A polarização pode ser classificada como linear, circular e elíptica, e podem ser obtidas quando a elipse se torna uma linha reta ou um círculo [47].

Na polarização linear, define-se que o vetor do campo elétrico  $\mathbf{E}$  encontra-se na mesma direção em qualquer instante de tempo. A projeção da extremidade do vetor descreve uma reta sobre um plano normal à dada direção de propagação à medida que a onda eletromagnética se propaga. Define-se como polarização linear vertical àquela para a qual o vetor de campo elétrico  $\mathbf{E}$  é vertical a uma superfície; e define-se polarização linear horizontal àquela onde o vetor campo elétrico  $\mathbf{E}$  é horizontal à superfície. Na Figura 16 é possível observar um exemplo de uma onda eletromagnética com polarização linear vertical.

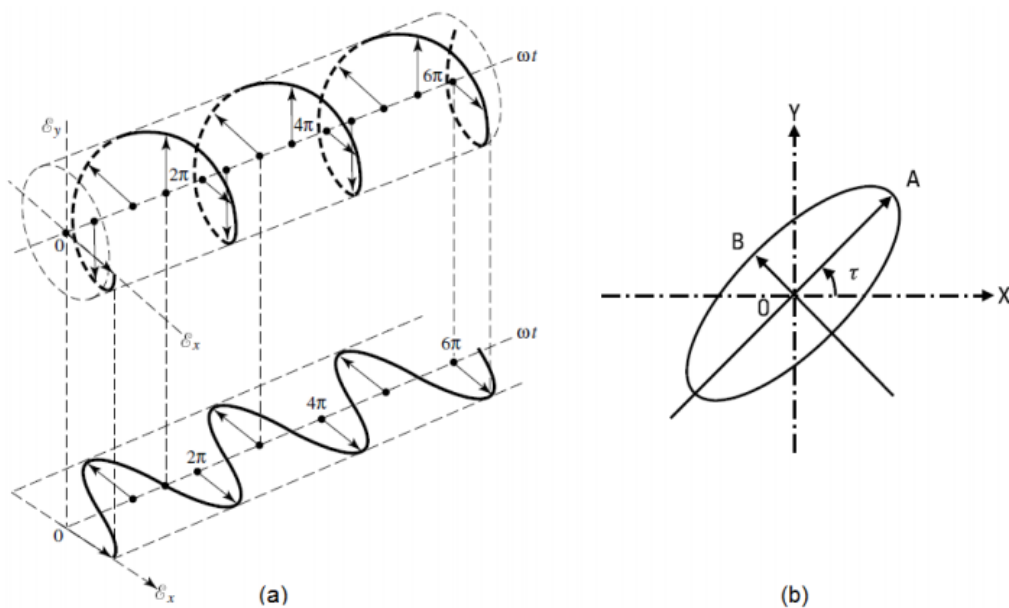
Figura 16- Ilustração de uma onda eletromagnética linearmente (verticalmente) polarizada.



Fonte: C. A. Balanis, 2005.

Na polarização elíptica, a projeção de extremidade do vetor campo elétrico  $\mathbf{E}$  descreve uma elipse em um plano normal à dada direção de propagação. Torna-se o resultado da combinação de duas ondas planas uniformes e de mesma frequência, com propagação na mesma direção, tendo os campos de fases, de amplitudes e orientações diferentes, mas não arbitrarias. Assim, para onda estar polarizada elípticamente, o campo resultante na direção de propagação deve sofrer um movimento de rotação variante no tempo como pode-se ver na Figura 17 [47], [61].

Figura 17- Polarização elíptica: (a) rotação da onda e (b) formato da onda com polarização em  $z = 0$ .



Fonte: C. A. Balanis, 2005.

Um caso particular da polarização elíptica é a polarização circular. Neste caso, a elipse é reduzida a um círculo, e de acordo com o sentido de rotação do campo elétrico, horária ou anti-horária, podem ser distinguidas entre polarização circular à direita e polarização circular a esquerda, respectivamente [60].

Na polarização circular, uma onda harmônica no tempo é circularmente polarizada se o vetor campo elétrico  $\mathbf{E}$  ou  $\mathbf{H}$  em qualquer ponto do espaço traça um círculo em função do tempo. A antena de microfita é a antena mais usada para gerar polarização circular [61].

São muitas as vantagens que antenas circularmente polarizadas podem oferecer quando comparadas a antenas linearmente polarizadas. Os sistemas com antenas circularmente polarizadas apresentam um melhor comportamento diante de geografias/superfícies irregulares, pois apresentam boas características de reflexibilidade (se adapta bem às múltiplas reflexões) e absorção do sinal, além de demonstrarem pouca dependência entre a orientação das antenas transmissora e receptora. Na faixa de frequência de micro-ondas, a polarização circular atenua problemas como alteração de fase do sinal e efeitos de múltiplos percursos [61].

Levando em consideração ainda a Figura 3.5 e o sistema de coordenadas cartesianas, o campo elétrico  $\mathbf{E}$  se propaga na direção positiva do eixo  $z$  e seus valores escalares instantâneos são dados por:

$$E_x(z, t) = E_{x0} \cos(\omega t - kz + \phi_x) \quad (3.1)$$

e

$$E_y(z, t) = E_{y0} \cos(\omega t - kz + \phi_y) \quad (3.2)$$

onde  $E_{x0}$ ,  $E_{y0}$ ,  $\phi_x$  e  $\phi_y$  são as magnitudes do campo elétrico e fases dos componentes em  $x$  e  $y$ , nessa ordem. A frequência angular é representada por  $\omega$ , o tempo decorrido por  $t$ , a posição por  $z$  e o número de onda por  $k$ .

Para satisfazer a condição de polarização circular é necessário e suficiente que o vetor campo elétrico  $\mathbf{E}$  (ou magnético  $\mathbf{H}$ ) possua as seguintes características: deve ser composto por duas componentes lineares ortogonais; as duas componentes devem ser de mesma magnitude,  $|E_x| = |E_y|$ ; e apresentar quadratura de fase,  $|\phi_x - \phi_y| = 90^\circ$ .

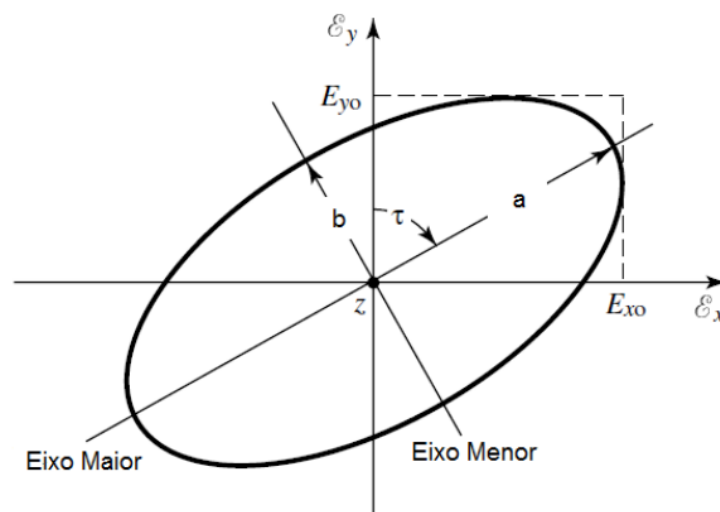
A taxa ou razão axial (RA) é uma métrica que mede o nível de elipticidade de uma onda, considerando a razão entre suas componentes de campo, como mostra a Figura 3.9. A razão axial é unitária quando a polarização é circular e que ela tende ao infinito quando a polarização

é linear, ou seja, a polarização é puramente circular quando  $RA = 1$  (adimensional) = 0 dB, mas de forma geral, é admissível uma RA de até 3 dB.

A razão axial pode ser calculada considerando a Figura 18 como base, e utilizando a equação (3.3)

$$RA = \frac{\text{Eixo Maior}}{\text{Eixo Menor}} = \frac{a}{b}, \quad 1 \leq RA \leq \infty. \quad (3.3)$$

Figura 18- Elipse considerada em cálculos de razão axial.



Fonte: C. A. Balanis, 2005.

### 3.3.3 Diretividade

A diretividade é uma medida das propriedades direcionais de uma antena comparada às características de uma antena isotrópica. Sendo a antena isotrópica a base para o cálculo da diretividade, ela possui a distribuição de energia no espaço mais uniforme possível, levando assim a uma diretividade unitária. A diretividade é definida como sendo a razão entre a intensidade de irradiação em uma dada direção da antena e a intensidade de irradiação média sobre todas as direções [47].

A direção de intensidade máxima de irradiação é dada pela equação (3.4), quando a direção não for especificada:

$$D_{m\acute{a}x} = \frac{U_{m\acute{a}x}}{U_0} = \frac{4\pi U_{m\acute{a}x}}{P_{rad}}, \quad (3.4)$$

onde  $D$  é a diretividade,  $D_0$  a diretividade máxima,  $U_{máx}$  a intensidade de irradiação,  $U_0$  intensidade de irradiação de uma fonte isotrópica e  $P_{rad}$  a potência total radiada [47].

### 3.3.4 Eficiência e Ganho

A eficiência ( $\eta$ ) é medida pela razão entre potência radiada ( $P_{rad}$ ) e potência de entrada ( $P_{ent}$ ), ou seja, indica quanto de potência é transmitida, dada pela potência recebida. Há vários tipos de eficiência, dentre elas: a eficiência de irradiação ( $\eta_{rad}$ ) e a eficiência total ( $\eta_{tot}$ ). Que são definidas por

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} = \frac{G(\theta, \phi)}{D(\theta, \phi)} \quad (3.5)$$

e

$$\eta_{tot} = \frac{P_{rad}}{P_{fonte}}, \quad (3.6)$$

na qual  $P_{fonte}$  é a potência de uma fonte isotrópica radiada.

Outra medida útil para descrever o desempenho de uma antena é a análise de ganho. Embora o ganho esteja relacionado à diretividade, este leva em consideração tanto a eficiência como as propriedades direcionais da antena.

O ganho é definido como

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{fonte}}, \quad (3.7)$$

em que  $U(\theta, \phi)$  é a intensidade de irradiação [47].

### 3.3.5 Largura de Banda

A largura de banda de uma antena é definida como a faixa de frequências, em torno da frequência central de operação desta, de acordo com determinadas características, tais como: impedância de entrada, diagrama de irradiação, largura de feixe, polarização e ganho [47].

A largura de banda ( $BW$ ) das antenas para faixa estreita é definida em valores percentuais, por exemplo, definir a largura de banda de uma antena em 5%, significa que a diferença da frequência maior menos a frequência menor, dividida pela frequência central, vezes 100 é igual a 5%. Um dos maiores problemas das antenas de microfita é a largura de

banda estreita (entre 2 e 5%), porém algumas técnicas para aumentar a largura de banda vêm sendo empregados, tais como antenas com substratos PBG (*Photonic Band Gap*), FSS como substrato, FSS como superstrato e antenas com *patches* empilhados (entre 10 e 20%) [47].

Para antenas de banda larga, a largura de banda é expressa como relação entre frequência maior e frequência menor, tendo como referência a frequência central de operação da antena. Por exemplo, uma largura de banda de 10:1 indica que a frequência superior é 10 vezes maior que a frequência inferior [47]. Sendo representada pela expressão

$$BW = \frac{f_2 - f_1}{f} \quad (3.8)$$

onde  $f$  é a frequência central de operação,  $f_1$  é a frequência inferior e  $f_2$  é a frequência superior da faixa.

### 3.3.5 Perda de Retorno

A perda de retorno é um dos principais parâmetros quando se refere a análise de projeto de antenas. De acordo com Anderson (1967), a análise de quadrupolo é eficiente em circuitos de RádioFrequência (RF) para determinação dos parâmetros de espalhamento (parâmetros S) em termos de tensões complexas normalizadas em relação à tensão e corrente de entrada. Os parâmetros de espalhamento estão ligados diretamente com a eficiência de operação das antenas, já que a modelagem de linha de transmissão é aplicável à alimentação destas.

A razão de ondas estacionárias de tensão indica o grau de desvio entre a impedância da carga ligada à linha de transmissão e a impedância característica da linha de transmissão. É baseado nos módulos de valores máximos e mínimos e está relacionado com o módulo do coeficiente de reflexão. Indica também o grau de desvio na terminação.

Devido as reflexões na fronteira de uma linha de transmissão, o meio contendo a onda incidente também contém a onda refletida e a superposição destas duas ondas forma um padrão de ondas estacionárias. O coeficiente ou razão de onda estacionária de tensão, VSWR (do inglês, *Voltage Stationary Wave Ratio*), desta linha de transmissão, é definido como sendo a razão entre os valores máximos e mínimos da amplitude da onda estacionária, como mostra a equação (3.9), estabelecida ao longo do comprimento L da linha,

$$VSWR = \frac{V_{máx}}{V_{mín}} = \frac{I_{máx}}{I_{mín}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (3.9)$$



onde  $\Gamma$  é o coeficiente de reflexão dado por

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} \quad (3.10)$$

A perda de retorno indica a proporção entre a potência incidente e a refletida, ou seja, corresponde ao parâmetro S11 na matriz de espalhamento, assim é definida como na equação (3.11)

$$RL_i(dB) = 20 \log \left| \frac{V_i^-}{V_i^+} \right| (dB) = 20 \log |\Gamma_i| (dB) \quad (3.11)$$

onde  $RL$  (do inglês, *Return Loss*) é a perda de retorno. Sendo excelente índice para determinação do desempenho de antenas, na qual é aceito na prática valores menores do que  $-10$  dB.

### 3.4 TÉCNICAS DE ALIMENTAÇÃO

Selecionar a técnica de alimentação a ser utilizada implica na observação de fatores importantes, tais como: a eficiência na transferência de potência entre o *patch* e a alimentação, ou seja, o casamento de impedâncias entre estas suas estruturas; e a minimização da irradiação espúria, bem como seus efeitos no diagrama de irradiação. A irradiação indesejada ocasiona o aumento do nível de lóbulos laterais e da amplitude de polarização cruzada do diagrama de irradiação [47], [59-61].

As antenas de microfita podem ser alimentadas diretamente por um cabo coaxial conectado ao plano de terra ou por linha de microfita. As técnicas de alimentação influenciam na impedância de entrada e nas características da antena, sendo assim, um parâmetro relevante no estudo de antenas [47], [59-61].

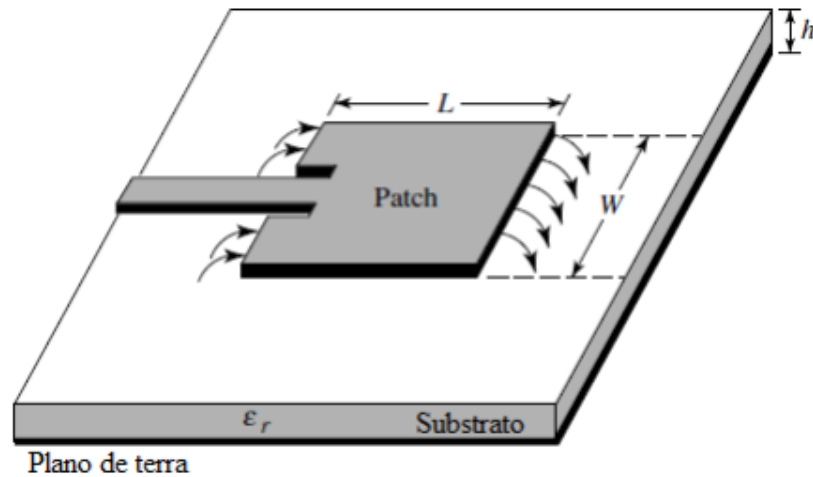
A seguir, serão descritas as formas mais comuns de alimentação em antenas de microfita.

#### 3.4.1 Alimentação por Linha de Microfita

A estrutura da linha de microfita se constitui em uma fita condutora impressa sobre o mesmo plano do substrato, apoiado sobre o plano de terra. Isto permite que a estrutura da antena permaneça totalmente planar, o que torna adequada em aplicações de circuitos integrados de micro-ondas. Neste tipo de alimentação, obtém-se um casamento de impedância mais facilmente, uma vez que a impedância característica da linha pode ser controlada ao se ajustar

a largura da fita condutora sobre o substrato dielétrico de espessura definida. Quando este tipo de alimentação é utilizado em substratos com espessuras maiores, ocorre um aumento na largura de banda da antena, porém, aumentam-se as radiações indesejadas na alimentação [47], [59], [60], [61]. A Figura 19 exemplifica a alimentação através de linha de microfita.

Figura 19- Alimentação por linha de microfita.



Fonte: C. A. Balanis, 2005.

As dimensões da linha de microfita podem ser obtidas por meio de modelos clássicos. Inicialmente é feito cálculo da impedância característica, através da equação (3.9), e da permissividade relativa  $\epsilon_r$  e permissividade efetiva  $\epsilon_{ef}$ , através da equação (3.10), para  $w/h < 1$ , onde  $w$  é a largura da linha,  $h$  é a espessura do substrato e  $Z_0$  é a impedância característica em função de  $w/h$ :

$$Z_0 = \frac{60}{(\epsilon_{ef})^{1/2}} \ln \left( \frac{8h}{w} + 0,25 \frac{w}{h} \right), \quad (3.9)$$

em que

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-1/2} + 0,041 \left( 1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right]. \quad (3.10)$$

Para  $w/h \geq 1$  tem-se:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{(\varepsilon_{ef})^{1/2}} \cdot \frac{1}{\frac{w}{h} + 1,393 + 0,677 \ln\left(\frac{w}{h} + 1,444\right)}, \quad (3.11)$$

em que

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-1/2}. \quad (3.12)$$

Definindo o projeto para  $A < 1,52$ , tem-se:

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right] \right\}, \quad (3.13)$$

sendo A e B dados por,

$$A = \frac{Z_0}{60} \left( \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right)^{1/2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}, \quad (3.14)$$

e

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0(\varepsilon_r)^{1/2}}. \quad (3.15)$$

A faixa de valores práticos para a impedância característica de uma linha de microfitas situa-se entre  $20 \Omega$  e  $120 \Omega$ ; a faixa de valores da constante dielétrica dos substratos utilizados, em geral, está entre 2 e 10; e as espessuras típicas para o substrato dielétrico são 0,6325 mm e 1,587 mm [47], [62].

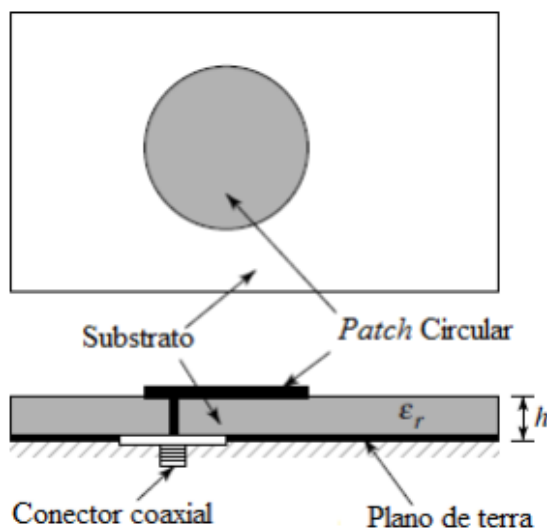
### 3.4.2 Alimentação por Cabo Coaxial

Na alimentação por meio de cabo coaxial, o condutor interno de um cabo é conectado diretamente ao *patch* e o condutor externo é conectado ao plano de terra, através de uma perfuração no substrato. Esta operação requer uma manipulação cuidadosa, uma vez que o controle mecânico da conexão é difícil, especialmente em frequências muito altas (300 GHz) [63].

O casamento de impedâncias pode ser obtido facilmente de acordo com a polarização do cabo. Entretanto, este tipo de alimentação apresenta difícil modelagem e fabricação em

substratos espessos, devido à perfuração do substrato, além de fornecer resultados de banda estreita [63]. A Figura 20 apresenta um exemplo de antena de microfita alimentada por cabo coaxial.

Figura 20- Alimentação por cabo coaxial.



Fonte: C. A. Balanis, 2005.

### 3.5 MÉTODOS DE ANÁLISE

As antenas de microfita apresentam particularidades geométricas e propriedades elétricas que podem ser interpretadas como vantagens ou desvantagens, dependendo das aplicações a que se destinam. O modelamento da antena de microfita está relacionado às características da estrutura, tais como o tipo de substrato, dimensões e geometria do *patch*. Diversos são os métodos de análise relatados na literatura para a caracterização das antenas de microfita. Esses métodos podem ser divididos em dois grupos [64].

No primeiro grupo, os métodos são baseados na distribuição de corrente elétrica no *patch* condutor e no plano de terra (similar ao caso das antenas dipolos, usados em conjunto com métodos de análise numérica de onda completa). São conhecidos também por modelos de onda completa e não consideram resultados empíricos. Possuem rigorosas formulações matemáticas e exigem maior esforço computacional e analítico, porém fornecem resultados mais precisos, sobretudo em frequências mais elevadas [65], [66]. Alguns desses métodos numéricos para análise de antenas de microfita são:

- Métodos dos Momentos (MoM);
- Método dos Elementos Finitos (FEM);

- Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD).

No segundo grupo, os métodos são baseados na distribuição de corrente magnética equivalente ao redor das margens do *patch* (similar a antenas de abertura). São conhecidos comumente por modelos aproximados e introduzem simplificação no mecanismo de irradiação da antena. Fenômenos como a propagação de ondas de superfície e a dispersão, em geral, não são considerados. Dentre os diversos modelos aproximados, destacam-se:

- Modelo da Linha de Transmissão (TLM);
- Modelo da Cavidade;
- Modelo da Rede Multiporta (MNM).

O Modelo da Linha de Transmissão possibilita a determinação de diversos parâmetros da antena, tais como a frequência de ressonância, o diagrama de irradiação e a impedância de entrada. Embora seja um dos métodos mais simples e menos exato, esse método produz resultados satisfatórios e uma facilidade em estabelecer o casamento de impedância da estrutura. Esse modelo é adequado para análise de antenas de microfita com *patch* retangular ou quadrado. Comparado ao Modelo da Linha de Transmissão, o Modelo da Cavidade é mais exato e ao mesmo tempo mais complexo [47], [65].

Para outras geometrias do *patch*, torna-se inviável a análise através do Modelo da Linha de Transmissão. Nessa análise, o elemento radiante pode ser modelado por duas aberturas paralelas, dessa forma, representando dipolos magnéticos. O Modelo da Cavidade, a princípio, pode ser empregado para o estudo de antenas *patches* de qualquer geometria. Entretanto, o modelamento matemático para *patches* retangulares é bastante simplificado em relação à análise de *patches* com outros formatos.

O Modelo da Cavidade basicamente trata a antena como uma cavidade, circundada por paredes elétricas, no topo e na base, e por paredes magnéticas nos contornos laterais. Os campos nas antenas são considerados como os campos da cavidade, sendo expandidos em termos de modos ressonantes na cavidade, cada um com sua frequência de ressonância. Os modelos aproximados são satisfatoriamente precisos até determinados valores de frequência. À medida que a frequência aumenta, a precisão desses modelos é reduzida, tornando-se inaceitável para a faixa de frequências correspondente às ondas milimétricas.

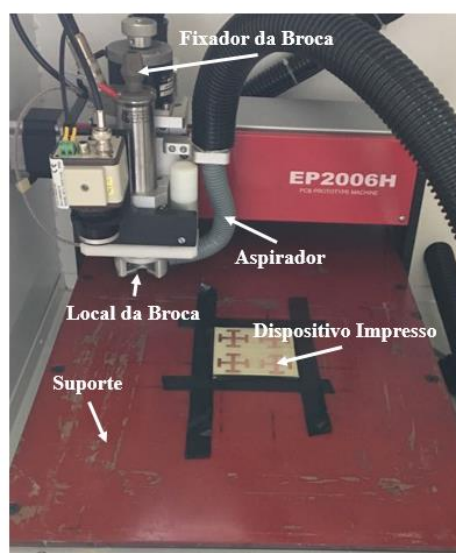
## 4 FABRICAÇÃO E MEDIÇÃO

Antes de proceder à apresentação dos resultados, explicam-se, de forma breve e objetiva, quais os procedimentos para confecção e medição das antenas. Após isso, os resultados são comentados e comparados com as simulações.

### 4.1 PROCESSO DE CONFEÇÃO DAS FSSs E DAS ANTENAS

As antenas foram confeccionadas usando um *plotter* chamado *PCB prototyping machine* EP2006H do fabricante EverPrecision™, como mostra a Figura 21. Essa máquina é um dos equipamentos integrantes do Laboratório de Micro-ondas do Departamento de Eletrônica e Sistemas da UFPE.

Figura 21- *PCB Prototyping machine*.



Fonte: Acervo do autor.

Uma vez simulada a estrutura a ser fabricada, seu *lay-out* deve ser convertido para um arquivo de formato DXF (do inglês, Drawing Exchange Format) que, por sua vez, é lido pelo software da máquina. Com essa leitura, a placa sofre um processo de fresagem com ferramentas que variam de 0,5 a 1,5 mm, resultando no circuito “impresso”, como mostrado na Figura 21.

Com a EP2006H, é possível a confecção de placas de circuito impresso cuja distância entre trilhas seja de 0,1 mm – esse valor é nominal. A menor largura de trilha que é possível fazer tem o mesmo valor de 0,1 mm. Por experiência do autor no uso dessa máquina, recomenda-se que sejam evitados circuitos que tenham distância entre trilhas (ou largura de trilhas) menores que 0,15 mm. Para valores menores que este último, torna-se difícil a

reprodução exata das dimensões do arquivo DXF. Além disso, por serem muito delicadas, as fresas se desgastam rápido e a qualidade do trabalho final tende a cair se o mesmo conjunto de fresas for usado de 10 a 15 vezes.

Outra técnica utilizada foi a de circuito impresso por meio do procedimento de fixação de adesivos e posteriormente corrosão com percloroeto de ferro. Usando essa técnica, algumas FSSs e antenas foram fabricadas no Laboratório de Micro-ondas do Departamento de Eletrônica e Sistemas da UFPE.

## 4.2 METODOLOGIA DE MEDIÇÃO

As medições foram realizadas utilizando um Analisador de Redes Vetorial (Agilent E5071B) também disponível no Laboratório de Micro-ondas. Com esse equipamento, é possível medir diretamente (numa faixa de 300 kHz a 8,5 GHz) Perda de Retorno, Perda de Inserção, Impedância de Entrada, entre outros parâmetros. As medições se dividem em Perda de Retorno e impedância de entrada e, em um segundo momento o ganho.

### 4.2.1 Medição da Perda de Retorno e Impedância de Entrada

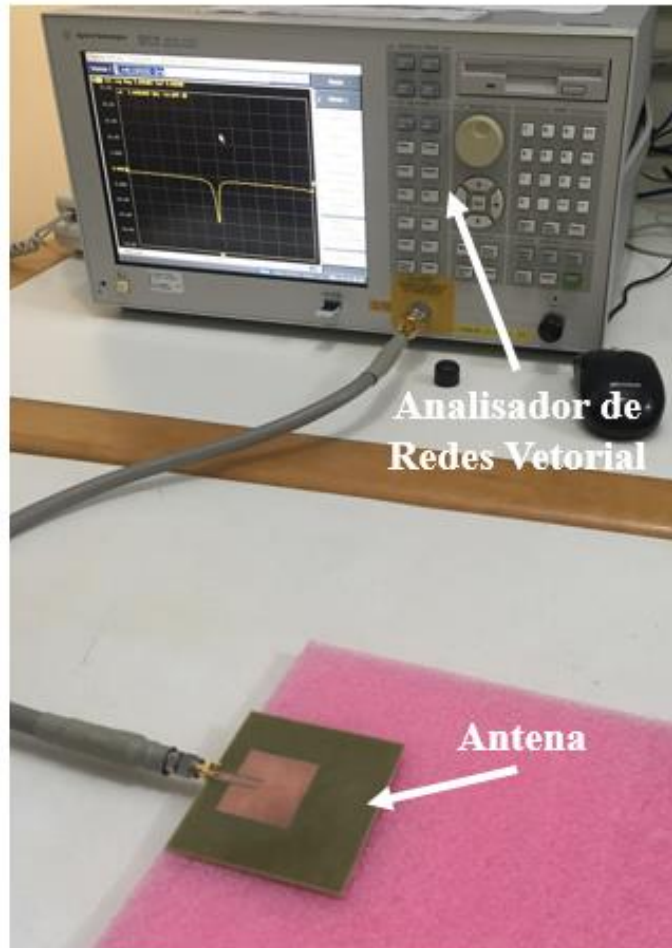
A perda de retorno é uma perda medida em função do coeficiente de reflexão, como visto na Seção 3.3.5. Esse parâmetro apresenta o quanto de potência não é absorvido pela antena (ou qualquer outra estrutura sob medição). Na Figura 22 é mostrado o setup de medição da perda de retorno de uma antena.

A antena é conectada ao equipamento por um cabo de precisão e a tela mostra a Perda de Retorno em função da frequência. É necessário lembrar que essa perda é medida em relação a uma impedância de  $50 \Omega$  - a impedância do equipamento. Para valores diferentes deste, as curvas provavelmente serão diferentes. Entretanto, não é possível medir a Perda de Retorno para valores que não  $50 \Omega$ , uma vez que o equipamento de medição é calibrado para essa impedância.

Já a impedância de entrada, é medida por uma conversão direta usando o coeficiente de reflexão. Sabendo-se o valor deste, e o valor da impedância do equipamento, é possível saber a impedância de entrada da estrutura sob medição. Para que os valores medidos coincidam com os simulados, é preciso levar em consideração o comprimento do conector usado na antena. Esse conector provoca deslocamento de fase nas ondas incidentes e refletidas na antena. Como os conectores geralmente não são

incluídos na simulação, é de extrema importância lembrar esse fato. Caso contrário, os valores de impedância medidos serão equivocados.

Figura 22- Setup de medição da perda de retorno e impedância de uma antena planar.



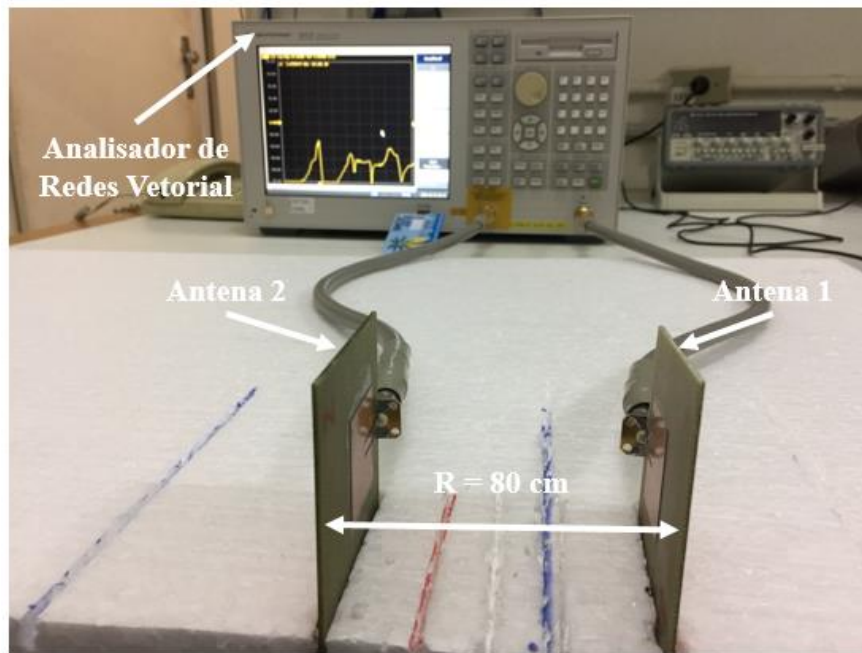
Fonte: Acervo do autor.

#### 4.2.2 Medição do Ganho das Antenas

O ganho pode ser medido usando o Analisador de Redes Vetorial. Isso graças à disponibilidade da medição da potência que é transmitida de uma porta à outra. Um esquema de medição é mostrado na Figura 23. Nela, uma antena é conectada à porta 1 do analisador e outra antena é conectada à porta 2.



Figura 23- Setup da medição do ganho de antenas.



Fonte: Acervo do autor.

#### 4.2.2.1 Ganho Absoluto de Antenas Idênticas

A densidade média de potência é dada por potência  $G_t \cdot P_t$  emitida na direção do receptor - ganho da antena transmissora multiplicado pela potência transmitida e dividida pela área da esfera de raio  $R$  (distância entre elemento radiador e o ponto de observação)

$$S_{\text{médio}} = \frac{G_t P_t}{4\pi R^2}, \quad (4.1)$$

que multiplicado pela expressão para abertura efetiva de uma antena ( $A_e$ ), resulta na potência média disponível ( $P_r$ ) no receptor

$$P_r = A_e \cdot S_{\text{médio}} \quad (4.2)$$

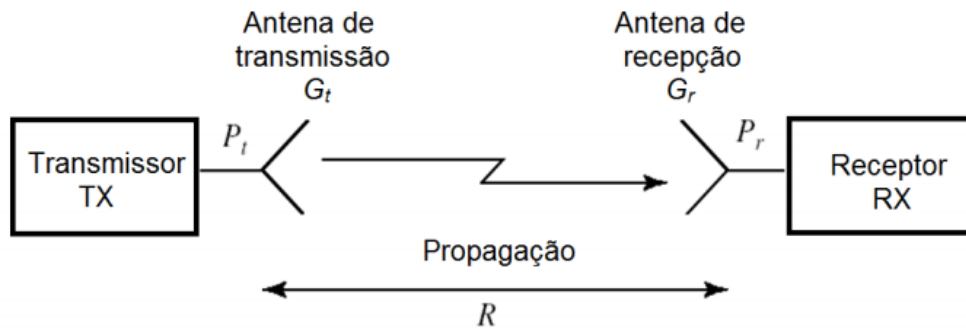
Dessa forma, retomando a expressão para área efetiva, (4.2) é reescrita como

$$P_r = \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_r \cdot G_t \cdot P_t. \quad (4.3)$$

Essa é chamada Equação de Friis, usada como base para a estimativa de rádio-enlaces [46],[47],[48].

O ganho pode ser medido pelo chamado método absoluto em que duas antenas idênticas estão dispostas em espaço livre como mostra a Figura 24. Uma antena atua como um transmissora e a outra como uma receptora [67].

Figura 24- Medição do ganho absoluto de antenas idênticas.



Fonte: Modificado de [49].

Pela fórmula de transmissão de Friis

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{G_0^2 \lambda^2}{(4\pi)^2 R^2} \quad (4.4)$$

e

$$G_0 = \frac{4\pi R}{\lambda} \sqrt{\frac{P_r}{P_t}} \quad (4.5)$$

onde

$P_r$  = potência recebida;

$P_t$  = potência transmitida;

$G_r$  = ganho da antena receptora;

$G_t$  = ganho da antena transmissora;

$\lambda$  = comprimento de onda;

$R$  = distância entre antenas.

É conveniente expressar a fórmula Friis em termos  $(S_{21})^2 = P_r/P_t$ ,

$$G_0 = \frac{4\pi R}{\lambda} S_{21}. \quad (4.6)$$

Assim, ao medir a relação entre a potência recebida e a transmitida, a distância  $R$  e o comprimento de onda  $\lambda$ , o ganho de qualquer antena pode ser determinado. Embora possa ter sido pretendido que as antenas sejam idênticas, elas podem realmente diferir em ganhos por uma quantidade apreciável [49]. O ganho medido neste caso é

$$G_0 = \sqrt{G_{01}G_{02}} \quad (4.7)$$

onde

$G_{01}$  = ganho da antena 1 do par "semelhante",

$G_{02}$  = ganho da antena 2 do par "semelhante",

ambos os ganhos referem-se a uma fonte isotrópica. Para encontrar  $G_{01}$  e  $G_{02}$ , a medida acima é complementada por uma comparação de cada uma das antenas com uma terceira antena de referência cujo ganho não precisa ser conhecido, como mostra a medição da Figura 25 [49]. Isso dá uma relação de ganho entre antenas "semelhantes" de

$$G' = \frac{G_1}{G_2} \quad (4.5)$$

onde

$G_1$  = ganho da antena 1 sobre antena de referência,

$G_2$  = ganho da antena 2 sobre antena de referência.

Desde que

$$G' = \frac{G_1}{G_2} = \frac{G_{01}}{G_{02}} \quad (4.9)$$

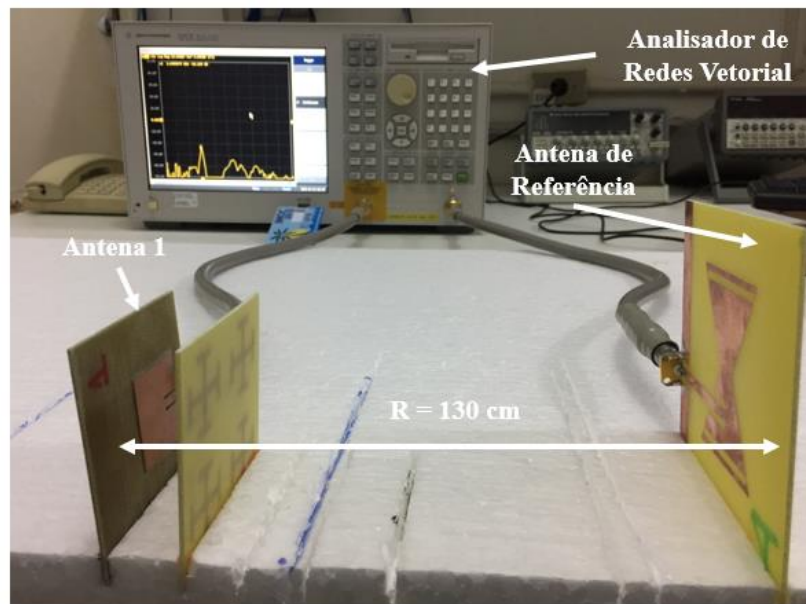
temos

$$G_{01} = G_0 \sqrt{G'} \quad (4.10)$$

e

$$G_{02} = \frac{G_0}{\sqrt{G'}}. \quad (4.11)$$

Figura 25- Medição do ganho da antena com antena de referência.



Fonte: Acervo do autor.

Todas as medições foram feitas a partir da região de campo distante (d) - região em que se assume que os campos eletromagnéticos já foram liberados do elemento irradiador,

$$d = \frac{2L^2}{\lambda}, \quad (4.12)$$

em que  $L$  é a maior dimensão linear da antena e  $\lambda$  é o comprimento de onda da frequência em questão [47], [50].

A seguir é apresentado um exemplo para o caso particular de 2,41 GHz.

*Exemplo 4.1:* Cálculo do ganho das antenas *patches* “semelhantes”, 1 e 2, da Figura 4.4 na frequência 2,41 GHz.

*Resolução:*

O  $S_{21}$  para as antenas “semelhantes” foi medido  $S_{21} = -14,17$  dB, convertendo para escala linear  $S_{21} = 0,19$ .

Usando a equação (4.6)

$$G_0 = \left( \frac{4\pi Rf}{c} \right) S_{21}, \quad (4.13)$$

que fica  $G_0 = 1,58$ .

Quando colocado a antena 1 com uma antena de referência o  $S_{21}$  medido foi  $S_{21} = -31,29$  dB, convertendo para escala linear  $S_{21} = 0,027$ .

Usando a equação (4.3)

$$G_{01}G_R = \left( \frac{4\pi Rf}{c} \right)^2 S_{21}^2, \quad (4.14)$$

que fica  $G_{01}G_R = 0,245$ .

Quando colocado a antena 2 com uma antena de referência o  $S_{21}$  medido foi  $S_{21} = -31,70$  dB, convertendo para escala linear  $S_{21} = 0,028$ . Usando a equação (4.14) obtemos  $G_{02}G_R = 0,258$ .

Portanto,

$$G' = \frac{G_{01}G_R}{G_{02}G_R} = \frac{0,245}{0,258} = 0,9497. \quad (4.15)$$

Logo, como  $G_0 = 1,58$ ,

$$G_{01} = G_0\sqrt{G'} = 1,58\sqrt{0,9497} \cong 1,534 \cong 1,87 \text{ dB}. \quad (4.16)$$

e

$$G_{02} = \frac{G_0}{\sqrt{G'}} = \frac{1,58}{\sqrt{0,9497}} \cong 1,62 \cong 2,09 \text{ dB}. \quad (4.17)$$

Para o caso ideal, onde as antenas tem o mesmo ganho quando as antenas estão frente a frente ( $0^\circ$ ), usa-se a expressão (4.3) para calcular o ganho  $G$ . Sabe-se, até agora: a distância  $R$  entre as antenas, a frequência (relativa ao comprimento de onda no vácuo  $\lambda$ ), e a razão da potência recebida pela potência enviada (representado por  $S_{21}$ ). Se o ganho da antena transmissora (antena fixa) for desconhecido, pode-se usar uma réplica da antena

receptora (antena rotacionada); ou seja, antena transmissora e receptora iguais. Assim, a expressão (4.3) pode ser facilmente resolvida para  $G^2$ . Caso se queira mostrar ganho e diagrama de irradiação no mesmo gráfico, basta multiplicar o valor obtido  $G$  pelos valores normalizados do referido diagrama. Os valores são apresentados em dB.

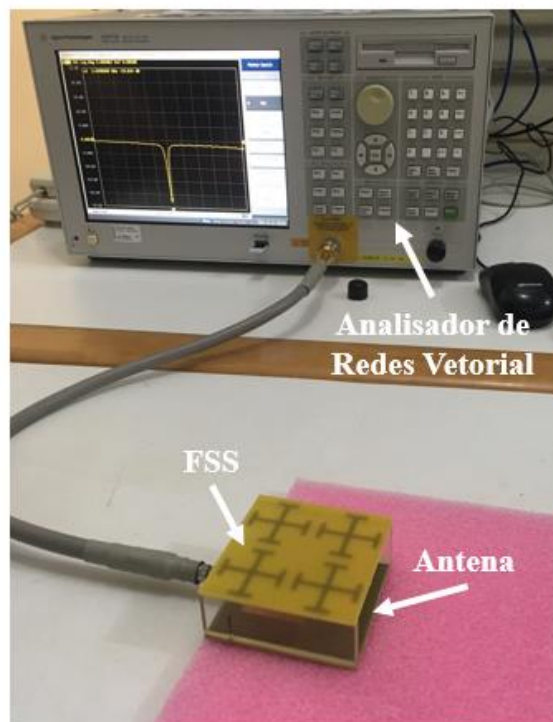
#### 4.2.3 Medição das Antenas com FSS como Superstrato

Para medição da perda retorno da antena colocamos a FSS como superstrato, como mostra a Figura 25. A base que separa a antena e a FSS é de acrílico, nesse caso de altura 22 mm.

Para medição do ganho da antena com FSS como superstrato foi colocado uma base de isopor (isolante elétrico) fixando a antena e a FSS a uma distância de 22 mm, no caso da FSS Cruz de Jerusalém. Essa configuração tem como objetivo deixar as antenas com superstrato “idênticas”, como mostra a Figura 26.

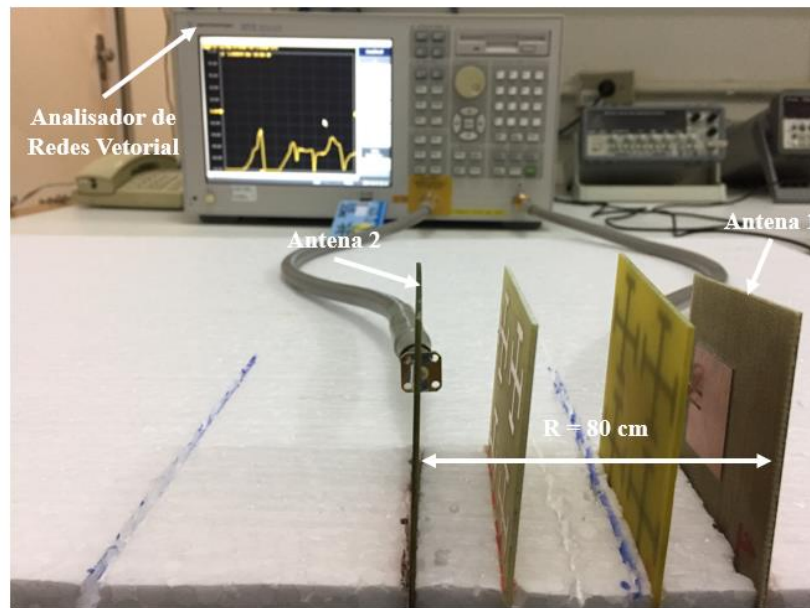
Para medição do ganho, foi retirada uma das antenas com FSS como superstrato “idênticas” e colocado uma antena de referência, como mostra a Figura 27. O ganho dessa antena de referência não precisa ser conhecido.

Figura 25- Setup de medição da perda de retorno usando a FSS Cruz de Jerusalém como superstrato.



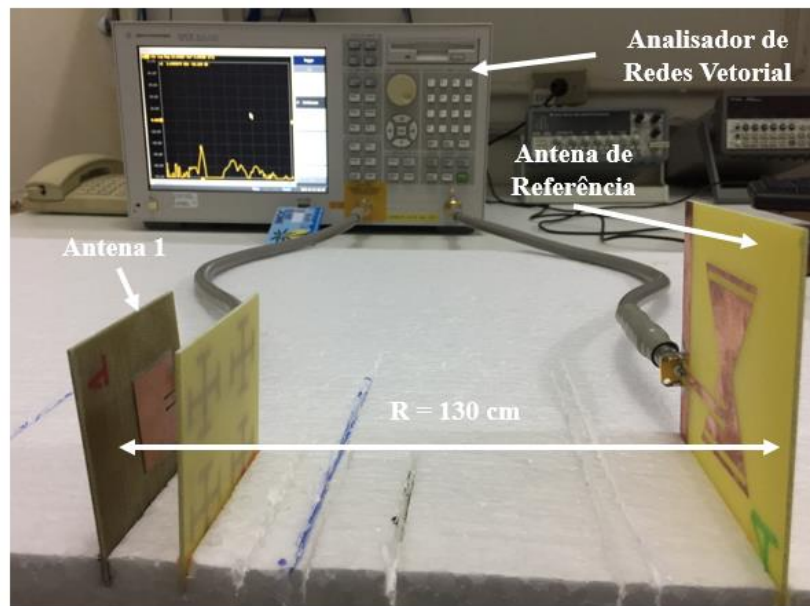
Fonte: Acervo do autor.

Figura 26- Setup de medição do ganho da antena usando FSS Cruz de Jerusalém como superstrato.



Fonte: Acervo do autor.

Figura 27- Setup de medição do ganho da antena com antena de referência.



Fonte: Acervo do autor.

Nesse capítulo apresentamos o processo de fabricação e medição dos dispositivos estudados. Discutimos como medir a antena sem FSS e com FSS como superstrato. No próximo capítulo é discutido analiticamente a distância ressonante entre a FSS e a antena. Também são apresentados os resultados simulados e medidos para FSSs e RFSSs como superstrato da antena.

## 5 FSS COMO SUPERSTRATO

Este capítulo abrange as abordagens teóricas utilizadas para a concepção das estruturas de antenas com FSS e RFSS como superstrato para aumento e controle de ganho e diretividade. Inicialmente, uma análise de óptica geométrica é usada para descrever as múltiplas reflexões entre a PRS (do inglês, *Partially Reflective Surface - PRS*) e o plano de terra, em seguida dar uma estimativa do desempenho de diretividade calculando as características de reflexão das estruturas PRS propostas sob incidência de onda plana normal assumindo uma estrutura infinita. Descreve-se a análise periódica de ondas completas que é baseada no teorema de Floquet e é empregada pelo software de simulação para reduzir os cálculos de uma estrutura infinita para a análise de uma única célula unitária. Isto resultará em uma boa aproximação para o desempenho das estruturas periódicas propostas e diminuirá significativamente o tempo computacional. A seção 5.1 é direcionada na teoria de ondas transmitidas e refletidas e sua implementação em antenas *Fabry-Perot* (FP). Calculada a distância de ressonância e o aumento na diretividade entre a antena e a FSS é testado esse modelamento com uma antena de abertura e uma FSS de elementos metálicos quadrados.

Neste capítulo, projetos de antenas com FSSs e RFSSs como superstrato são estudados. Na **Seção 5.2** o ganho e a polarização são controlados usando uma FSS dipolo 5x5 como superstrato sendo rotacionada em torno do próprio eixo [68]. Na **Seção 5.3** o aumento de ganho é proporcionado por uma FSS espira quadrada, sendo avaliado o ganho na antena de microfita *dualband* para diferentes frequências de ressonância [69]. Na **Seção 5.4** o aumento do ganho é obtido usando uma FSS triangular como superstrato em uma antena de microfita na forma de um triângulo equilátero passiva apresentada na referência [70], onde os autores usaram um amplificador para aumentar o ganho da antena [71]. Na **Seção 5.5** o aumento do ganho é obtido e comparado para os dois tipos de FSS, rejeita-banda e passa-banda, sendo a FSS Cruz de Jerusalém utilizada como superstrato, observando o mesmo ganho para os dois tipos [72]. Na **Seção 5.6** são controlados o ganho e a diretividade da antena usando RFSS espira quadrada [73]. Na **Seção 5.7** também são controlados o ganho e a diretividade da antena, mas usando uma RFSS dipolo cruzado [75].

### 5.1 ÓPTICA GEOMÉTRICA PARA FSS COMO SUPERSTRATO

Uma abordagem da óptica geométrica (ou óptica de raios) tem sido usada para descrever matematicamente a operação de antenas FP. É adotado para descrever os caminhos dos raios entre os raios transmitidos e refletidos [76]. Este método aproximado assume uma extensão



infinita da estrutura e, portanto, não está levando em consideração os efeitos de difração enquanto também ignora o acoplamento de modo de ordem superior. A abordagem foi apresentada pela primeira vez por Trentini [6], onde ele mostrou como a adição de vários tipos de superfícies parcialmente reflexivas colocadas na frente do anteparo refletivo pode aumentar a diretividade e o ganho de uma abertura do guia de ondas.

Vamos assumir o caso simples quando temos uma única camada PRS colocada a uma distância  $h$  à frente do plano completamente reflexivo. O mesmo conceito pode ser aplicado para o caso quando temos múltiplas PRSs impressas em substratos dielétricos e sobrepostos sobre um plano de terra. Supõe-se que a PRS e o plano de terra têm um tamanho infinito enquanto que a distância da cavidade está na ordem do comprimento de onda. Uma alimentação pela abertura do guia de ondas é utilizada como fonte primária para excitar as ondas dentro da cavidade. Isto introduzirá múltiplas reflexões entre os dois planos com amplitudes decrescentes. Um desvio de fase é introduzido pelo comprimento do caminho óptico, a reflexão total no plano de terra e a reflexão parcial na PRS. Vamos supor que um raio é emitido a partir da abertura do guia de ondas que tem um diagrama de irradiação  $f(\theta)$ . O coeficiente de reflexão da PRS é

$$S_{11} \cdot e^{i\varphi_{S_{11}}} \quad (5.1)$$

onde  $S_{11}$  é a magnitude e  $\varphi_{S_{11}}$  a fase [77]. Se não assumirmos perdas de transmissão, a amplitude do raio transmitido será proporcional a  $\sqrt{1 - S_{11}^2}$ ; a amplitude do raio uma vez refletido é proporcional a  $S_{11}\sqrt{1 - S_{11}^2}$ ; a amplitude do raio duas vezes refletido é proporcional a  $S_{11}^2\sqrt{1 - S_{11}^2}$  e assim por diante [77]. A intensidade do campo elétrico ( $E$ ) na região de Fraunhofer (região de campo distante) é o somatório dos raios parciais, e podemos escrever:

$$E = \sum_{n=0}^{\infty} f(\theta) E_0 S_{11}^n \sqrt{1 - S_{11}^2} e^{i\varphi_n} \quad (5.2)$$

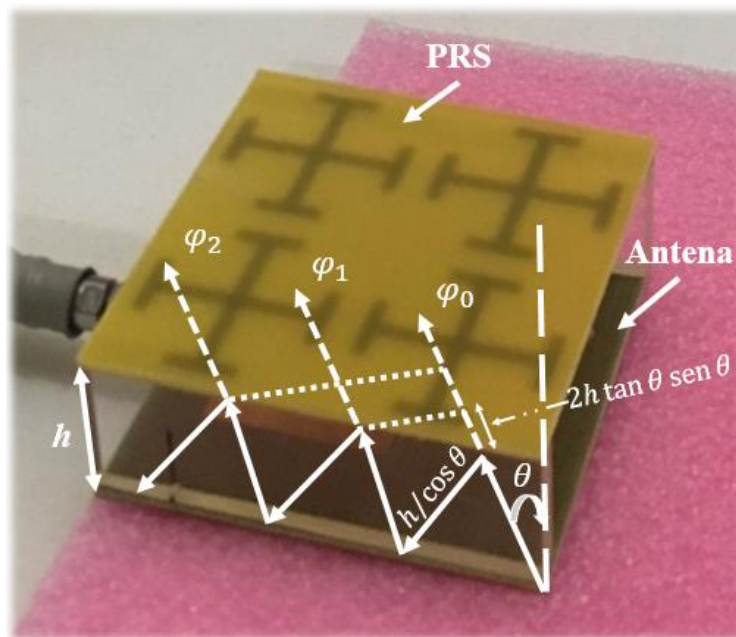
onde  $\varphi_n$  é o ângulo de fase composto pelas variações da fase total durante as reflexões a partir do plano de terra da PRS,  $E_0$  a magnitude do campo elétrico e das diferenças de percurso ( $\Delta l$ ) dos raios parciais [63]. A partir da Figura 28, podemos observar que,

$$\begin{aligned}
\varphi_0 - \varphi_1 &= \frac{2\pi}{\lambda} (\Delta l) - \pi + \varphi_{S11} \\
&= \frac{2\pi}{\lambda} 2h \left( \tan \theta \sin \theta - \frac{1}{\cos \theta} \right) - \pi + \varphi_{S11} \\
&= \frac{2\pi}{\lambda} 2h \left( \frac{\sin^2 \theta}{\cos \theta} - \frac{1}{\cos \theta} \right) - \pi + \varphi_{S11} \\
&= \frac{2\pi}{\lambda} 2h \left( \frac{\sin^2 \theta - (\sin^2 \theta + \cos^2 \theta)}{\cos \theta} \right) - \pi + \varphi_{S11} \\
&= \frac{2\pi}{\lambda} 2h (\cos \theta) - \pi + \varphi_{S11}.
\end{aligned}$$

Portanto,

$$\varphi_n = n(\Delta\varphi) = n \left( \frac{2\pi}{\lambda} 2h \cdot \cos \theta - \pi + \varphi_{S11} \right). \quad (5.3)$$

Figura 28- Ilustração de múltiplas reflexões entre a antena e a PRS.



Fonte: Acervo do autor.

Uma vez que  $0 < S_{11} < 1$ , a partir da equação (5.2) podemos escrever,

$$\sum_{n=0}^{\infty} (S_{11}(\theta) \cdot e^{i\Delta\varphi})^n = \frac{1}{1 - S_{11}(\theta) \cdot e^{i\Delta\varphi}}. \quad (5.4)$$

Substituindo a equação (5.4) em (5.2) temos que o valor absoluto da intensidade do campo elétrico é dado por,

$$|E| = |E_0|f(\theta) \sqrt{\frac{1 - S_{11}^2}{1 + S_{11}^2 - 2 \cdot S_{11} \cdot \cos(\Delta\varphi)}} \quad (5.5)$$

Portanto, a potência de irradiação é descrita por,

$$P = \frac{|E|^2}{|E_0|^2} = \frac{1 - S_{11}^2}{1 + S_{11}^2 - 2 \cdot S_{11} \cdot \cos\left(\varphi_{S_{11}} - \pi - \frac{4\pi}{\lambda} h \cos \theta\right)} f^2(\theta), \quad (5.6)$$

onde a amplitude é  $S_{11}$  e  $\varphi_{S_{11}}$  é a fase de reflexão que depende do ângulo de incidência  $\theta$ . A potência máxima no ponto da direção ( $\theta = 0$ ) é obtida quando a fase satisfaz a seguinte condição

$$\varphi_{S_{11}}(0) - \pi - \frac{4\pi}{\lambda} h = 2N\pi. \quad (5.7)$$

onde  $N = 1, 2, 3 \dots$ .

Reorganizando a equação (5.7), a equação que determina a distância ressonante  $h$  entre a PRS e o plano de terra é [6]

$$h = \frac{\lambda}{4} \left( \frac{\varphi_{S_{11}}}{\pi} - 1 \right) + N \frac{\lambda}{2}. \quad (5.8)$$

Assumindo uma extensão infinita do arranjo, e do plano de terra e também uma irradiação uniforme da PRS, podemos derivar uma expressão para a diretividade no ponto da direção em relação à fonte primária substituindo a equação (5.8) em (5.6)

$$D = \frac{P}{F} = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (5.9)$$

Da equação (5.9) pode-se ver que a diretividade aumenta com  $S_{11}$ , o que significa que uma PRS altamente refletora colocada na distância ressonante resultará em uma antena de alta diretividade. Em relação à fase de reflexão da PRS, podemos reorganizar a equação (5.8) como

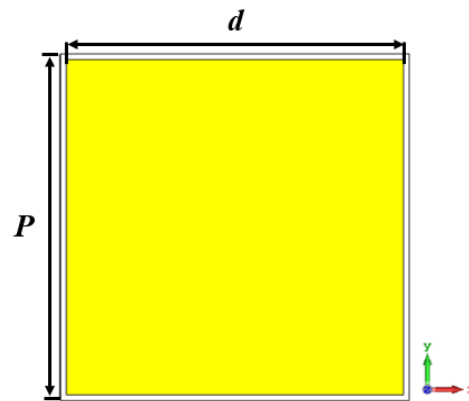
$$\varphi_{S_{11}} = \frac{4\pi h}{c} f(2N - 1)\pi. \quad (5.10)$$

De modo a obter valores de diretividade elevados para uma ampla faixa de frequências, a fase deve satisfazer a condição de ressonância dentro desta faixa. Isto significa que uma fase deve ter uma resposta linearmente crescente com a frequência tal como derivada da equação (5.10), para uma faixa de frequências de interesse. Para resumir, a magnitude de reflexão da PRS definirá o máximo de diretividade, enquanto que a fase de reflexão determinará o desempenho da largura de banda. Esta técnica, embora seja uma aproximação, dará informações valiosas para o projeto de antenas FP de banda larga de alta diretividade. A seguir, serão apresentados projetos de antenas de microfita, onde é colocada uma FSS ou RFSS como superstrato, ou seja, uma PRS, para o aumento de ganho e diretividade da antena.

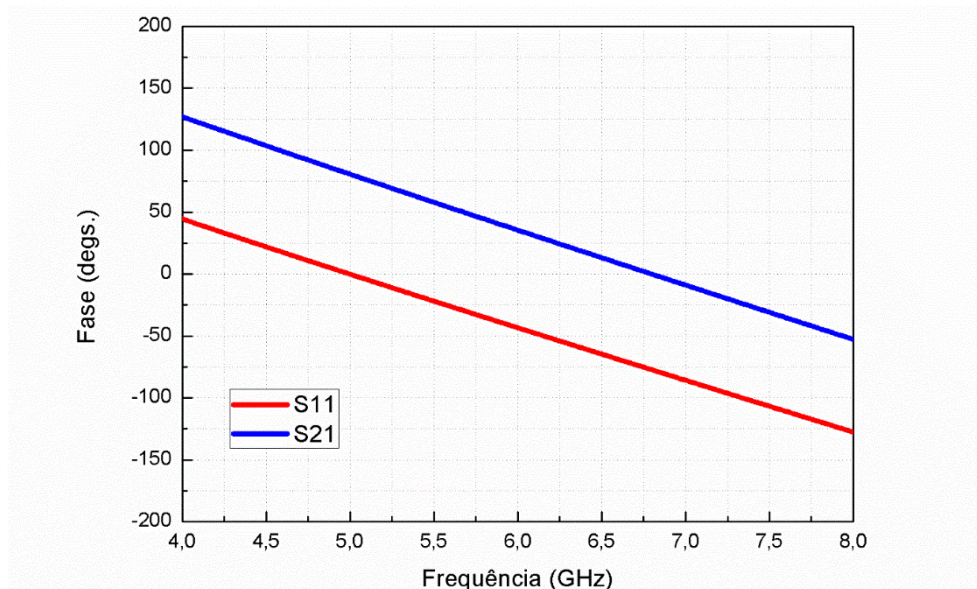
### 5.1.1 Uma FSS como Superstrato de Elementos Condutores Quadrados como Superstrato

Restringindo ao caso  $N = 1$ , da equação (5.8). Inicialmente, é projetado uma FSS com elementos condutores quadrados que é então colocada sobre a antena de abertura. A estrutura periódica projetada tem um substrato dielétrico de 1,6 mm de espessura com permissividade elétrica relativa de 2,5 e tangente de perda de 0,0018. A estrutura da célula unitária é mostrada na Figura 29. Os elementos metálicos quadrados do projeto proposto são de cobre. Na Figura 5.2 as dimensões de cada célula unitária da PRS são representadas com a periodicidade  $P = 15$  mm e a dimensão do elemento metálico  $d = 14.5$  mm. As condições de contorno periódicas empregadas no *CST Microwave Studio<sup>TM</sup>* para extrair os coeficientes de reflexão e transmissão, e otimizar as dimensões do projeto. Outro parâmetro importante obtido do projeto com o objetivo de calcular a distância ressonante  $h$  foram as fases, que são apresentadas na Figura 30, ambas do coeficiente de reflexão e transmissão. Os parâmetros de espalhamento são apresentados na Figura 31, ambos com magnitude linear para facilitar no cálculo de aumento de diretividade.

Figura 29- Célula unitária da FSS de elementos metálicos quadrados.

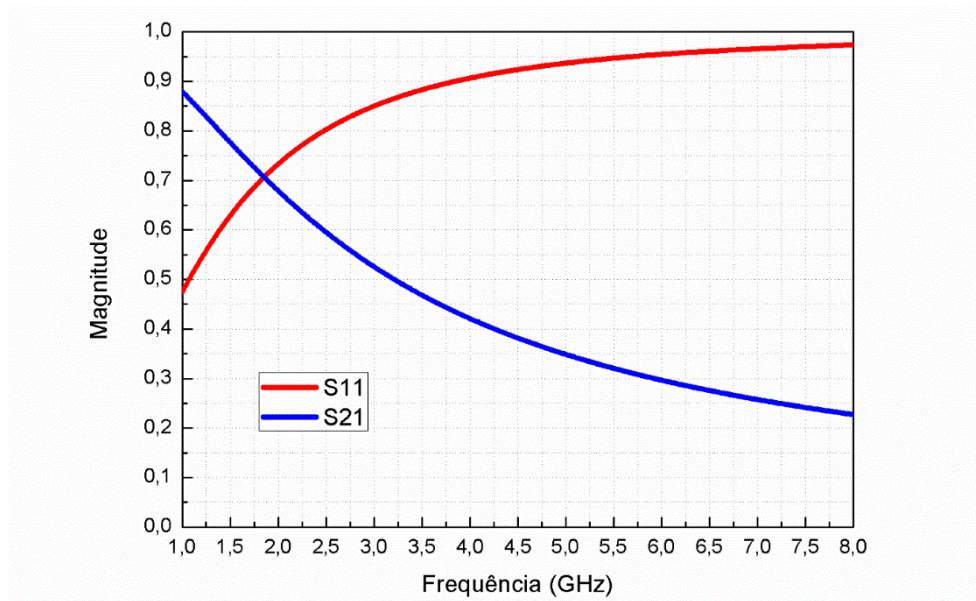


Fonte: Acervo do autor.

Figura 30- Fases dos parâmetros de espalhamentos  $S_{11}$  e  $S_{12}$  FSS de elementos metálicos quadrados.

Fonte: Acervo do autor.

Figura 31- Parâmetros de espalhamentos  $S_{11}$  e  $S_{12}$  da FSS de elementos metálicos quadrados.

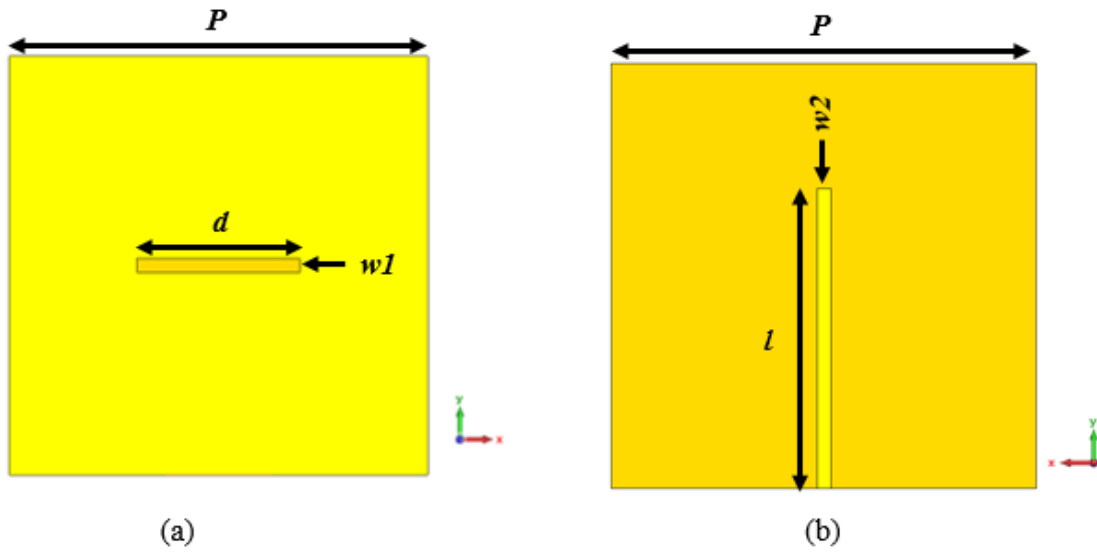


Fonte: Acervo do autor.

Para formar uma estrutura com base nos projetos de PRS otimizados, uma antena de cavidade FP de tamanho finito é projetada. A antena projetada é de abertura como mostra a Figura 32. Uma abertura alimentada por um guia de onda no plano de terra é usada como único alimentador da antena FP. As dimensões da abertura, como mostra a Figura 32 (a), são  $d = 35$  mm e  $w1 = 3$  mm, ou seja,  $35 \times 3$  mm<sup>2</sup>, que foram selecionadas de modo que uma boa combinação na faixa de frequência de interesse seja alcançada. As dimensões laterais globais da antena são  $90 \times 90$  mm<sup>2</sup>, ou seja,  $P = 90$  mm, o que corresponde a cerca de  $1,85\lambda$  a 6,1 GHz. A linha de microfita que alimenta a antena de abertura, como mostra a Figura 32 (b), tem dimensões  $l = 63,5$  mm e  $w2 = 3,0$  mm, selecionadas com o objetivo de obter a impedância de entrada com  $50 \Omega$ . A perda de retorno da antena é apresentada na Figura 33, podendo ser observado que essa perda em 6,1 GHz é igual a -11,7 dB.

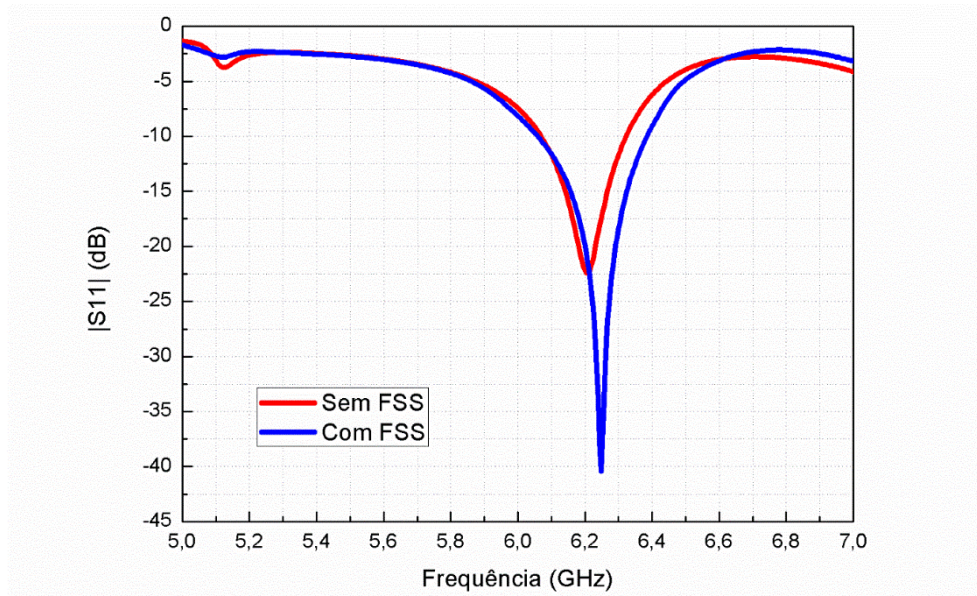
Após concluir o projeto da antena de abertura, a FSS de elementos metálicos quadrados é colocada como superstrato a uma altura  $h$  como mostra a Figura 34. A PRS é formada por uma matriz  $6 \times 6$  de células unitárias.

Figura 32- Antena de abertura: (a) frente da antena e (b) verso da antena.



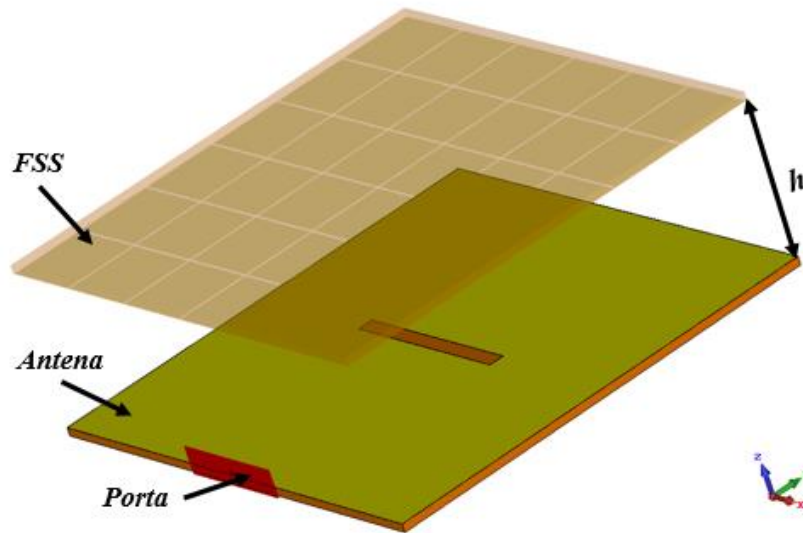
Fonte: Acervo do autor.

Figura 33- Perda de retorno da antena de abertura sem e com a FSS como superstrato.



Fonte: Acervo do autor.

Figura 34- FSS de elementos metálicos quadrados como superstrato da antenna de abertura.



Fonte: Acervo do autor.

A distância de ressonância  $h$  entre a FSS e a antena para esse caso  $N = 1$  pode ser calculada usando a equação (5.8), que fica

$$h = \frac{\lambda}{4} \left( \frac{\varphi_{S11}}{\pi} - 1 \right) + \frac{\lambda}{2}. \quad (5.11)$$

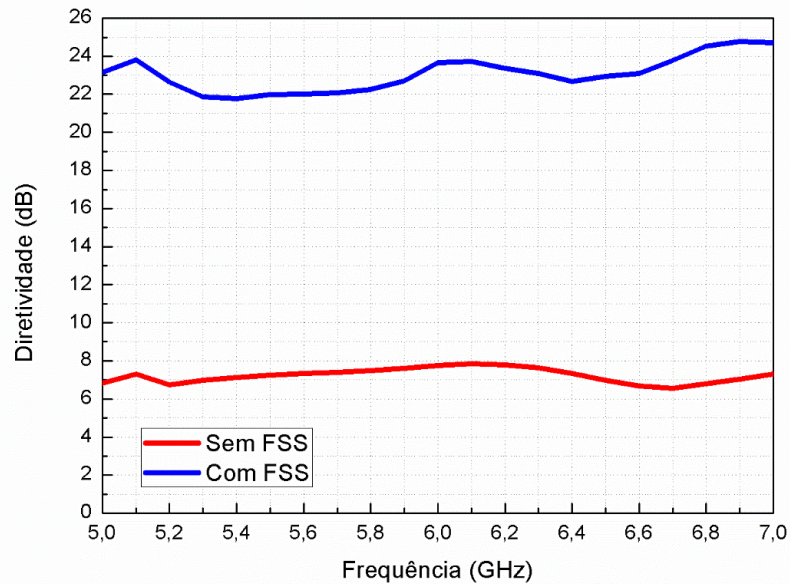
Na Figura 30 podemos observar a fase do coeficiente de reflexão,  $\varphi_{S11} = -48^\circ$ , na frequência de ressonância 6,1 GHz. Usando esses valores de fase e frequência na equação (5.11) obtemos a distância de ressonância aproximadamente igual a 9 mm. Assim,  $h = 9$  mm na Figura 34. Colocada a FSS com essa distância de ressonância, foram obtidas a perda de retorno, a diretividade e o ganho da antena. A perda de retorno com a FSS diminuiu para -11,6 dB, como mostra a Figura 33.

O aumento na diretividade quando a FSS é colocada como superstrato pode ser calculado usando a equação (5.9). Na Figura 31 podemos observar que o coeficiente de reflexão é aproximadamente igual a 0,95 na frequência de ressonância 6,1 GHz, usando esse valor na equação (5.9) obtemos 15,9 dB. Portanto esse será o valor aproximado do aumento na diretividade da antena de abertura em 6,1 GHz. A Figura 35 apresenta os resultados simulados para antena de abertura sem e com a FSS como superstrato mostrando o aumento de aproximadamente 15,9 dB na diretividade da antena em 6,1



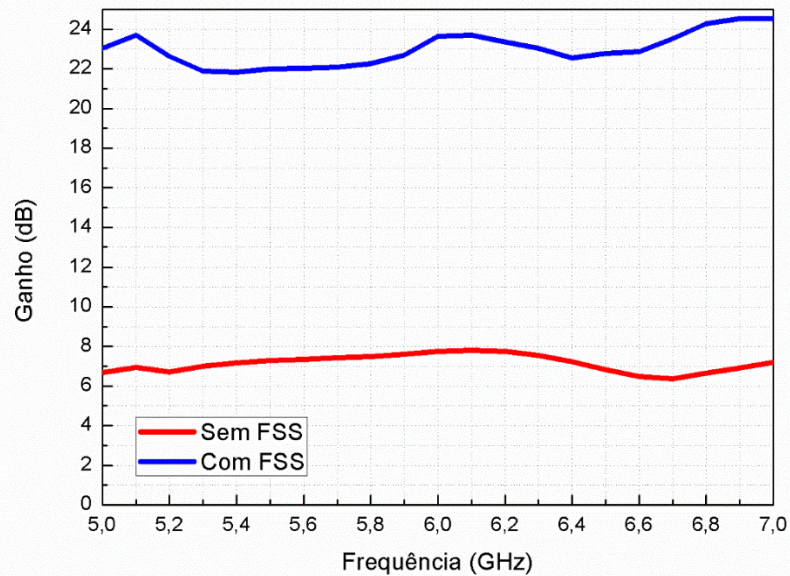
GHz. O aumento no ganho da antena também foi de aproximadamente 15,9 dB, como mostra a Figura 36.

Figura 35- Diretividade da antena de abertura sem e com a FSS como superstrato.



Fonte: Acervo do autor.

Figura 36- Ganho da antena de abertura sem e com a FSS como superstrato.

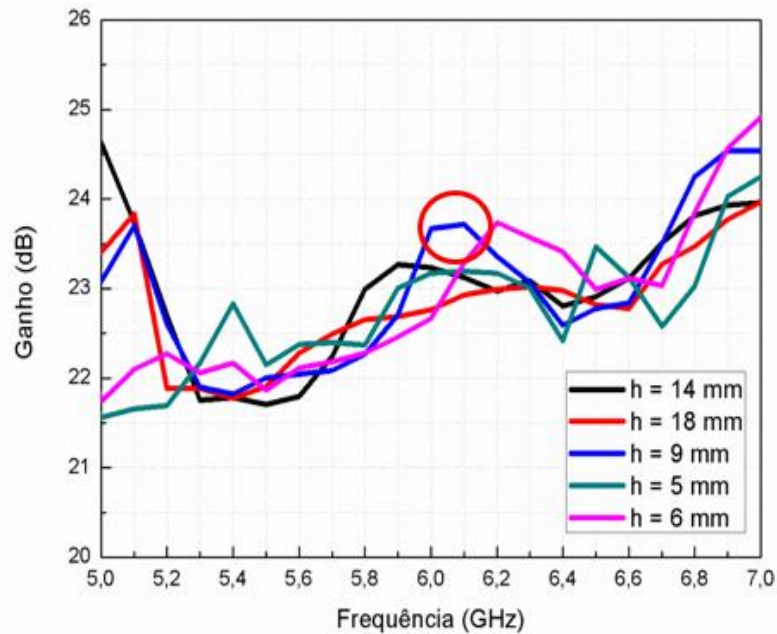


Fonte: Acervo do autor.

Para verificar se distância ressonante  $h$  entre a PRS e antena está de acordo com a calculada usando a equação (5.8), ou seja, se  $h$  é igual a aproximadamente 9 mm, foram

simulados casos onde  $h$  é maior e menor que 9 mm. A Figura 37 mostra que na frequência de ressonância 6,1 GHz para os casos simulados o maior aumento no ganho foi em  $h = 9$  mm.

Figura 37- Ganho da antena de abertura com a FSS variando a distância do superstrato.



Fonte: Acervo do autor.

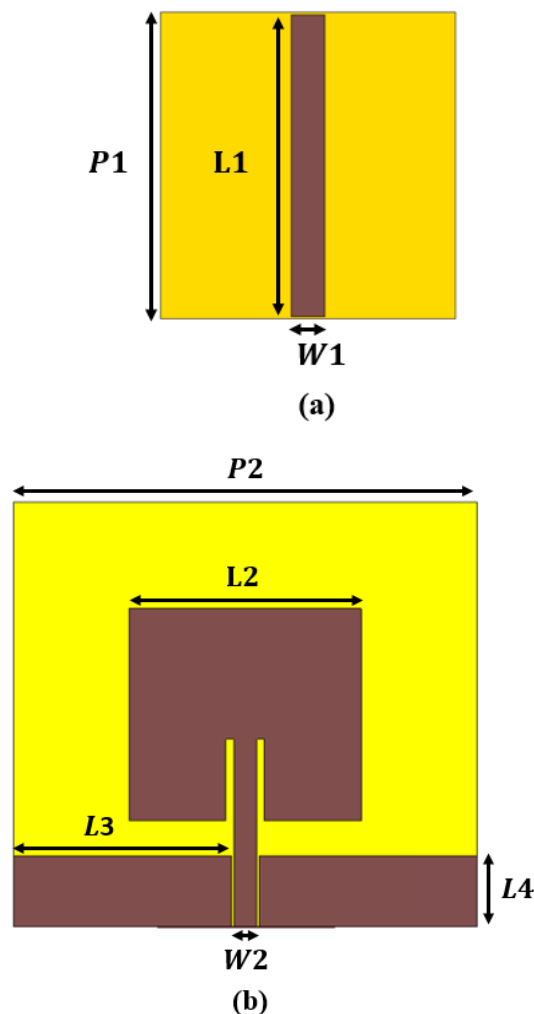
## 5.2 CONTROLE DO AUMENTO DO GANHO E POLARIZAÇÃO DA ANTENA UTILIZANDO FSS DIPOLO

Muitos dos sistemas de comunicação contemporâneos empregam polarização circular para o sinal transmitido de modo a melhorar a confiabilidade do sistema. Mais especificamente, na comunicação por satélite, a polarização linear sofre uma rotação na direção do campo elétrico à medida que se propaga através da ionosfera como resultado do efeito de rotação de Faraday [78]. Portanto, a polarização linear pode não ser desejável para a comunicação por satélite, pois a direção da polarização linear desempenha um papel importante na concepção da antena tanto para o receptor como para o transmissor. Consequentemente, a polarização circular é mais desejável nas comunicações por satélite, pois só sente um atraso de fase e a sensação de polarização será mantida sob a rotação de Faraday. Além disso, o uso de polarização circular supera o uso de sistemas de ajuste complexos para alinhamentos de antenas nas aplicações ponto-a-ponto, como as comunicações baseadas em terra. A onda polarizada circularmente (PC) pode ser à esquerda ou à direita polarizada. A maioria das aplicações que funcionam com base

na onda PC implementam apenas uma sensação de polarização na comunicação do sinal. O sinal primário pode ser difratado ou refletido a partir dos obstáculos no ambiente antes de entrar na antena. Embora a sensação de polarização seja geralmente mantida na difração, a sensação de polarização geralmente é alterada depois de refletida [79]. Nessa seção apresentamos os efeitos da polarização no aumento do ganho, controlando esse aumento, e o controle da polarização da antena. É projetada uma FSS dipolo com superstrato de uma antena CPW.

A geometria da célula unitária da FSS proposta é mostrada na Figura 38 (a). O material dielétrico utilizado é FR4 com espessura de 1,6 mm,  $\epsilon_r = 4,3$  e tangente de perda 0,025. O material do *patch* retangular da célula unitária é o cobre. Os valores das dimensões da célula unitária são  $P1 = 35,0$  mm,  $L1 = 34,5$  mm e  $W1 = 4,0$  mm. A Figura 38 (b) mostra a antena projetada. O material do dielétrico e do *patch* da antena é o mesmo do projeto da FSS com as dimensões  $P2 = 60,0$  mm,  $L2 = 32,0$  mm,  $L3 = 28,2$  mm,  $L4 = 10,0$  mm e  $W2 = 3,0$  mm.

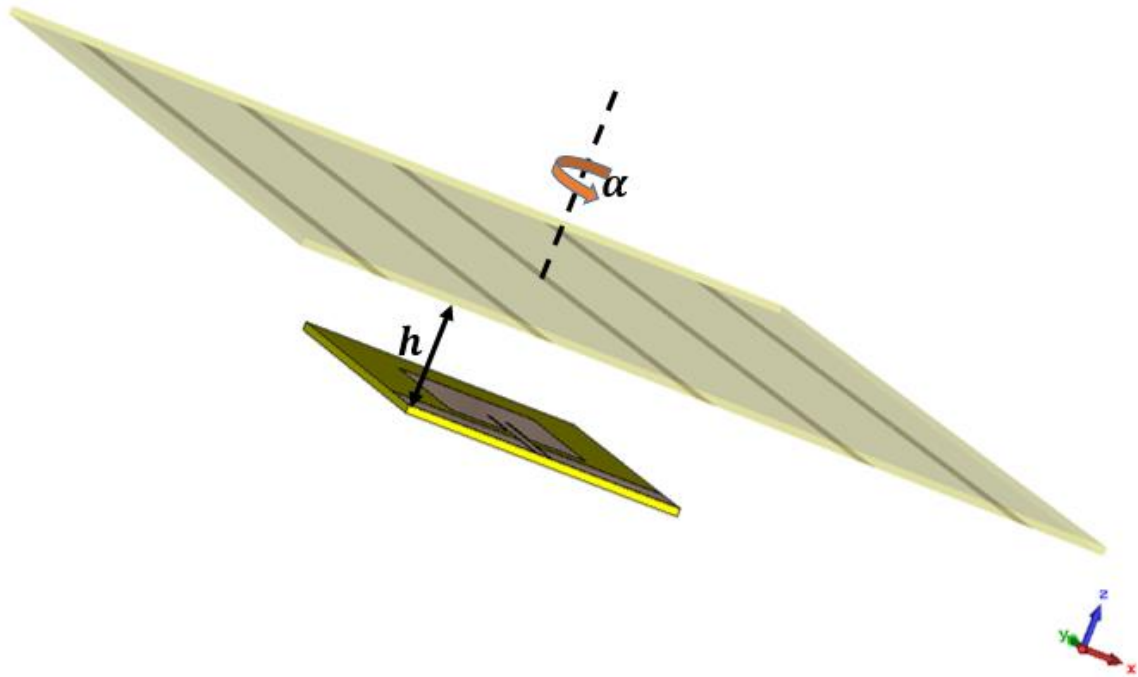
Figura 38- (a) Célula unitária da FSS e (b) antena CPW.



Fonte: Acervo do autor.

A FSS formada por uma matriz 5x5 de células unitárias é colocada como superstrato na antena CPW a uma distância ressonante  $h = 27$  mm, como mostra a Figura 39. O ângulo de rotação em torno de  $z$ ,  $\alpha$ , varia e os resultados são obtidos.

Figura 39- FSS dipolo como superstrato.

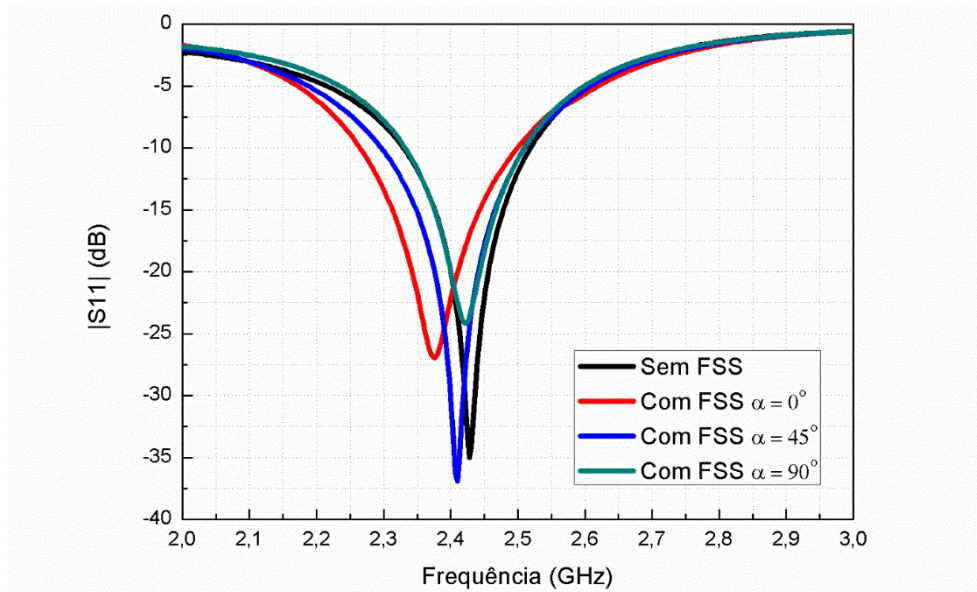


Fonte: Acervo do autor.

A Figura 40 apresenta a perda de retorno em torno da frequência central 2,4 GHz. A perda de retorno da antena sem FSS é de -35 dB. Quando colocada a FSS como superstrato a perda de retorno diminui para -22,6 dB. O ângulo  $\alpha$  varia e a perda de retorno diminui para -32,9 dB quando  $\alpha = 45^\circ$  e aumenta para -19,9 dB quando  $\alpha = 90^\circ$ .

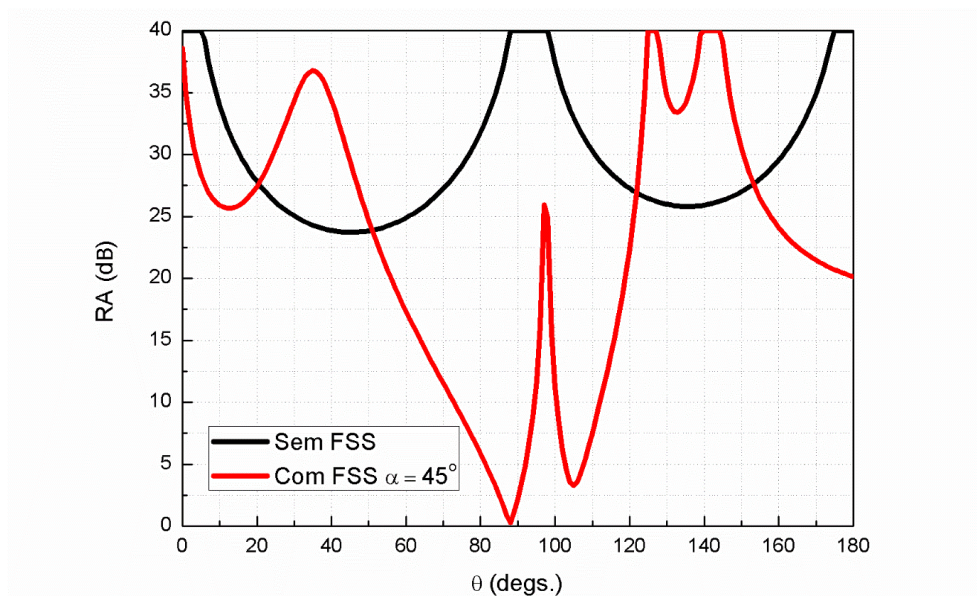
A razão axial (RA) é a proporção de componentes ortogonais de um campo elétrico  $\mathbf{E}$ . Um campo circularmente polarizado é composto de dois componentes do campo elétrico  $\mathbf{E}$  ortogonal de igual amplitude (e 90 graus fora de fase). Como os componentes de igual magnitude, a razão axial é 1 (ou 0 dB), mas de forma geral, é admissível uma RA de até 3 dB. A razão axial para polarização elíptica é maior do que 1 ( $> 0$  dB). A razão axial para a polarização linear pura é infinita, porque os componentes ortogonais do campo são zero. As razões axiais são frequentemente citadas para as antenas nas quais a polarização desejada é circular. A Figura 41 apresenta a razão axial da antena com e sem FSS como superstrato em 2,4 GHz para  $\phi = 0^\circ$  variando  $\theta$ . Para  $\theta = 90^\circ$  a polarização era linear passando a ser circular após colocar a FSS como superstrato com  $\alpha = 45^\circ$  e RA passar a ser inferior a 3 dB.

Figura 40- Perda de retorno da antenna com e sem FSS dipolo como superstrato.



Fonte: Acervo do autor.

Figura 41- Razão axial da antenna com e sem FSS dipolo como superstrato.



Fonte: Acervo do autor.

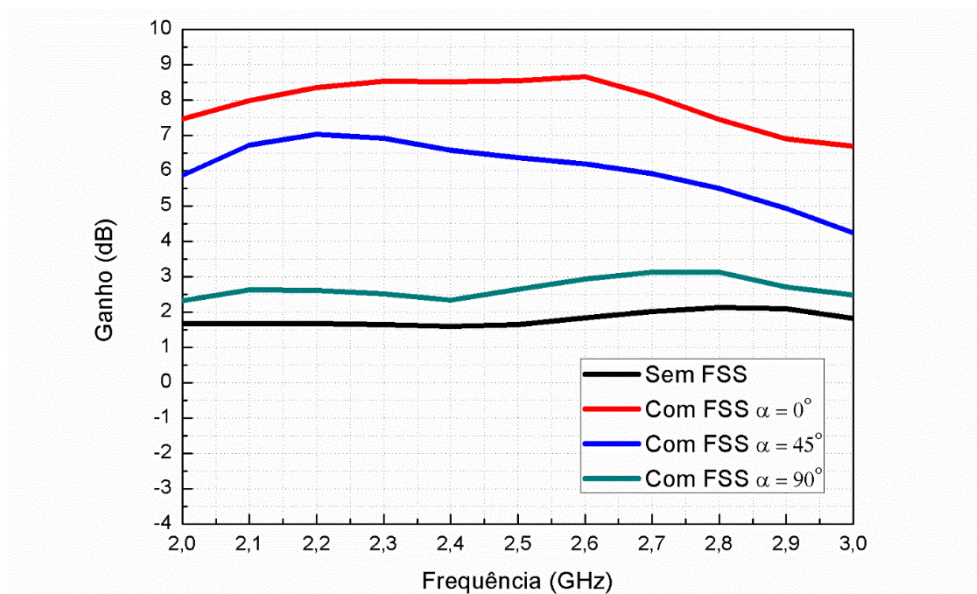
O ganho máximo na borda de 8,5 dB é obtido com FSS dipolo como superstrato no caso  $\alpha = 45^\circ$  na frequência 2,4 GHz da antena projetada e a resposta do ganho varia de acordo com  $\alpha$ , como mostra a Figura 42. O ganho da antena sem FSS é de 1,6 dB. Quando a FSS é rotacionada em torno do eixo  $z$  o ganho diminui, para o caso  $\alpha = 45^\circ$  o ganho diminui para 6,6 dB e no caso  $\alpha = 90^\circ$  o ganho é reduzido para 2,3 dB. A diferença no ganho entre  $\alpha = 0^\circ$  e

$\alpha = 90^\circ$  é de 6,2 dB, mostrando o efeito da polarização no aumento do ganho da antena quando é usada uma FSS dipolo como superstrato, além do controle.

A Figura 43 apresenta o diagrama de irradiação da antena com e sem FSS para  $\phi = 0^\circ$ , para  $\theta = 180^\circ$  o ganho aumentou de 1,6 dB para 8,5 dB. Quando  $\theta = 0^\circ$  o ganho diminuiu de 1,2 dB para -9,8 dB, ocorrendo uma variação de 11,0 dB. O pico de ganho ocorrem com FSS e com  $\alpha = 0^\circ$ .

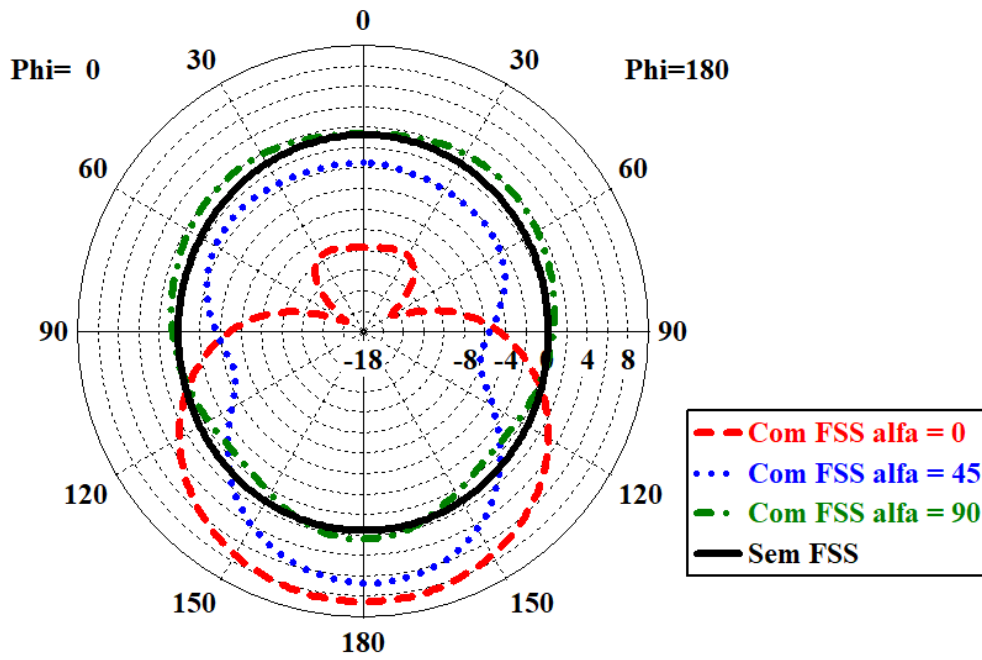
O diagrama de irradiação da antena com e sem FSS para  $\phi = 90^\circ$ , é apresentado na Figura 44. Avaliando em  $\theta = 0^\circ$ , o ganho da antena diminuiu de 1,3 dB para -9,8 dB quando colocada o superstrato com  $\alpha = 0^\circ$ . Para  $\alpha = 90^\circ$  o diagrama ficou praticamente o mesmo após colocar a FSS. Quando  $\theta = 180^\circ$  ao colocar o superstrato com  $\alpha = 0^\circ$  o ganho aumentou de 1,5 dB para 8,5 dB.

Figura 42- Ganho da antena com e sem FSS dipolo como superstrato.



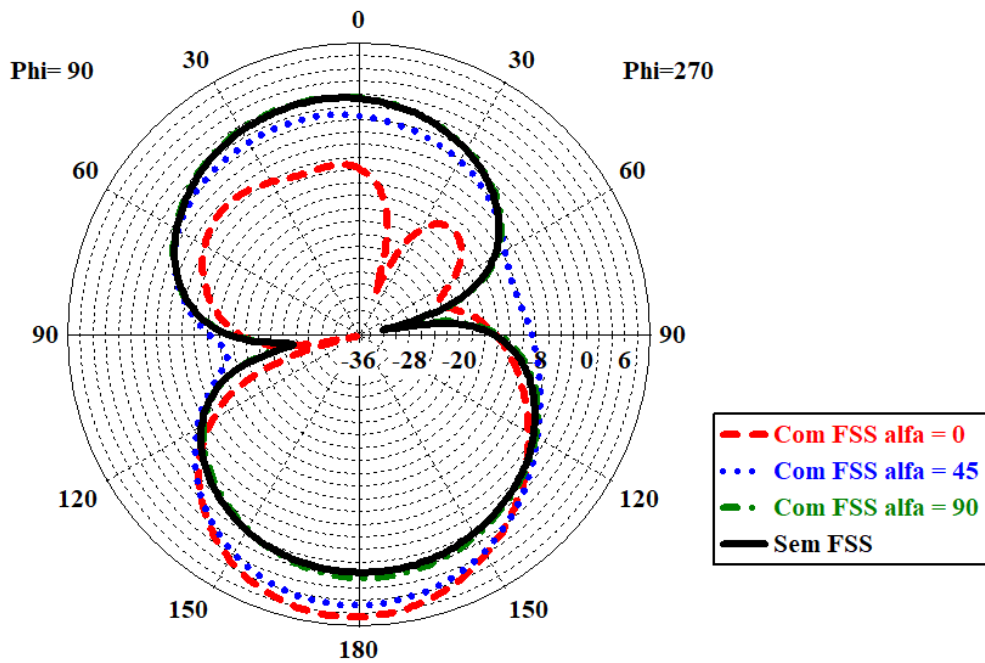
Fonte: Acervo do autor.

Figura 43- Diagrama de irradiação da antena para  $\phi = 0^\circ$ .



Fonte: Acervo do autor.

Figura 44- Diagrama de irradiação da antena para  $\phi = 90^\circ$ .



Fonte: Acervo do autor.

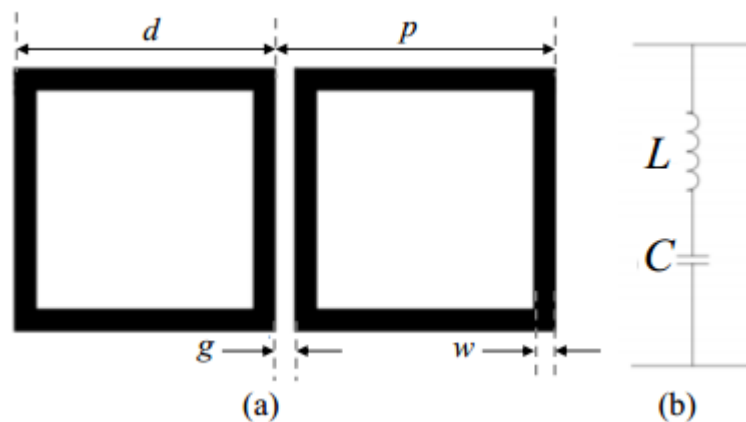
### 5.3 AUMENTO DO GANHO UTILIZANDO FSS ESPIRA QUADRADA

Neste projeto, a FSS espira quadrada é usada como superstrato para aprimoramento do ganho em duas frequências operacionais diferentes de uma antena patch *dualband*. A antena proposta é uma modificação da antena patch com alimentação por linha de microfita que opera em duas frequências diferentes, em banda-X, 9,25 e 11,00 GHz.

A perda de retorno e o ganho da antena são analisados por variação da frequência de ressonância da FSS. As simulações foram realizadas pelo *CST Microwave Studio*.

As duas células unitárias da FSS espira quadrada são mostradas na Figura 45 (a). A região em preto representa a parte metálica e a parte branca, o substrato. Esta FSS tem comportamento de um filtro de resposta rejeita-banda e sua frequência de ressonância é determinada pelas dimensões das células unitárias que podem ser modeladas pelos circuitos LC (Figura 45 (b)) [80]. As dimensões foram otimizadas para FSS ter a frequência de ressonância desejada. A Figura 46 (a) mostra a antena proposta projetada. A antena é uma modificação de uma antena de microfita *patch* através da introdução de abertura de anel retangular e abertura de slot retangular. A Figura 46 (b) mostra a configuração da FSS como superstrato e a antena. A FSS é uma estrutura periódica de matriz  $5 \times 5$  de células unitárias espira quadrada e a distância entre a antena e o superstrato é de 8 mm. Tanto na antena como no superstrato, é usado o material dielétrico FR4 com permissividade elétrica relativa de 4,3, tangente de perda 0,025 e 1,6 mm de espessura [69].

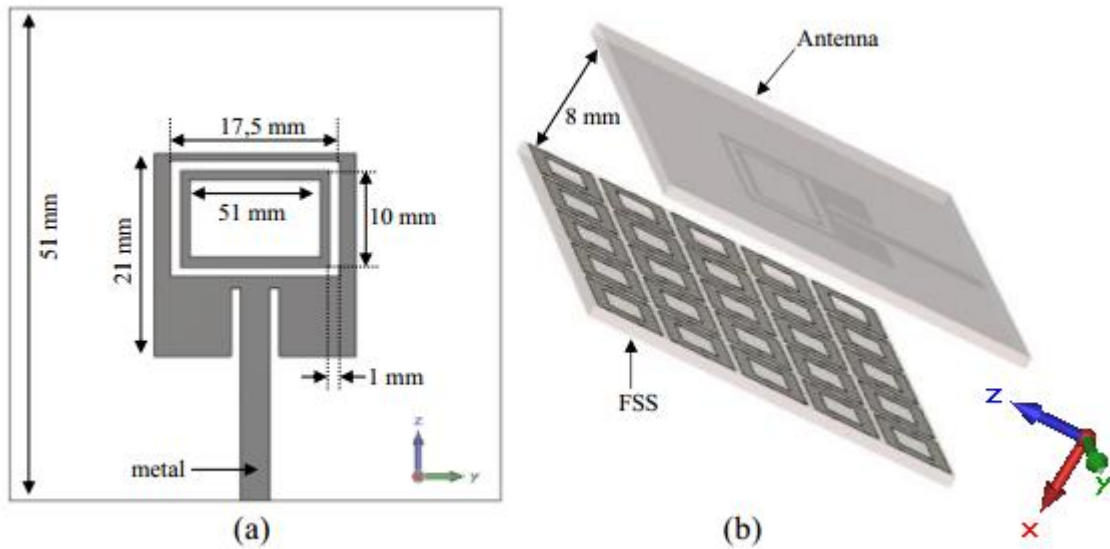
Figura 45- (a) Duas células unitárias de FSS espira quadrada ( $d = 9,00$  mm,  $p = 10,20$  mm,  $g = 1,20$  mm) e (b) circuito equivalente.



Fonte: Acervo do autor.



Figura 46- (a) Antena *dual band* proposta e (b) a antenna com FSS como superstrato.

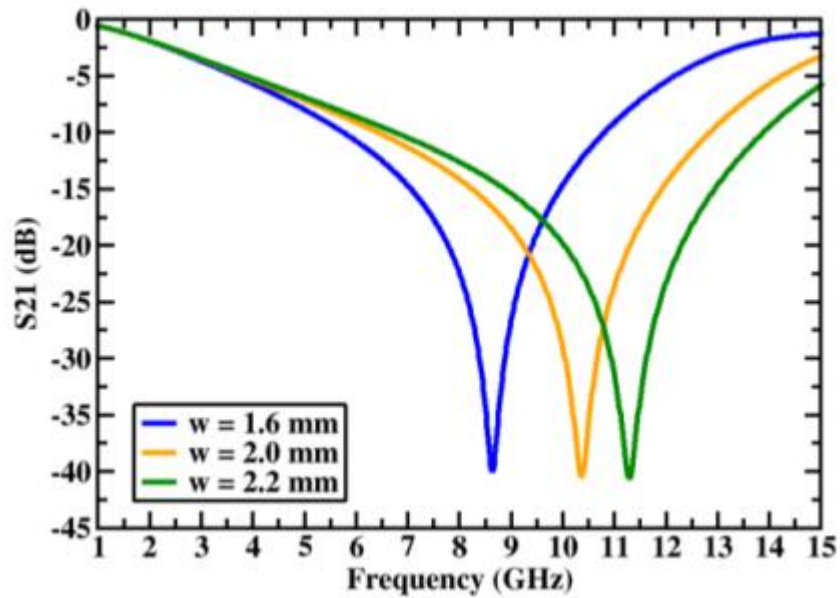


Fonte: Acervo do autor.

A Figura 47 mostra as características de transmissão da FSS espira quadrada para três diferentes valores do parâmetro  $w$ . Para  $w = 1,6, 2,0$  e  $2,2$  mm, as frequências de ressonância da rejeita-banda são: 8,6, 10,4 e 11,4 GHz, respectivamente [69]. Os desempenhos da antenna com estas três FSSs e sem FSS são analisados nesta seção.

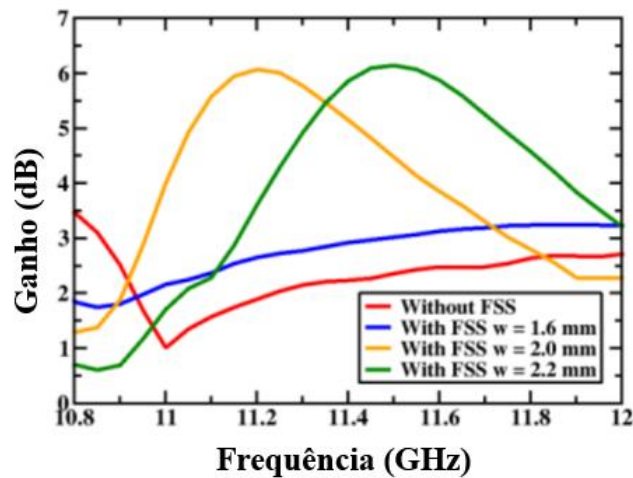
Os coeficientes de reflexão da antenna *patch* são mostrados na Figura 48. A antenna sem FSS opera em 9,25 e 11,00 GHz (banda-X). Pode-se notar que com a inserção do superstrato praticamente não se altera a primeira frequência de ressonância. A segunda frequência de ressonância apresenta um pequeno deslocamento de 200 MHz.

Figura 47- Parâmetro  $S_{12}$  simulados da FSS espira quadrada para  $w = 1,6, 2,0$  e  $2,2$  mm.



Fonte: Acervo do autor.

Figura 48- Parâmetro  $S_{11}$  simulados da antena *dualband* sem FSS e com FSS espira quadrada.

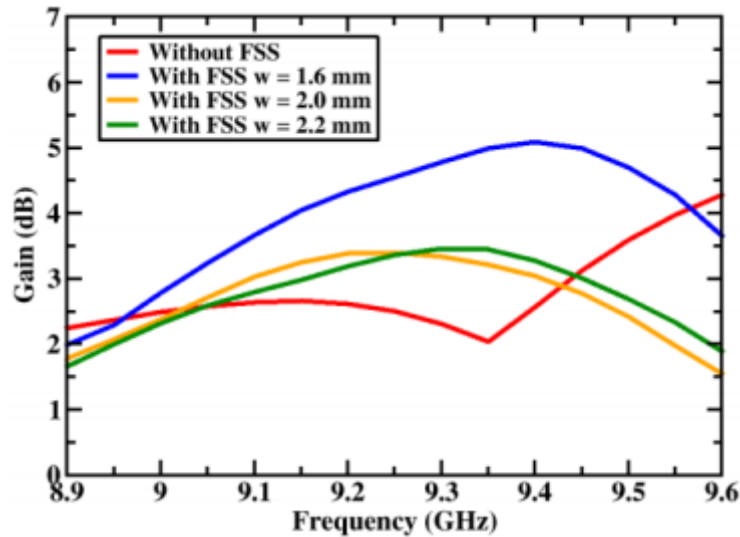


Fonte: Acervo do autor.

O ganho máximo sobre a primeira frequência de ressonância e para a segunda frequência de ressonância são mostrados nas Figuras 49 e 50, respectivamente. Para a primeira banda de frequência de ressonância da antena, o melhor ganho com a FSS como superstrato opera em 8,6 GHz, como mostra o primeiro nulo da esquerda para direita da Figura 47. O ganho da antena aumenta de 2,6 dB para 5,1 dB. Nesse caso, também pode ser observado aumento do ganho na segunda frequência de ressonância, onde o ganho aumenta de 1,0 dB para 2,2 dB.

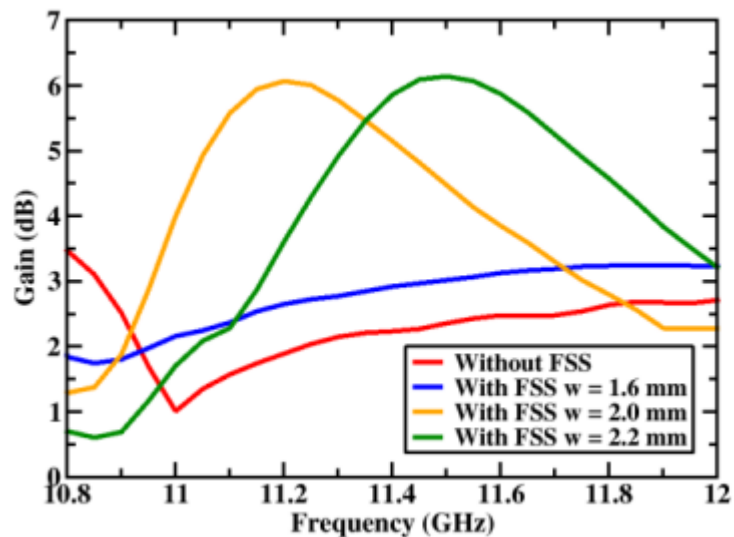
Para a segunda frequência de operação da antena, 11,0 GHz, o melhor ganho é obtido usando a FSS como superstrato que opera em 11,4 GHz. Assim, o ganho aumenta de 1,8 dB para 6,0 dB. Neste caso, observa-se um pequeno aumento do ganho na primeira frequência de ressonância, onde o ganho aumenta de 2,5 dB para 3,0 dB.

Figura 49- Ganho simulado da antena operando entre 8,9 e 9,6 GHz sem FSS e com FSS.



Fonte: Acervo do autor.

Figura 50- Ganho simulado da antena operando entre 10,8 e 12,0 GHz sem FSS e com FSS.



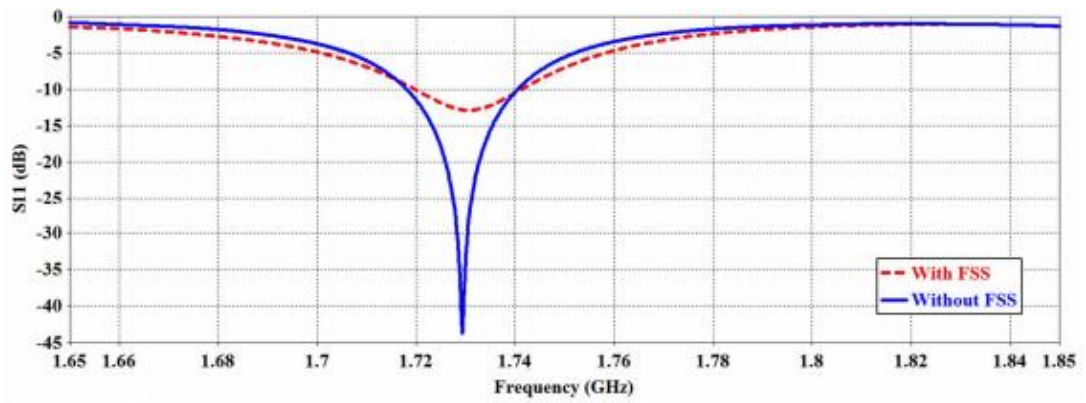
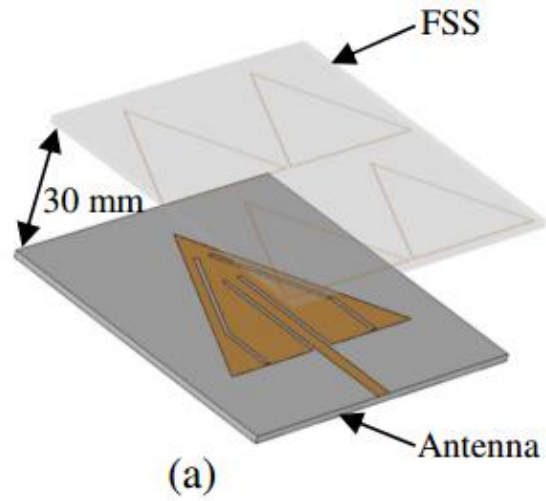
Fonte: Acervo do autor.

Esse projeto propôs uma antena de microfita *dual band* para uma banda-X. O aumento do ganho é obtido usando uma FSS espira quadrada colocada acima da antena. As influências da FSS rejeita-banda no desempenho da antena foram analisadas. Quando a frequência de ressonância da FSS está próxima da frequência de ressonância da antena, o aumento do ganho para esta banda é alcançado, enquanto o comportamento para a outra banda permanece praticamente o mesmo. Os resultados simulados indicam o aumento do ganho em 5,0 dB na primeira frequência de ressonância e em 6,0 dB para a segunda, podem ser obtidos usando duas FSSs espira quadrada de frequências de ressonância diferentes. A seguir é apresentado aumento no ganho usando FSS espira triangular.

#### 5.4 AUMENTO DO GANHO USANDO FSS ESPIRA TRIANGULAR

Este projeto reproduz uma antena de microfita na forma de um triângulo equilátero passiva apresentada na referência [81], onde os autores usaram um amplificador para aumentar o ganho da antena. Nesse projeto, o aumento do ganho da antena é obtido empregando uma FSS como superstrato que é formada por uma matriz  $2 \times 2$  de espiras triangulares. A antena funciona em 1,73 GHz e a distância entre a antena e o superstrato é de 30 mm, como mostrado na Figura 51 (a). A influência do superstrato sobre o comportamento da antena é analisada. O aumento do ganho depende da frequência de ressonância da FSS (2,4 GHz) usada como superstrato como mostra a Figura 51 (b) e o ganho da antena aumentou de 3,0 para 5,7 dB na frequência de operação, 1,73 GHz, enquanto o coeficiente de reflexão mantém um bom nível de correspondência para a frequência de operação (Figura 51 (b)). A Figura 52 (a) mostra o diagrama de irradiação 3D e o ganho máximo na frequência estudada. A Figura 52 (b) apresenta a comparação do ganho entre 1,65 GHz e 1,85 GHz para antena com e sem FSS. Tanto na antena quanto no superstrato, é usado o material dielétrico FR4 com permissividade relativa de 4,3, tangente de perda 0,025 e 1,6 mm de espessura [71].

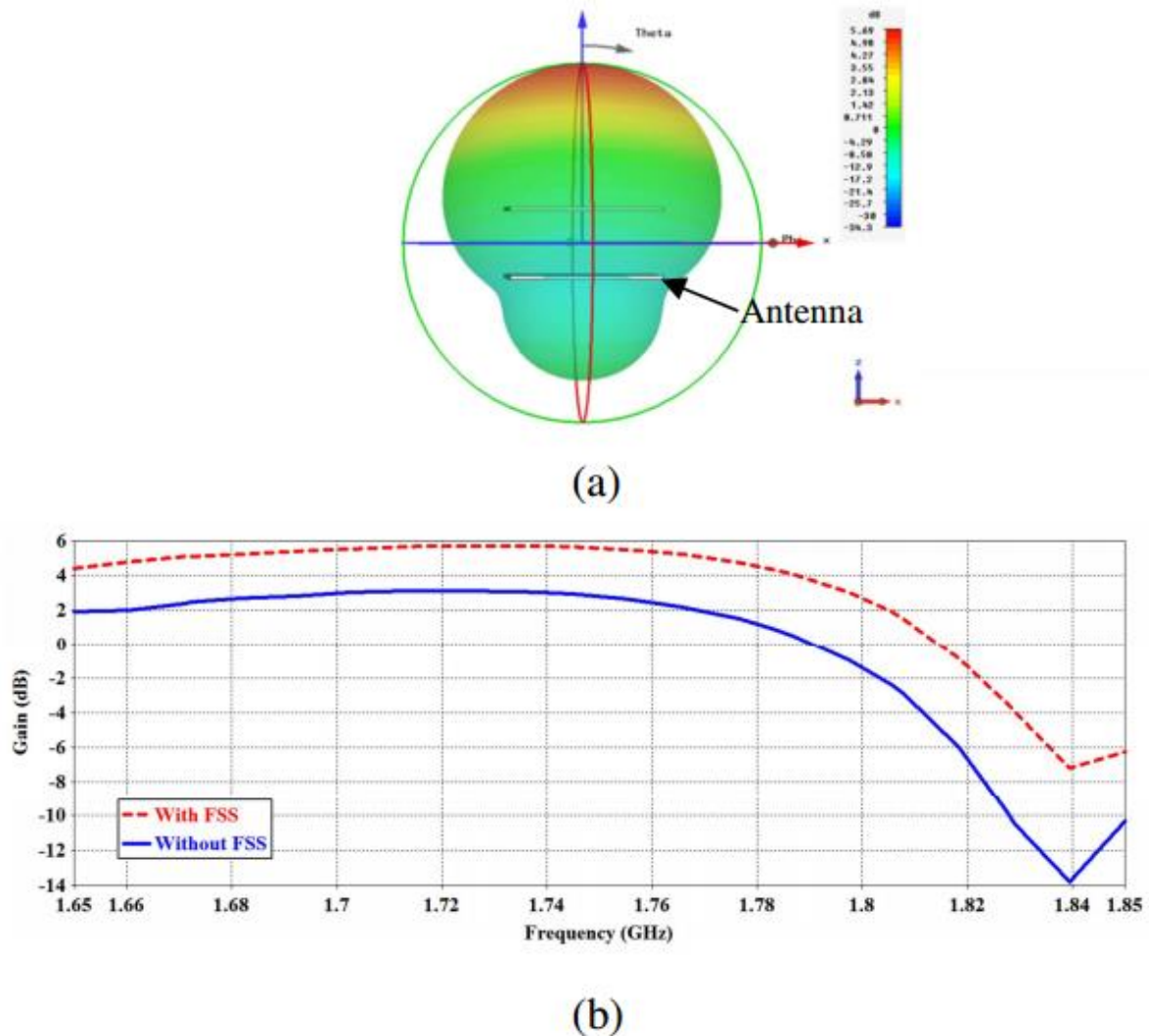
Figura 51- (a) Antena de microfita na forma de um triângulo equilátero com FSS e (b) Parâmetro  $S_{11}$  simulado da antena sem FSS e com FSS espira triangular.



(b)

Fonte: Acervo do autor.

Figura 52- (a) Diagrama de irradiação 3D a 1,73 GHz e (b) Ganho em dB da antena sem FSS e com FSS espira triangular.



Fonte: Acervo do autor.

O diagrama de irradiação na Figura 52 (b) mostra o aumento no ganho de 3,7 dB. Portanto, esse projeto propõe uma FSS que pode melhorar o ganho da antena apresentado na referência [70] sem usar dispositivos ativos. Até aqui, os projetos apresentados usaram FSS rejeita-banda como superstrato para aumento do ganho na antena. A seguir, vamos comparar a FSS Cruz de Jerusalém rejeita-banda e passa-banda, para verificar como se comporta o ganho na antena usando FSSs distintas [71].

## 5.5 AUMENTO DO GANHO USANDO FSS CRUZ DE JERUSALÉM REJEITA E PASSA-BANDA

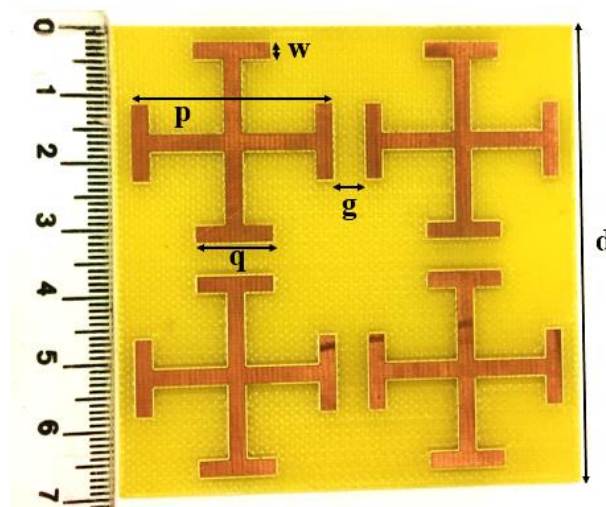
Como vimos, as FSSs têm sido utilizadas como superstrato para o aumento do ganho da antena *patch*. Geralmente, o aumento do ganho é obtido usando uma FSS rejeita banda [82], [83], [84], [85], [86]. No entanto, as referências [87] e [88] apresentaram FSS passa banda para aumentar o ganho em 3,00 e 6,95 dB, respectivamente.

Apesar das vantagens inerentes de uma antena de microfita tais como: tamanho pequeno, perfil baixo, peso leve e sua facilidade de integração com circuitos planares, porém apresentam pequeno ganho e baixa diretividade [59]. Para superar esse problema, este trabalho usa a geometria Cruz de Jerusalém para projetar uma FSS rejeita-banda e uma passa-banda que serão usadas para aumentar a operação da banda da antena e aumentar o ganho.

A antena proposta é uma antena *patch* com alimentação por linha de microfita bem conhecida que opera em 2,37 GHz. Os resultados simulados para antena como: perda de retorno; ganho e diagrama de irradiação, são analisados colocando estes dois tipos de FSS a uma distância acima do metal e do plano de terra da antena. As simulações foram realizadas pelo *CST Microwave Studio<sup>TM</sup>* e elas mostram que os dois tipos de FSSs podem proporcionar aumento no ganho da antena [72].

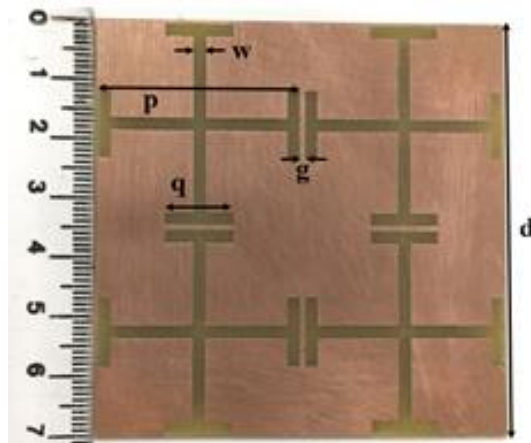
A estrutura de quatro células unitárias Cruz Jerusalém rejeita-banda e passa-banda, a FSS (FSS-CJ), está ilustrado na Figura 53 e na Figura 54, respectivamente. Como pode-se ver a FSS-CJ rejeita-banda consisti em elementos condutores periódicos, e a passa-banda, em aberturas periódicas [72].

Figura 53- FSS rejeita-banda.



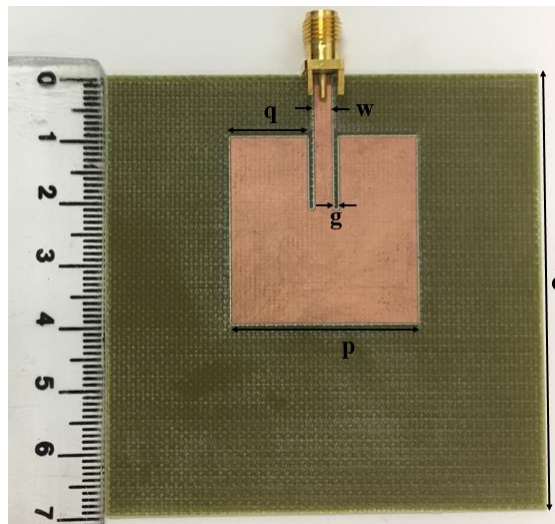
Fonte: Acervo do autor.

Figura 54- FSS passa-banda.



Fonte: Acervo do autor.

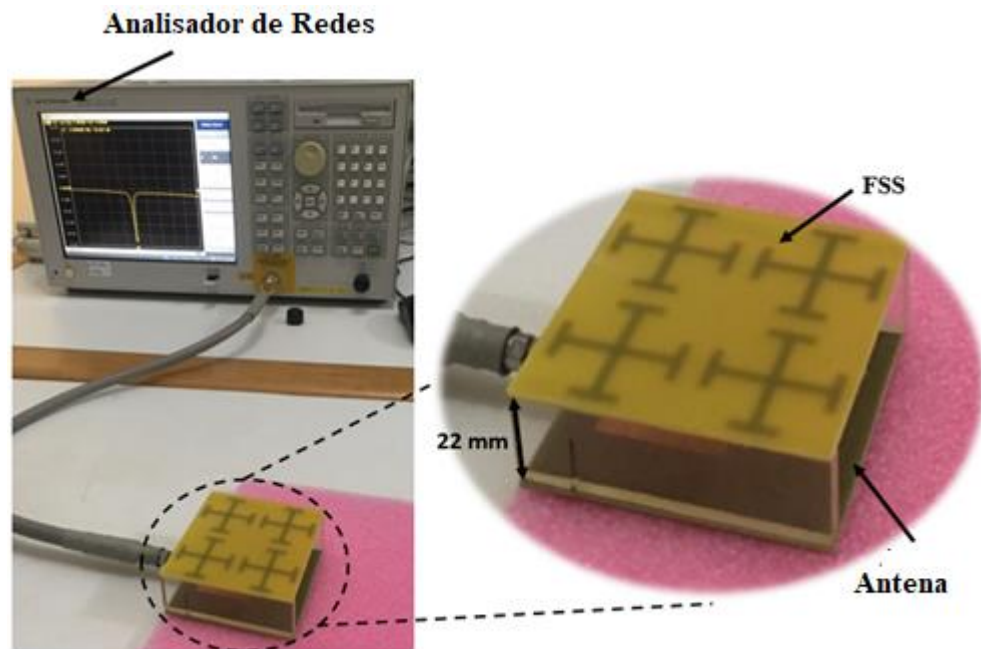
As frequências de ressonância das FSSs-CJ são determinadas pelas dimensões da célula unitária e do substrato. A Figura 55 mostra a antena projetada para operar em 2,37 GHz. A Figura 56 mostra a configuração da FSS-CJ rejeita-banda e a antena. A mesma configuração é usada para a FSS-CJ passa-banda [72].

Figura 55- Antena de microfita *patch*.

Fonte: Acervo do autor.



Figura 56- Antena com FSS-CJ como superstrato.



Fonte: Acervo do autor.

A configuração da antena com a FSS-CJ como superstrato forma uma cavidade onde ocorrem reflexões múltiplas de ondas provenientes do elemento radiante, que ocorrem ao atingirem a FSS-CJ e são refletidas de volta para o plano de terra. No entanto, algumas dessas ondas são transmitidas através do superstrato que fornece um aumento de ganho na antena. As referências [61] e [63] usam a FSS rejeita-banda e passa-banda, respectivamente, na sua banda de reflexão para melhorar a diretividade [72].

Neste estudo, para obter o maior ganho, a frequência de ressonância da passa-banda e rejeita-banda é projetada para ser menor e maior do que a frequência de ressonância da antena, respectivamente. Assim, as duas FSSs são usadas como superfície refletora na frequência desejada.

As FSSs são matrizes  $2 \times 2$  de células unitárias da Cruz de Jerusalém, e a distância entre a antena e os dois superstratos é 22 mm. Todas as dimensões dos parâmetros foram otimizadas para obter as frequências de ressonâncias desejadas e os melhores valores encontrados estão na Tabela 1. O material dielétrico tanto da antena quanto dos superstratos é FR4, com permissividade relativa de 4,3, tangente de perda de 0,025 e 1,6 mm de espessura [72].

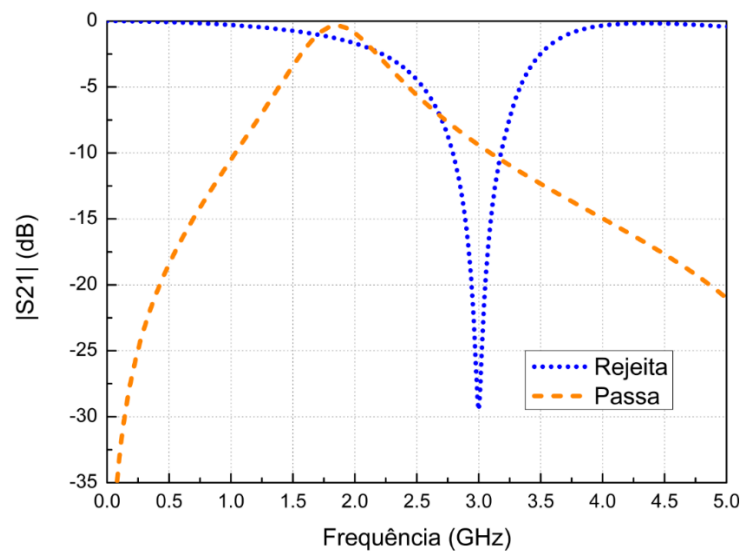
Tabela 1- Dimensões otimizadas das FSSs e da antena.

Parâmetros (mm)	d	w	P	g	q
<b>FSS rejeita-banda</b>	70,00	2,50	25,00	10,00	11,50
<b>FSS passa-banda</b>	70,00	2,00	34,00	1,00	11,50
<b>Antena de microfita</b>	70,00	3,00	30,00	1,00	12,50

Fonte: Acervo do autor.

A Figura 57 mostra as características da transmissão para uma célula unitária FSS-CJ rejeita-banda e passa-banda, para uma onda normal incidente sobre a tela. A frequência central da FSS passa-banda é de 1,8 GHz, e da rejeita-banda é de 3 GHz, com um deslocamento de aproximadamente 0,6 GHz da frequência de ressonância da antena. Assim, a antena opera entre a reflexão destas duas FSSs.

Figura 57- Parâmetro  $S_{12}$  da FSS rejeita-banda (3,0 GHz) e passa-banda (1,8 GHz).

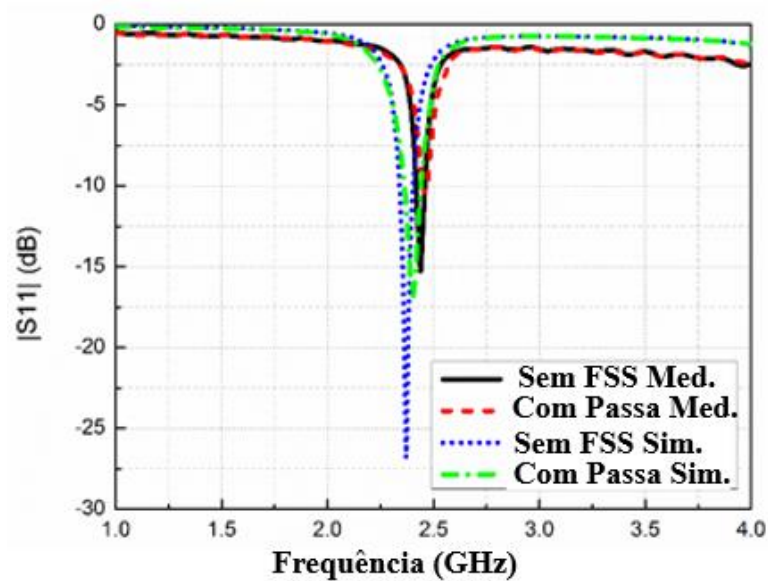


Fonte: Acervo do autor.

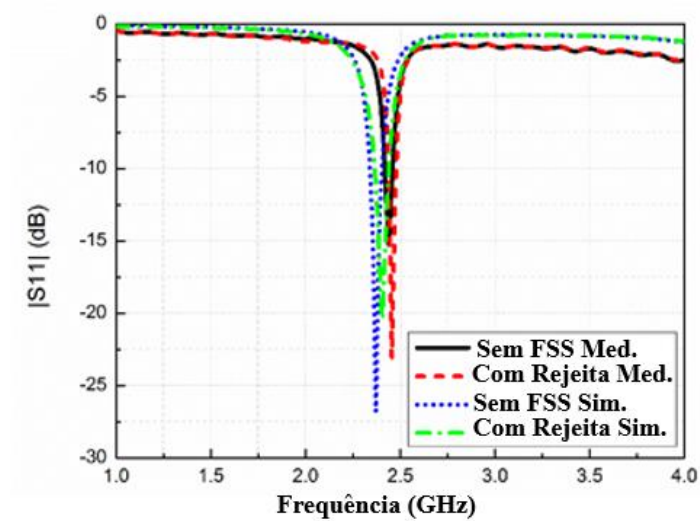
A perda de retorno na entrada com a frequência, relativa a 50 Ohms, da antena de microfita (sem FSS e com FSS rejeita-banda e passa-banda) foi simulada na faixa de 1 à 4 GHz e os resultados são mostrados na Figura 58. As frequências de ressonância da antena com os dois superstratos são muito semelhantes e segundo o gráfico da Figura 5.32, um dos resultados é -17 dB enquanto que a resposta sem FSS é de -27 dB (2,37 GHz), com uma pequena mudança de 30 MHz.

O ganho máximo sobre a frequência de ressonância da antena na configuração com a FSS-CJ rejeita-banda e passa-banda é mostrado na Figura 59. O ganho da antena sem o superstrato é de 2,0 dB. O aumento do ganho ocorre no comprimento do *gap* de ar de 22 mm onde o ganho aumenta de 2,0 dB para 5,2 dB para os dois superstratos, que indica que são equivalentes.

Figura 58- Perda de retorno sem FSS, com (a) FSS passa-banda e com (b) FSS rejeita-banda.



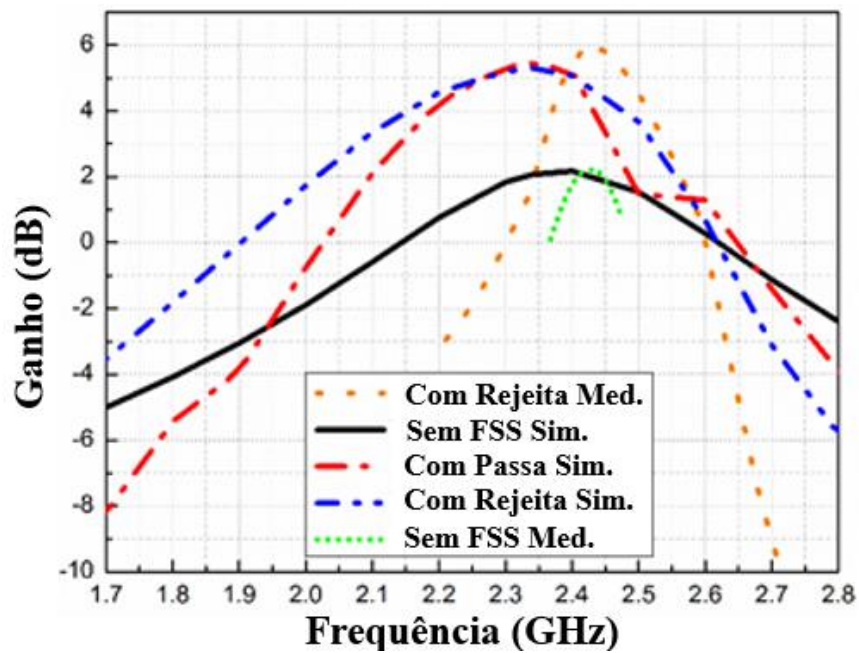
(a)



(b)

Fonte: Acervo do autor.

Figura 59- Ganho sem FSS, com FSS rejeita-banda e com FSS passa-banda.



Fonte: Acervo do autor.

Para completar nossa análise, os padrões de irradiação para  $\phi = 0^\circ$  e  $\phi = 90^\circ$  a 2,4 GHz foram simulados e são exibidos nas Figuras 60 e 61. Os níveis máximos de ganho são aumentados na mesma direção de orientação para os dois tipos de superstratos e as formas de diagrama de irradiação são idênticas.

Figura 60- Diagrama de irradiação da antena em dB para  $\phi = 0^\circ$ .

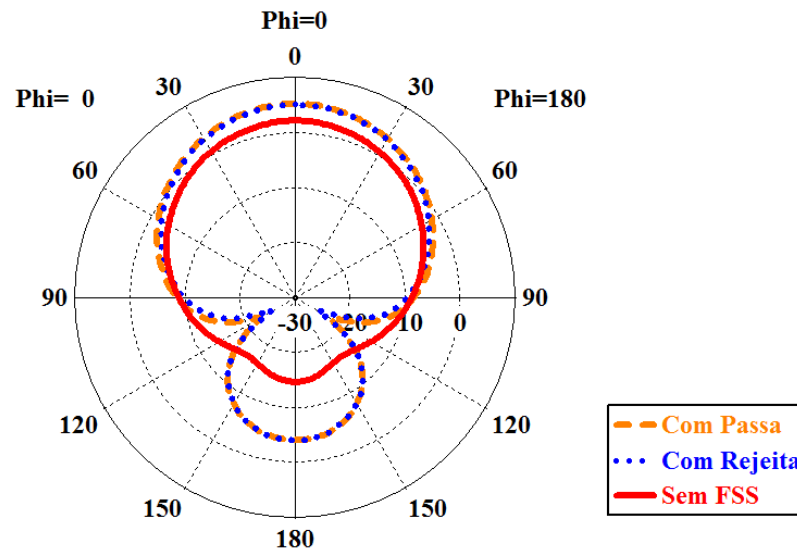
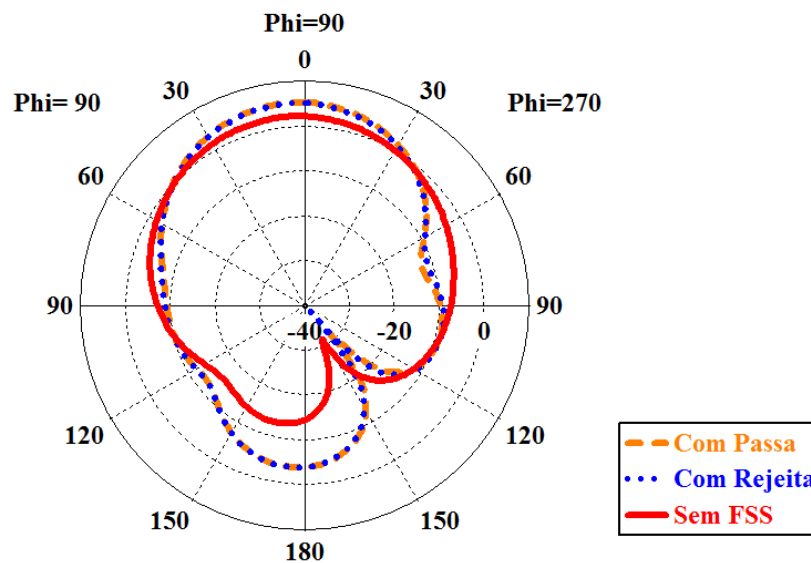


Figura 61- Diagrama de irradiação da antena em dB para  $\phi = 90^\circ$ .



Portanto, propomos dois tipos de FSS para aumento de ganho em antena. A geometria da FSS é baseada na Cruz de Jerusalém e elas foram projetadas para ter uma resposta de filtro rejeita-banda e passa-banda. A antena de microfita funciona a 2,4 GHz, enquanto a FSS passa-banda e rejeita-banda propostas operam em 1,8 GHz e 3,0 GHz, respectivamente [72]. Os

resultados simulados indicam que o alto ganho de 5,0 dB pode ser obtido usando uma FSS tanto rejeita-banda, quanto passa-banda [72].

Até aqui, estudamos dois tipos de FSS para obter aumento no ganho da antena. A seguir, usaremos uma FSS reconfigurável para controlar o ganho, ou seja, dependendo do interesse do operador o mesmo aumenta ou diminui o ganho ou diretividade da antena.

## 5.6 CONTROLE DE GANHO E DIRETIVIDADE USANDO RFSS ESPIRA QUADRADA

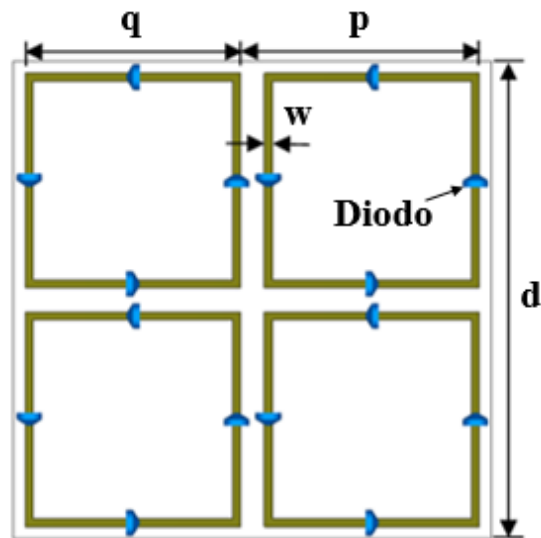
Como vimos, uma extensão da FSS é a superfície seletiva em frequência reconfigurável. As propriedades das RFSSs, tais como frequência de ressonância, podem ser alteradas em tempo real ativando elementos introduzidos no dispositivo. Esses elementos ativos podem ser Diodo PIN [87], MEMS [88], varactores [89] e fotodiodos [90]. Também estudamos que apesar das vantagens da antena de microfita como: baixa custo; peso leve; tamanho pequeno; compatibilidade com circuitos planares, estas antenas apresentam pequeno ganho e baixa diretividade [91].

Neste projeto, uma RFSS espira quadrada é usada como superstrato para controle da diretividade e ganho de uma antena *patch* de microfita. Diodos PINs são colocados como chaves ao longo da estrutura da RFSS para torná-la reconfigurável. A frequência de ressonância da RFSS varia e influencia o comportamento da antena.

A perda de retorno, o diagrama de irradiação e o ganho da antena são analisados pela variação da polarização dos diodos PINs. As simulações foram realizadas pelo *CST Microwave Studio™ 2016*.

Uma célula unitária da RFSS espira quadrada é mostrada na Figura 62. Esta FSS tem uma resposta de característica rejeita-banda, pois as espiras quadradas são elementos *patch*. Um diodo PIN é colocado em cada um dos lados da espira quadrada.

Figura 62- RFSS espira quadrada com diodos PIN (BAR50-02V).



Fonte: Acervo do autor.

Os circuitos equivalentes de elementos ativos de diodo PIN baseiam-se no diodo comercial BAR50-02V e correspondem a um circuito RL em série para polarização direta e um circuito RC em série para polarização reversa. A Tabela 2 mostra os circuitos equivalentes dos diodos PIN utilizados nas simulações [73].

Tabela 2- Circuitos equivalentes para diodo PIN (BAR50-02V).

<b>Direta (ON)</b>		<b>Reversa (OFF)</b>	
<b>R</b>	<b>L</b>	<b>R</b>	<b>C</b>
4.5 $\Omega$	0.6 nH	39 $\Omega$	0.15 pF

Fonte: Acervo do autor.

A Figura 63 mostra o projeto da antena proposta. A antena é uma antena de microfita bem conhecida como *patch* retangular. Na Figura 64 é mostrada a configuração da RFSS como superstrato da antena. A FSS é uma matriz 2x2 de células unitárias espira quadradas, e a distância entre a antena e o superstrato é de 11 mm [73]. Ambos os materiais dielétricos da

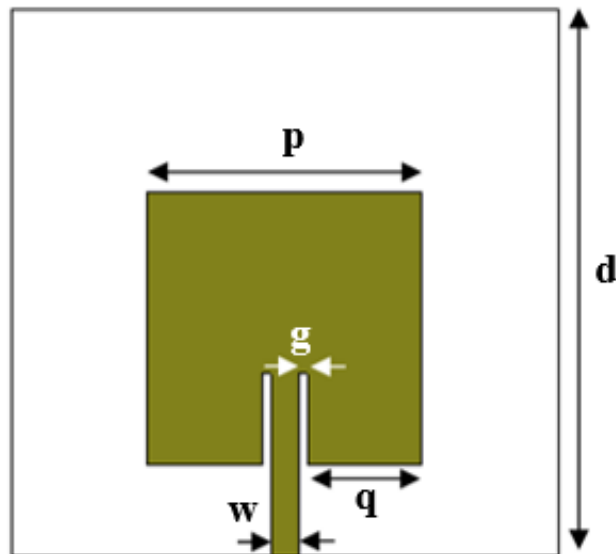
antena e do superstrato são FR4, com permissividade relativa de 4,3, tangente de perda 0,025 e espessura de 1,6 mm. As dimensões foram otimizadas para se obter a frequência de ressonância desejada e são mostradas na Tabela 3.

Tabela 3- Dimensões otimizadas da RFSS e da antenna.

<b>Parâmetros (mm)</b>	$d$	$w$	$p$	$g$	$q$
<b>RFSS</b>	60,00	1,00	30,00	-	27,00
<b>Antena patch</b>	60,00	3,00	30,00	1,00	12,50

Fonte: Acervo do autor.

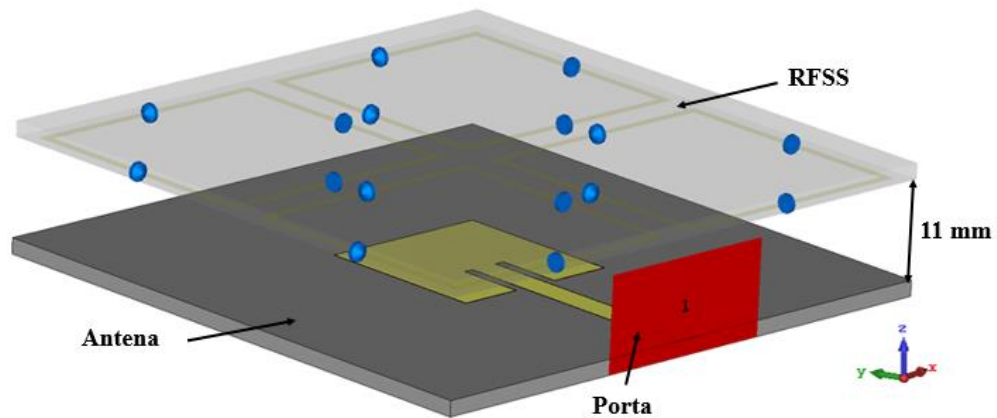
Figura 63- Antena de microfita.



Fonte: [73].



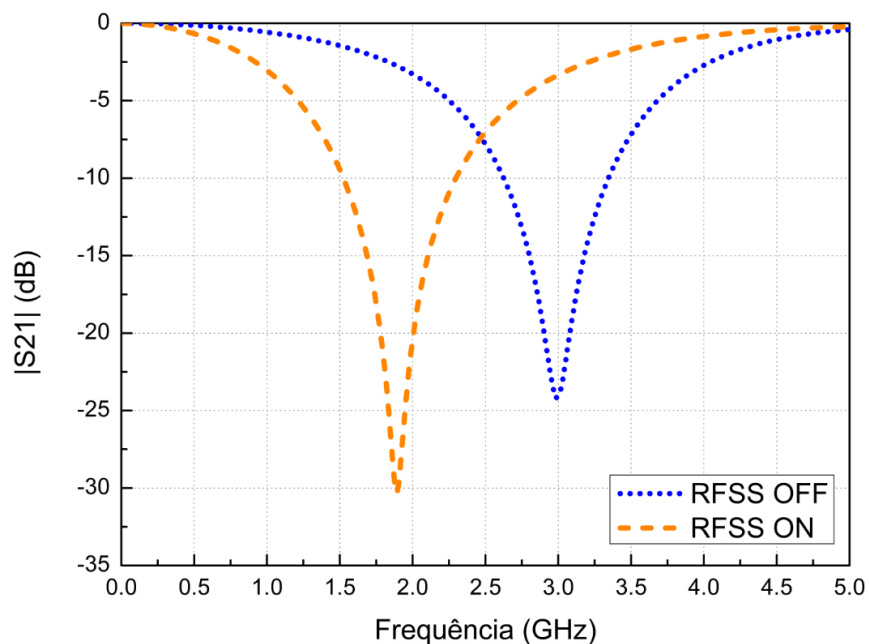
Figura 64- Antena com RFSS como superstrato.



Fonte: Acervo do autor.

A Figura 65 mostra as características do coeficiente de transmissão da RFSS espira quadrada para os dois estados do diodo PIN. Para polarização direta (RFSS ON), a frequência de ressonância é de 1,89 GHz e para polarização reversa (RFSS OFF) é 3,00 GHz.

Figura 65- Parâmetro  $S_{12}$  da RFSS com diodos no estado OFF e ON.

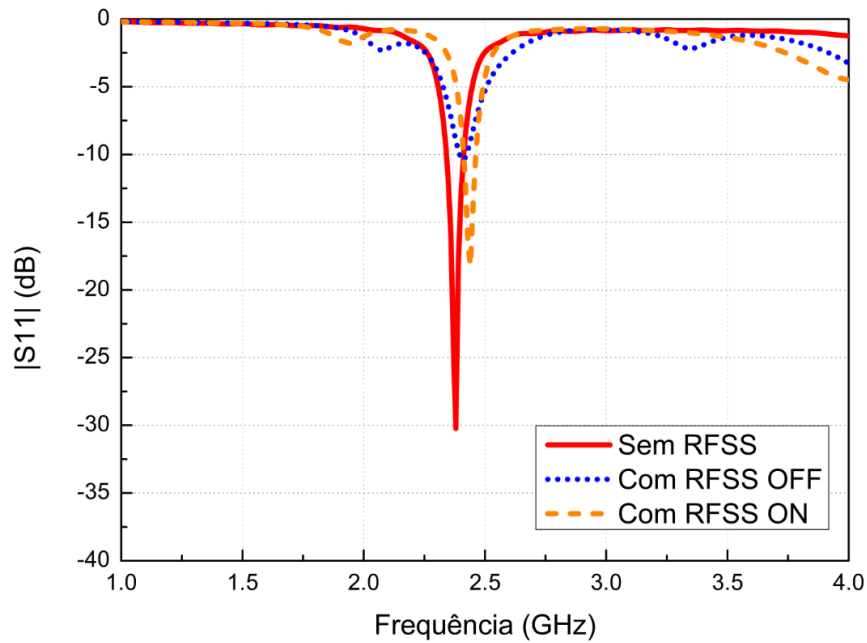


Fonte: Acervo do autor.

Os desempenhos da antena com RFSS e sem RFSS são analisados. Os coeficientes de reflexão da antena *patch* são mostrados na Figura 66. A antena funciona na frequência de 2,40 GHz. Pode-se notar que a inserção do superstrato praticamente não altera a frequência de

ressonância. Produz um deslocamento de 14 MHz para polarização direta e 39 MHz para polarização reversa na frequência de ressonância [73].

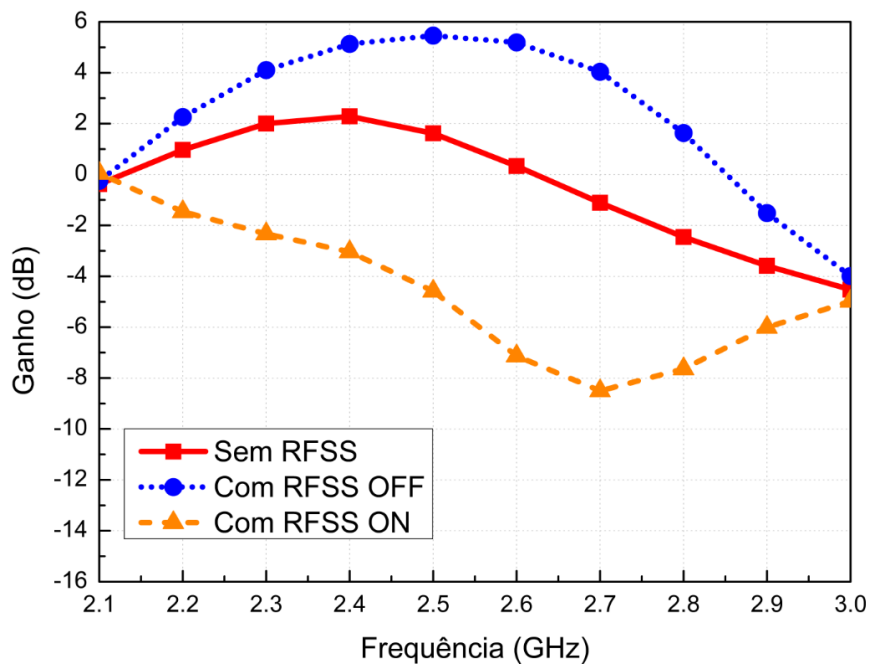
Figura 66- Perda de retorno para antena sem RFSS, RFSS OFF e RFSS ON.



Fonte: Acervo do autor.

O ganho máximo em relação a frequência de ressonância é mostrado na Figura 67. O melhor aumento do ganho é alcançado para o superstrato com diodos de polarização reversa. O ganho aumenta de 2,25 dB para 5,20 dB. Neste caso, pode-se notar que o aumento do ganho é de 2,95 dB. A redução do ganho é alcançada para o superstrato com diodos de polarização direta. O ganho diminui de 2,25 dB para -4,70 dB. Neste caso, pode-se notar que a redução do ganho é de 6,95 dB.

Figura 67- Ganho da antena sem RFSS, RFSS OFF e RFSS ON.

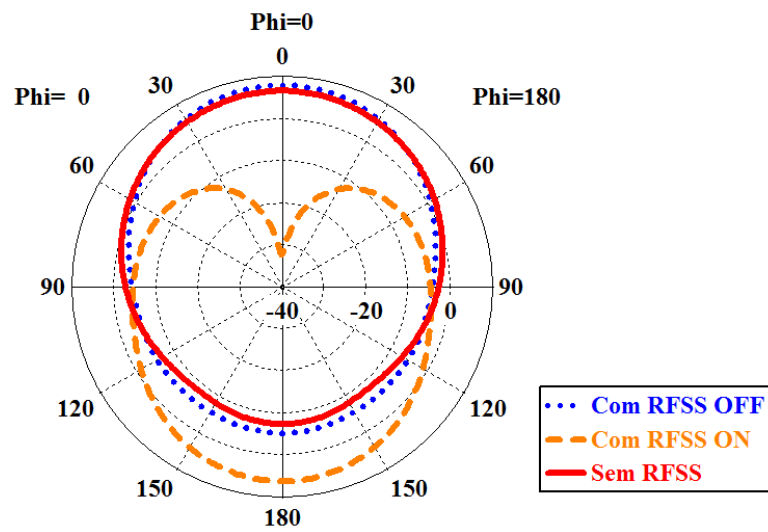


Fonte: Acervo do autor.

O diagrama de irradiação na frequência de ressonância 2,4 GHz para a diretividade da antena quando  $\phi = 0^\circ$  e  $\phi = 90^\circ$  são mostrados nas Figuras 68 e 69, respectivamente. A diretividade acima da antena aumenta de 6,5 dBi para 7,9 dBi quando a RFSS está com os diodos na polarização reversa e diminui de 6,5 dBi para -32,2 dBi quando a RFSS está com os diodos na polarização direta. A diretividade abaixo da antena aumenta de -7,5 dBi para 6,0 dBi quando a RFSS está com os diodos na polarização direta e diminui de -7,5 dBi para -5,4 dBi quando a RFSS está com os diodos na polarização reversa.

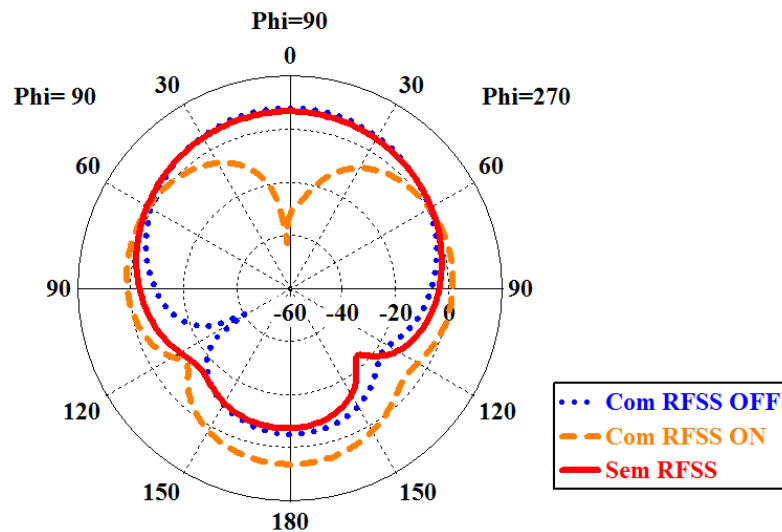
Deste modo, a RFSS pode alterar a diretividade e o ganho da antena controlando a polarização do diodo PIN.

Figura 68- Diagrama de irradiação da antena em dBi para  $\phi = 0^\circ$ .



Fonte: Acervo do autor.

Figura 69- Diagrama de irradiação da antena em dBi para  $\phi = 90^\circ$ .



Fonte: Acervo do autor.

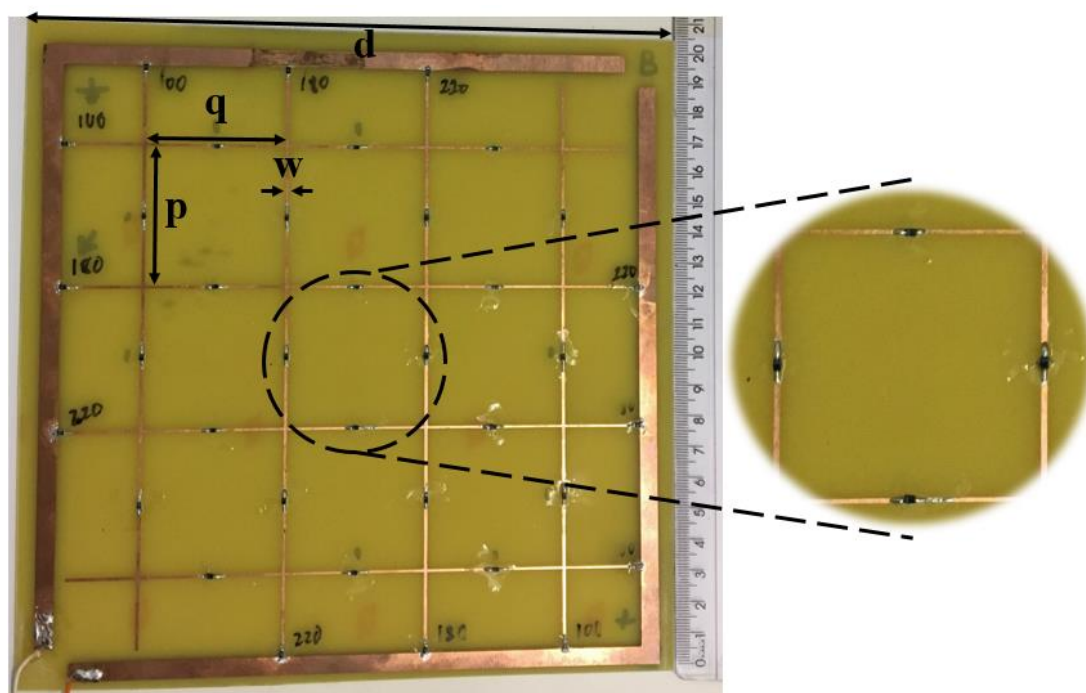
O controle do ganho e da diretividade foram propostos para uma antena de microfita a 2,40 GHz. Este controle é obtido usando uma RFSS espira quadrada acima da antena para polarização reversa e direta dos diodos. Foi analisada a influência da frequência de ressonância da RFSS rejeita-banda no desempenho da antena. Quando a RFSS está com os diodos em polarização reversa, a frequência de ressonância é de 3,00 GHz, o que proporciona um aumento no ganho de 2,95 dB. O aumento na diretividade é de 1,4 dBi e 2,1dBi acima e abaixo da antena, respectivamente. Quando a RFSS está com os diodos em polarização direta, a frequência de

ressonância é de 1,89 GHz, o que proporciona uma redução no ganho de 6,95 dB. O aumento e redução da diretividade é de 13,5 dBi e 38,7 dBi abaixo e acima da antena.

### 5.7 CONTROLE DE GANHO E DIRETIVIDADE USANDO RFSS DIPOLO CRUZADO

A RFSS com dipolo cruzado é mostrada na Figura 70 [74]. Um diodo PIN é colocado em cada borda do dipolo cruzado. Quando os diodos estão no estado OFF, não há corrente fluindo entre os elementos, assim, o RFSS se comportará como um arranjo de dipolo cruzado com resposta rejeita banda. Quando os diodos estão no estado ON, a corrente flui através dos elementos, portanto, o RFSS se comportará como espieras quadradas com resposta de passa bandas.



Figura 70- RFSS dipolo cruzado.



Fonte: Acervo do autor.

Nas simulações, os circuitos equivalentes de elementos agrupados representam os diodos PIN como mostrado na Tabela 4. Um circuito RL em série corresponde a um diodo PIN diretamente polarizado, e um circuito RC em paralelo corresponde a um diodo PIN inversamente polarizado [74].

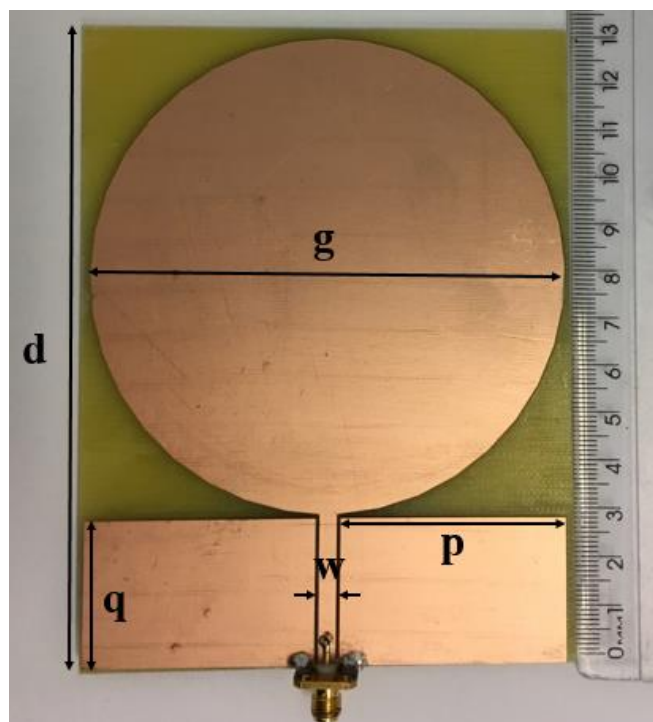
Tabela 4- Circuitos equivalentes.

Direta (ON-Estado)		Reversa (OFF-Estado)	
			
<b>R</b>	<b>L</b>	<b>R</b>	<b>C</b>
4.5 $\Omega$	0.6 nH	39 $\Omega$	0.15 pF

Fonte: Acervo do autor.

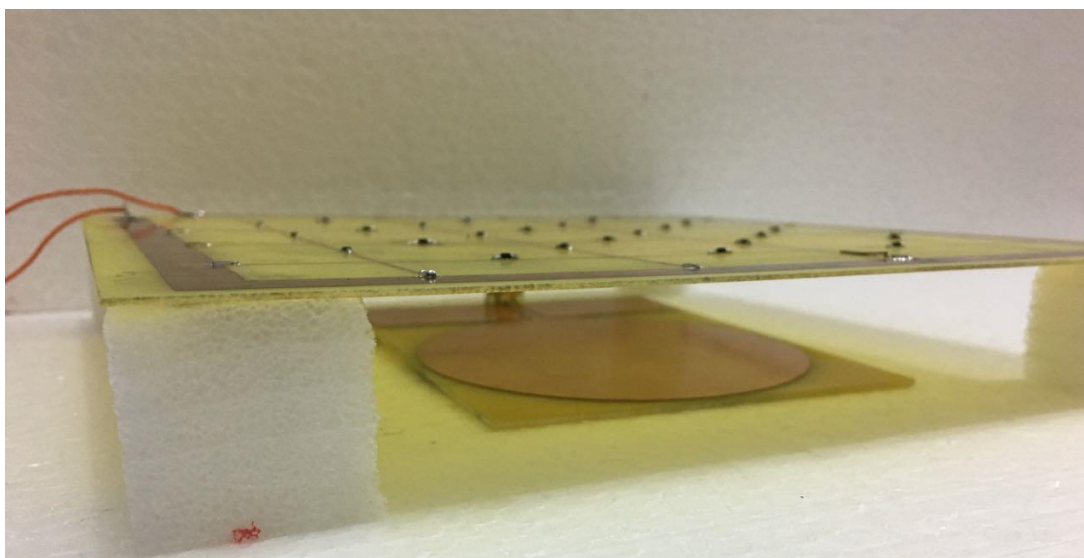
A Figura 71 mostra o projeto de antena proposto. A antena é uma antena UWB bem conhecida com *patch* circular. Na Figura 72 é mostrada a configuração da antena com RFSS como superstrato. Utilizou-se um arranjo 4x4 (isto é, 16 células unitárias) de células unitárias de dipolo cruzado e a distância entre a antena e o superstrato é de 26 mm. A periodicidade da célula unitária é de 46,5 mm, o comprimento e a largura do dipolo cruzado são de 45,5 mm e 1 mm, respectivamente. O material dielétrico utilizado na simulação e fabricação da antena e do superstrato é 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 5.5 [75].

Figura 71- Antena UWB.



Fonte: Acervo do autor.

Figura 72- Antena UWB com a RFSS dipolo cruzado como superstrato.



Fonte: Acervo do autor.

Tabela 5- Valores dos parâmetros da RFSS e da antena.

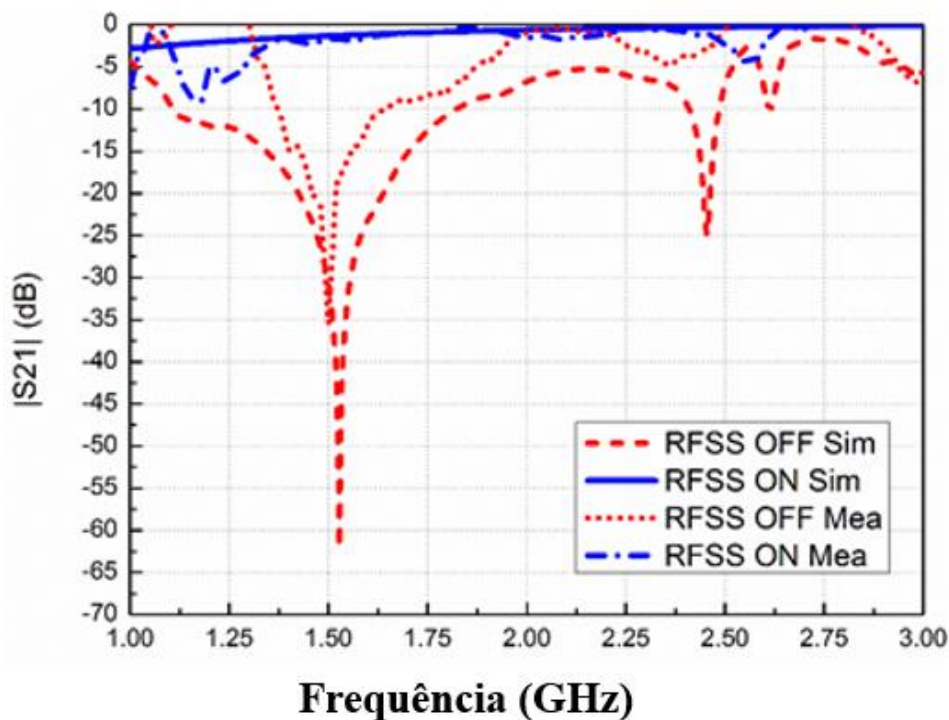
<b>Parâmetros (mm)</b>	<b>d</b>	<b>W</b>	<b>P</b>	<b>g</b>	<b>q</b>
<b>RFSS</b>	60,00	1,00	30,00	-	27,00
<b>Antena UWB</b>	131,00	4,00	47,60	100,00	30,00

Fonte: Acervo do autor.

A RFSS contém 24 diodos (Infineon's BAR64). Os dipolos cruzados são conectados uns aos outros por diodos colocados em suas bordas. Ao escolher a orientação apropriada do diodo (veja a Figura 70), é possível alternar todos os diodos com apenas dois pontos de polarização DC na estrutura (GND e Vcc). Os diodos são conectados em uma orientação que vai de uma voltagem mais baixa para uma voltagem mais alta, ou vice-versa, como mostrado na Figura 5.44. Os diodos são diretamente polarizados ou inversamente polarizados, todos de uma 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 DC de 10 mA, o Vcc é de 7,5 V. Assim, para fornecer a polarização DC aos diodos, uma espira quadrada de cobre foi feita em torno da FSS (veja a Figura 70). A espira foi dividida em duas partes, uma para fornecer a Vcc e outro conectado ao GND [75].

A RFSS com polarização direta RFSS ( $V_{cc} = 7,5$  V) ressoa em 1,51 GHz com polarização reversa RFSS ( $V_{cc} = 0$ ) 1,75 GHz. Os resultados simulados estão de acordo com os medidos como mostra a Figura 73.

Figura 73- Parâmetro  $S_{12}$  da RFSS.



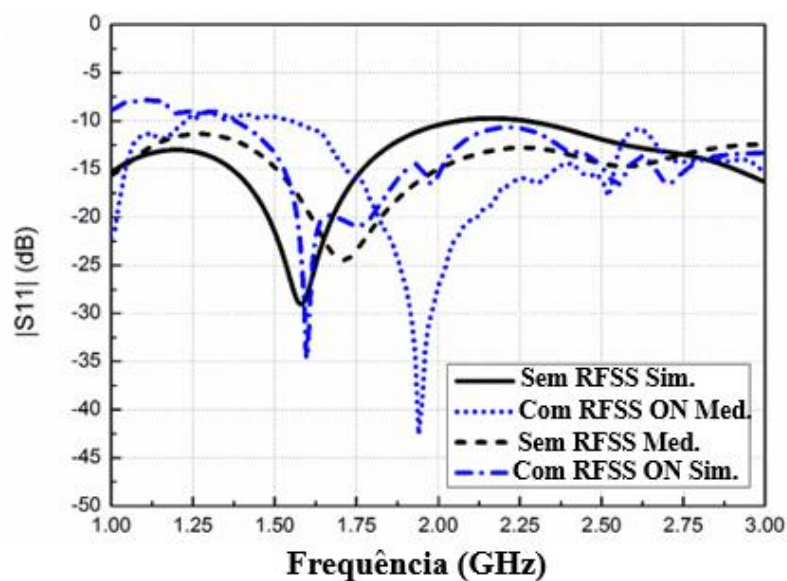
Fonte: Acervo do autor.

Três tipos de medição foram realizados. Medições para a antena sem RFSS, para a antena com polarização direta RFSS ( $V_{cc} = 7,5$  V) e para a antena com polarização reversa RFSS ( $V_{cc} = 0$ ) [75].

Os desempenhos da antena com RFSS e sem RFSS são analisados. O  $S_{11}$  simulado e medido da antena UWB sem e com superstrato no estado ON são mostrados na Figura 74 e na Figura 75 para o estado OFF. A antena opera de 1,0 a 3,0 GHz. Pode-se notar que mesmo com a inserção dos superstratos, o  $S_{11}$  praticamente fica abaixo de -10 dB na faixa de frequência [75].

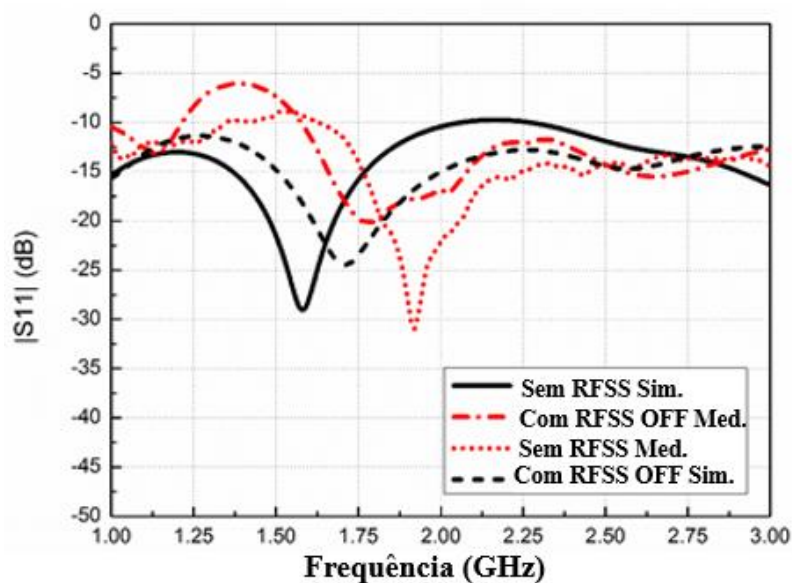


Figura 74- Perda de retorno da antenna com e sem superstrato.



Fonte: Acervo do autor.

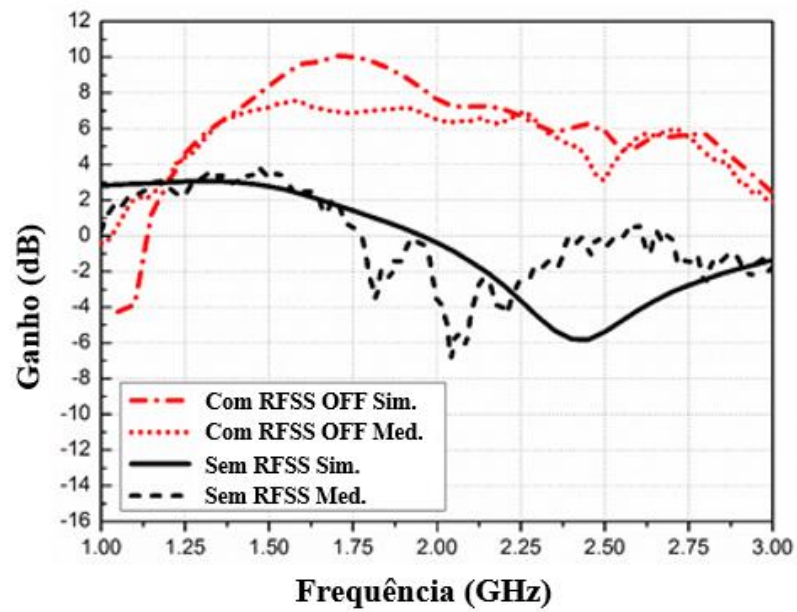
Figura 75- Perda de retorno da antenna com e sem superstrato.



Fonte: Acervo do autor.

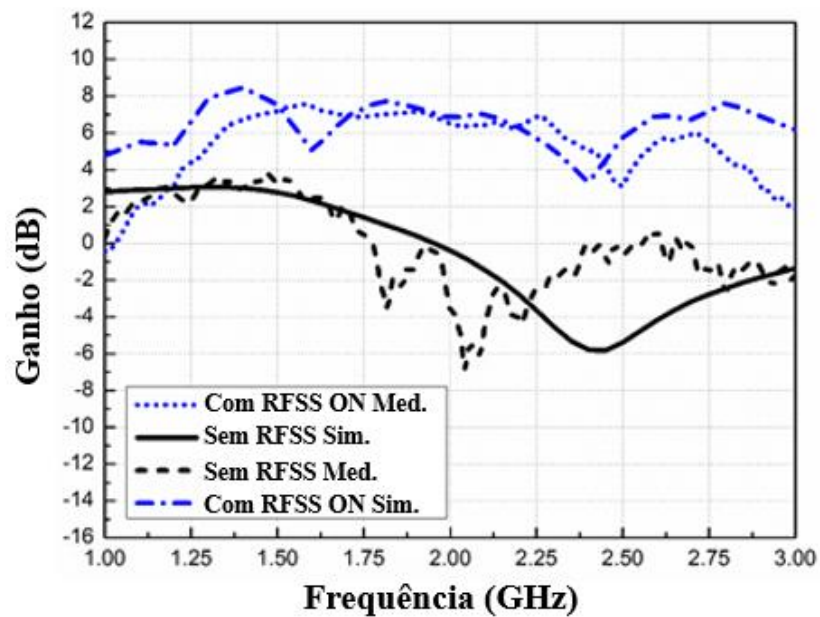
O ganho máximo na antenna nas frequências estudadas em  $\Theta = 30^\circ$  é mostrado na Figura 76 para o estado OFF e na Figura 77 para o estado ON. O aprimoramento no ganho médio é de cerca de 4 dB para o superstrato com polarização reversa na faixa de frequência. O ganho médio foi de 3 dB e aumentou para 7 dB para polarização direta e reversa [75].

Figura 76- Ganho da antena com e sem RFSS como superstrato.



Fonte: Acervo do autor.

Figura 77- Ganho da antena com e sem RFSS como superstrato.

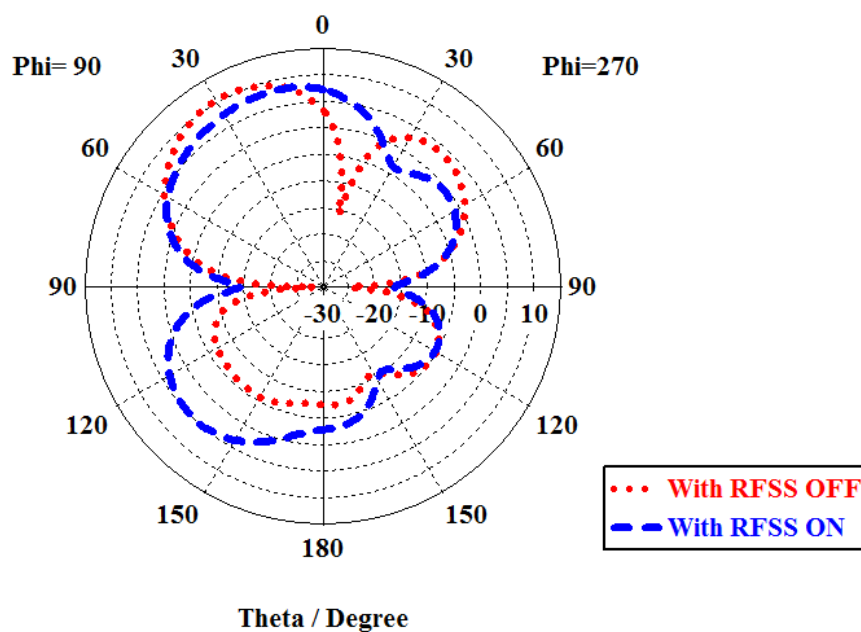


Fonte: Acervo do autor.

O ganho máximo na antenna nas frequências estudadas em  $\Theta = 150^\circ$  é mostrado na Figura 78 para o estado OFF e na Figura 79 para o estado ON. Para polarização reversa, o ganho médio diminuiu em torno de -10 dB para o superstrato na polarização reversa na faixa de frequência estudada. O ganho diminuiu de 3 dB para -7 dB. Para polarização direta, o ganho médio diminuiu cerca de -5 dB para o superstrato em polarização reversa na faixa de frequência estudada. O ganho foi de 3 dB e diminuiu para -2 dB [75].

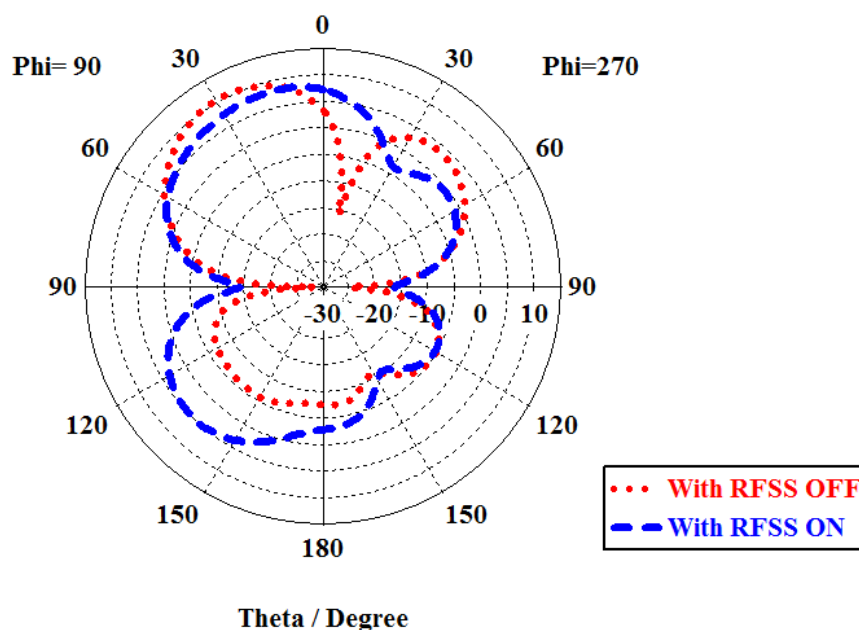
O diagrama de irradiação para a diretividade da antenna para  $\Phi = 90^\circ$  é mostrado na Figura 78. Para polarização reversa, um alto ganho é obtido em  $\Theta = 30^\circ$  (5 dB a 10 dB), mas há uma alta diminuição no ganho (5 dB a -15 dB) em  $\Theta = 150^\circ$ . Embora se deseje um aumento de ganho em  $\Theta = 30^\circ$  (de 5 dB a 7,5 dB) com menor decréscimo (5 dB a 0 dB) no ganho em  $\Theta = 150^\circ$ , o viés de frente pode ser escolhido [75].

Figura 78- Diagrama de irradiação da antenna em dBi para  $\phi = 0^\circ$ .



Fonte: Acervo do autor.

Figura 79- Diagrama de irradiação da antena em dBi para  $\phi = 90^\circ$ .



Fonte: Acervo do autor.

Portanto o controle do ganho foi obtido usando uma RFSS dipolo cruzado. Também vimos que uma antena de microfita *dualband* foi proposta para alto ganho na banda X. O aumento no ganho é obtido usando uma FSS espira quadrada colocada acima da antena. Resultados simulados indicam que o ganho aumentou 5 dB para a primeira ressonância e 6 dB para a segunda. Dois tipos de FSS-CJ são propostos para fornecer melhoria de ganho. A antena microfita opera em 2,4 GHz enquanto as FSSs rejeita e passa banda propostas operam à 1,8 GHz e a 3 GHz, respectivamente. Resultados simulados e medidos indicam aumento no ganho de 5 dB. O controle do ganho e diretividade foram propostos para um antena de microfita que opera em 2,40 GHz. Este controle é obtido usando uma RFSS espira quadrada diretamente polarizado e reversamente.

## 6 CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de superfícies seletivas em frequência para aumento de ganho e diretividade de antenas. A FSS e a RFSS foram utilizadas como superstrato da antena a uma distância ressonante calculada.

Foi utilizado *CST Microwave Studio™ 2016* para simulação dos dispositivos e analisador de redes de micro-ondas E5071B ENA séries 300 kHz - 8.5 GHz da *Agilent Technologies* para medição dos parâmetros estudados. O ganho foi calculado usando a fórmula de transmissão de Friis, através do S21 medido no analisador.

Foi demonstrado analiticamente a distância ressonante entre a antena e o superstrato. Logo após, simulado uma FSS de elementos quadrados e colocada sobre a antena, verificando que nessa distância ocorre o maior aumento no ganho e na diretividade da antena. Também foi demonstrado analiticamente a previsão do aumento na diretividade da antena, sendo esse valor testado através da simulação no *CST Microwave Studio™ 2016*.

Apresentou-se uma investigação da variação de ganho e da polarização de uma antena planar com alimentação CPW através do uso de uma FSS dipolo como superstrato. Os parâmetros da antena foram estudados em função da rotação da FSS em torno de  $z$ . Para essas análises, as características da antena sem FSS são usadas como referência. Para os diferentes ângulos de rotação, a perda de retorno da antena permaneceu dentro dos valores desejados em 2,4 GHz.

Estudou-se uma antena de microfita *dual band* para uma banda-X. O aumento do ganho da antena foi obtido utilizando uma FSS espira quadrada como superstrato da antena. As influências da FSS rejeita-banda no desempenho da antena foram analisadas. Quando a frequência de ressonância da FSS está próxima da frequência de ressonância da antena, o aumento do ganho para esta banda é alcançado, enquanto o comportamento para a outra banda permanece praticamente o mesmo. Os resultados simulados indicaram o aumento do ganho em 5,0 dB na primeira frequência de ressonância e em 6,0 dB para a segunda, podendo ser obtidos usando duas FSSs espira quadrada de frequências de ressonância diferentes.

Testamos dois tipos de FSS para aumento de ganho em antena. A geometria da FSS é baseada na Cruz de Jerusalém e elas foram projetadas para ter uma resposta de filtro rejeita-banda e passa-banda. A antena de microfita funciona em 2,4 GHz, enquanto a FSS passa-banda e rejeita-banda propostas operam em 1,8 GHz e 3,0 GHz, respectivamente. Os resultados simulados e medidos indicaram que o alto ganho de 5,0 dB pode ser obtido usando uma FSS tanto rejeita-banda, quanto passa-banda.

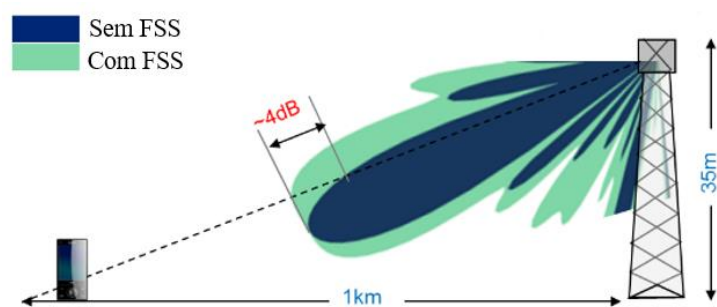
O controle do ganho e da diretividade foram obtidos para uma antena de microfita a 2,40 GHz. Estes controles foram obtidos utilizando uma RFSS espira quadrada acima da antena para polarização reversa e direta dos diodos. Foi estudada a influência da frequência de ressonância da RFSS rejeita-banda no desempenho da antena. Quando a RFSS está com os diodos em polarização reversa, a frequência de ressonância é de 3,00 GHz, o que proporciona um aumento no ganho de 2,95 dB. O aumento na diretividade é de 1,40 dBi e 2,10 dBi acima e abaixo da antena, respectivamente. Quando a RFSS está com os diodos em polarização direta, a frequência de ressonância é de 1,89 GHz, o que proporciona uma redução no ganho de 6,95 dB. O aumento e redução da diretividade é de 13,50 dBi e 38,70 dBi abaixo e acima da antena.

Outra forma de controlar o ganho e a diretividade da antena estudada neste trabalho foi utilização de uma RFSS dipolo cruzado como superstrato de uma antena de microfita que ressoa a 2,40 GHz, para os diodos reversamente polarizados e diretamente polarizados. A influência da frequência da RFSS rejeita-banda no desempenho da antena foi analisada. Quando a RFSS estava com polarização reversa, a frequência de ressonância foi de 3,00 GHz, o que proporcionava uma melhoria no ganho de 2,95 dB. O aumento na diretividade foi de 1,4 dBi e de 2,1 dBi acima e abaixo da antena, respectivamente. Quando a RFSS estava com polarização direta, a frequência de ressonância foi de 1,89 GHz, o que proporcionava uma redução no ganho de 6,95 dB. O aumento e redução da diretividade foi de 13,5 dBi e 38,7 dBi abaixo e acima da antena.

## 6.1 TRABALHOS FUTUROS

Trabalhos futuros consistem em controlar a direção e aumento do lóbulo de irradiação utilizando uma FSS como superstrato, como ilustra a Figura 80. Aumentar o ganho usando FSSs em cascata como superstratos, ou seja, ao invés de uma FSS, colocar 2 ou 3 FSSs sobre a antena. Aumentar o ganho em várias bandas da antena simultaneamente utilizando uma FSS multibanda como superstrato. Fabricar e medir o ganho proporcionado pela RFSS espira quadrada. Estudar a permissividade e a permeabilidade da FSS e RFSS comportando-se como metasuperfície. Além de obter os circuitos equivalentes para os projetos desenvolvidos.

Figura 80- Ilustração de aplicação do controle do aumento e direção do lóbulo de irradiação.



Fonte: Acervo do autor.

## REFERÊNCIAS

- [1] C. Soras, “Analysis and design of an inverted-F antenna printed on a PCMCIA card for the 2.4 GHz ISM band,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 44, pp. 37-44, 2002.
- [2] B. G. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Wiley-Interscience, ISBN 978-047-1667-82-7, Hoboken (NJ), USA, 2005.
- [3] P. W. R.C. Johnson (ed.), *Antenna Engineering Handbook*, third edition, McGraw-Hill, New York, 1993.
- [4] C. A. Balanis, *Modern Antenna Handbook*, John Wiley & Sons, Inc., 1680, 2008.
- [5] R. Bartz, Figuras de antenas. Disponível em: <<https://www.york.ac.uk/electronic-engineering/research/communication-technologies/applied-electromagnetics-devices/>>. Acesso em 3 de abril de 2018.
- [6] G.V. Trentini, “Partially Reflecting Sheet Array,” *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-4, pp. 666-671, 1956.
- [7] J. R. James, S. J. A. Kinany, P. D. Peel, e G. Andrasic, “Leaky-wave multiple dichroic beamformers,” *Electron. Lett.*, vol. 25, 1989.
- [8] A. P. Feresidis, e J. C. Vardaxoglou, “High-Gain Planar Antenna Using Optimized Partially Reflective Surfaces,” *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, vol. 148, no. 6, Feb. 2001.
- [9] S. Kartalopoulos, *Optical Spectral Filters and Gratings*, in *Introduction to DWDM Technology: Data in a Rainbow*, Wiley-IEEE Press eBook Chapters, 2000.
- [10] D. R. Jackson e N. G. Alexopoulos, “Gain Enhancement Methods for Printed Circuits Antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-33, no. 9, pp. 976–987, Sep. 1985.



- [11] H. Y. Yang e N. G. Alexopoulos, “Gain Enhancement Methods for Printed Circuits Antennas Through Multiple Superstrates,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-35, no. 7, pp. 860–864, Jul. 1987.
- [12] D. R. Jackson, A. A. Oliner, e A. Ip, “Leaky-Wave Propagation and Radiation for a Narrow-Beam Multiple-Layer Dielectric Structure,” *IEEE Antennas Propag.*, vol. AP-41, no. 3, pp. 344–348, Mar. 1993.
- [13] T. Zhao, D. R. Jackson, J. T. Williams, e A. A. Oliner, “Simple CAD Model for a Dielectric Leaky-Wave Antenna,” *IEEE Antennas Wireless Propag.*, vol. 3, pp. 243–245, April 2004.
- [14] Y. J. Lee, J. Yeo, R. Mittra, e W. S. Park, “Design of a High-Directivity Electromagnetic Bandgap (EBG) Resonator Antenna Using a Frequency Selective Surface (FSS) Superstrate,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 43, no. 6, pp. 462-467, Dec. 2004.
- [15] T. Zhao, D. R. Jackson, J. T. Williams, Hung-Yu D. Yang e A. A. Oliner, “2-D Periodic Leaky-Wave Antennas-Part I: Metal Patch Design,” *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 53, no. 11, pp.3505-3514, Nov. 2005.
- [16] T. Zhao, D. R. Jackson, J. T. Williams, Hung-Yu D. Yang e A. A. Oliner, “2-D Periodic Leaky-Wave Antennas-Part II: Slot Design,” *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 53, no. 11, pp. 3515-3524, Nov. 2005.
- [17] A. A. Oliner, Leaky-Wave Antennas, in *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed, R. C. Hansen, Ed. New York: McGraw-Hill, 1993, ch.10.
- [18] Y.J. Lee, J. Yeo, R. Mittra e W. S. Park, “Application of electromagnetic bandgap (EBG) superstrates with controllable defects for a class of patch antennas as spatial angular filters,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 1, pp. 224-235, Jan. 2005.

- [19] R. Gardelli, M. Albani, F. Capolino, "Array Thinning by Using Antennas in a FabryPerot Cavity for Gain Enhancement," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.54, no.7, pp.1979-1990, July 2006.
- [20] B. G. M. de Oliveira, *Interferômetros coplanares de micro-ondas para aplicação em sistemas de detecção instantânea*, Universidade Federal de Pernambuco. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica: Dissertação (Mestrado), 2009.
- [21] S. R. O. d. Souza, *Modelamento de Dispositivos de Micro-Ondas utilizando Algoritmos Genéticos*, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica-UFPE: Mestrado, 2011.
- [22] L. M. d. Silva, *Projeto de acopladores Híbridos em Quadratura compactos por meio de linhas de transmissão artificiais*, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPE: Mestrado, 2015.
- [23] J. S. Dahele, P. S. Hall e P. M. Haskins, "Microstrip patch antennas on thick substrates," *Proceedings of Antennas and Propagation Society International Symposium*, San Jose, CA, USA, 1989.
- [24] M. C. Pan e K. L. Wong, "A broadband active equilateral-triangular microstrip antenna," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 22, 1999.
- [25] L. Brillouin, *Wave Propagation in Periodic Structures*, New York: Dover Publications, Inc., 1953.
- [26] C. Elachi, "Waves in active and passive periodic structures: A review, Proceedings of the IEEE," *Proceedings of the IEEE*, vol. 18, 1976.
- [27] F. Hopkinson e D. Rittenhouse , "An optical problem, proposed by mr. hopkinson, and solved by mr. rittenhousey," *Transactions of the American Philosophical Society*, vol. 2, 1786.
- [28] N. Amitay, V. Galindo e C. P. Wu, *Theory and analysis of phased array antennas*, New York: Wiley-Interscience, 1972.

- [29] C. Chen, "Scattering by a two-dimensional periodic array of conducting plates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 18, 1970.
- [30] R. Kiebertz e A. Ishimaru, "Scattering by a periodically apertured conducting screen," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 9, 1961.
- [31] C.-C. Chen, "Transmission through a conducting screen perforated periodically with apertures," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 18, 1970.
- [32] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces Theory and Design*, New York: John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [33] E. Yablonovitch, "Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 58, 1987.
- [34] E. Yablonovitch, T. J. Gmitter e K. M. Leung, "Photonic band structure: The face-centered-cubic case employing nonspherical atoms," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 67, 1991.
- [35] J. D. Joannopoulos, S. G. Johnson, J. N. Winn e R. D. Meade, *Photonic Crystals: Molding the Flow of Light*, Princeton University Press, 2008.
- [36] D. F. Sievenpiper, *High-Impedance Electromagnetic Surfaces*, PhD thesis, University of California Los Angeles, 1999.
- [37] G. Goussetis, A. P. Feresidis e J. C. Vardaxoglou, "Tailoring the AMC and EBG Characteristics of Periodic Metallic Arrays Printed on Grounded Dielectric Substrate," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, 2006.
- [38] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser e S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and Permittivity," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, 2000.

- [39] N. Engheta e R. W. Ziolkowski, *Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*, John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [40] F. Yang e Y. Rahmat-Samii, *Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering*, Cambridge University Press, 2009.
- [41] A. L. P. Siqueira Campos, *Superfícies Seletivas em Frequência: análise e projeto – Superfícies Seletivas em Frequência: Análise e Projeto*, Editora IFRN, 2008.
- [42] J. P. Gianvittorio, J. Romeu, S. Blanch, e Y. Rahmat-Samii, “Self- similar pre-fractal frequency selective surfaces for multiband and dual-polarized applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, 2003.
- [43] T. Chang, R. Langley e E. Parker, “An Active Square Loop Frequency Selective Surface,” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 3, 1993.
- [44] J. Yuan, S. Liu, X. Kong e H. Yang, “A reconfigurable frequency selective surface for tuning multi band frequency response separately,” *Antennas & Propagation (ISAP), Proceedings of the International Symposium on*, vol. 02, 2013.
- [45] G. Kiani, K. Esselle, A. Weily e K. Ford, “Active Frequency Selective Surface Using PIN Diodes,” *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007.
- [46] T. Weiland, “A discretization method for the solution of maxwells equations for sixcomponent fields,” *Eletronics and Communication*, vol. 31, 1977.
- [47] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [48] J. R. James e P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, Peter Peregrinus, 1989.
- [49] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl e A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, 2001.

- [50] K. F. Lee e W. Chen, *Advances in Microstrip and Printed Antennas*, John Wiley, 1997.
- [51] Niroojazi, M. e Azarmanesh, M. N, "Practical design of single feed truncated corner microstrip antenna," *Proceedings of Second Annual Conference on Communication Networks and Services Research*, Fredericton, NB, Canada, 2004.
- [52] P. S. Hall, "Probe compensation in thick microstrip patches," *Electronics Letters*, vol. 23, 1987.
- [53] J. S. Dahele, P. S. Hall e P. M. Haskins, "Microstrip patch antennas on thick substrates," *Proceedings of Antennas and Propagation Society International Symposium*, San Jose, CA, USA, 1989.
- [54] P. S. Hall, "Probe compensation in thick microstrip patches," *Electronics Letters*, vol. 23, 1987.
- [55] M. J. Alexander, "Capacitive matching of microstrip antennas," *IEE Proceedings of Microwaves Antennas and Propagation*, vol. 137, 1989.
- [56] J. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*, Fourth Edition, McGraw-Hill, 2007.
- [57] K. R. Carver, "The radiation pattern of a microstrip disc antenna," *Europhys. Lett., Physic. and Sci. Lab.*, New Mexico State Univ., Las Cruces, Tech. Memo., 1976.
- [58] Y. T. Lo, D. D. Harrison, D. Solomon, G. A. Deschamps e F. R. Ore, *Study of microstrip antennas, microstrip phased arrays, and microstrip feed networks*, Rome Air Development Center, Tech. Rep., 1988.
- [59] K. L. Wong, *Compact and Broadband Microstrip Antennas*, John Wiley, 2002.
- [60] G. Kumar e K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*, Artech House, 2003.

- [61] P. L. da Silva, *Modelagem de Superfícies Seletivas de Frequência e Antenas de Microfita utilizando Redes Neurais Artificiais*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2006.
- [62] V. T. Barra, *Um ambiente evolutivo para apoio ao projeto de antena de microfita*, Dissertação de Mestrado, UNICAMP, Campinas-SP, Brasil, 2007.
- [63] B. M. Arranz, *Estudio de modos guiados en guía rectangular conteniendo un metamaterial*, Trabalho de Conclusão de Curso, UC, Santander-Cantabria, Espanha, 2012.
- [64] J. W. O. Bezerra, *Estudo numérico/experimental de antena ressoadora dielétrica circularmente polarizada com alimentação por sonda única*, Dissertação de Mestrado, UFC, Fortaleza-CE, Brasil, 2012.
- [65] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, New Jersey, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [66] C. L. Nóbrega, *Otimização dos Parâmetros de Monopolos Planares de Microfita para Aplicações em Sistemas de Banda Ultra Larga*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2008.
- [67] J. D. Kraus, *Antennas*, McGraw-Hill Book Company, New York, 1950.
- [68] F. A. C. Lucena, W. C. Felix, J. A. I. Araújo, C. P. N. Silva, M. R. T. de Oliveira e M. T. de Melo, "Controlled Gain and Polarization of Antenna Using Dipole FSS," *International Conference on Information and Communications Technology Convergence 2018*, submetido.
- [69] F. A. C. S. Lucena, C. P. N. Silva, T. L. Pedrosa e M. T. de Melo, "Gain Enhancement of Dual-band Antenna Using Square Loop FSS," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI Radio Science Meeting*, San Diego, California, Julho 9–14, 2017.
- [70] M. C. Pan e K. L. Wong, "A broadband active equilateral-triangular microstrip antenna," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, 22, 387–389, Sept. 20, 1999.

- [71] F. A. C. S. Lucena, Crislane P. N. Silva, J. A. I. Araújo, M. T. de Melo e S. E. Barbin, "Equilateral-Triangular Microstrip Antenna with Enhanced Gain Using Triangular Loop FSS," *ICEAA - IEEE APWC - FEM 2018*, September 10 -14, in Cartagena de Indias, Colombia, aceito.
- [72] F. A. C. S. Lucena, C. P. N. Silva, M. S. Coutinho, J. A. I. Araujo, H. V. H. Silva Filho e M. T. de Melo "Gain Enhancement of a Microstrip Antenna Using Stop and Pass-band Jerusalem Cross FSS," *Journal of Electrical and Electronic Engineering*, submetido.
- [73] F. A. C. S. Lucena, M. R. T. de Oliveira, C. P. N. Silva, T. L. Pedrosa e M. T. de Melo, "Controlled Directivity and Gain of Antenna Using Square Loop RFSS Based on PIN Diode," *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*, Águas de Lindoia, Brasil. 27 - 30 Augusto, 2017.
- [74] M. R. T. Oliveira, M. T. de Melo, H. V. H. Silva Filho, G. J. Pinheiro, A. Gomes Neto, Ignacio Llamas-Garro, "RFSS based on cross dipole or grid using PIN diode," *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 59, p. 2122-2126, 2017.
- [75] F. A. C. S. Lucena, M. R. T. de Oliveira, P. H. B. Cavalcanti Filho, C. P. N. Silva, J. A. I. Araujo e M. T. de Melo, "Controlled High-Gain of an UWB Antenna Using Cross Dipole RFSS Based on PIN Diode," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, submetido.
- [76] J. D. Krauss, *Electromagnetics*, McGraw Hill Inc, 1953.
- [77] S. Bickel and R. Bates, "Effects of magneto-ionic propagation on the polarization scattering matrix," *Proceedings of the IEEE*, vol. 53, no. 8, pp. 1089–1091, 1965.
- [78] C. A. Balanis e J. Wiley, *Advanced engineering electromagnetics*. Wiley Online Library, 2012, vol. 111.
- [79] B. Monacelli, J. Pryor, B. Munk, D. Kotter e G. Boreman, "Infrared Frequency Selective Surface Based on Circuit-Analog Square Loop Design," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 2, pp. 745-752, 2005.

- [80] M. C. Pan e K. L. Wong, "A broadband active equilateral-triangular microstrip antenna," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, 22, 387–389, Sept. 20, 1999.
- [81] A. Chatterjee e S. Parui, "Gain Enhancement of a Wide Slot Antenna Using a Second-Order Bandpass Frequency Selective Surface," *Radioengineering*, vol.24, 2015.
- [82] L. Kurra, M. Abegaonka, A. Basu e S. Koul, "FSS Properties of a Uniplanar EBG and Its Application in Directivity Enhancement of a Microstrip Antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, 2016.
- [83] M. AlyAboul-Dahab, H. Ghouz e A. Zaki, "High Gain Compact Micostrip Patch Antenna For X-Band Applications," *International Journal of Antennas (JANT)*, vol. 2, 2016.
- [84] M. Akbari, S. Gupta, M. Farahani, A. R. Sebak e T. A. Denidni, "Gain Enhancement of Circularly Polarized Dielectric Resonator Antenna Based on FSS Superstrate for MMW Applications," *IEEE Transactions on antennas and Propagation*, vol. 64, 2016.
- [85] N. Kushwaha e R. Kumar, "Design of a wideband high gain antenna using FSS for circularly polarized applications," *Internacional Journal of Eletronics and Communications*, vol. 70, 2016.
- [86] Y. Kim, S. Nam e H. Lee, "Frequency Selective Surface Superstrate for Wideband Code Division Multiple Access System," *European Wireless Technology Conference*, 2009.
- [87] L. Kurra, M. P. Abegaonkar, A. Basu e S. K. Koul, "FSS Properties of a uniplanar EBG and Its Application in Directivity Enhancement of a Microstripn Antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, 2016.
- [88] T. Chang, R. Langley e E. Parker, "An Active Square Loop Frequency Selective Surface," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 3, 1993.



- [89] L. Fengrong e W. Ting, "Design of reconfigurable UWB microstrip antenna with MEMS switches," *IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, vol. 3, 2016.
- [90] J. Yuan, S. Liu, X. Kong e H. Yang, "A reconfigurable frequency selective surface for tuning multi-band frequency response separately," *Antennas Propagation (ISAP)*, vol. 2, 2013.
- [91] M. AlyAboul-Dahab, H. Ghouz e A. Zaki, "High Gain Compact Micostrip Patch Antenna For X-Band Applications," *International Journal of Antennas (JANT)*, vol. 2, 2016.