

Filipe Guterres Ferreira

**PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UMA REDE  
DE ANTENAS EM BANDA S PARA  
NANOSSATÉLITES**

Alegrete, RS

5 de dezembro de 2016.



Filipe Guterres Ferreira

# PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UMA REDE DE ANTENAS EM BANDA S PARA NANOSSATÉLITES

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia de Telecomunicações, Área de Concentração em Antenas, da Universidade Federal do Pampa (Unipampa, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia de Telecomunicações**.

Universidade Federal do Pampa – Unipampa

Curso de Engenharia de Telecomunicações

Orientador: Prof. Dr. Marcos V. T. Heckler

Alegrete, RS

5 de dezembro de 2016.

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos  
pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do  
Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

F383p Ferreira, Filipe Guterres

PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UMA REDE DE ANTENAS EM BANDA S PARA  
NANOSSATÉLITES / Filipe Guterres Ferreira.

101 p.

Trabalho de Conclusão de Curso(Graduação)-- Universidade  
Federal do Pampa, ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES, 2016.

"Orientação: Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler".

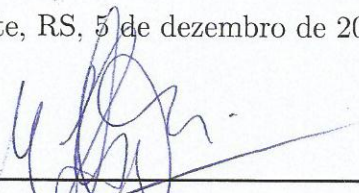
1. Antenas de Microfita. 2. Nanossatélites. 3. Rede de  
Antenass. 4. Polarização Circular. 5. Universidade Federal do  
Pampa. I. Título.

Filipe Guterres Ferreira

## PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UMA REDE DE ANTENAS EM BANDA S PARA NANOSSATÉLITES

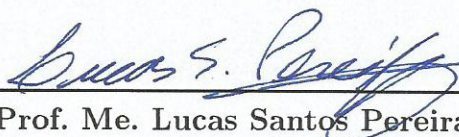
Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia de Telecomunicações, Área de Concentração em Antenas, da Universidade Federal do Pampa (Unipampa, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia de Telecomunicações**.

Trabalho aprovado. Alegrete, RS, 5 de dezembro de 2016.:



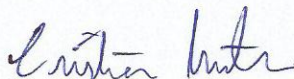
---

Prof. Dr. Marcos V. T. Heckler  
Orientador



---

Prof. Me. Lucas Santos Pereira  
Unipampa



---

Prof. Me. Cristian Müller  
Unipampa

Alegrete, RS  
5 de dezembro de 2016.

*Dedico este trabalho à minha família, em especial aos meus pais  
como forma de reconhecimento por toda assistência e incentivo dados à mim  
durante esses anos.*

# Agradecimentos

Agradeço aos meus familiares, sobretudo aos meus pais Ana Beatriz e Joelson e à minha irmã Joane que me incentivaram a seguir adiante ao longo desses anos de faculdade.

Aos colegas de faculdade, amigos e integrantes do LEMA que sempre torceram por mim e me ajudaram na construção deste trabalho.

Agradeço, também, aos técnicos de laboratório Cleiton Lucatel e Diego Fumagalli, por todo o suporte técnico e paciência no processo de construção dos vários protótipos construídos no decorrer deste trabalho.

Agradeço ao professor Marcos Heckler por todo o conhecimento transmitido durante esses anos de iniciação científica, pelos ensinamentos, pelo auxílio na elaboração deste trabalho e incentivos, principalmente nos momentos onde os protótipos não estavam dando certo.

Por fim e não menos importante, agradeço a todos que direta ou indiretamente fizeram parte da minha formação.





# Resumo

Descreve-se, neste documento, o projeto e construção de uma rede de antenas 2x2, com frequência central de operação em 2,26 GHz e polarização circular à direita (RHCP). Tal rede foi projetada para ser integrada à maquete do nanossatélite do projeto CONASAT para operação como rede de *downlink* do transponder de coleta de dados. Este trabalho é composto de uma revisão bibliográfica introduzindo conceitos sobre antenas de microfita considerando seus critérios de projeto, princípios de operação e limitações de performance eletromagnética, e os diferentes métodos de alimentação empregados. Ainda na revisão bibliográfica, explana-se sobre redes de antenas uniformes. Apresentam-se, também, o projeto e construção do elemento simples e seus resultados simulados no *software* de análise eletromagnética ANSYS HFSS e suas respectivas medidas. Além disso, realizou-se uma análise da disposição geométrica dos elementos da rede 2x2, considerando dois cenários: elementos irradiadores com rotação sequencial e defasagem progressiva e sem rotação sequencial.

**Palavras-chave:** antenas de microfita, nanossatélites, redes de antenas, polarização circular.



# Abstract

This document describes the design and fabrication of a 2x2 antenna array to operate at 2.26 GHz and with right-handed circular polarization (RHCP). This antenna array is designed to be integrated onto the mock-up of the CONASAT nano-satellite to serve as the downlink antenna for the transponder. The work is composed of a literature review, introducing the basics of microstrip antennas, considering design, operating principles and electromagnetic performance limitations. Besides, its usual feeding methods are discussed. A brief discussion on the array theory is also presented. The design and construction of a single element is discussed and its simulated results on ANSYS HFSS and measured data are shown. In addition, an analysis of the geometric arrangement of the array elements is presented considering two scenarios: elements with sequential rotation and progressive phase shift and without sequential rotation.

**Key-words:** microstrip antennas, nano-satellites, antenna arrays, circular polarization.



# Lista de ilustrações

Figura 1 – Geometrias básicas e usuais para antenas de microfita. . . . .	23
Figura 2 – Esquemático de uma antena de patch arbitrário. . . . .	25
Figura 3 – Estrutura de alimentação por linha de microfita. . . . .	26
Figura 4 – Estrutura de alimentação por linha de microfita com casamento de impedância por seção de um quarto de comprimento de onda guiado. . . . .	27
Figura 5 – Estrutura de alimentação por linha de microfita com casamento inserindo a linha de alimentação na região do patch. . . . .	27
Figura 6 – Estrutura de alimentação por prova coaxial. . . . .	28
Figura 7 – Estrutura de alimentação por proximidade. . . . .	29
Figura 8 – Estrutura de alimentação por abertura. . . . .	30
Figura 9 – Corte lateral da estrutura de uma linha de microfita para demonstrar as linhas de campo elétrico. . . . .	31
Figura 10 – Corte lateral da estrutura de uma linha de microfita para demonstrar a constante de permissividade elétrica efetiva. . . . .	31
Figura 11 – Vista superior de uma antena de <i>patch</i> quadrado considerando as fendas de irradiação modeladas pelo método de análise de linha de transmissão. . . . .	32
Figura 12 – Esboço de configuração para antenas de microfita circularmente polarizadas de <i>patch</i> (a) quadrado e (b) circular com apenas um ponto de alimentação. . . . .	35
Figura 13 – Demonstração dos modos ortogonais excitados no patch (a) quadrado e (b) circular com apenas um ponto de alimentação e inserindo uma perturbação na geometria. . . . .	35
Figura 14 – Configuração utilizando acoplador híbrido de 90° para patch (a) quadrado e (b) circular . . . . .	35
Figura 15 – Configuração utilizando acoplador híbrido de 90° para patch (a) quadrado e (b) circular . . . . .	36
Figura 16 – Representação da disposição das antenas em um arranjo (a) linear e (b) planar. . . . .	37
Figura 17 – Rede de antenas 2x2 com elementos circularmente polarizados com rotação de (a) 0° e 90° e (b) 0°, 90°, 180° e 270°. . . . .	38
Figura 18 – Modelo de simulação no <i>software</i> de análise eletromagnética ANSYS HFSS da antena com alimentação por prova coaxial utilizando o substrato Rogers RO4360G2. . . . .	42
Figura 19 – Parâmetro $S_{11}$ simulado da antena com o substrato Rogers RO4003C. . . . .	42
Figura 20 – Parâmetro $S_{11}$ simulado na Carta de Smith. . . . .	43

Figura 21 – Vistas superior (a) e inferior (b) em relação ao hemisfério de irradiação da antena linearmente polarizada com alimentação por prova coaxial construída sob o laminado Rogers RO4360G2. . . . .	43
Figura 22 – Parâmetro $S_{11}$ simulado e medido da antena com o substrato Rogers RO4360G2. . . . .	44
Figura 23 – Parâmetro $S_{11}$ simulado com $\epsilon_r$ eficaz e medido da antena com o substrato Rogers RO4360G2. . . . .	45
Figura 24 – Parâmetro $S_{11}$ simulado com $\epsilon_r$ eficaz e medido na Carta de Smith. . . . .	45
Figura 25 – Modelo de simulação no <i>software</i> de análise eletromagnética ANSYS HFSS da antena com alimentação por prova coaxial utilizando o substrato Rogers RO4003C. . . . .	46
Figura 26 – Parâmetro $S_{11}$ simulado da antena com o substrato Rogers RO4003C. . . . .	47
Figura 27 – Parâmetro $S_{11}$ simulado na Carta de Smith. . . . .	47
Figura 28 – Razão axial da antena na região de máximo ganho. . . . .	48
Figura 29 – Vistas superior (a) e inferior (b) em relação ao hemisfério de irradiação antena circularmente polarizada à direita com alimentação por prova coaxial construída sob o laminado Rogers RO4003C. . . . .	48
Figura 30 – Parâmetro $S_{11}$ simulado e medido da antena com o substrato Rogers RO4003C. . . . .	49
Figura 31 – Parâmetro $S_{11}$ simulado com $\epsilon_r$ eficaz e medido da antena com o substrato Rogers RO4003C. . . . .	49
Figura 32 – Parâmetro $S_{11}$ simulado com $\epsilon_r$ eficaz e medido na Carta de Smith. . . . .	50
Figura 33 – Estrutura e materiais constituintes da antena empilhados em um corte lateral. . . . .	53
Figura 34 – Esboço da antena independente da forma de alimentação em (a) vista superior e (b) corte lateral. . . . .	54
Figura 35 – Vista isométrica do modelo da antena no <i>software</i> ANSYS HFSS . . . . .	54
Figura 36 – Esboço da estrutura do nanossatélite do projeto CONASAT considerando o espaço útil para alocar a rede de antenas em banda S para <i>downlink</i> do transponder. . . . .	55
Figura 37 – Vista superior da antena com as linhas de alimentação apresentando os tocos para o casamento de impedância. . . . .	56
Figura 38 – Parâmetros S simulado no <i>software</i> ANSYS HFSS . . . . .	57
Figura 39 – Ganho RHCP da antena em dois cortes em elevação, variando $\theta$ de 0 à 360°. Considera-se o ângulo de meia potência como o ponto onde o ganho decai 3 dB. . . . .	57
Figura 40 – Ganho RHCP da antena em função da frequência. . . . .	58
Figura 41 – Ganhos RHCP e LHCP da antena em dois cortes em elevação, variando $\theta$ de 0 à 360°. . . . .	58

Figura 42 – Razão axial em dB da antena na direção de máximo ganho. . . . .	59
Figura 43 – Razão axial em dB do primeiro protótipo da antena em banda S em relação à $\theta$ em dois cortes em elevação $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$ . . . . .	59
Figura 44 – Parâmetros $S_{11}$ e $S_{22}$ na carta de Smith. . . . .	60
Figura 45 – Antena construída em vista superior e lateral. . . . .	61
Figura 46 – Parâmetros S medidos e simulados do primeiro protótipo da antena em banda S com alimentação por fendas e sem o acoplador híbrido de $90^\circ$ . . . . .	61
Figura 47 – Parâmetros S medidos e simulados considerando o novo valor de $\epsilon_r$ do laminado Rogers RO4003C. . . . .	62
Figura 48 – Modelo do acoplador híbrido de $90^\circ$ simulado no software ANSYS HFSS (a) e a disposição dos materiais (b) simulados no mesmo. . . . .	63
Figura 49 – Parâmetros S do acoplador híbrido de $90^\circ$ simulados no ANSYS HFSS. . . . .	64
Figura 50 – Curvas de $S_{13}$ e $S_{14}$ do acoplador híbrido de $90^\circ$ mostrando o ponto de melhor distribuição da tensão na saída do acoplador. . . . .	64
Figura 51 – Fase da tensão de saída nas portas 1 e 3 em relação à tensão incidente na porta 1. . . . .	65
Figura 52 – Estrutura de alimentação da antena com o acoplador híbrido de $90^\circ$ no <i>software</i> ANSYS HFSS . . . . .	65
Figura 53 – Parâmetros S da antena com o acoplador híbrido de $90^\circ$ . . . . .	66
Figura 54 – Ganhos RHCP e LHCP da antena com o acoplador híbrido de $90^\circ$ em dois cortes em elevação, variando $\theta$ de 0 à $360^\circ$ . . . . .	67
Figura 55 – Razão axial na direção de máximo ganho simulada da antena com e sem acoplador híbrido de $90^\circ$ . . . . .	67
Figura 56 – Ganhos RHCP em função da frequência. . . . .	68
Figura 57 – Razão axial em dB da antena do primeiro protótipo da antena em banda S em relação à $\theta$ em dois cortes em elevação $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$ . . . . .	68
Figura 58 – Segundo protótipo construído da antena em banda S. . . . .	69
Figura 59 – Parâmetros S medidos e simulados da antena em banda S com alimentação por fendas e com o acoplador híbrido de $90^\circ$ . . . . .	69
Figura 60 – Medição dos diagramas de irradiação do segundo protótipo. . . . .	70
Figura 61 – Ganhos RHCP e LHCP medidos e simulados no plano $\phi = 0^\circ$ . . . . .	70
Figura 62 – Ganhos RHCP e LHCP medidos e simulados no plano $\phi = 90^\circ$ . . . . .	71
Figura 63 – Modelo de simulação da rede 2x2 no ANSYS HFSS sob uma vista isométrica identificando suas dimensões. . . . .	73
Figura 64 – Modelo de simulação da rede 2x2 com os elementos dispostos sem rotação sequencial sob uma vista superior. . . . .	75
Figura 65 – Ganhos RHCP e LHCP da rede 2x2 considerando os elementos irradiadores dispostos sem rotação sequencial. . . . .	75

Figura 66 – Razão axial na direção de máximo ganho em função da frequência considerando os elementos irradiadores da rede 2x2 dispostos sem rotação sequencial. . . . .	76
Figura 67 – Modelo de simulação da rede 2x2 com os elementos dispostos com rotação sequencial e defasagem progressiva de 90° sob uma vista superior. 76	76
Figura 68 – Ganhos RHCP e LHCP da rede 2x2 considerando os elementos irradiadores dispostos com rotação sequencial. . . . .	77
Figura 69 – Razão axial na direção de máximo ganho em função da frequência considerando os elementos irradiadores da rede 2x2 dispostos com rotação sequencial. . . . .	77
Figura 70 – Esquemático do sistema alimentador indicando as fases em cada estágio. 78	78
Figura 71 – Esquemático do divisor T. . . . .	79
Figura 72 – Esquemático do transformador no <i>software</i> SMITH. . . . .	80
Figura 73 – Resultado do casamento de impedância na Carta de Smith. . . . .	81
Figura 74 – Linhas de transmissão do divisor com defasagem de 90° entre as portas 1 e 2. . . . .	81
Figura 75 – Modelo de simulação no <i>software</i> ANSYS HFSS sob uma vista (a) superior e (b) isométrica. . . . .	82
Figura 76 – Parâmetros S do divisor de potência defasador de 90°. . . . .	82
Figura 77 – Fase entre as portas de saída 1 e 2 do divisor de potência defasador de 90° 83	83
Figura 78 – Linhas de transmissão do divisor com defasagem de 180° entre as portas 1 e 2. . . . .	83
Figura 79 – Modelo de simulação no <i>software</i> ANSYS HFSS sob uma vista (a) superior e (b) isométrica. . . . .	83
Figura 80 – Parâmetros S do divisor de potência defasador de 180°. . . . .	84
Figura 81 – Fase entre as portas de saída 1 e 2 do divisor de potência defasador de 180° . . . . .	84
Figura 82 – Modelo de simulação no <i>software</i> ANSYS HFSS do sistema alimentador completo sob uma vista (a) superior e (b) isométrica. . . . .	85
Figura 83 – Parâmetros S do sistema alimentador da rede de antenas. . . . .	86
Figura 84 – Fases nas saídas do sistema alimentador da rede de antenas. . . . .	86
Figura 85 – Modelo de simulação da rede 2x2 com seu sistema alimentador sob uma vista superior e com as camadas dielétricas translúcidas. . . . .	87
Figura 86 – Modelo de simulação da rede 2x2 com seu sistema alimentador sob uma vista isométrica (a) superior e (b) inferior. . . . .	88
Figura 87 – Modelo de simulação do <i>Radial stub</i> no <i>software</i> ANSYS Designer. . . . .	88
Figura 88 – Parâmetro $S_{11}$ do <i>Radial stub</i> simulado no <i>software</i> ANSYS Designer. . . . .	89
Figura 89 – Modelo de simulação da rede de antenas com os . . . . .	90
Figura 90 – Parâmetro $S_{11}$ simulado da rede de antenas 2x2 em banda S. . . . .	90



Figura 91 – Ganhos RHCP e LHCP simulados da rede de antenas 2x2 em banda S.	91
Figura 92 – Razão axial na direção de máximo ganho em função da frequência considerando os elementos irradiadores da rede 2x2 dispostos com rotação sequencial.	92
Figura 93 – Razão axial em dB da rede de antenas 2x2 em banda S em função de $\theta$ em dois cortes em elevação $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$ .	92
Figura 94 – Forno mufla ilustrativo.	93
Figura 95 – Camadas da rede de antenas prototipadas sob o substrato Rogers RO4003C e a camada de cola Taconic FR-27.	93
Figura 96 – Camada do sistema alimentador prototipada sob o substrato Rogers RO4360G2.	94
Figura 97 – Camadas da rede de antenas com a estrutura para pressionamento.	94
Figura 98 – Camadas da rede de antenas com a estrutura para pressionamento dentro do forno mufla.	95
Figura 99 – Processo de solda dos resistores SMD.	96
Figura 100 – Rede de antenas em banda S construída.	96
Figura 101 – Parâmetro $S_{11}$ simulado e medido da rede de antenas em banda S.	96



# Lista de tabelas

Tabela 1 – Comparação das técnicas usuais de alimentação. . . . .	26
Tabela 2 – Parâmetros de projeto calculados com o método da LT e otimizados no HFSS. . . . .	41
Tabela 3 – Parâmetros de projeto calculados com o método da LT e otimizados no HFSS. . . . .	46
Tabela 4 – Principais características requisitadas para o projeto da antena. . . . .	51
Tabela 5 – Dimensão do <i>patch</i> quadrado. . . . .	53
Tabela 6 – Dimensões finais obtidas experimentalmente no software ANSYS HFSS. . . . .	55
Tabela 7 – Dimensões do acoplador híbrido de 90 simulado no ANSYS HFSS. . . . .	63



# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>21</b>
1.1	Organização do Trabalho	22
<b>2</b>	<b>Revisão bibliográfica</b>	<b>23</b>
2.1	Antenas de Microfita	23
2.1.1	Métodos de Alimentação	25
2.1.1.1	Alimentação por linha de microfita	25
2.1.1.2	Alimentação por prova coaxial	26
2.1.1.3	Alimentação por proximidade	28
2.1.1.4	Alimentação por fenda	28
2.1.2	Métodos Simplificados para de Análise de Antenas de Microfita	29
2.1.2.1	Modelo de Linha de Transmissão Adaptada para o <i>Patch</i> Quadrado	30
2.2	Antenas de Microfita Circularmente Polarizadas	33
2.2.1	Patch circularmente polarizado através de perturbações na geometria	34
2.2.2	Patch circularmente polarizado com dois pontos de alimentação	35
2.3	Redes Com Rotação Sequencial de Elementos	36
<b>3</b>	<b>Antenas Simples para Validação da Constante Dielétrica dos Substratos</b>	<b>41</b>
3.1	Antena de microfita utilizando o substrato Rogers RO4360G2	41
3.2	Antena de microfita utilizando o substrato Rogers RO4003C	44
<b>4</b>	<b>Antena Com Alimentação Por Fendas</b>	<b>51</b>
4.1	Características de Projeto da Antena	51
4.2	Projeto do Primeiro Protótipo da Antena em Banda S	52
4.2.1	Casamento de Impedância	54
4.2.2	Resultados da Simulação da Antena	56
4.2.3	Construção e Medição do Primeiro Protótipo	60
4.3	Projeto do Segundo Protótipo da Antena em Banda S	62
4.3.1	Projeto do Acoplador Híbrido de 90°	62
4.3.2	Resultados da Simulação da Antena	64
4.3.3	Construção e Medição do Segundo Protótipo	66
<b>5</b>	<b>Rede de Antenas 2x2 em Banda S</b>	<b>73</b>
5.1	Estrutura da Rede de Antenas	73
5.2	Análise Geométrica da Rede	74
5.2.1	Elementos sem rotação sequencial	74
5.2.2	Elementos com rotação sequencial e defasagem progressiva de 90°	74
5.3	Projeto do Sistema Alimentador da Rede 2x2	78
5.3.1	Divisor de potência com defasagem de 90°	79

5.3.2	Divisor de potência com defasagem de 180° . . . . .	82
5.3.3	Alimentador completo . . . . .	85
5.4	Sistema Alimentador Integrado à Rede de Antenas 2x2 . . . . .	87
5.5	<i>Radial Stub</i> . . . . .	87
5.5.1	Resultados da simulação da Rede . . . . .	89
5.6	Construção e Medição da Rede de Antenas 2x2 em Banda S . . . . .	91
<b>6</b>	<b>Conclusão</b> . . . . .	<b>97</b>
	<b>Referências</b> . . . . .	<b>99</b>

# 1 Introdução

Assim como em outros países do mundo, o Brasil possui um sistema de coleta de dados ambientais (SBCD – Sistema Brasileiro de Coleta de Dados). Este sistema foi concebido no intuito de prover um meio de aquisição de dados ambientais do território brasileiro por satélite, sendo aplicado para fornecer dados ambientais para pesquisa científica (CARVALHO *et al.*, ). O SBCD é composto de bases terrenas e marítimas, intituladas de Plataformas de Coleta de Dados Ambientais (PCD), sendo que cada PCD possui sensores que extraem dados específicos à aplicação da PCD. Esses dados, após serem coletados, são armazenados para posteriormente serem enviados ao segmento espacial do SBCD, ou seja, para os satélites em atividade SCD1 e SCD2. Na medida em que os satélites e as PCDs estão em visada direta, os dados são transmitidos. Posteriormente, os dados são transladados em frequência e são reenviados para as estações receptoras. Para que haja comunicação entre o segmento espacial do SBCD e as bases terrenas, deve haver um sistema de comunicação. Dentro deste, um subsistema de telemetria opera visando à manutenção e controle do satélite. Este subsistema é encarregado de enviar as informações das condições internas do satélite, tais como: temperatura interna, nível de energia das baterias do sistema, altitude e velocidade.

Como forma de garantir o serviço de coleta de dados ambientais para o SBCD por meio de uma constelação de nanosatélites de baixo custo, o projeto CONASAT vem sendo executado pelo Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), com apoio da Agência Espacial Brasileira (AEB) e do Ministério da Ciência e Tecnologia (CARVALHO *et al.*, ).

Em se tratando de nanosatélites de baixo custo, as antenas são componentes essenciais para os satélites, pois são elas que realizam a transição do meio guiado para uma onda que se propaga no espaço livre e vice-versa (IEEE... , 2014). Ou seja, são elas as encarregadas de estabelecer os enlaces de comunicação.

Tratando-se de antenas nas últimas duas décadas, as antenas de microfita evoluíram como uma das maiores inovações nesta área (JAMES, 1989). Essa evolução foi dada pela possibilidade de miniaturização de dispositivos que necessitam de conexão sem fio. Antenas de microfita também despertaram o interesse da comunidade científica por serem amplamente utilizadas em aeronaves, espaçonaves, sistemas de comunicações móveis e por satélite, além de apresentarem peso e volume reduzidos. Outras vantagens são: boa performance combinada ao baixo custo de manufatura usando técnicas modernas de circuito impresso, baixo perfil aerodinâmico, podendo aderir a superfícies planas ou curvas, dependendo da espessura e flexibilidade do substrato utilizado para a construção da antena, baixa interferência na aerodinâmica das estruturas sobre as quais são instaladas. Também

são utilizadas por serem robustas o suficiente para resistir às intempéries (BALANIS, 2005).

Além de suas vantagens físicas para aplicações específicas, as antenas de microfita apresentam outras características importantes, tais como largura de banda estreita, compatibilidade com circuitos integrados de micro-ondas (MICs), e irradiação unidirecional (BALANIS, 2005) (JAMES, 1989) (HUANG; POZAR, ).

Assim, neste trabalho, apresenta-se o projeto, construção e medição de uma antena operando em banda S, frequência central de 2,26 GHz, com polarização circular à direita (RHCP). Esta antena é utilizada posteriormente no projeto e construção de uma rede de antenas operando na mesma frequência, a qual será integrada à maquete do nanossatélite do projeto CONASAT para operar como rede de *downlink* do transponder de dados.

## 1.1 Organização do Trabalho

O primeiro capítulo apresenta uma revisão bibliográfica sobre antenas de microfita e os métodos mais convencionais de alimentação, sendo eles método da linha de microfita, alimentação por prova coaxial, por acoplamento por fendas e acoplamento por proximidade. Ainda neste capítulo, apresentam-se algumas vantagens, desvantagens e limitações de cada método de alimentação. Além disso, tópicos sobre teoria de redes de antenas são expostos.

No segundo capítulo, descrevem-se o projeto e construção de duas antenas de microfita simples com a finalidade de validar as constantes dielétricas dos laminados utilizados no projeto do elemento simples e da rede de antenas 2x2.

No terceiro capítulo, o projeto e construção de dois protótipos da antena em banda S com alimentação por fendas são apresentados. Para o primeiro protótipo, o procedimento de projeto para casamento de impedância da antena com a linha de alimentação é detalhado. Também, neste mesmo capítulo, apresenta-se o projeto e simulação de um acoplador híbrido de 90°, componente essencial para o correto funcionamento do segundo protótipo da antena.

No quarto capítulo, apresenta-se um estudo de redes 2x2 utilizando o elemento simples descrito no capítulo 3. A análise foi realizada para duas geometrias de rede: considerando os elementos sem rotação sequencial e com rotação sequencial e defasagem progressiva de 90° entre as correntes excitadas. Além disso, descreve-se o projeto do alimentador da rede 2x2 e a alocação do mesmo à estrutura da rede 2x2, apresentando os resultados das simulações no *software* ANSYS HFSS.



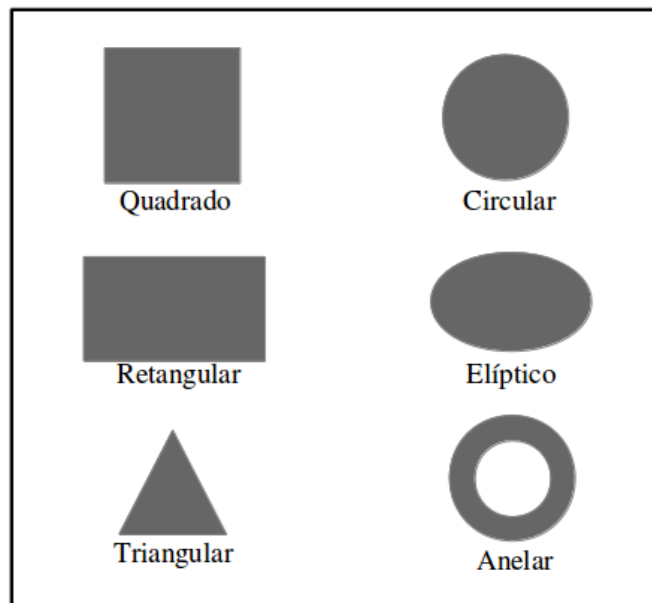
## 2 Revisão bibliográfica

### 2.1 Antenas de Microfita

Segundo a norma *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas*, uma antena é caracterizada como a parte de uma sistema de transmissão ou recepção que é projetada para irradiar ou receber ondas eletromagnéticas (IEEE. . . , 2014). Tratando-se de antenas de microfita, a mesma norma diz que é uma antena que consiste de um condutor metálico fino separado de um plano de terra por um substrato dielétrico (IEEE. . . , 2014). Logo, antenas em tecnologia de microfita são basicamente linhas de transmissão não balanceadas, alargadas fisicamente e separadas por um material isolante, onde um dos condutores serve como referencial ou terra. Essas antenas fotolitografadas são conhecidas como *patch* ou “plaqueta” e são impressas em diversas geometrias, podendo ser de forma circular, retangular, quadrada, triangular e até apresentar forma periódica ou fractal. Na Figura 1, apresentam-se os formatos mais típicos empregados na faixa de micro-ondas.

Apesar de as antenas de microfita terem sido propostas em 1953, o primeiro *patch* retangular foi construído por Munson e Howell e apresentado em um simpósio no ano de 1972 (JAMES, 1989). Desde então, vários estudos visando criar antenas de microfita com diferentes geometrias e métodos de alimentação foram realizados.

Figura 1 – Geometrias básicas e usuais para antenas de microfita.



As antenas de microfita apresentam as seguintes vantagens:

- Baixo peso

- Volume pequeno
- Baixo arrasto aerodinâmico
- Capacidade de operar em duas ou múltiplas bandas
- Robustez mecânica quando montada sobre superfícies rígidas
- Fácil integração a circuitos integrados de micro-ondas (MICs)

Comparado às antenas convencionais, as antenas de microfita apresentam algumas desvantagens:

- Banda estreita
- Eficiência moderada
- Baixo Ganho
- Baixa capacidade de potência
- Excitação de ondas de superfície

Antenas de microfita apresentam um fator de qualidade (Q) elevado. O fator Q pode ser reduzido pelo aumento da espessura do substrato dielétrico. Entretanto, à medida que se aumenta a espessura do substrato dielétrico, ondas de superfície são excitadas. Ou seja, parte da potência fornecida pela fonte é desperdiçada, causando degradações nas características da antena (STUTZMAN; THIELE, 2012).

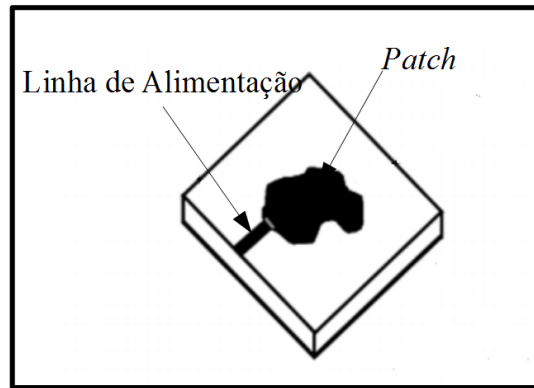
A Figura 2 mostra um diagrama esquemático de uma antena de microfita, onde um condutor metálico de forma arbitrária é gravado em um laminado dielétrico. Os *patches* geralmente possuem dimensões de aproximadamente  $\frac{\lambda_g}{2}$ , onde  $\lambda_g$  é o comprimento de onda guiado considerando o ambiente circundante da antena impressa (GODARA, 2001) (BALANIS, 2005). Essas antenas são projetadas para terem máxima irradiação na região normal ao *patch*.

Existem vários substratos que podem ser usados no projeto dessas antenas. Usualmente, esses materiais possuem constantes dielétricas  $\epsilon_r$  entre 2,2 e 12. Substratos com menor constante dielétrica possuem melhor desempenho considerando eficiência de radiação e largura de banda (BALANIS, 2005).

Para o projeto de antenas de microfita, suas limitações devem ser consideradas, pois afetam as características pretendidas para a antena. Assim, o cuidado com a largura de banda e eficiência de irradiação são particularmente relevantes e devem ser considerados durante o projeto. Este resultado pode ser obtido com o uso de substratos de baixo  $\epsilon_r$  e

maior espessura, por exemplo. Entretanto, quanto maior a espessura do substrato, maior será a excitação de ondas de superfície (JAMES, 1989) (BALANIS, 2005). Portanto, deve haver um compromisso entre as condições de melhoria e as limitações da estrutura.

Figura 2 – Esquemático de uma antena de patch arbitrário.



Fonte: (GODARA, 2001)

### 2.1.1 Métodos de Alimentação

A escolha do método de alimentação empregado possui uma relação entre a complexidade de projeto e construção e a eficiência da antena. Ao escolher a configuração de antena de microfita mais apropriada para uma aplicação particular, o meio de excitação do elemento de radiação é um fator essencial e importante que exige uma análise cuidadosa (JAMES, 1989).

Existem, tipicamente, quatro métodos de alimentação empregados e amplamente discutidos na literatura: método da linha de microfita, por prova coaxial, por acoplamento por aproximação e acoplamento por fenda (abertura). Outra classificação é obtida ao separá-los em dois grupos: alimentação por contato e sem contato. A Tabela 1 compara alguns parâmetros de projeto considerando cada método de alimentação citado.

#### 2.1.1.1 Alimentação por linha de microfita

Este método de alimentação é o mais simples e fácil de ser construído, já que é gravado junto à antena. Como pode ser visto na Figura 3, este método é composto de apenas uma linha condutora muito mais fina quando comparada ao *patch*. Outra vantagem deste método é que o controle do casamento de impedância é realizado com certa facilidade. Contudo, este método possui uma largura de banda limitada e, com o aumento da espessura do substrato para tentar suprir esta limitação, ondas de superfície e a irradiação espúria da alimentação são aumentadas (GODARA, 2001) (BALANIS, 2005). Outro limitante desse método de alimentação, diz respeito à espessura do substrato, que pode influenciar

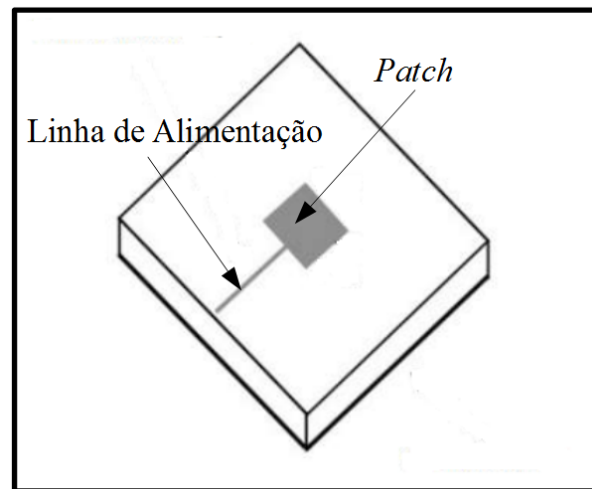
Tabela 1 – Comparação das técnicas usuais de alimentação.

Características	Linha de Microfita	Prova Coaxial	Acoplamento por Abertura	Acoplamento por proximidade
Radiação Espúria da Linha de Alimentação	Alta	Alta	Baixa	Baixa
Confiabilidade	Boa	Pobre	Boa	Boa
Fabricação	Fácil	Necessidade de perfuração e soldagem	Requer atenção ao alinhamento da estrutura	Requer atenção ao alinhamento da estrutura
Casamento de Impedância	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil

Fonte: (BERNARD; ILOH, 2013)

na polarização da onda irradiada, devido à irradiação de parte da energia guiada pela linha de microfita (RIBEIRO, 2012).

Figura 3 – Estrutura de alimentação por linha de microfita.



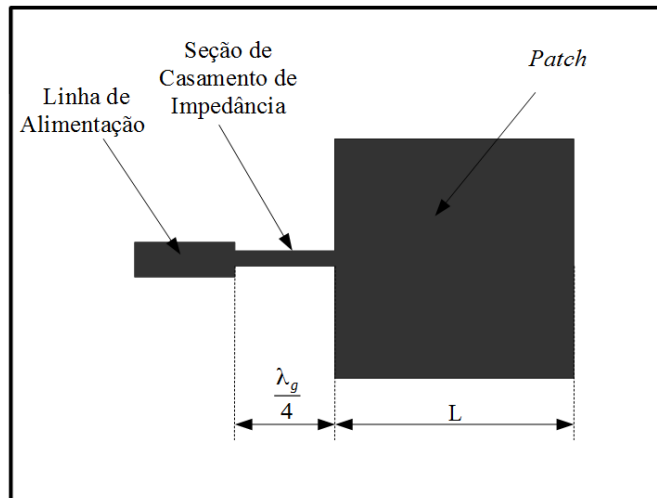
Fonte: (GODARA, 2001)

O casamento de impedância entre a linha de alimentação e o *patch* pode ser realizado de duas maneiras: utilizando um transformador de um quarto de comprimento de onda guiado ou inserindo a linha de alimentação até um ponto de menor impedância dentro da região do *patch* (JAMES, 1989) (BALANIS, 2005). Estes métodos estão ilustrados nas Figura 4 e 5, respectivamente.

#### 2.1.1.2 Alimentação por prova coaxial

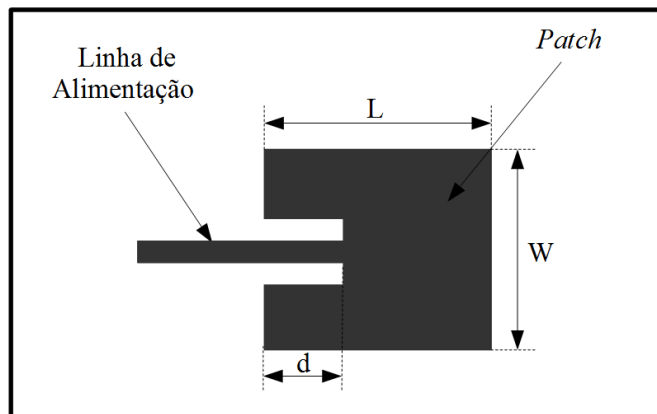
O método de alimentação por prova coaxial é outra forma originalmente proposta, assim como o método de linha de microfita, em meados da década de 1970. A Figura

Figura 4 – Estrutura de alimentação por linha de microfita com casamento de impedância por seção de um quarto de comprimento de onda guiado.



Fonte: (JAMES, 1989)

Figura 5 – Estrutura de alimentação por linha de microfita com casamento inserindo a linha de alimetação na região do patch.

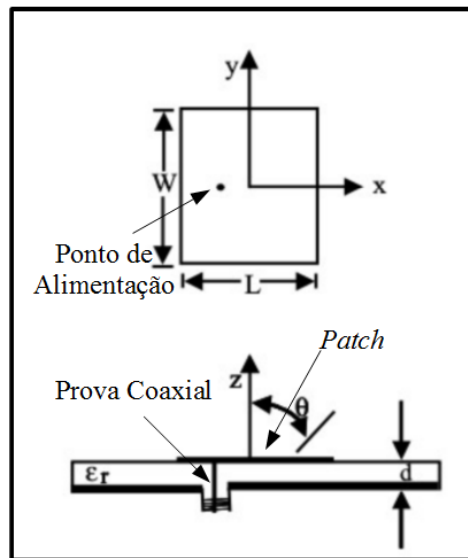


Fonte: (JAMES, 1989)

6 representa a configuração do método, onde um condutor de cabo coaxial atravessa a estrutura dielétrica e é conectado ao *patch*. A posição da prova controla o casamento de impedância de modo similar ao ponto de conexão ao *patch* do método de linha de microfita. Entretanto, com o aumento da espessura do substrato que normalmente é uma exigência para se aumentar a largura de banda, introduz-se uma reatância indutiva de prova que dificulta o casamento de impedância nas frequências de interesse (RIBEIRO, 2012). Assimetrias inerentes à estrutura geram modos de ordem superior, elevando os níveis de polarização cruzada (BALANIS, 2005). Sua vantagem é que a alimentação está por trás do hemisfério de irradiação e assim não insere efeitos indesejados no diagrama de irradiação da antena. Em princípio, pode-se alimentar a antena em qualquer local dentro

da região do *patch*. Uma desvantagem desse método é que com o aumento da espessura do substrato dielétrico, há a necessidade de aumentar o comprimento da prova de alimentação, ou seja, aumenta-se a indutância da estrutura de alimentação, fazendo com que haja um descasamento de impedância (JAMES, 1989).

Figura 6 – Estrutura de alimentação por prova coaxial.



Fonte: (GODARA, 2001)

#### 2.1.1.3 Alimentação por proximidade

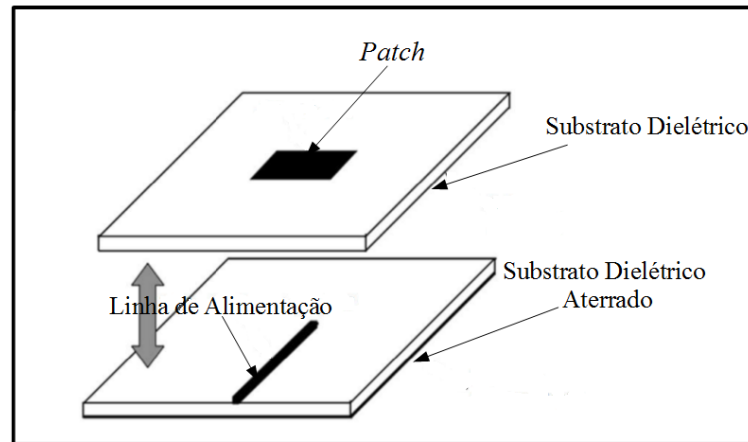
A limitação em largura de banda e o efeito das ondas de superfície das técnicas anteriores podem ser contornadas utilizando métodos por acoplamento eletromagnético (BALANIS, 2005) (GODARA, 2001). A Figura 7 descreve o método de alimentação por proximidade. Sua estrutura apresenta a linha de alimentação abaixo do substrato dielétrico do *patch*.

O controle para o casamento de impedância nesse método é dado pelo comprimento da linha de alimentação. Sua maior desvantagem é a dificuldade apresentada na sua construção, visto que são necessárias duas camadas dielétricas alinhadas (JAMES, 1989).

#### 2.1.1.4 Alimentação por fenda

O segundo método de alimentação sem contato é por acoplamento via fendas eletromagnéticas ou alimentação por abertura. Este método foi proposto pela primeira vez por Pozar (LEE; CHEN, 1997)(POZAR, 1985). A Figura 8 mostra a separação em camadas da estrutura da antena com esse tipo de alimentação, que proporciona maior isolamento entre a linha e o elemento irradiador, além de proporcionar maior controle sobre a irradiação espúria (LEE; CHEN, 1997)(RIBEIRO, 2012). Adicionalmente, diminui-se

Figura 7 – Estrutura de alimentação por proximidade.



Fonte: (GODARA, 2001)

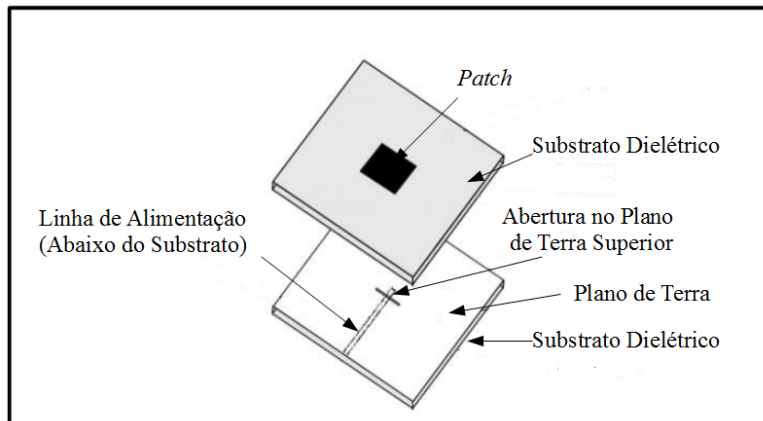
a interferência eletromagnética devido à irradiação espúria proveniente da alimentação, de forma a aumentar a pureza de polarização e a não degradar o diagrama de irradiação da antena. Esse tipo de alimentação é composto por dois materiais dielétricos, separados pelo plano de terra. Tipicamente, o material dielétrico que está abaixo do plano de terra possui uma constante dielétrica maior e espessura menor em relação ao substrato acima do plano de terra, ou abaixo do elemento irradiador (BALANIS, 2005). Pode-se adicionar outra camada dielétrica logo abaixo da linha de alimentação, sendo que este material deve apresentar constante dielétrica menor e maior espessura que o substrato logo acima da linha de alimentação. Assim, o método de alimentação, neste caso, torna-se do tipo *stripline*, e a energia é acoplada através das aberturas feitas no plano de terra superior da *stripline*.

Este sistema de alimentação provê maior acoplamento da energia de alimentação, devido à maior concentração de campos acima da linha de alimentação em que a abertura está posicionada (JAMES, 1989). A necessidade de múltiplas camadas é uma das desvantagens desse método, o que dificulta sua fabricação, além de a estrutura da antena apresentar maior volume em relação aos métodos de alimentação com contato elétrico (RIBEIRO, 2012).

### 2.1.2 Métodos Simplificados para de Análise de Antenas de Microfita

Há dois métodos clássicos para análise de antenas de microfita, são eles: modelo de linha de transmissão e o modelo de cavidade ressonante. O primeiro método parte da estrutura física da uma linha de transmissão em microfita, sendo um modelo fácil e simples para cálculo das dimensões aproximadas do *patch*. Já o modelo da cavidade possui uma melhor precisão para determinar os parâmetros físicos do elemento irradiador. Entretanto, este método é mais complexo que o modelo de linha de transmissão (BERNARD; ILOH,

Figura 8 – Estrutura de alimentação por abertura.



Fonte: (GODARA, 2001)

2013) (BALANIS, 2005). Há outros métodos mais precisos que os anteriores para análise de antenas de microfita. Tais métodos são classificados como técnicas de onda completa e apresentam grande precisão. Sua aplicação não se restringe a antenas simples, e pode ser empregado estende a redes de antenas. Entretanto, apresentam alta complexidade matemática e demandam grandes recursos computacionais (BERNARD; ILOH, 2013) (BALANIS, 2005).

#### 2.1.2.1 Modelo de Linha de Transmissão Adaptada para o *Patch* Quadrado

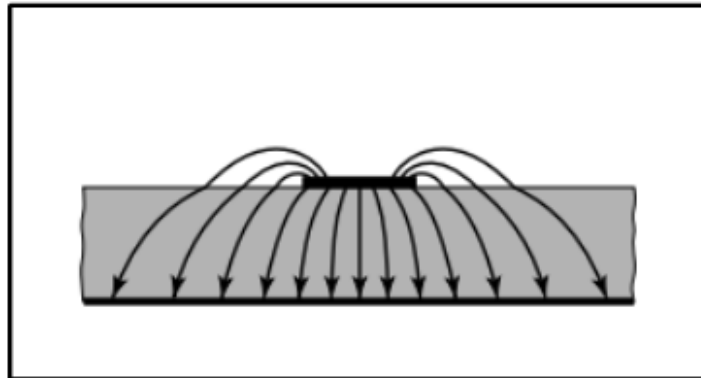
Este método modela uma antena de microfita como uma seção de linha de transmissão em microfita com largura  $W$  e comprimento  $L$ . Uma vez que o *patch* apresenta dimensões finitas, os campos nas bordas tendem a formar franjas. Assim, o modelamento da irradiação do campo eletromagnético está intimamente ligado ao fenômeno conhecido como franjamento de campo. Esse efeito faz com que o comprimento efetivo da antena seja maior que seu tamanho físico. A corrente é nula nas bordas do *patch* e a tensão é máxima. Como há uma diferença de potencial entre as bordas do *patch* e o plano de terra da estrutura, propicia-se um ambiente para o surgimento de campos elétricos com o efeito de borda. Esse campo se desprende e se propaga ao espaço. Pelas equações de Maxwell, prova-se que um campo elétrico que varia no tempo produz um campo magnético associado. O campo magnético variante no tempo, por sua vez, produz um campo elétrico. Assim, os campos se apoiam e se mantêm, propagando-se no espaço (BALANIS, 2005) (FRENZEL, 2013).

Como pode ser visto na Figura 9, a linha de microfita está imersa em uma estrutura não homogênea, consistindo de dois materiais dielétricos, ar e o substrato. A maior parte do campo reside no substrato. Assim, a linha de transmissão não suporta modo TEM (transversal eletromagnético) puro. Isto ocorre devido à velocidade de fase ser diferente



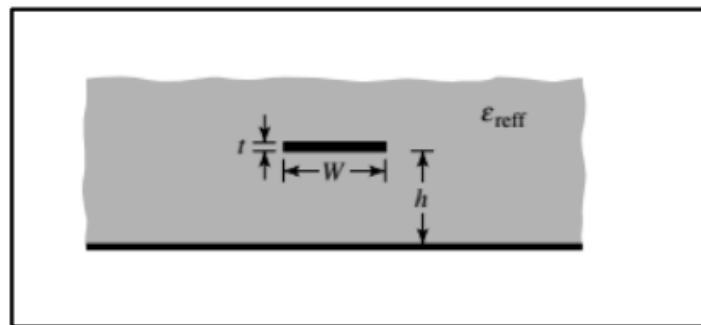
no ar e no dielétrico. Nota-se que as linhas de campo percorrem uma trajetória diferente dentro do substrato até o plano de terra. Portanto, o modo de propagação dominante é denominado quase-TEM. Como as ondas se propagam nos dois materiais (ar e substrato), uma constante dielétrica efetiva é introduzida. Isto é feito para se levar em consideração o franjamento do campo e a velocidade de propagação na microfita. Com isso, assume-se que a linha de transmissão esteja localizada em um único dielétrico como mostrado na Figura 10 (BALANIS, 2005).

Figura 9 – Corte lateral da estrutura de uma linha de microfita para demonstrar as linhas de campo elétrico.



Fonte: (BALANIS, 2005)

Figura 10 – Corte lateral da estrutura de uma linha de microfita para demonstrar a constante de permissividade elétrica efetiva.



Fonte: (BALANIS, 2005)

A expressão para  $\epsilon_{ref}$  é dada pela equação (2.1)

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad (2.1)$$

onde:

$\varepsilon_{ref}$  é a permissividade elétrica efetiva

$\varepsilon_r$  é permissividade elétrica relativa do substrato

$h$  é a espessura do substrato

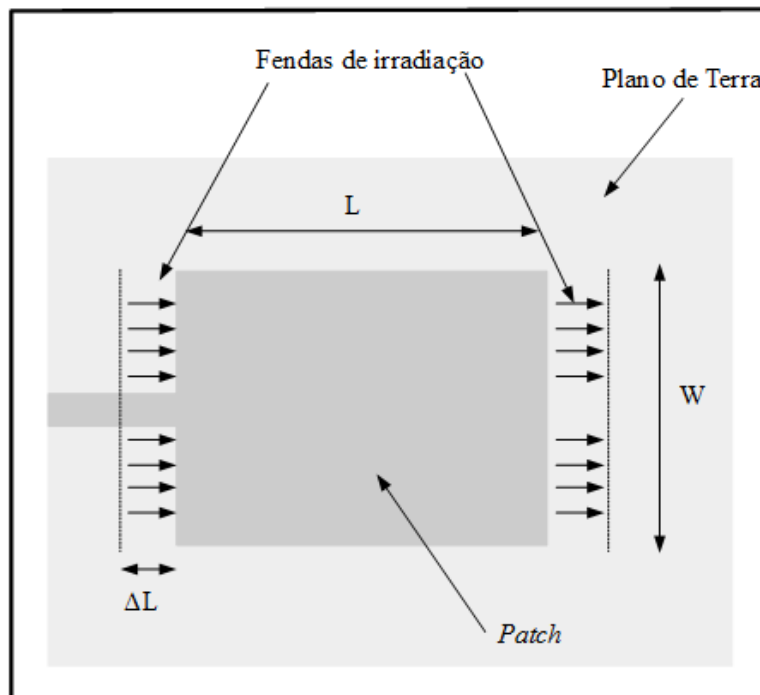
$W$  é a largura do *patch*

A fim de operar no modo fundamental  $TM_{10}$ , o tamanho do *patch* deve ser ligeiramente menor que  $\frac{\lambda_g}{2}$ , onde  $\lambda_g$  é o comprimento de onda guiado dado pela equação (2.2). Na Figura 11, representa-se uma antena de microfita de *patch* retangular, com as fendas de irradiação consideradas pelo modelo da Linha de Transmissão. Como ocorre o efeito de franjamento nas bordas, o *patch* aumenta o seu tamanho eletricamente. Na Figura 11, esse aumento é representado por  $\Delta L$ , que pode ser calculado em função da permissividade elétrica efetiva do material  $\varepsilon_{ref}$  pela expressão (2.3).

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\varepsilon_{ref}}}, \quad (2.2)$$

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\varepsilon_{ref} + 3)(\varepsilon_{ref} + 0,264)}{(\varepsilon_{ref} + 0,258)\left(\frac{W}{h} + 0,8\right)}. \quad (2.3)$$

Figura 11 – Vista superior de uma antena de *patch* quadrado considerando as fendas de irradiação modeladas pelo método de análise de linha de transmissão.



A dimensão  $W$  é calculada por

$$W = \frac{v_o}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{(\varepsilon_{ref} + 1)}}. \quad (2.4)$$

Nota-se que  $v_o$  é a velocidade da luz no espaço livre e  $f_r$  é a frequência de ressonância do *patch*. O tamanho efetivo  $L_{ef}$  é dado por

$$L_{ef} = L + 2\Delta L. \quad (2.5)$$

Para uma dada frequência de ressonância  $f_r$ , o  $L_{ef}$  pode ser calculado por

$$L_{ef} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{ref} \mu_o \varepsilon_o}}. \quad (2.6)$$

Como se considera o *patch* na forma quadrada, a dimensão  $W$  é calculada apenas para se obter o valor da dimensão  $L$ . Rearranjando a equação (2.5), isolando  $L$  e substituindo  $L_{ef}$  pela equação (2.6), tem-se

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{ref} \mu_o \varepsilon_o}} - 2\Delta L. \quad (2.7)$$

Para o projeto de *patch* quadrado utilizando o modelo de linha de transmissão, a dimensão  $L$  é de grande interesse, pois governa a frequência de operação da antena. Entretanto, como a estrutura da antena desenvolvida nesse trabalho é complexa, sua solução está restrita a métodos de onda completa, os quais são empregados em *softwares* CAD. Assim, o método da Linha de Transmissão será empregado para obtenção de valores iniciais de projeto, a fim de acelerar o processo de otimização da antena.

## 2.2 Antenas de Microfita Circularmente Polarizadas

A polarização refere-se à orientação do campo elétrico em função do tempo. Pode-se classificar a polarização como sendo linear, circular ou elíptica. Contudo, diz-se que o campo elétrico é polarizado elípticamente e as polarizações linear e circular são casos especiais, ou seja, podem ser obtidos se a elipse apresentar seu eixo menor tendendo a zero, produzindo uma polarização linear, ou quando os eixos em quadratura apresentem as mesmas magnitudes, produzindo uma polarização circular (BALANIS, 2005). Na prática, antenas irradiam com polarização elíptica, a qual pode ser caracterizada pela razão axial,

que tem como finalidade dar uma medida do quão se aproxima a polarização para o caso circular ou linear. A razão axial é definida pela razão entre o maior e o menor eixo da elipse de polarização (IEEE... , 2014). Portanto, quando a razão axial tende ao infinito, a polarização é dita linear. Logo, quando a razão axial é igual à unidade, tem-se uma polarização circular (GARG, 2001).

Intrínseco às antenas que produzem polarização circular, o campo elétrico gira à medida que as linhas de campo se desprendem da antena. Dependendo do sentido de rotação do campo que sai da antena, tem-se polarização circular à direita (RHCP) ou à esquerda (LHCP) (BALANIS, 2005) (FRENZEL, 2013). Como não se consegue construir uma antena com polarização circular perfeita, além da tomada da razão axial como medida quantitativa de qualidade da polarização circular, toma-se o nível de polarização cruzada como outro fator de qualidade da polarização da antena.

Antenas produzem ondas polarizadas circularmente quando duas componentes ortogonais de campo com amplitudes iguais e defasagem de  $90^\circ$  são irradiadas (GARG, 2001). Considerando antenas de microfita convencionais, é usual operar com apenas um campo elétrico excitado e irradiar em polarização linear. Contudo, pode-se obter uma antena de microfita com polarização circular sobrepondo dois ou mais modos polarizados linearmente com amplitudes de excitação iguais e defasagens entre os campos ajustadas de forma a gerar a rotação do campo elétrico. Assim, antenas de microfita polarizadas circularmente são obtidas de três maneiras: utilizando apenas um ponto de alimentação com a inserção de perturbações na geometria do *patch*, usando dois pontos de alimentação ou usando rotação sequencial de antenas linearmente polarizadas (em redes de antenas) (GARG, 2001) (SINGH; SINGH, 2005).

### 2.2.1 Patch circularmente polarizado através de perturbações na geometria

A Figura 12 demonstra algumas configurações típicas para antenas de microfita circularmente polarizadas utilizando apenas um ponto de alimentação. Em condições em que não é possível acomodar um sistema de alimentação que proporcione uma alimentação com dois modos defasados, este método é bastante adequado (TRIPATHI; SINGHAL, 2015).

Para se obter uma polarização circular é necessário excitar dois modos com mesma amplitude e defasados de  $90^\circ$  no *patch*. Isto é obtido perturbando a geometria do patch em pontos apropriados. A propriedade de perturbação da geometria para gerar polarização circular parte do princípio de decomposição dos modos em um patch simétrico (GARG, 2001) (TRIPATHI; SINGHAL, 2015). Assim, os campos no *patch* são decompostos em dois modos ortogonais como pode ser visto na Figura 13.

Figura 12 – Esboço de configuração para antenas de microfita circularmente polarizadas de *patch* (a) quadrado e (b) circular com apenas um ponto de alimentação.

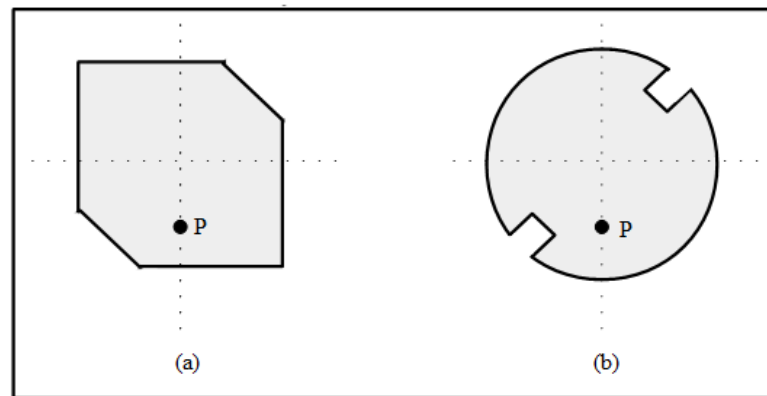
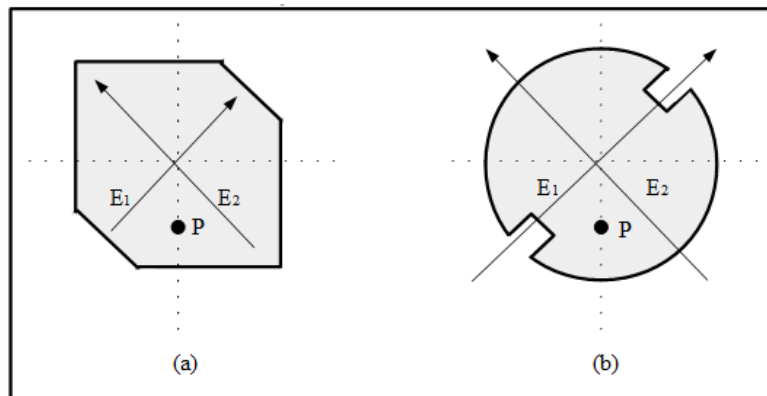


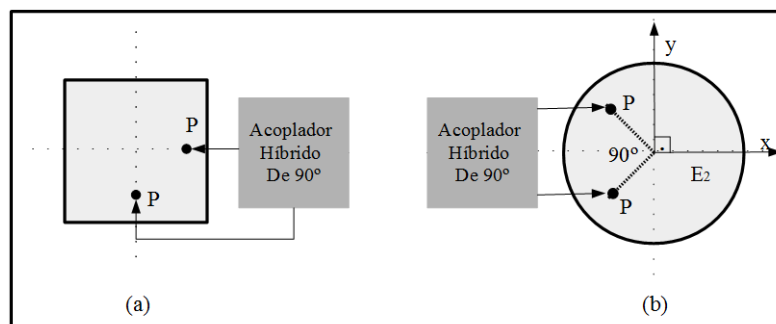
Figura 13 – Demonstração dos modos ortogonais excitados no patch (a) quadrado e (b) circular com apenas um ponto de alimentação e inserindo uma perturbação na geometria.



### 2.2.2 Patch circularmente polarizado com dois pontos de alimentação

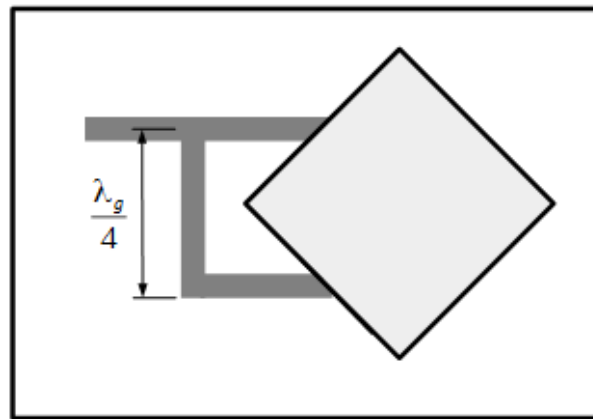
Quando se utilizam dois pontos de alimentação, deve-se projetar um sistema de alimentação que proporcione a defasagem entre os campos. Isso pode ser facilmente obtido utilizando-se um acoplador híbrido de  $90^\circ$  (BALANIS, 2005). A Figura 14 mostra a configuração utilizando um acoplador híbrido para excitar os modos defasados em  $90^\circ$ .

Figura 14 – Configuração utilizando acoplador híbrido de  $90^\circ$  para patch (a) quadrado e (b) circular



Outros tipos de divisores de potência mais simples podem ser desenvolvidos. Basta utilizar um defasador de um quarto de comprimento de onda, como é indicado na Figura 15. Análogo à maneira de se obter polarização circular com o acoplador híbrido de  $90^\circ$ , o transformador de um quarto de comprimento de onda irá defasar os campos em  $90^\circ$ . Entretanto, o acoplador híbrido de  $90^\circ$  proporciona uma defasagem dos campos em faixa mais larga, o que implica na sustentação de uma razão axial de faixa mais larga.

Figura 15 – Configuração utilizando acoplador híbrido de  $90^\circ$  para patch (a) quadrado e (b) circular



## 2.3 Redes Com Rotação Sequencial de Elementos

Em situações práticas, às vezes são necessárias antenas que irradiem mais energia em determinadas direções e menos em outras, ou seja, em determinados projetos, é essencial condicionar que o diagrama de irradiação seja concentrado na direção de interesse. Entretanto, essa seleção espacial realizada por intermédio do diagrama de irradiação é dificilmente obtida com apenas uma antena. Assim, um conjunto de antenas pode ser utilizado para obter uma diretividade maior do que a que pode ser obtida com apenas uma antena (SADIKU, 2012). Uma rede de antenas (também conhecida como conjunto ou arranjo) é caracterizada pelo agrupamento de elementos irradiadores sob um arranjo que a faça reproduzir algumas características de irradiação desejadas (IEEE. . . , 2014). As redes de antenas também podem ser classificadas como redes uniformes e não-uniformes. As redes uniformes apresentam elementos irradiadores espaçados igualmente, além de serem alimentadas por correntes de mesma amplitude e fase progressiva. Já as redes não-uniformes não apresentam as características de uniformidade citadas acima (FARIA, 2003).

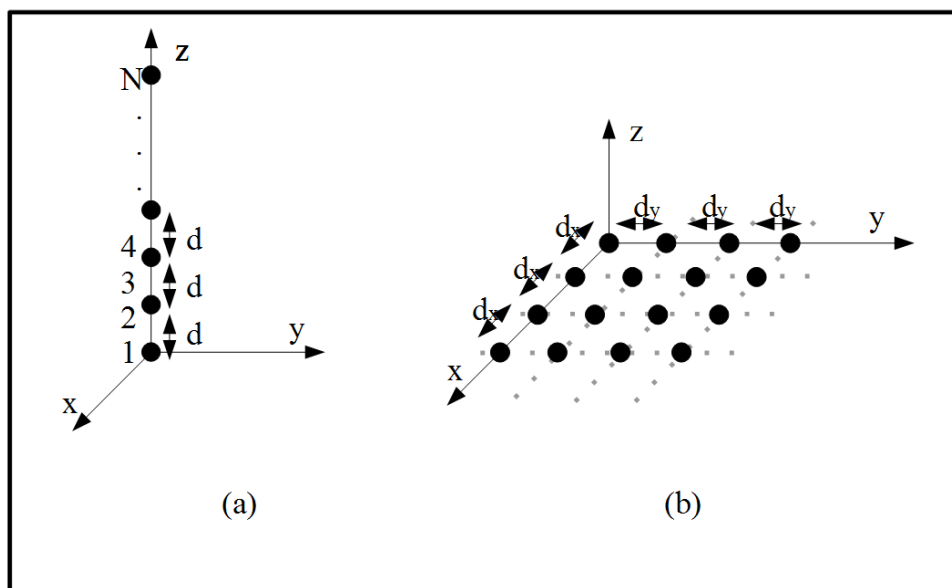
O campo total irradiado por uma rede de antenas é determinado pela soma vetorial dos campos individuais dos elementos irradiadores que constituem a rede desconsiderando o acoplamento entre os irradiadores constituintes da rede (BALANIS, 2005). O campo total depende, também, da separação entre os elementos. Há cinco parâmetros de controle

usados para moldar o diagrama de irradiação de uma rede de antenas, são eles (BALANIS, 2005) :

- Geometria da rede de antenas (linear, circular, retangular, esférica etc.);
- O espaçamento relativo entre os elementos da rede;
- A amplitude da corrente de excitação de cada elemento;
- A fase da corrente de excitação de cada elemento;
- O diagrama de irradiação do elemento individual utilizado para compor a rede.

Na Figura 16, apresentam-se algumas dessas geometrias utilizadas para a formação de redes de antenas.

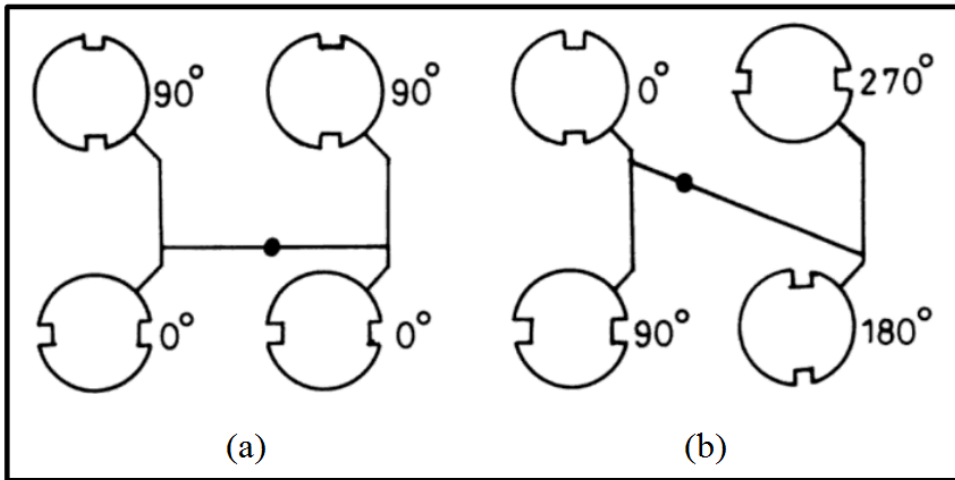
Figura 16 – Representação da disposição das antenas em um arranjo (a) linear e (b) planar.



As redes de antenas podem ser utilizadas para obter irradiação circularmente polarizada utilizando elementos linearmente polarizados. Para isso, emprega-se a técnica de rotação sequencial dos elementos a qual foi primeiramente proposta por Teshirogi et al (TESHIROGI T.; CHUJO, 1985). A aplicação desta técnica pode ser estendida para elementos circularmente polarizados, a fim de melhorar a razão axial, já que rede de antenas com elementos circularmente polarizados, devido à natureza ressonante de cada elemento, pode sofrer degradação da razão axial do elemento, e portanto da rede.

Como mostra a Figura 17, cada antena constituinte da rede é rotacionado em relação à antena adjacente. Além disso, a mudança de fase gerada pela rotação do elemento circularmente polarizado é compensada por uma mudança apropriada na fase da corrente de excitação (LEE; CHEN, 1997).

Figura 17 – Rede de antenas 2x2 com elementos circularmente polarizados com rotação de (a) 0° e 90° e (b) 0°, 90°, 180° e 270°.



FONTE: (KUMAR; RAY, 2003)

O princípio da implementação desta técnica é cancelar os componentes de polarização cruzada, já que a defasagem progressiva de alimentação é apropriada apenas para uma direção de polarização. Entretanto, esta mudança de fase na alimentação garante o cancelamento das componentes de polarização cruzada para o feixe principal, de modo que em alguns casos os lóbulos laterais de polarização cruzada podem ser mais elevados do que em uma rede de antenas convencional (HALL; DAHELE; JAMES, 1989).

O emprego desta técnica é realizado considerando que  $m$  elementos da rede tenham uma rotação geométrica de  $\phi_{gm}$  e uma defasagem na corrente de alimentação  $\phi_{fm}$ . Levando-se em conta que a característica de irradiação de cada elemento possui uma periodicidade angular de  $\frac{2\pi}{n}$  em  $\phi$ , onde  $\phi$  representa o ângulo azimutal da rede, então:

$$\begin{cases} \phi = (m - 1)\frac{p\pi}{M} \\ \phi = (m - 1)\frac{p\pi}{nm} \end{cases} \quad 1 \leq m \leq M \quad (2.8)$$

onde  $p$  é um inteiro e  $M$  é o número total de elementos da rede. Para uma antena de microfita,  $n$  é o número de modos, que é igual a 1 para o modo fundamental. Considerando a rede 2x2 apresentada na Figura 17(a), nota-se que  $M = 4$ ,  $m = 2$  e  $p = 1$ . Substituindo esses valores na equação (2.8), tem-se a rotação geométrica dos elementos de  $\phi_{g1} = 0^\circ$  e  $\phi_{g2} = 90^\circ$ . As fases de alimentação resultantes são  $\phi_{f1} = 0^\circ$  e  $\phi_{f2} = 90^\circ$  (TESHIROGI T.; CHUJO, 1985). Para o caso da rede mostrada na Figura 17(b),  $M = 4$  e  $p = 2$  (GARG, 2001).

O conceito da rotação sequencial pode ser estendida para redes de antenas maiores, mantendo sempre a rotação dos elementos e alimentação com amplitudes iguais e defasagem



progressiva.

Embora a razão axial dos elementos individuais possa aumentar rapidamente ao se afastar da frequência de ressonância, uma rede com rotação sequencial utilizando este elemento em sua composição apresentará uma razão axial de faixa mais larga (VISSEER, 2006). Ao se utilizar elementos com largura de banda maior, consegue-se uma faixa ainda mais larga. Entretanto, um sistema defasador de banda larga torna-se um requisito no projeto da rede para que a mesma opere de forma satisfatória.



## 3 Antenas Simples para Validação da Constante Dielétrica dos Substratos

A fim de validar as constantes dielétricas de ambos os laminados que serão utilizados no projeto da antena em banda S, projetaram-se duas antenas simples, com apenas um dos laminados cada, alimentadas por prova coaxial. Portanto, nesta seção, apresentam-se o projeto, construção e análise dos resultados destas duas antenas.

### 3.1 Antena de microfita utilizando o substrato Rogers RO4360G2

Primeiramente, projetou-se uma antena linearmente polarizada utilizando o substrato Rogers RO4360G2. Neste projeto, considerou-se a constante dielétrica de 6,15, tangente de perdas de 0,0038 e espessura de 0,61 mm, tais parâmetros estão descritos em seu *datasheet* (ROGERS CORP., b). Para calcular os parâmetros geométricos iniciais, aplicou-se o método da Linha de Transmissão (LT). A otimização destes parâmetros foi realizada no *software* de análise eletromagnética ANSYS HFSS. A Figura 18 apresenta o modelo de simulação da antena. A fim de comparar os valores calculados com o método da LT com os parâmetros geométricos da antena otimizados no HFSS, dispõe-se na Tabela 2 os correspondentes valores obtidos. Nota-se que os valores estão muito próximos, mostrando que o método da LT, torna-se útil na obtenção de parâmetros iniciais de projeto.

Tabela 2 – Parâmetros de projeto calculados com o método da LT e otimizados no HFSS.

Parâmetros de Projeto	Método da LT	HFSS (otimizado)
Tamanho do <i>patch</i> (W)	26,7376 mm	26,4 mm
Posição de prova ( $y_o$ )	8,6943 mm	8.6 mm

Como essa antena possui apenas um ponto de alimentação, tem-se, apenas, o parâmetro  $S_{11}$  como medida de otimização. Analisando a Figura 19, a qual apresenta o resultado da simulação do parâmetro  $S_{11}$ , nota-se que em 2,26 GHz, a magnitude está em -30 dB, aproximadamente, ou seja, 0,1 % da potência excitada na entrada da antena está sendo refletida. Na Figura 20, mostra-se o parâmetro  $S_{11}$  na Carta de Smith. Em 2,26 GHz, a impedância normalizada vista na porta de entrada da antena está em  $55 + 7j \Omega$ , muito próximo dos  $50 \Omega$  ideais.

Após realizada a otimização, construiu-se a antena linearmente polarizada como pode ser visto na Figura 21.

O parâmetro  $S_{11}$  da antena construída foi medido utilizando um analisador de

Figura 18 – Modelo de simulação no *software* de análise eletromagnética ANSYS HFSS da antena com alimentação por prova coaxial utilizando o substrato Rogers RO4360G2.

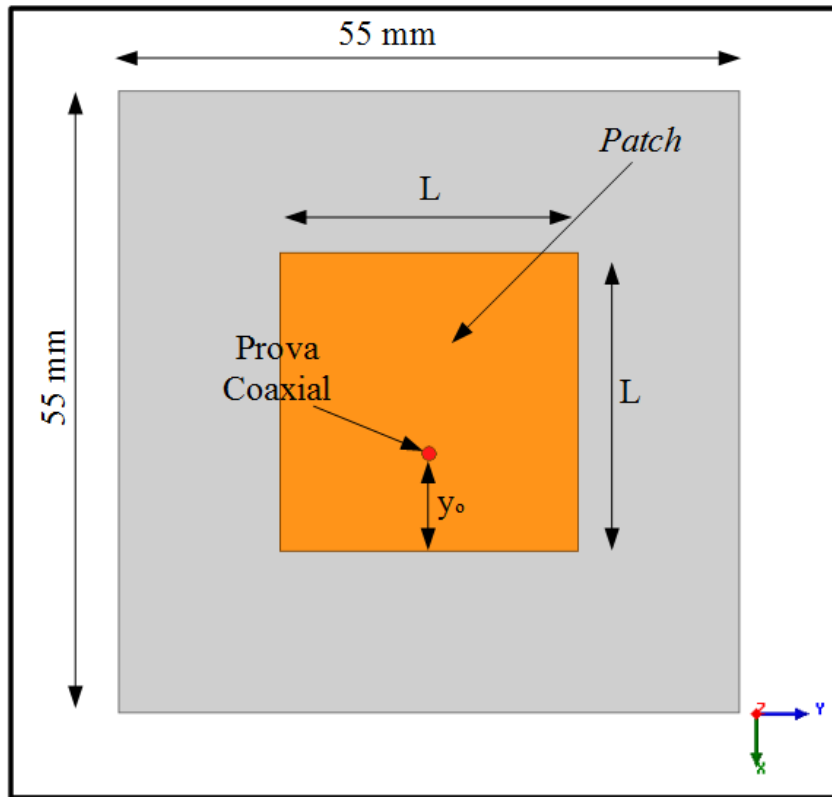
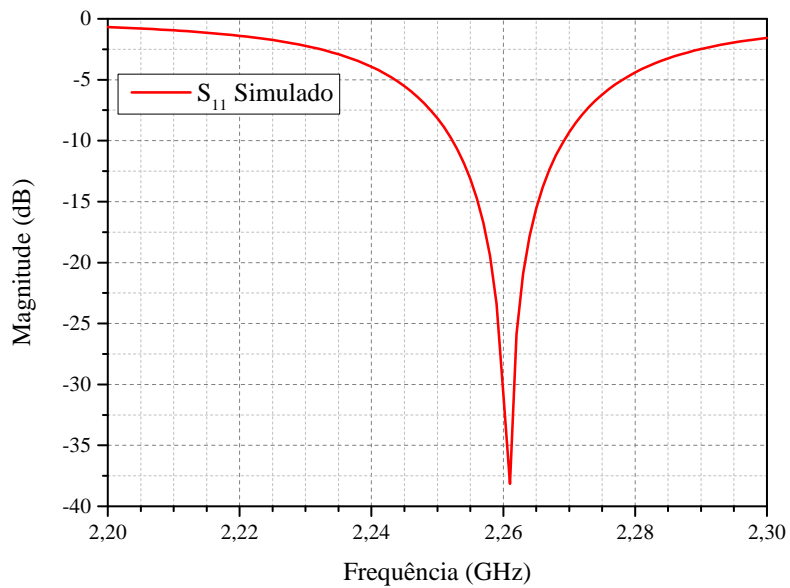


Figura 19 – Parâmetro  $S_{11}$  simulado da antena com o substrato Rogers RO4003C.



redes. O resultado da medição comparado ao simulado é mostrado na Figura 22. Nesta comparação, nota-se que houve um desvio em frequência de 20 MHz, aproximadamente,

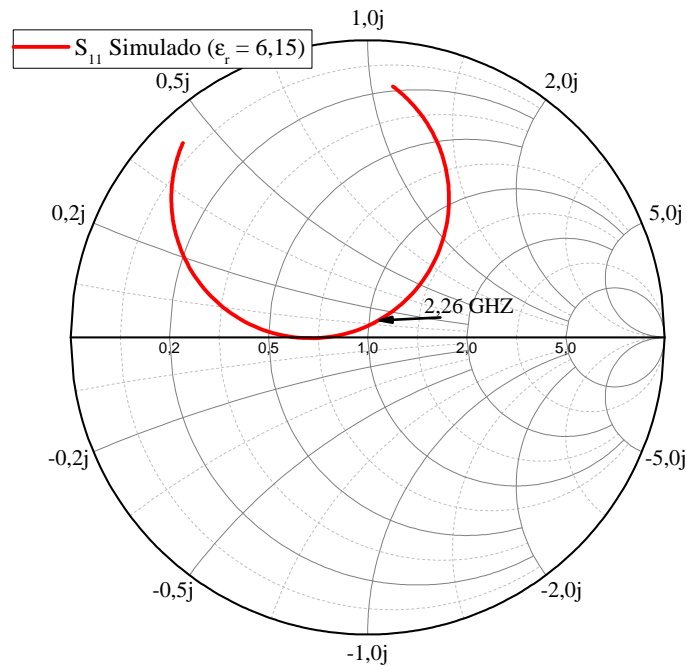
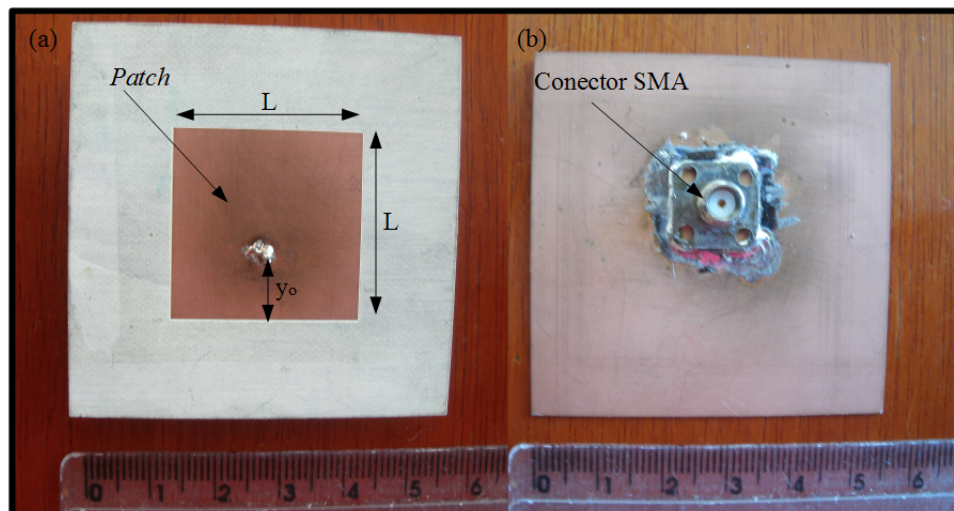
Figura 20 – Parâmetro  $S_{11}$  simulado na Carta de Smith.

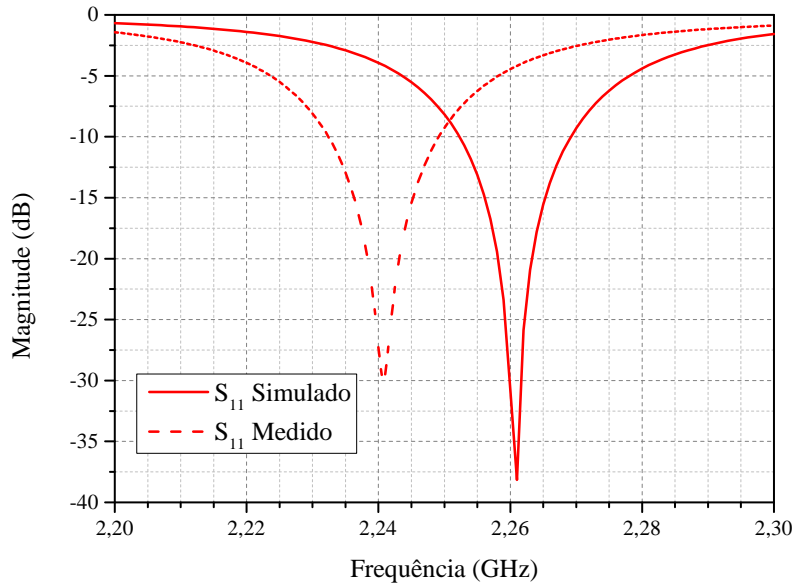
Figura 21 – Vistas superior (a) e inferior (b) em relação ao hemisfério de irradiação da antena linearmente polarizada com alimentação por prova coaxial construída sob o laminado Rogers RO4360G2.



entre a curva de  $S_{11}$  simulada e medida.

A variação do  $\epsilon_r$  descrita no *datasheet* do material dielétrico em questão é de  $\pm 0,25$  em torno de seu valor nominal (ROGERS CORP., b). Portanto, voltando ao ambiente de simulação eletromagnética do *software* ANSYS HFSS, variou-se o  $\epsilon_r$  do substrato com a finalidade de obter a curva de  $S_{11}$  semelhante à medida. Feito isso, a melhor aproximação obtida foi considerando o  $\epsilon_r$  igual a 6,25. Na Figura 23, tem-se as curvas medidas e

Figura 22 – Parâmetro  $S_{11}$  simulado e medido da antena com o substrato Rogers RO4360G2.



simuladas considerando o  $\epsilon_r$  do material dielétrico descrito em seu *datasheet* e o seu valor eficaz obtido a partir do estudo paramétrico de seu valor via *software*. Nota-se que a simulação considerando o  $\epsilon_r$  do substrato igual a 6,25 está praticamente em cima da curva medida. Isto pode ser visto, também, na Figura 24, que mostra o parâmetro  $S_{11}$  na Carta de Smith. Dessa forma, conforme os resultados apresentados, conclui-se que a constante dielétrica a ser empregada no projeto da antena em banda S deve ser  $\epsilon_r = 6,25$ .

### 3.2 Antena de microfitas utilizando o substrato Rogers RO4003C

Utilizando o laminado Rogers RO4003C, projetou-se uma antena com alimentação por prova coaxial e polarizada circularmente à direita (RHCP). Como se utilizou, apenas, um ponto de alimentação, chamfros foram colocados nos cantos do *patch* para que sejam excitados dois modos de amplitudes iguais e defasados em  $90^\circ$  (GARG, 2001). Para a realização deste projeto considerou-se a constante dielétrica do material de 3,38, tangente de perdas de 0,0021 e espessura de 1,524 mm, tais parâmetros estão descritos em seu *datasheet* (ROGERS CORP., b).

Assim como no projeto da antena simples anteriormente descrito, para calcular os parâmetros geométricos iniciais do *patch* quadrado, utilizou-se o método da LT. Entretanto, neste caso, inseriram-se chamfros nos cantos do *patch* para se obter polarização circular. As dimensões da antena, incluindo o tamanho do chamfro, foram otimizadas no ANSYS HFSS. A Figura 25 apresenta o modelo de simulação da antena no ANSYS HFSS, e assim

Figura 23 – Parâmetro  $S_{11}$  simulado com  $\epsilon_r$  eficaz e medido da antena com o substrato Rogers RO4360G2.

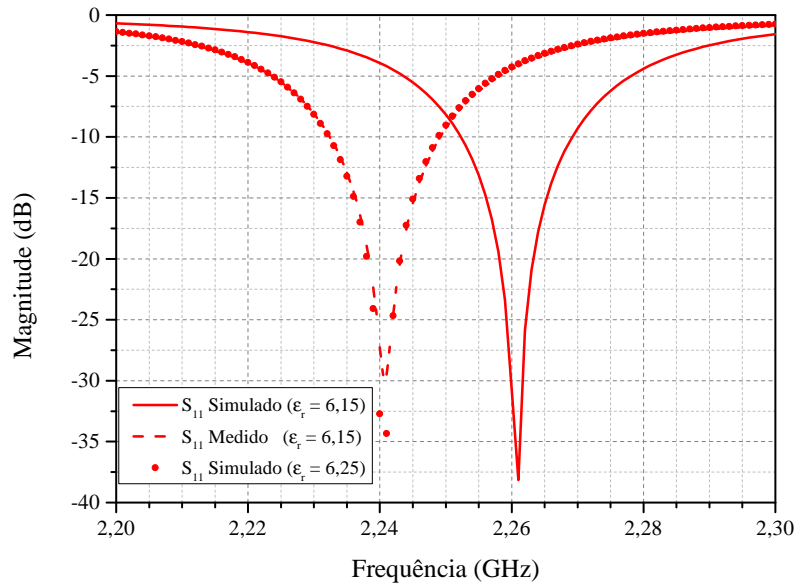
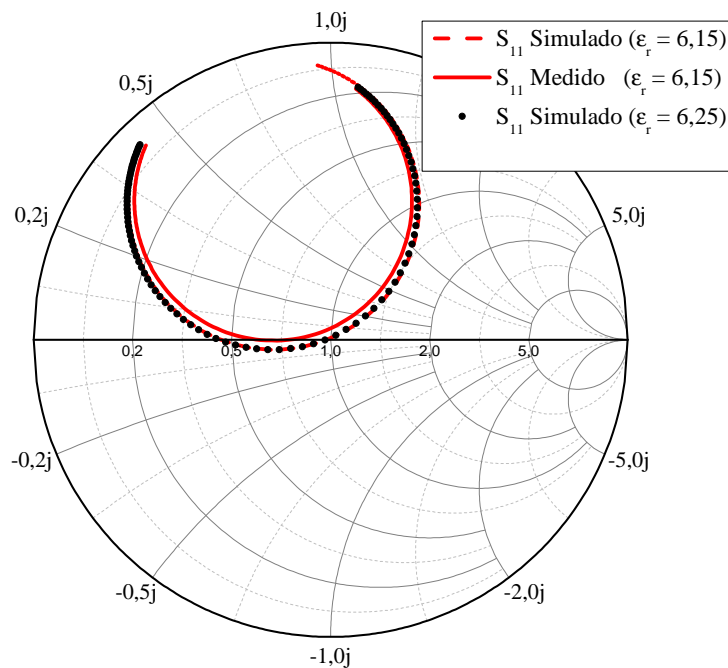


Figura 24 – Parâmetro  $S_{11}$  simulado com  $\epsilon_r$  eficaz e medido na Carta de Smith.



como mostrado no projeto anterior, na Tabela 3, apresentam-se as dimensões calculadas primeiramente com o método de LT e suas posteriores otimizações no ANSYS HFSS.

O parâmetro  $S_{11}$  simulado é mostrado na Figura 26. Apesar de o ponto que apresenta a menor reflexão estar próximo de 2,28 GHz, ou cerca de 20 MHz acima da

Figura 25 – Modelo de simulação no *software* de análise eletromagnética ANSYS HFSS da antena com alimentação por prova coaxial utilizando o substrato Rogers RO4003C.

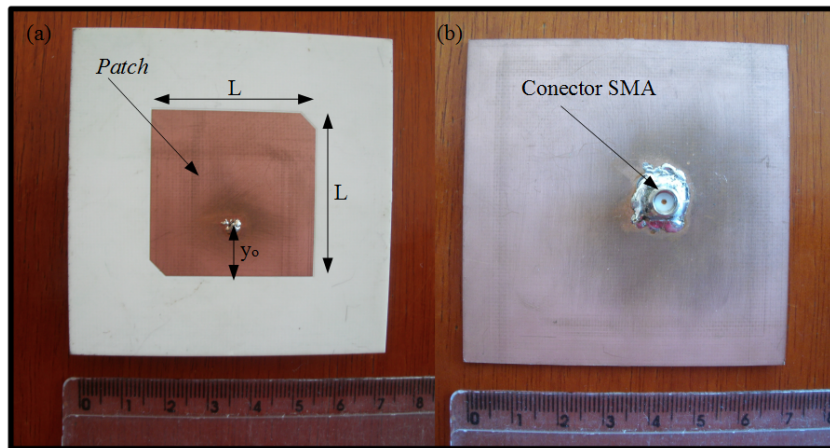


Tabela 3 – Parâmetros de projeto calculados com o método da LT e otimizados no HFSS.

Parâmetros de Projeto	Método da LT	HFSS (otimizado)
Tamanho do <i>patch</i> (W)	35,6757 mm	35.171 mm
Posição de prova ( $y_0$ )	10,7608 mm	10.9 mm

frequência central de operação. Em 2,26 GHz o coeficiente de reflexão -16,9 dB. Portanto, em sua frequência de projeto, cerca de 2 % da potência está sendo refletida na entrada da antena.

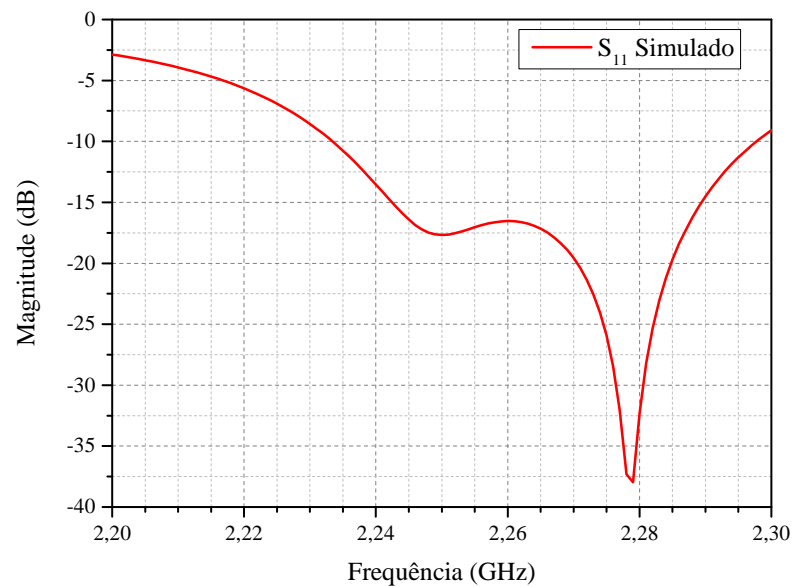
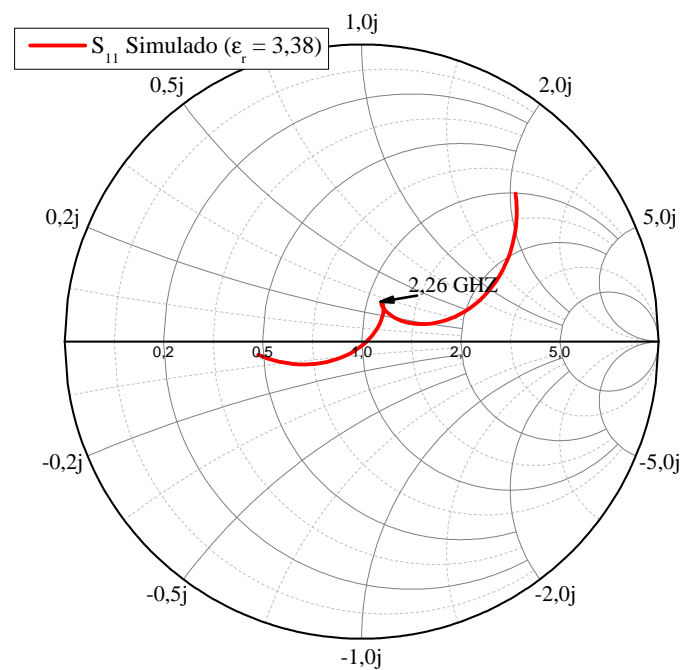
O casamento de impedância visto na Carta de Smith é mostrado na Figura 27. Devido à antena ser circularmente polarizada, verifica-se que a região onde se tem a melhor razão axial pode ser observada com o parâmetro  $S_{11}$  na Carta de Smith, sendo representada por um ponto de inflexão. De forma mais explícita, a Figura 28 apresenta a razão axial na direção de máximo ganho da antena em função da frequência. Nota-se que a região de melhor razão axial se mantém em uma banda estreita de frequências devido ao método empregado para se obter um *patch* circularmente polarizado.

Após concluído o projeto da antena, construiu-se um protótipo, que pode ser visto na Figura 29.

A medida de  $S_{11}$  é mostrada na Figura 30 junto com o resultado simulado. Nota-se que, assim como no projeto anterior, houve um deslocamento em frequência, agora de, aproximadamente, 30 MHz.

A variação do  $\epsilon_r$  do laminado em questão pode ser de  $\pm 0,06$ , como descrito em seu *datasheet* (ROGERS CORP., a). Portanto, assim como no projeto anterior, variou-se o  $\epsilon_r$  do substrato via simulações no ANSYS HFSS, com a finalidade de obter comportamento semelhante ao da curva de  $S_{11}$  medida. Com isto, a melhor aproximação obtida foi



Figura 26 – Parâmetro  $S_{11}$  simulado da antena com o substrato Rogers RO4003C.Figura 27 – Parâmetro  $S_{11}$  simulado na Carta de Smith.

considerando o  $\epsilon_r$  igual a 3,49.

Na Figura 31, tem-se as curvas medidas e simuladas considerando o  $\epsilon_r$  do material dielétrico descrito em seu *datasheet* e o seu valor eficaz empírico. Pode-se dizer que houve uma caracterização do  $\epsilon_r$  deste material, apesar de as curvas medidas e simuladas não estarem tão próximas como no projeto da antena anterior. Esta leve divergência pode ser

Figura 28 – Razão axial da antena na região de máximo ganho.

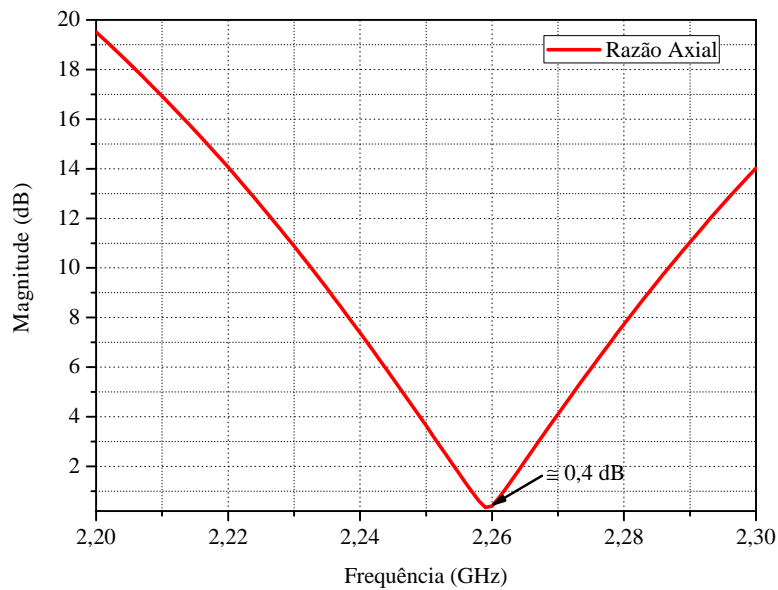
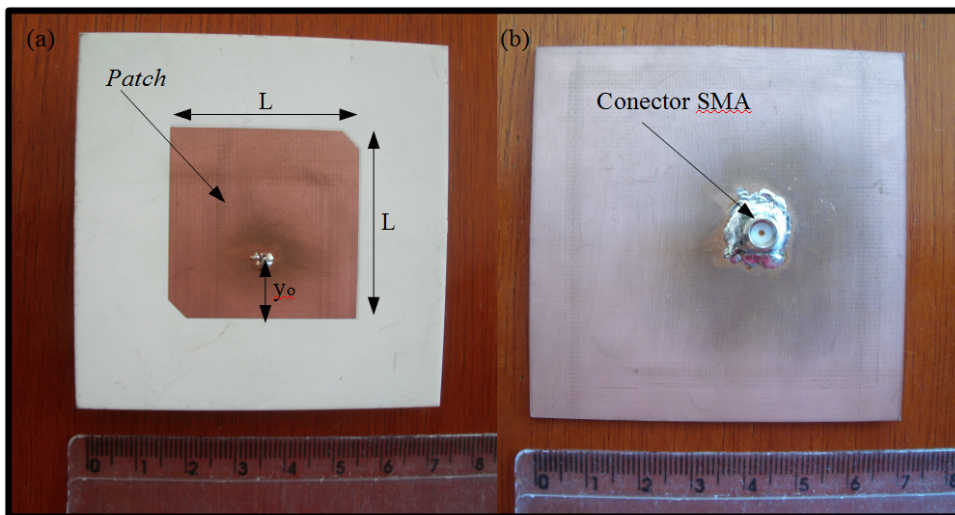


Figura 29 – Vistas superior (a) e inferior (b) em relação ao hemisfério de irradiação antena circularmente polarizada à direita com alimentação por prova coaxial construída sob o laminado Rogers RO4003C.



visualizada, também, na Figura 32, que mostra o parâmetro  $S_{11}$  na Carta de Smith. No caso de antenas circularmente polarizadas isso seria um problema, já que o método para obter uma polarização circular é de faixa estreita. Portanto, qualquer desvio em frequência acarreta em uma piora na razão axial da antena em sua frequência central de operação.

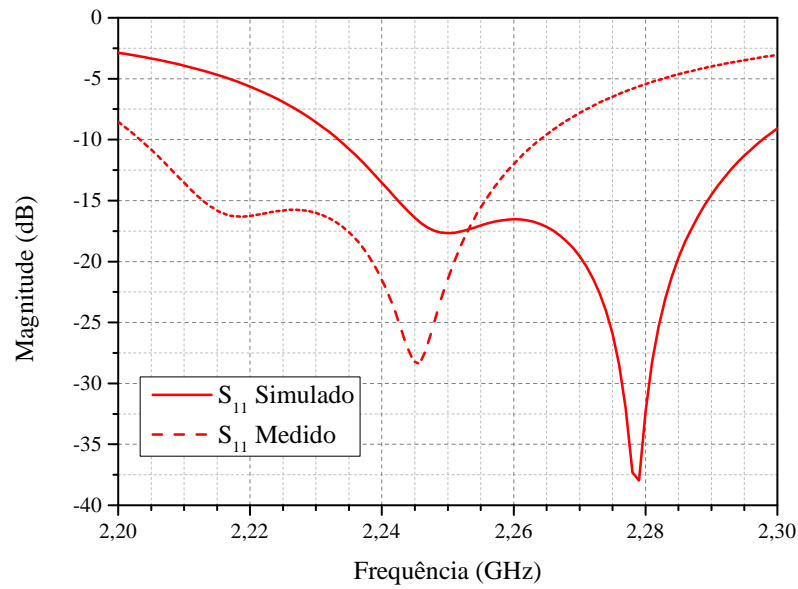
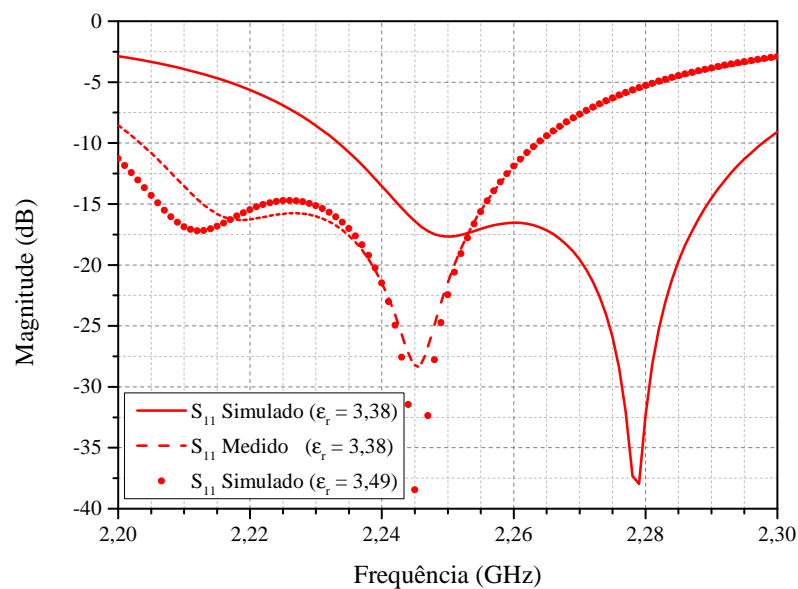
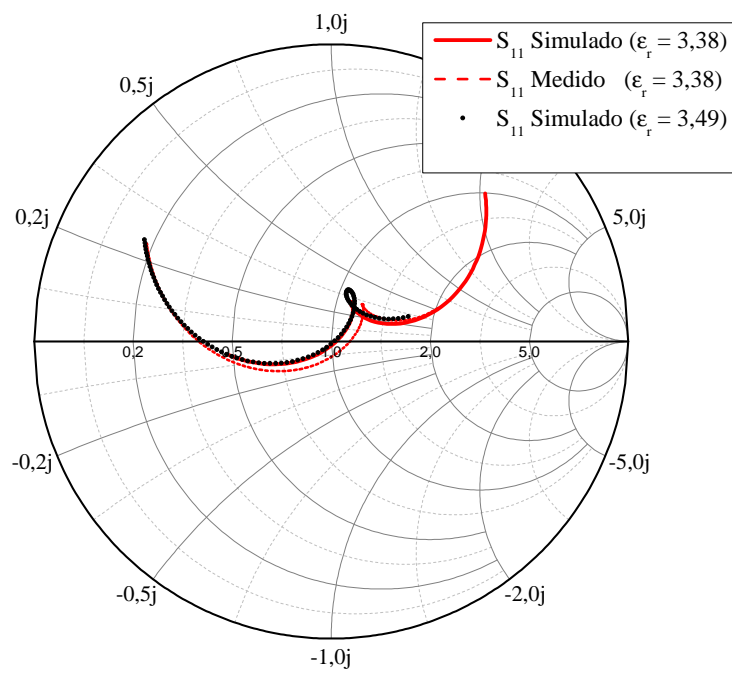
Figura 30 – Parâmetro  $S_{11}$  simulado e medido da antena com o substrato Rogers RO4003C.Figura 31 – Parâmetro  $S_{11}$  simulado com  $\epsilon_r$  eficaz e medido da antena com o substrato Rogers RO4003C.

Figura 32 – Parâmetro  $S_{11}$  simulado com  $\epsilon_r$  eficaz e medido na Carta de Smith.

## 4 Antena Com Alimentação Por Fendas

Nesta seção, descreve-se o projeto e construção de dois protótipos de antenas em banda S, além do projeto de um acoplador híbrido de 90°. O projeto do primeiro protótipo teve como finalidade realizar o casamento de impedância da antena com a linha de alimentação e a sua construção foi realizada para se verificar a precisão do processo construtivo. Assim sendo, no segundo protótipo, integrou-se o acoplador híbrido de 90° à sua estrutura, com a finalidade de excitar dois modos ortogonais para que a antena irradie em polarização circular.

### 4.1 Características de Projeto da Antena

O objetivo deste trabalho é projetar uma rede de antenas 2x2 em tecnologia de microfitas, operando em banda S (2,26 GHz), para integração no protótipo do nanossatélite do projeto CONASAT na função de *downlink* do transponder de dados. Os requisitos para o projeto da antena e, posteriormente, para o projeto da rede 2x2 foram retirados do Documento de Requisitos Preliminares (DRP) do projeto CONASAT e estão dispostos na Tabela 4.

Tabela 4 – Principais características requisitadas para o projeto da antena.

Especificações	Valores
Frequência Central	2,26 GHz
Impedância de Entrada	50 $\Omega$
Largura de Banda	50 MHz
VSWR	10 dB
Polarização	RHCP
Ganho	6 dB
Ângulo de Abertura	85°

Fonte: (LIMA; JOTHA; BIONDI, 2011)

Levando em consideração os requisitos mínimos desejados e devido à necessidade de se obter uma polarização circular com maior pureza, optou-se por um método de alimentação por acoplamento por fendas eletromagnéticas. Tal projeto foi inteiramente baseado em (HECKLER et al., 2009), o qual apresenta o desenvolvimento de uma rede de antenas de banda estreita para navegação via satélite.

Apesar de ser mais difícil de se construir, esse tipo de alimentação proporciona maior isolamento entre a linha de alimentação e o elemento irradiador. Assim, diminui-se a interferência eletromagnética devido à irradiação espúria proveniente da alimentação,

de forma a aumentar a pureza de polarização e não degradar o diagrama de irradiação da antena. Esse tipo de alimentação é composto por dois materiais dielétricos, onde há um condutor alocado entre os materiais isolantes. Nas extremidades planas externas de cada dielétrico, há planos condutores ou planos de terra. Assim, o método de alimentação é do tipo *stripline*, onde a energia é acoplada sem contato elétrico através das aberturas feitas no plano de terra superior da *stripline*. Tipicamente, o material dielétrico que está acima da *stripline* possui uma constante dielétrica maior e espessura menor em relação ao substrato abaixo da *stripline* (BALANIS, 2005).

Para a realização deste trabalho, foram utilizados os laminados Rogers RO4003C e o RO4360G2 que apresentam constantes dielétricas efetivas mensuradas a partir do processo de validação descrito no capítulo 3 de 3,49 e 6,25, respectivamente (ROGERS CORP., b) (ROGERS CORP., a). A escolha desses materiais para o desenvolvimento deste projeto foi devido aos mesmos apresentarem maior robustez mecânica para este tipo de aplicação. Além disso, suas propriedades eletromagnéticas tendem a permanecer estáveis para grandes variações de temperaturas. Essas características são fundamentais para a operação da rede, já que a altura requisitada para operação do nanossatélite está situada na órbita terrestre baixa (*LEO - Low Earth Orbit*), entre 500 Km e 1000 Km de altitude, ou seja, orbitando na exosfera. Nessas altitudes a temperatura varia significativamente conforme a atividade solar, latitude e período do dia. Considerando a órbita em que o nanossatélite do projeto CONASAT deve orbitar, situada a 600 Km da Terra, a temperatura pode variar de 320 °C até cerca de 1000 °C (LIMA; JOTHA; BIONDI, 2011).

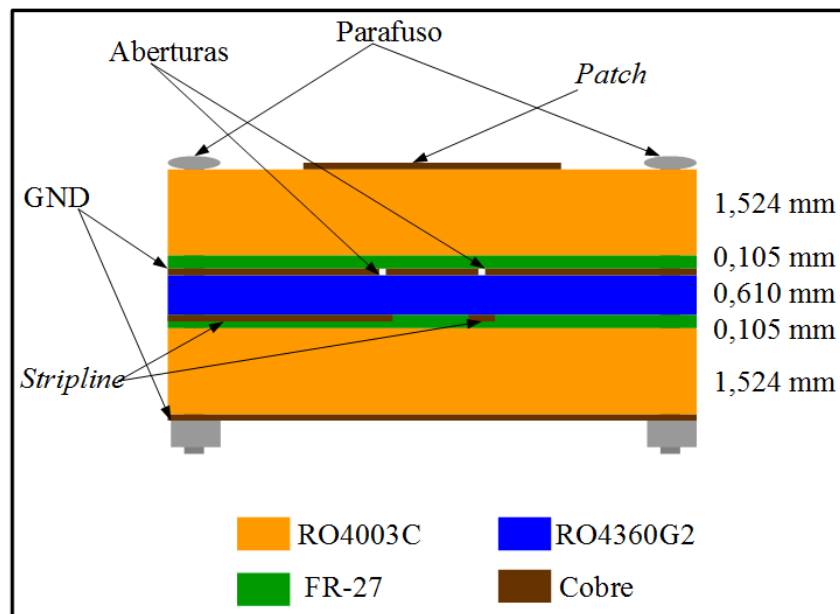
Optou-se por utilizar uma antena de *patch* quadrado pela simplicidade de projeto. Para unir toda essa estrutura, antena e alimentação, utilizaram-se parafusos e cola, com a finalidade de tornar a estrutura mais robusta e menos suscetível a esforços mecânicos. Além disso, para se estabelecer o modo *stripline* da linha de alimentação, deve-se garantir contato entre os planos de terra da estrutura de alimentação da antena. Assim, a utilização dos parafusos serve, também, como vias de contato entre esses planos de referência.

A cola utilizada foi a Taconic FR-27 que apresenta uma constante dielétrica de 2,75, tangente de perdas de 0,0014 e espessura de 0,105 mm (TACONIC, ). Na Figura 33, apresenta-se a estrutura da antena completa, vista sob um corte lateral e especificando as espessuras de cada material.

## 4.2 Projeto do Primeiro Protótipo da Antena em Banda S

Com a estrutura previamente definida, primeiramente projetaram-se as dimensões do *patch* quadrado utilizando o modelo da LT. Este método de análise é o modelo matemático mais simples, porém não apresenta um resultado satisfatório em relação aos outros métodos mais complexos. Entretanto, utilizou-se deste método, assim como no

Figura 33 – Estrutura e materiais constituintes da antena empilhados em um corte lateral.



projeto das antenas para validação dos  $\epsilon_r$ , para se obter um valor aproximado e inicial para o projeto de simulação no *software* de análise eletromagnética ANSYS HFSS. Assim, compilou-se uma rotina no *software* MATLAB a fim de calcular de forma mais eficiente o resultado. Também com o *software* ANSYS DESIGNER, utilizando a ferramenta *Estimate*, obtiveram-se as dimensões iniciais do *patch*. A Figura 34 (a) apresenta um esboço da antena sem a alimentação e vista de cima, apenas para ilustrar como a estrutura do *patch* é distribuída. Na Figura 34 (b), tem-se um corte lateral da estrutura. No próprio DESIGNER, com a mesma ferramenta para se obter as dimensões do *patch*, obteve-se a largura da seção de microfita apropriada para que em 2,26 GHz a linha de transmissão apresente  $50\Omega$  de impedância. Na Tabela 5, estão distribuídos os valores obtidos dos parâmetros geométricos do *patch* e da linha de alimentação. Na Figura 35, tem-se o modelo da antena simulada no HFSS. O tamanho da estrutura dielétrica da antena foi mensurado para utilizar o máximo possível do espaço existente para a inserção da rede na estrutura do nanossatélite do projeto CONASAT. A estrutura física do nanossatélite segue o padrão 8U, sendo um cubo com arestas de 200 mm (CARVALHO et al., ). Na Figura 36, tem-se um esboço da estrutura do nanossatélite, ilustrando a área útil para a alocação da rede em banda S. Assim, a estrutura da antena possui 80,8 mm x 80,8 mm de dimensão, ou conforme ilustrado na Figura 35,  $L_e = 80,8\text{mm}$ .

Tabela 5 – Dimensão do *patch* quadrado.

Método da Linha de Transmissão	Designer ( <i>Estimate</i> )	HFSS (ajustes)
35,6757 mm	34,38 mm	34,64 mm

Figura 34 – Esboço da antena independente da forma de alimentação em (a) vista superior e (b) corte lateral.

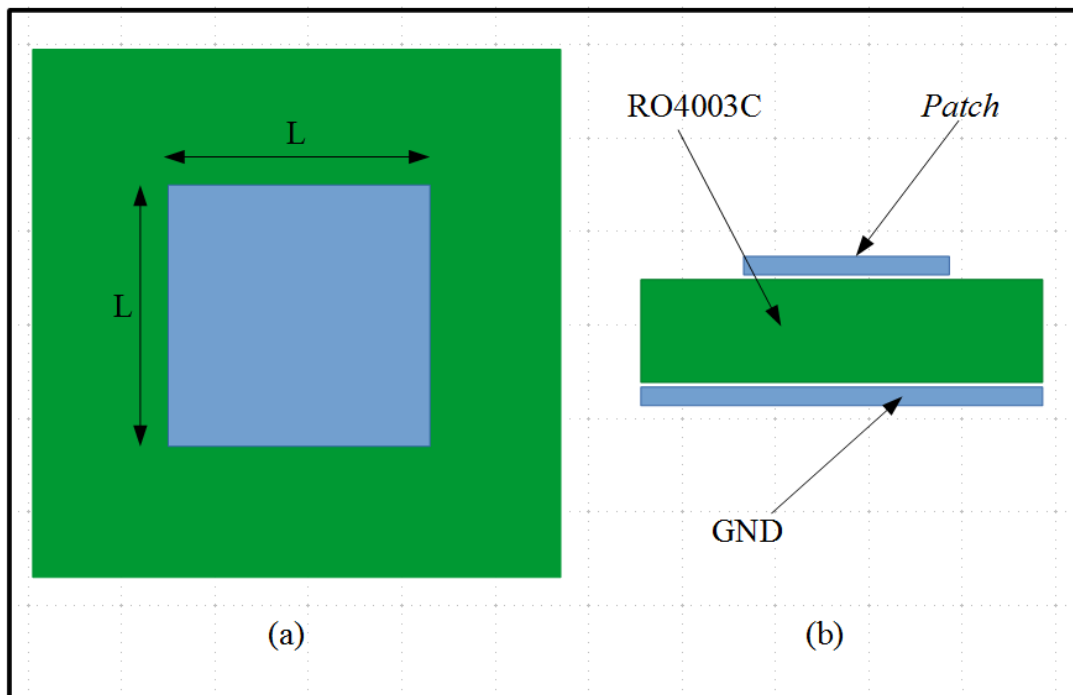
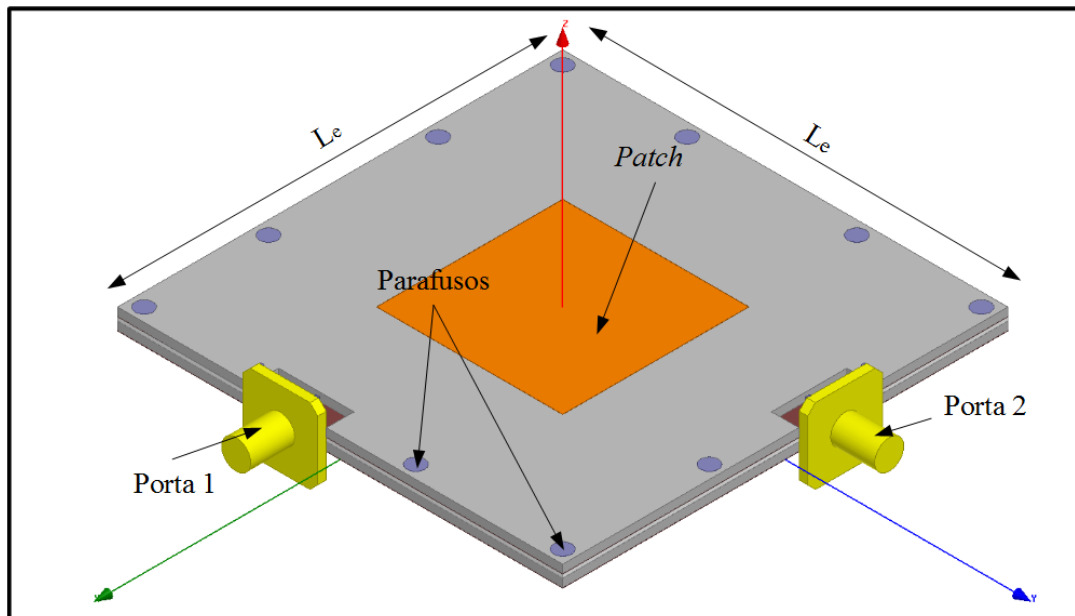


Figura 35 – Vista isométrica do modelo da antena no *software* ANSYS HFSS .

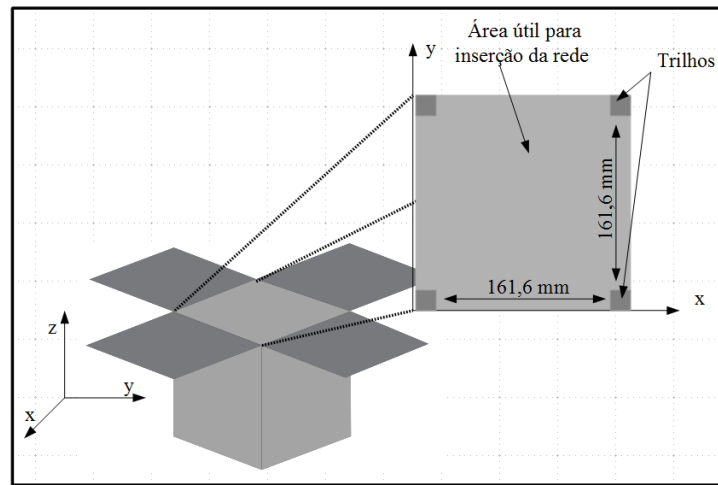


#### 4.2.1 Casamento de Impedância

Para que haja a máxima transferência de potência da fonte para a antena, utilizam-se técnicas de casamento de impedância. Além disso, visa-se à redução de erros de amplitude e fase do sinal recebido ou transmitido pela antena, devido à melhora na relação sinal/ruído do sistema. A técnica empregada para casar a impedância da antena em  $50 \Omega$  foi a de toco duplo em aberto. O primeiro toco, visto da porta em direção à fenda de irradiação, insere



Figura 36 – Esboço da estrutura do nanossatélite do projeto CONASAT considerando o espaço útil para alocar a rede de antenas em banda S para *downlink* do transponder.



Fonte: (VIEIRA; HECKLER, 2016b)

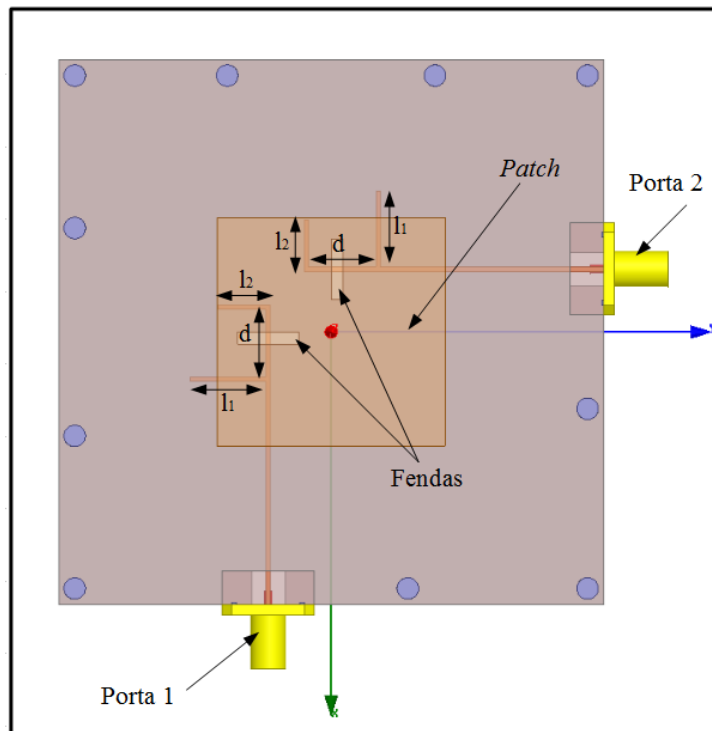
uma susceptância paralela na entrada da antena, enquanto o outro toco atua como uma reatância em série. Assim, considerando  $d$  na Figura 37 constante, realiza-se o casamento de impedâncias variando-se somente o comprimento dos tocos. Adicionalmente, as dimensões das fendas eletromagnéticas devem ser consideradas no projeto da antena, uma vez que seu tamanho é um compromisso entre largura de banda e excitação de ondas de superfície no substrato, que podem degradar o diagrama de irradiação e a eficiência de irradiação da antena (HECKLER et al., 2009) (HECKLER et al., 2012).

Por meio de simulações no *software* ANSYS HFSS, chegou-se aos valores dos parâmetros do sistema alimentador ilustrado na Figura 37 e que estão apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 – Dimensões finais obtidas experimentalmente no software ANSYS HFSS.

Especificações	Valores
Distância entre tocos ( $d$ )	10,66 mm
Comprimento toco 1 ( $l_1$ )	11,20 mm
Comprimento toco 1 ( $l_2$ )	6,60
Largura das <i>striplines</i> ( $W$ )	0,66 mm
Comprimento das aberturas de irradiação	9,00 mm
Largura das aberturas de irradiação	1,80 mm
Tamanho do <i>patch</i>	34,64 mm

Figura 37 – Vista superior da antena com as linhas de alimentação apresentando os tocos para o casamento de impedância.



#### 4.2.2 Resultados da Simulação da Antena

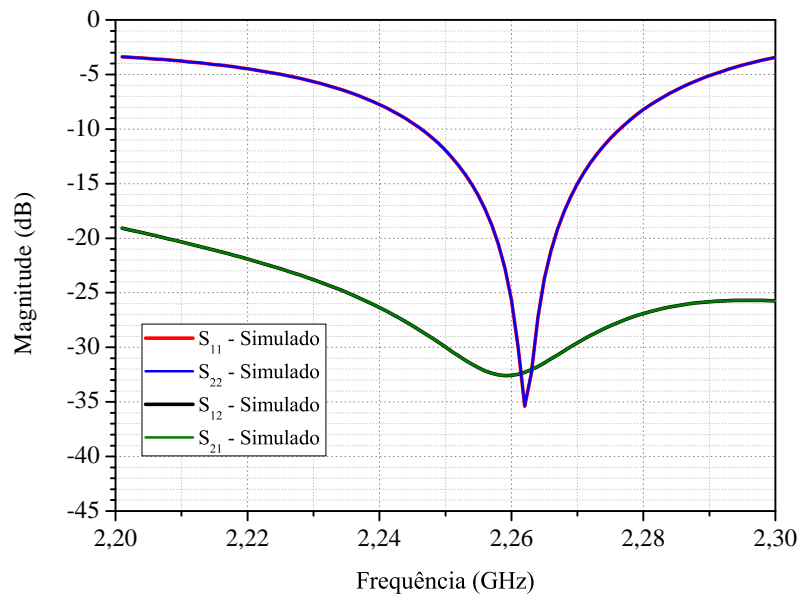
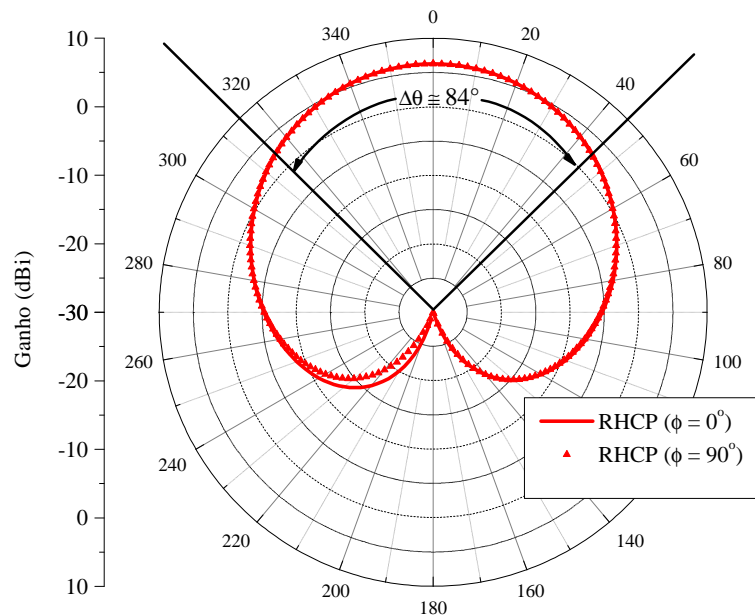
Com a estrutura da antena projetada e devidamente otimizada, obtiveram-se as curvas simuladas dos parâmetros  $S$ . O parâmetro  $S_{11}$  representa o quanto da tensão excitada na porta 1 é refletida, por exemplo, quando a porta 2 está conectada a uma carga de  $50 \Omega$ . Já o parâmetro  $S_{12}$ , indicará a isolamento entre as portas, ou seja, a parcela da tensão que incide na porta 2 e que será transmitida à porta 1 (POZAR, 2009).

Nota-se no gráfico da Figura 38 que a isolamento entre as portas representada pelo parâmetro  $S_{12}$  e/ou  $S_{21}$  está em torno de  $-32,69$  dB e o coeficiente de reflexão descrito pelos parâmetros  $S_{11}$  e/ou  $S_{22}$  em torno de  $-42,46$  dB. Isto para ambos os parâmetros na frequência de ressonância da antena. Nota-se que a melhor isolamento entre as portas 1 e 2 se encontra em  $2,261$  GHz, muito próximo da frequência de operação desejada.

Na Figura 40, apresenta-se o ganho da antena. Considerando-se uma queda de 3 dB na intensidade de potência irradiada, mediu-se o ângulo de abertura da mesma que ficou em torno de  $84^\circ$ , aproximadamente, muito próximo do requisitado na Tabela 4. Já o ganho da antena foi satisfatório, alcançando  $6,26$  dBi em seu ponto máximo. Além disso, assumindo-se como critério de largura de banda eficaz a queda de 3 dB no ganho em função da frequência, tem-se uma largura de banda maior que 80 MHz, como pode é mostrado na Figura 39.

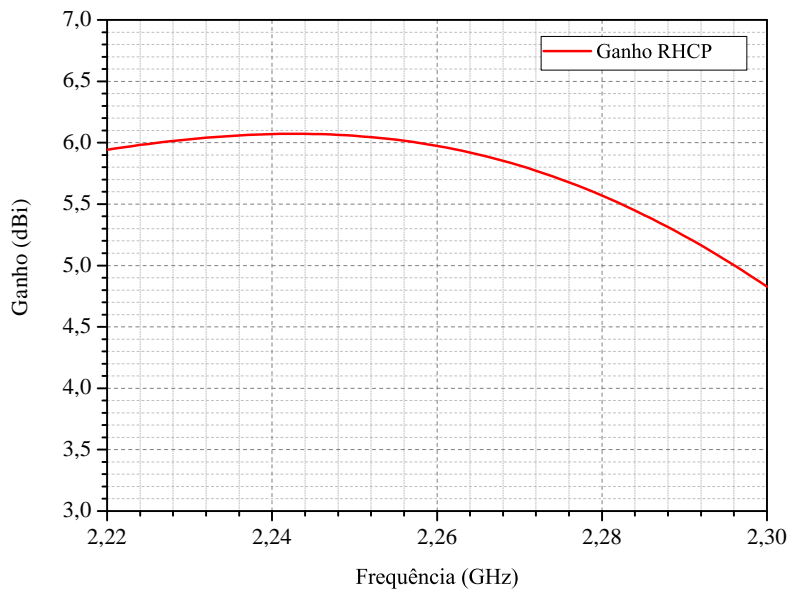
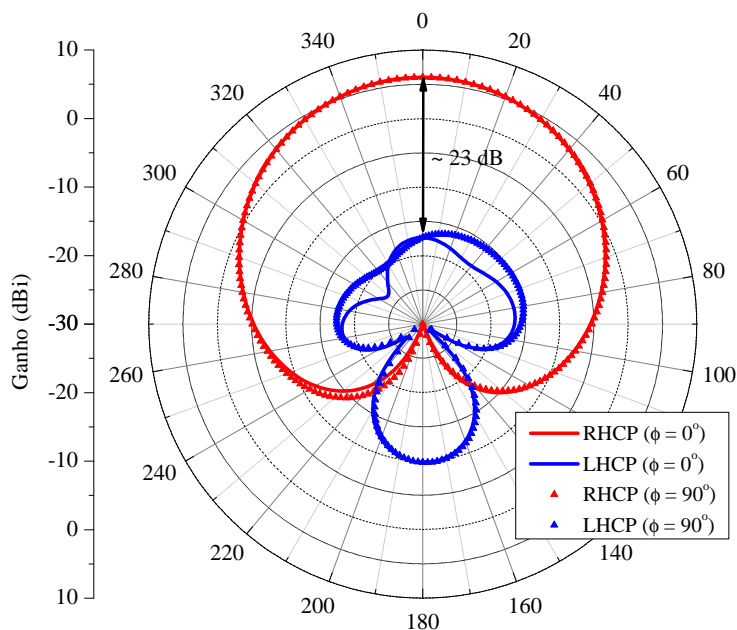
Inserindo uma defasagem de  $90^\circ$  entre as correntes excitadas nas portas de alimen-

Figura 38 – Parâmetros S simulado no software ANSYS HFSS

Figura 39 – Ganho RHCP da antena em dois cortes em elevação, variando  $\theta$  de 0 à 360°. Considera-se o ângulo de meia potência como o ponto onde o ganho decai 3 dB.

tação, a fim de simular o ganho RHCP e LHCP (componentes de polarização circular), obteve-se um bom comportamento, em termos de polarização, pois a componente LHCP está com seu máximo ganho abaixo de, aproximadamente, 23 dB do máximo de RHCP, como pode ser visto na Figura 41. Portanto, a antena apresenta uma boa rejeição à polarização cruzada.

Figura 40 – Ganho RHCP da antena em função da frequência.

Figura 41 – Ganhos RHCP e LHCP da antena em dois cortes em elevação, variando  $\theta$  de 0 à 360°.

Pode-se mensurar a pureza de polarização pela razão axial. Na Figura 42, tem-se o traçado da razão axial em função da frequência. Nota-se que a antena apresenta uma boa razão axial para valores práticos em uma faixa larga de frequências. Além disso, na frequência de interesse 2,26 GHz, está ligeiramente abaixo de 1,1 dB. Isto representa que a magnitude da menor componente de campo que constitui a onda circularmente polarizada é igual a aproximadamente 87,4 % da maior. Além disso, na Figura 43, mostra-

se a razão axial em função do ângulo de elevação  $\theta$ . Nota-se que para uma abertura de aproximadamente  $130^\circ$ , a razão axial se mantém abaixo de 3 dB. Portanto, garante-se que a elipse de polarização esteja condizente dentro dessa largura de feixe.

Figura 42 – Razão axial em dB da antena na direção de máximo ganho.

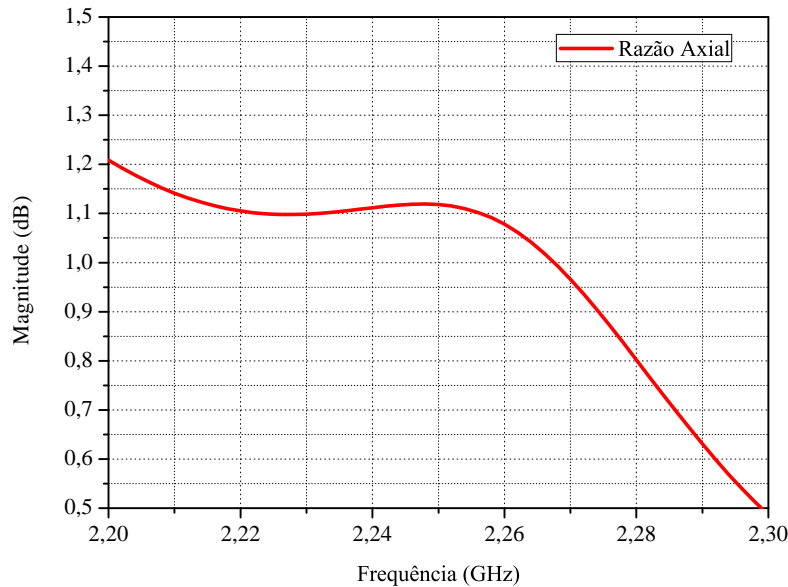
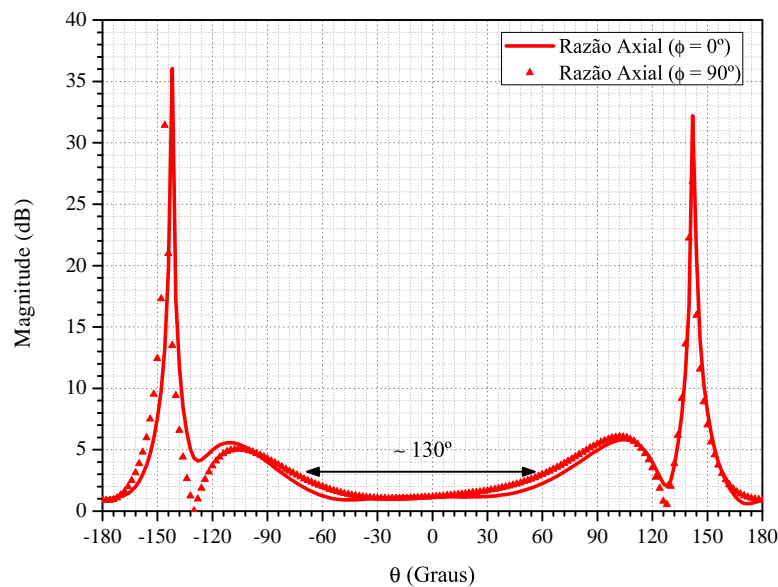


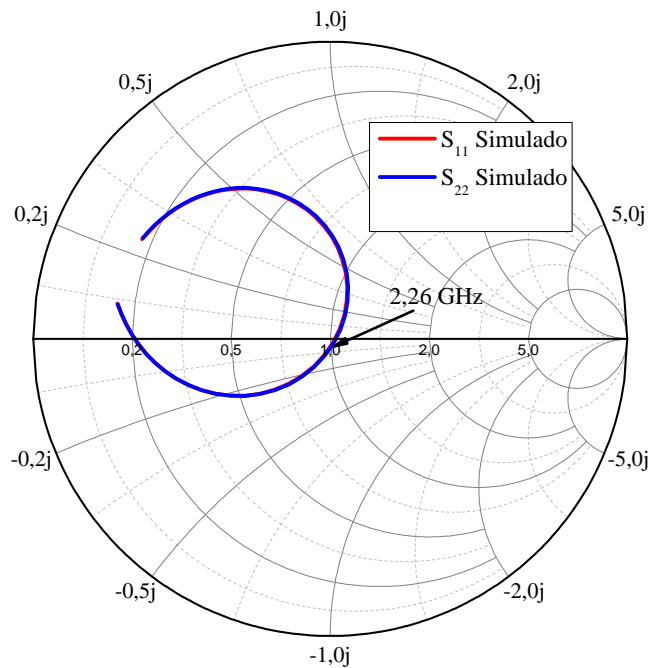
Figura 43 – Razão axial em dB do primeiro protótipo da antena em banda S em relação à  $\theta$  em dois cortes em elevação  $\phi = 0^\circ$  e  $\phi = 90^\circ$ .



O casamento de impedância mostrou-se eficiente, pois, como pode ser visto na Figura 44, que mostra o parâmetro  $S_{11}$  na carta de Smith, a antena está casada em 50

$\Omega$ , já que a frequência de ressonância se encontra no ponto mais próximo do centro da carta. Em termos quantitativos, em 2,26 GHz a impedância vista na entrada da linha de alimentação está em  $51,18 - 1,3715j\Omega$ .

Figura 44 – Parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{22}$  na carta de Smith.



### 4.2.3 Construção e Medição do Primeiro Protótipo

Após a realização do projeto e simulação da antena no software ANSYS HFSS, construiu-se um primeiro protótipo sem o acoplador híbrido de  $90^\circ$ . Na Figura 45, mostra-se a antena construída em vista superior e lateral.

Utilizando um analisador de redes, pôde-se medir os parâmetros S da antena construída. Assim, como pode ser visto na Figura 46, o resultado dessa medição mostrou que houve um desvio em frequência dos parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{22}$ , comparando-as com as curvas simuladas. Nota-se que o ponto onde há a menor reflexão, indicada pelos parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{22}$ , encontram-se em, aproximadamente, 2,274 GHz e 2,281 GHz, respectivamente. Portanto, houve um desvio em frequência de 14 MHz no parâmetro  $S_{11}$  e 21 MHz considerando o parâmetro  $S_{22}$ . Também, houve degradação dos mesmos parâmetros considerando o ponto de menor reflexão, pois, na simulação, em 2,26 GHz, os valores mínimos dos parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{22}$  foram -42,46 dB, aproximadamente. Já na medição do protótipo, o parâmetro  $S_{11}$  apresenta valor mínimo de -17,5 dB em 2,274 GHz e o parâmetro  $S_{22}$  -17 dB em 2,281 GHz. Apesar disso, o comportamento das curvas de  $S_{12}$  e  $S_{21}$  estão em um nível satisfatório.

Figura 45 – Antena construída em vista superior e lateral.

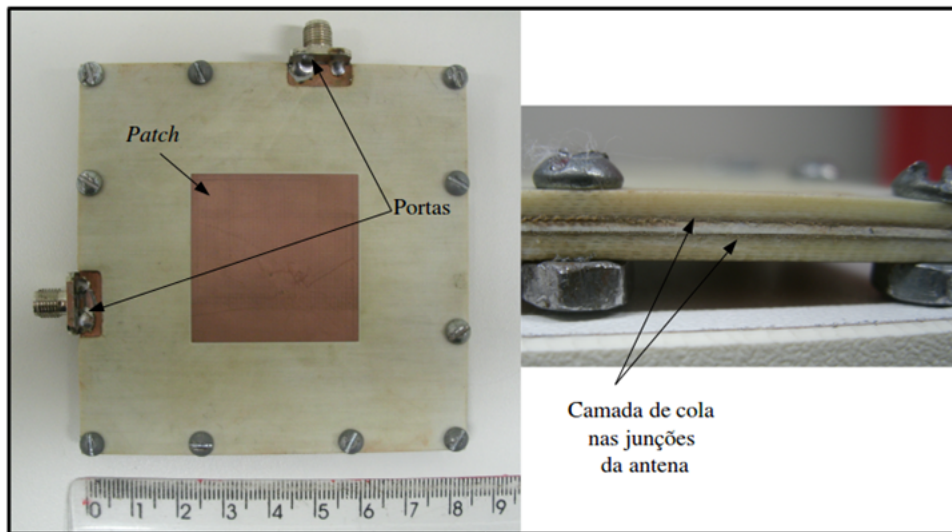
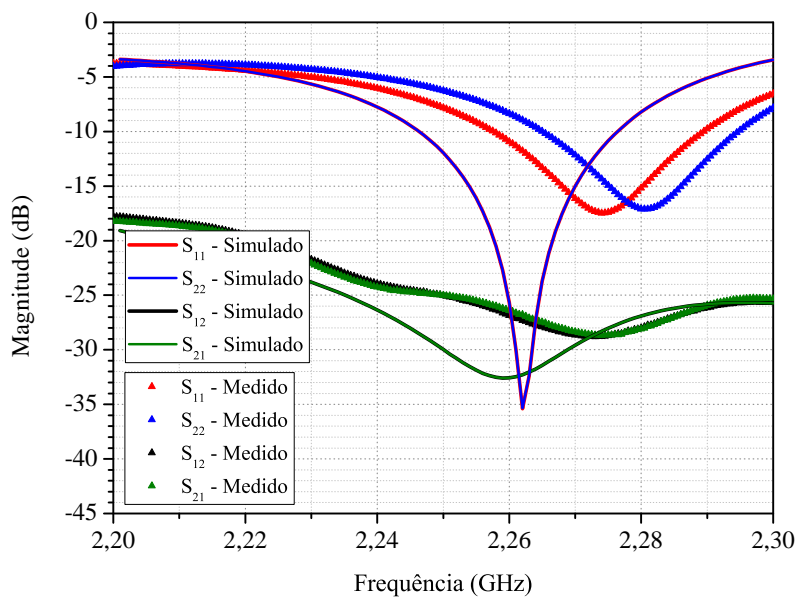
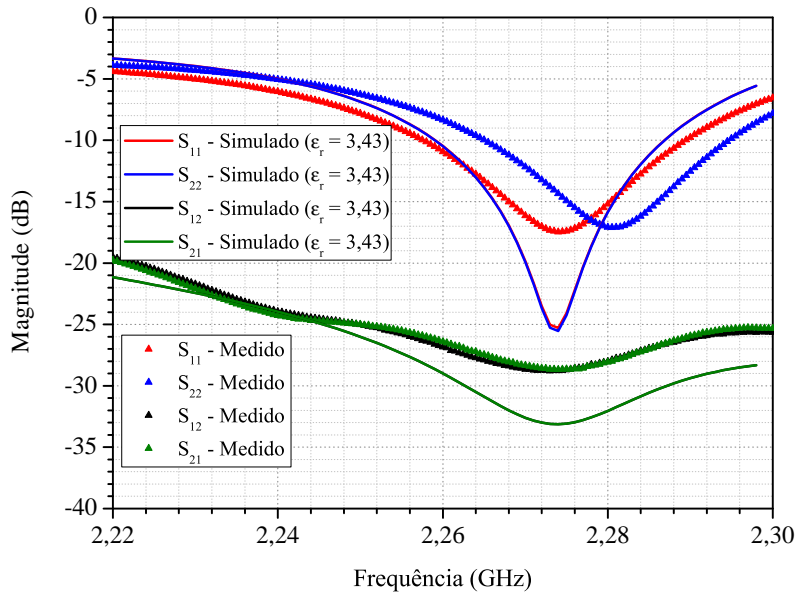


Figura 46 – Parâmetros S medidos e simulados do primeiro protótipo da antena em banda S com alimentação por fendas e sem o acoplador híbrido de 90°.



Devido ao deslocamento em frequência e a degradação dos parâmetros S, buscou-se simular o comportamento das curvas medidas da antena. Para isso, fez-se um estudo paramétrico da constante dielétrica do material Rogers RO4003C. Assim, pode-se encontrar, novamente, um novo valor de projeto para a constante dielétrica deste material. Na Figura 47, mostram-se os parâmetros S medidos e simulados considerando o valor de 3,43 para a constante dielétrica do laminado em análise.

Figura 47 – Parâmetros S medidos e simulados considerando o novo valor de  $\epsilon_r$  do laminado Rogers RO4003C.



### 4.3 Projeto do Segundo Protótipo da Antena em Banda S

Sabe-se que para uma antena de microfita irradiar em polarização circular há a necessidade de excitação de dois modos ortogonais (GARG, 2001). Assim, neste projeto, utilizaram-se dois pontos de alimentação para gerar a polarização circular. Deve-se, portanto, projetar um sistema de alimentação que proporcione a defasagem entre os campos nestes dois pontos de alimentação. Até então, as defasagem das correntes nas portas de alimentação da antena foram impostas via *software* ANSYS HFSS. Portanto, o sistema de alimentação para o segundo protótipo é obtido inserindo-se um acoplador híbrido de  $90^\circ$  à estrutura de alimentação da antena. Este acoplador será responsável por forçar a defasagem entre os campos excitados junto à antena. Portanto, nesta seção, discorrer-se-á sobre o projeto do acoplador híbrido de  $90^\circ$  e sua inserção na estrutura de alimentação da antena. Salienta-se que, a partir deste projeto, as simulações foram realizadas considerando-se o valor do  $\epsilon_r$  do laminado Rogers RO4003C igual a 3,43, valor, este, que melhor aproximou as curvas dos parâmetros S medidos do protótipo descrito na seção anterior.

#### 4.3.1 Projeto do Acoplador Híbrido de $90^\circ$

O acoplador híbrido de  $90^\circ$  é um acoplador direcional de 3 dB que possui quatro portas, uma de entrada e três de saídas, que impõe uma diferença de fase de  $90^\circ$  entre as saídas. As portas de saída serão as que se encontrarem do lado oposto à porta alimentada. A porta que está do mesmo lado da porta alimentada estará isolada (POZAR, 2009). Esse



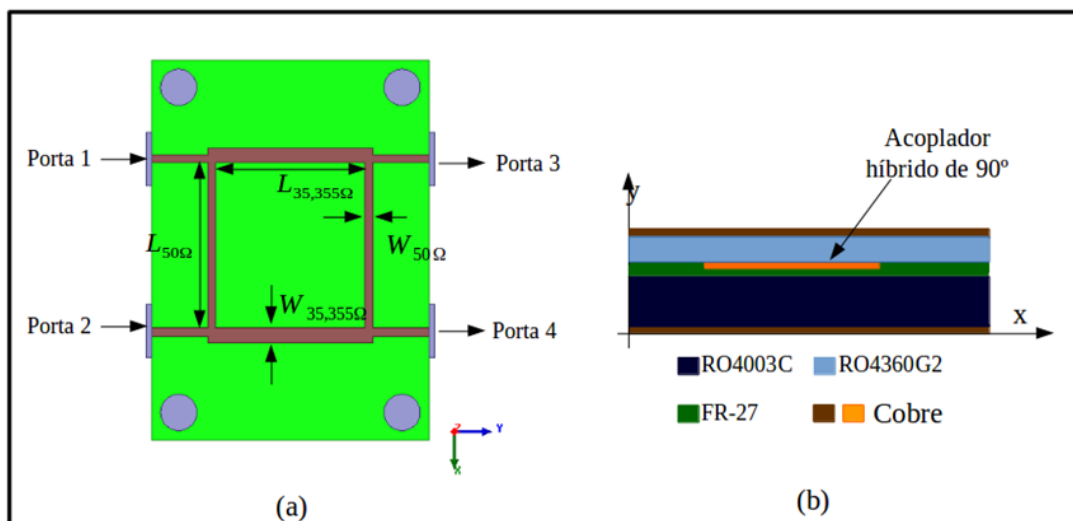
dispositivo é intrínseco para o correto funcionamento da antena, pois é ele quem forçará a polarização a ser circular, já que, para isto, os campos devem estar defasados em  $90^\circ$ .

O projeto do acoplador híbrido de  $90^\circ$  foi realizado no *software* ANSYS HFSS e, posteriormente, acoplado ao projeto da antena previamente ajustada no mesmo *software*. A Figura 48 apresenta o modelo de simulação no ANSYS HFSS. A porta 1 é a entrada do acoplador híbrido de  $90^\circ$ , a porta 2 está isolada e as portas 3 e 4 são as saídas. Suas dimensões iniciais foram obtidas com o auxílio da ferramenta *Estimate* do *software* DESIGNER e são listadas na Tabela 7.

Tabela 7 – Dimensões do acoplador híbrido de  $90^\circ$  simulado no ANSYS HFSS.

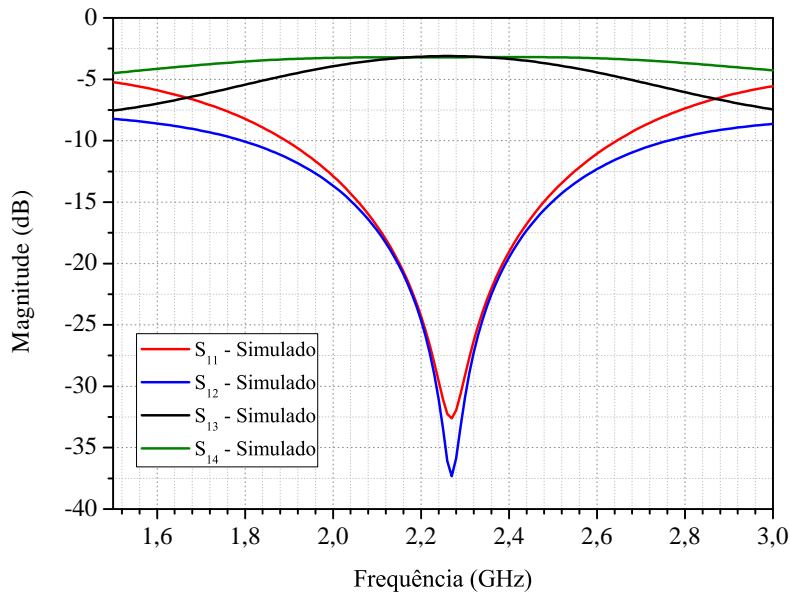
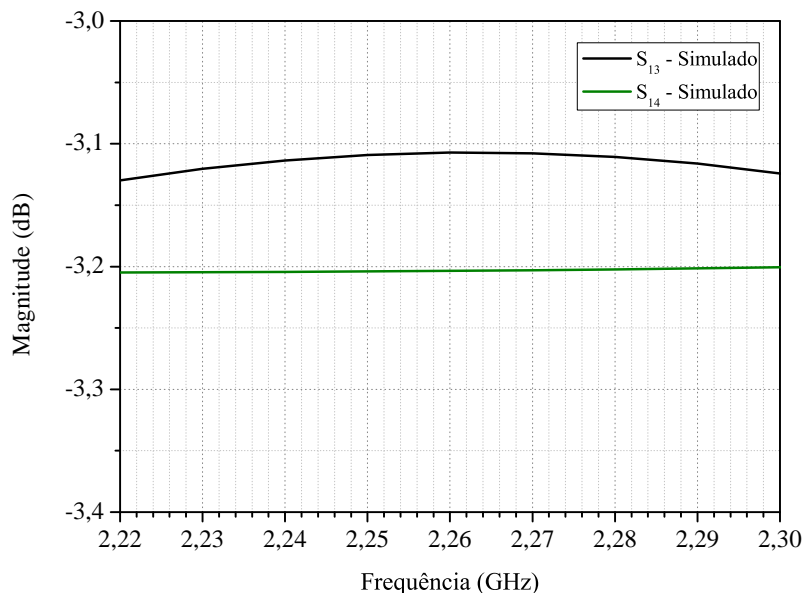
Parâmetros	Medidas
$L_{50\Omega}$	14,6220 mm
$L_{35,355\Omega}$	14,5400 mm
$W_{50\Omega}$	0,6692 mm
$W_{35,355\Omega}$	1,3000 mm

Figura 48 – Modelo do acoplador híbrido de  $90^\circ$  simulado no software ANSYS HFSS (a) e a disposição dos materiais (b) simulados no mesmo.



A Figura 49 apresenta os parâmetros S simulados. Nota-se que, em 2,26 GHz, as saídas do acoplador apresentam a melhor distribuição da tensão excitada na entrada por apresentar o mesmo nível ou níveis muito próximos em dB. A Figura 50 apresenta uma ampliação dos parâmetros S em interesse. Nota-se que, apesar do nível de potência não ser exatamente igual nas saídas, a diferença é menor que 0,1 dB. A diferença de fase entre as portas de saída é mostrada na Figura 51 e está próxima aos  $90^\circ$  desejados.

Figura 49 – Parâmetros S do acoplador híbrido de 90° simulados no ANSYS HFSS.

Figura 50 – Curvas de S<sub>13</sub> e S<sub>14</sub> do acoplador híbrido de 90° mostrando o ponto de melhor distribuição da tensão na saída do acoplador.

### 4.3.2 Resultados da Simulação da Antena

Após concluído o projeto do acoplador híbrido de 90°, este foi integrado à estrutura da antena no modelo de simulação no software ANSYS HFSS, como pode ser visto na Figura 52. O que regirá a banda de operação eficaz será a curva de S<sub>21</sub> e/ou S<sub>12</sub>.

Com a adição do acoplador híbrido à estrutura, muda-se a análise sobre os parâ-

Figura 51 – Fase da tensão de saída nas portas 1 e 3 em relação à tensão incidente na porta 1.

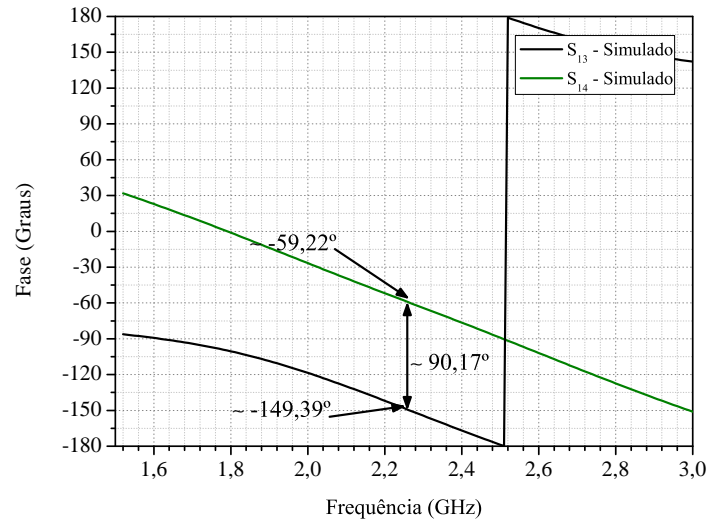
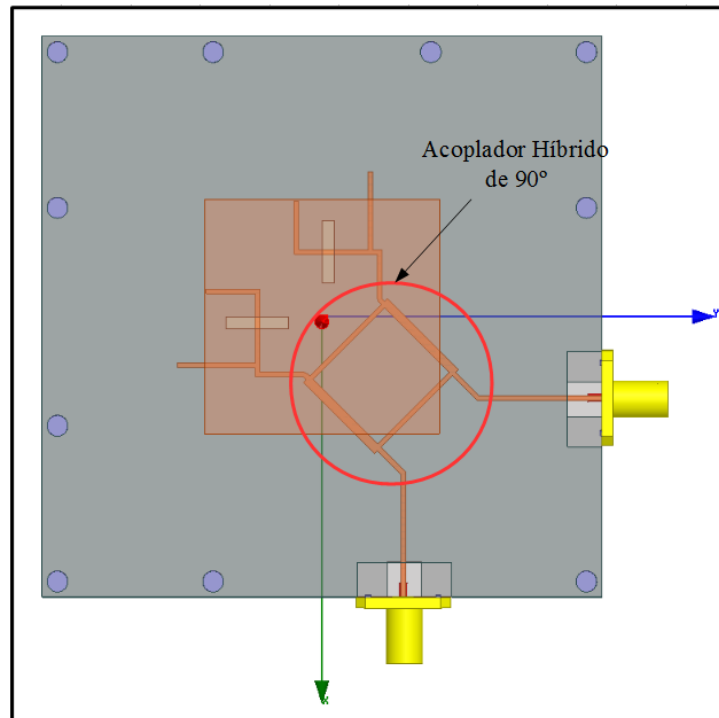


Figura 52 – Estrutura de alimentação da antena com o acoplador híbrido de  $90^\circ$  no *software* ANSYS HFSS .

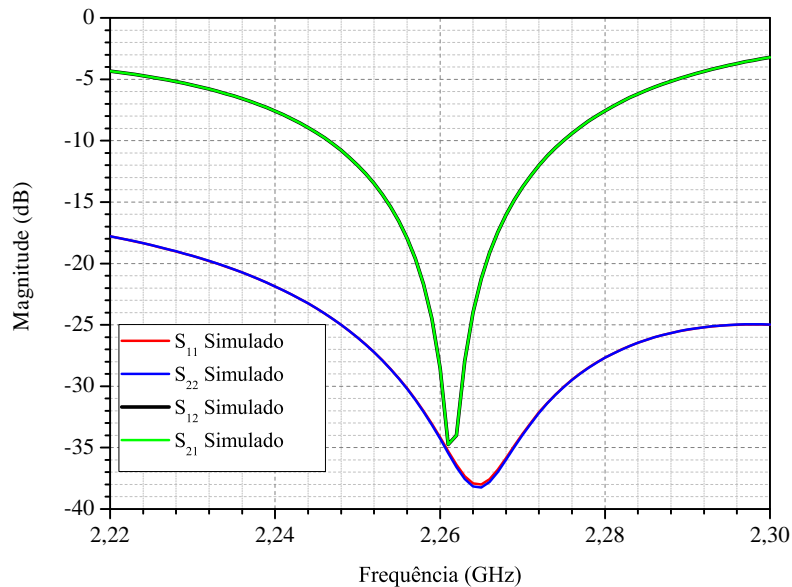


mentos  $S$ , ou seja, a isolação entre as portas apresenta um comportamento parecido com o comportamento dos parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{22}$  no caso da estrutura sem o acoplador híbrido. Portanto, considerando ondas de tensão incidentes na porta 1 da antena, por exemplo, a potência refletida nos pontos de alimentação da antena será fortemente acoplada à porta 2.

Na Figura 53, apresentam-se os parâmetros  $S$  simulados da antena com o acoplador

híbrido de  $90^\circ$ . A melhor isolamento entre as portas de alimentação da antena se encontra muito próximo de 2,26 GHz. Em 2,26 GHz a isolamento está ligeiramente abaixo de -30 dB, ou seja, em 2,26 GHz, aproximadamente 0,01 % da potência de uma onda que incide em uma porta irá acoplar à porta adjacente.

Figura 53 – Parâmetros S da antena com o acoplador híbrido de  $90^\circ$ .



As curvas simuladas dos ganhos RHCP e LHCP estão disposta na Figura 54. Na direção de máximo ganho RHCP, tem-se 5,97 dBi e a rejeição à polarização cruzada se manteve no mesmo nível anterior à integração do acoplador híbrido, próximo a 23 dB. Em consequência disto, a razão axial na direção de máximo ganho também se manteve baixa para uma faixa larga de frequências, apresentando, em 2,26 GHz, valor de aproximadamente 1,2 dB, ou seja, a magnitude da menor componente de campo que constitui a onda circularmente polarizada é igual a aproximadamente 87 % da maior.

Na Figura 56 mostra-se o ganho RHCP em função da frequência. Assim como na análise do protótipo anterior, considerando uma queda de 3 dB no ganho, a largura de banda eficaz é maior que 80 MHz.

Considerando a razão axial em função do ângulo de elevação, como pode ser visto na Figura 57, a razão axial se manteve abaixo de 3 dB considerando uma abertura de  $130^\circ$ , resultado idêntico ao obtido nas simulações do primeiro protótipo.

### 4.3.3 Construção e Medição do Segundo Protótipo

O protótipo da antena em banda S com o acoplador híbrido de  $90^\circ$  integrado à sua estrutura é mostrado na Figura 58. Após a sua construção, realizou-se, primeiramente,

Figura 54 – Ganhos RHCP e LHCP da antena com o acoplador híbrido de  $90^\circ$  em dois cortes em elevação, variando  $\theta$  de  $0$  à  $360^\circ$ .

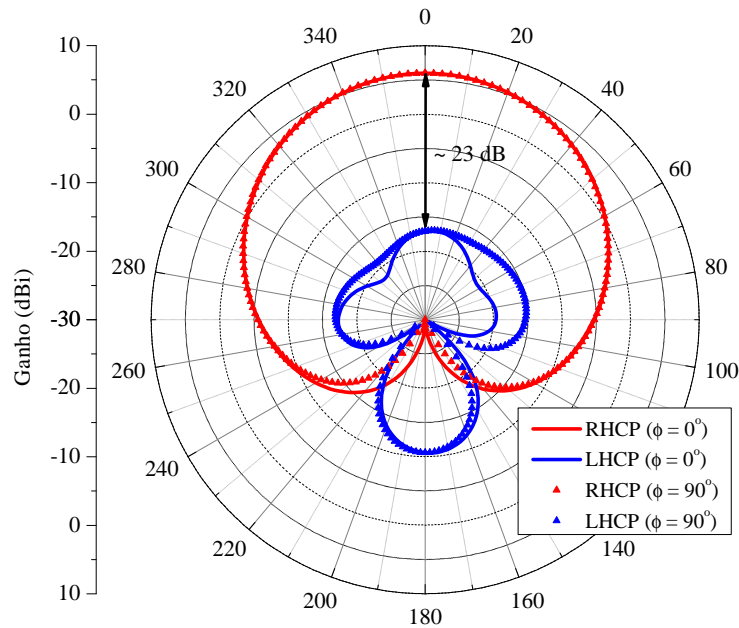
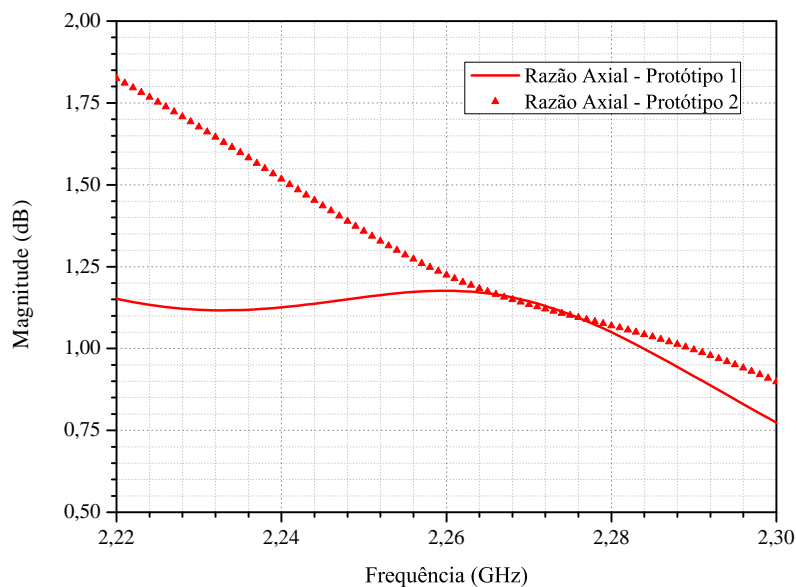
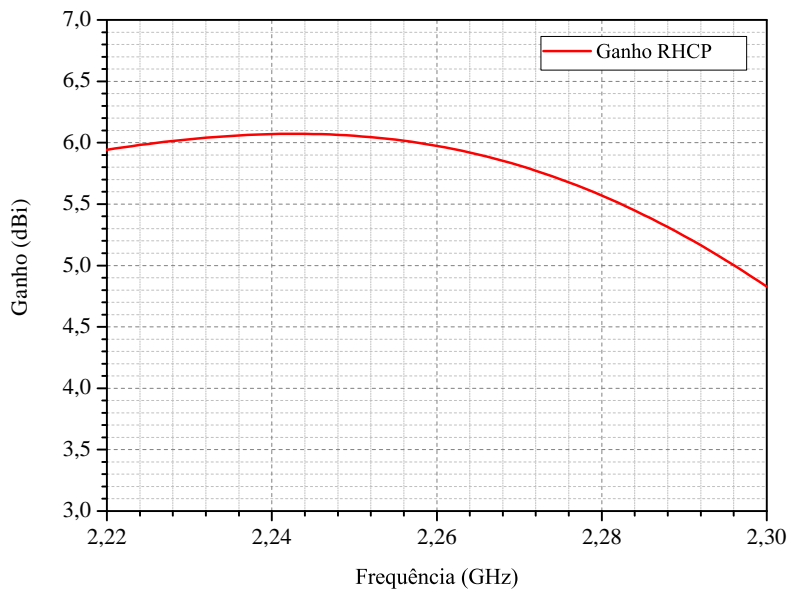
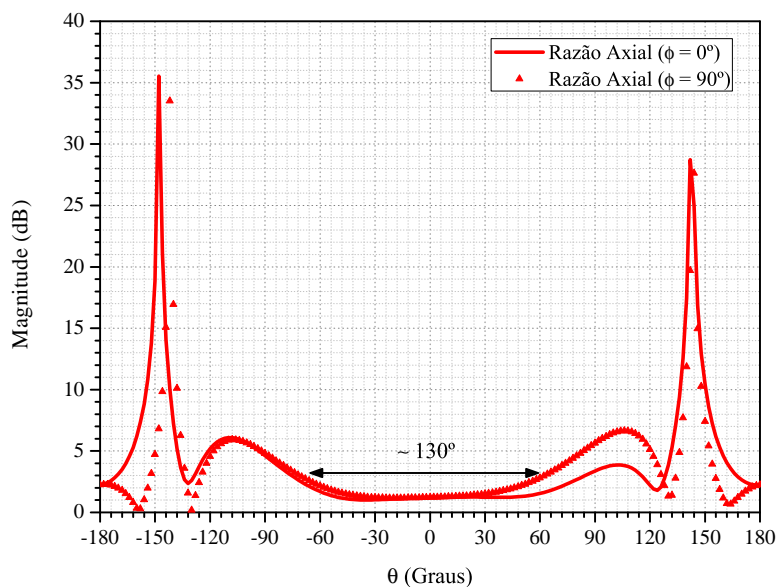


Figura 55 – Razão axial na direção de máximo ganho simulada da antena com e sem acoplador híbrido de  $90^\circ$ .



a medição de seus parâmetros S utilizando um analisador de redes. O resultado desta medição é mostrado na Figura 59, comparado aos parâmetros S simulados. Nota-se que os parâmetros S medidos apresentaram uma degradação de ordem elevada, cerca de 10 dB, considerando os parâmetros de reflexão  $S_{11}$  e  $S_{22}$ . Além disso, os parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{22}$  apresentam uma assimetria, dado que o parâmetro  $S_{11}$  sofreu um deslocamento

Figura 56 – Ganhos RHCP em função da frequência.

Figura 57 – Razão axial em dB da antena do primeiro protótipo da antena em banda S em relação à  $\theta$  em dois cortes em elevação  $\phi = 0^\circ$  e  $\phi = 90^\circ$ .

em frequência e uma degradação maior que o parâmetro  $S_{22}$ . Diversas simulações foram realizadas visando reproduzir erros na construção do protótipo, no entanto, nenhum resultado foi eficaz ao ponto de simularem as curvas medidas.

Após realizada a medição dos parâmetros S, mediram-se os diagramas de irradiação da mesma em um medidor de campo próximo (*Near Field Scanner - NFS*). A Figura

Figura 58 – Segundo protótipo construído da antena em banda S.

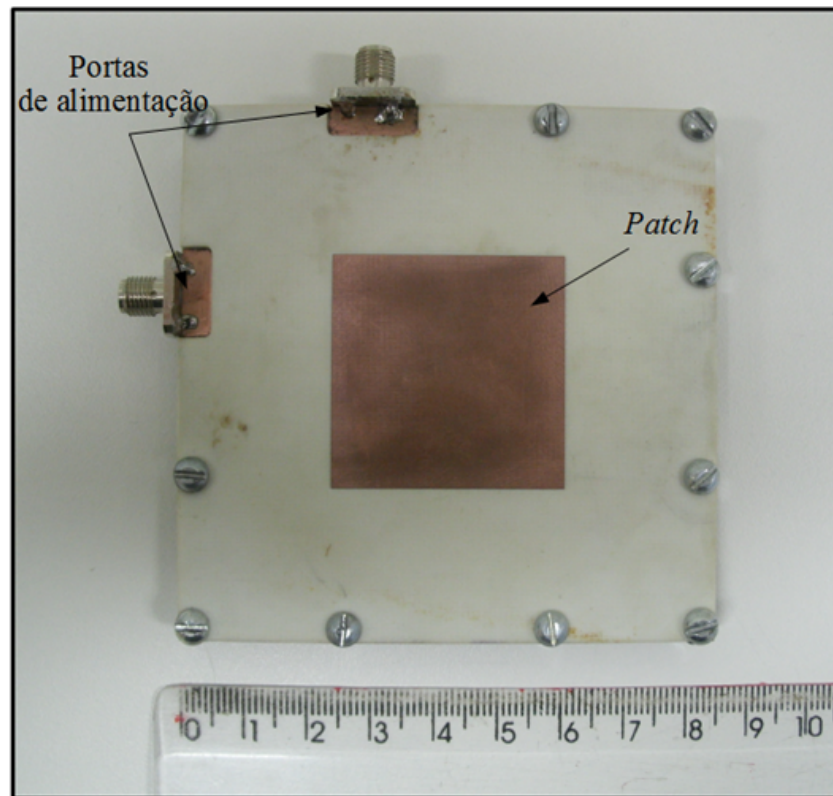
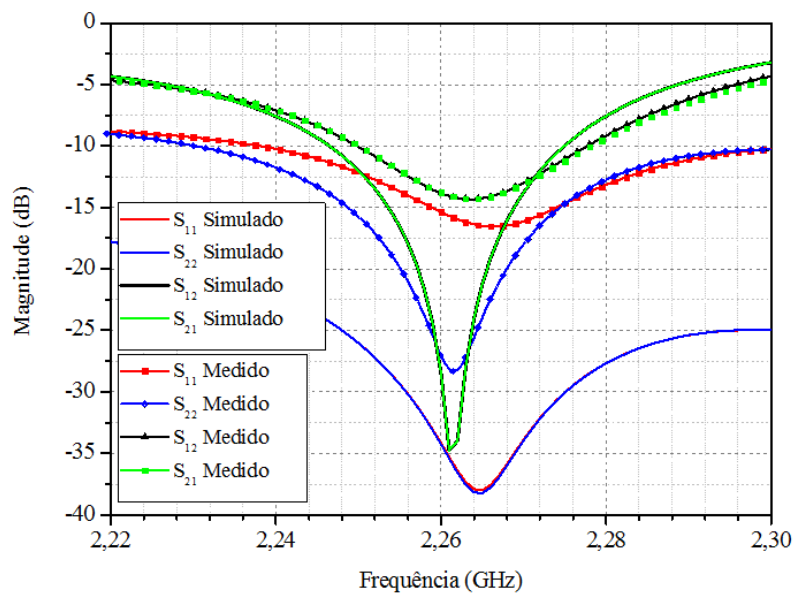


Figura 59 – Parâmetros S medidos e simulados da antena em banda S com alimentação por fendas e com o acoplador híbrido de 90°.



60 mostra a antena instalada na da câmara semi-aneecóica do NFS. Os resultados desta medição são apresentados nas Figura 61 e Figura 62. Cada gráfico apresenta a comparação entre os diagramas de irradiação normalizados medidos e simulados considerando dois

cortes em elevação,  $\phi = 0^\circ$  e  $\phi = 90^\circ$ . Nota-se que as formas dos diagramas de irradiação apresentados para a polarização principal simulados e medidos estão bastante semelhantes. Entretanto, houve um aumento no ganho LHCP, o que acarreta em uma piora na rejeição à polarização cruzada e, conseqüentemente, leva à degradação da razão axial. Esta piora deve-se ao baixo nível de acurácia obtido com os parâmetros S deste protótipo. A causa disto é atribuída à prováveis problemas na construção do protótipo, principalmente ao processo de colagem das camadas, no qual a antena é prensada e levada a um forno programado para elevar a temperatura ao longo do tempo.

Figura 60 – Medição dos diagramas de irradiação do segundo protótipo.



Figura 61 – Ganhos RHCP e LHCP medidos e simulados no plano  $\phi = 0^\circ$ .

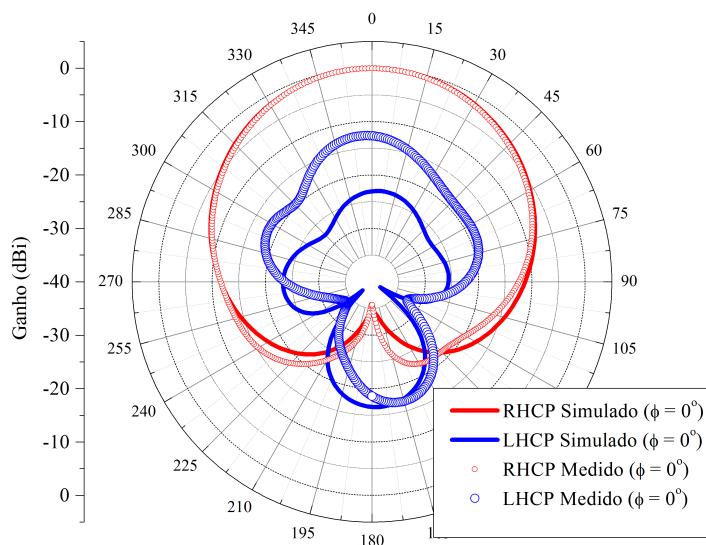
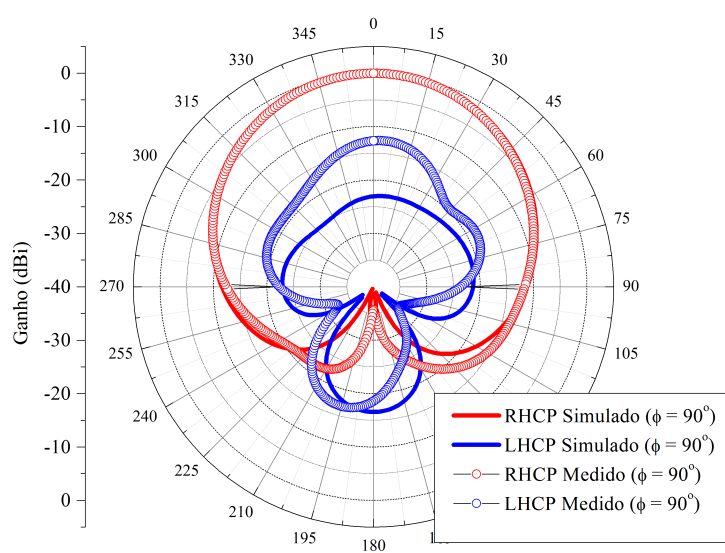




Figura 62 – Ganhos RHCP e LHCP medidos e simulados no plano  $\phi = 90^\circ$ .



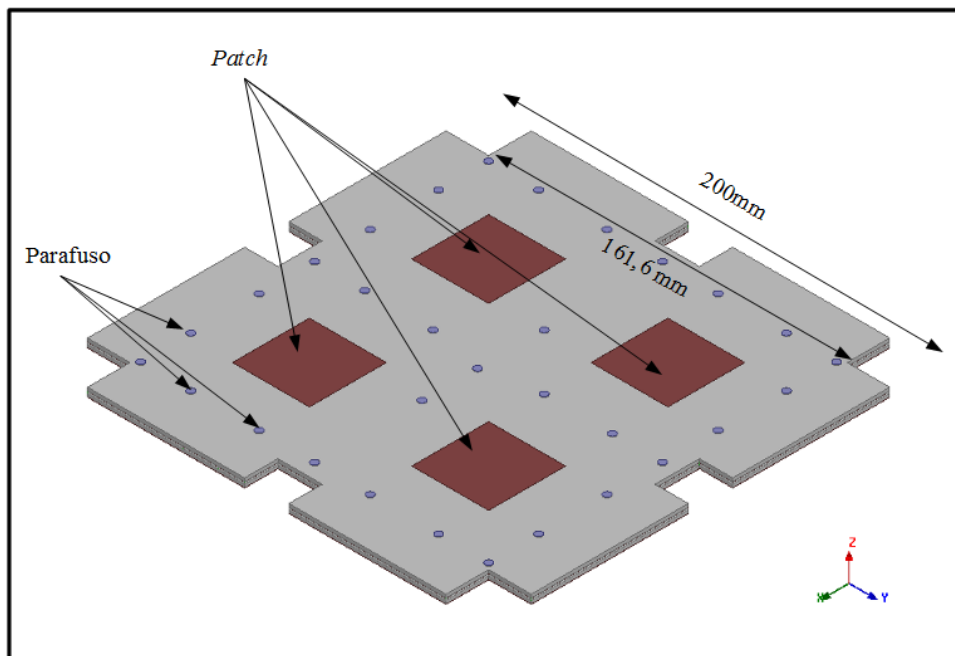
## 5 Rede de Antenas 2x2 em Banda S

Nesta seção, descreve-se o projeto e a construção de uma rede de antenas 2x2 em banda S. Para o desenvolvimento deste projeto, utilizou-se o projeto do segundo protótipo descrito na seção anterior como elemento simples da rede.

### 5.1 Estrutura da Rede de Antenas

Como comentado, anteriormente, o tamanho da estrutura dielétrica da antena e, conseqüentemente, da estrutura da rede foram especificadas seguindo as dimensões do nanossatélite, o qual segue o padrão 8U, sendo um cubo com arestas de 200 mm. Portanto, os modelos de simulação da rede 2x2, o projeto do sistema alimentador da rede e a inserção do alimentador na estrutura da rede foram realizadas sob o molde especificado para se encaixar na estrutura do nanossatélite. Tal molde é mostrado na Figura 63 como modelo de simulação no ANSYS HFSS da rede 2x2 sob uma vista isométrica.

Figura 63 – Modelo de simulação da rede 2x2 no ANSYS HFSS sob uma vista isométrica identificando suas dimensões.



Nota-se, ainda na Figura 63, que há recortes nos cantos e nos centros das bordas do modelo da rede. Esses recortes foram feitos, respectivamente, com o intuito de acomodar os trilhos de lançamento do nanossatélite e os conectores das antenas que compõem a rede de antenas de *uplink* do transponder de dados (VIEIRA; HECKLER, 2016b)(VIEIRA; HECKLER, 2016a).

## 5.2 Análise Geométrica da Rede

Como pode ser visto na seção anterior os resultados das simulações do segundo protótipo foram satisfatórios, apresentando uma boa razão axial em uma larga faixa de frequências. Devido a isso, realizaram-se duas análises de projeto no que diz respeito à geometria da rede, visando diminuir a complexidade do sistema de alimentação da rede. Essas duas análises consideram a alocação dos elementos da rede sem rotação sequencial e com rotação sequencial e defasagem progressiva de  $90^\circ$ . Os resultados dessas análises serão discutidos a seguir.

Os elementos da rede estão espaçados em 80,8 mm, ou  $0,67\lambda_0$ , como mostra a Figura 64. Esta distância foi escolhida com a finalidade utilizar por completo o espaço físico disponível para o projeto da rede.

### 5.2.1 Elementos sem rotação sequencial

A primeira escolha para composição da rede 2x2 foi agrupar os quatro elementos com mesma orientação. Como principal vantagem, tem-se um sistema alimentador mais simples, pois, para se obter características *broadside*, não é necessário introduzir qualquer defasagem às correntes de excitação. Assim, simulou-se uma rede de antenas no mesmo *software* de simulação eletromagnética utilizado no projeto das antenas de microfita anteriormente descritas. Seu modelo de simulação pode ser visto na Figura 64, que mostra a rede sob uma vista superior. Diferentemente das simulações anteriores, onde se usou modelos de conectores, no projeto da rede, foram simuladas cargas de  $50 \Omega$  nas portas adjacentes às portas alimentadas no acoplador híbrido de  $90^\circ$ .

Os ganhos RHCP e LHCP em dois cortes em elevação são apresentados na Figura 65. Além deste resultado, na Figura 66, mostra-se a razão axial em função da frequência. Nota-se que, apesar da diminuição do ângulo de abertura do diagrama de ganho e aumento no ganho considerando a polarização principal, característico de redes de antenas simétricas, houve um acréscimo no ganho LHCP, refletindo numa piora na razão axial. Conforme a Figura 66, o ganho RHCP e LHCP, na direção de máximo ganho, estão em, aproximadamente, 12 dBi e -3 dBi, respectivamente. O desempenho da rede se encontra abaixo dos valores obtidos com o elemento simples, pois, próximo da frequência central de operação, a razão axial se encontra acima de 3 dB, equivalente a 1,8 dB acima da razão axial simulada com um único elemento.

### 5.2.2 Elementos com rotação sequencial e defasagem progressiva de $90^\circ$

A introdução de rotação sequencial dos elementos e defasagem progressiva de  $90^\circ$  das correntes de alimentação das antenas torna o projeto do alimentador mais complexo. Entretanto, a rotação sequencial normalmente auxilia a reduzir os efeitos das imperfeições

Figura 64 – Modelo de simulação da rede 2x2 com os elementos dispostos sem rotação sequencial sob uma vista superior.

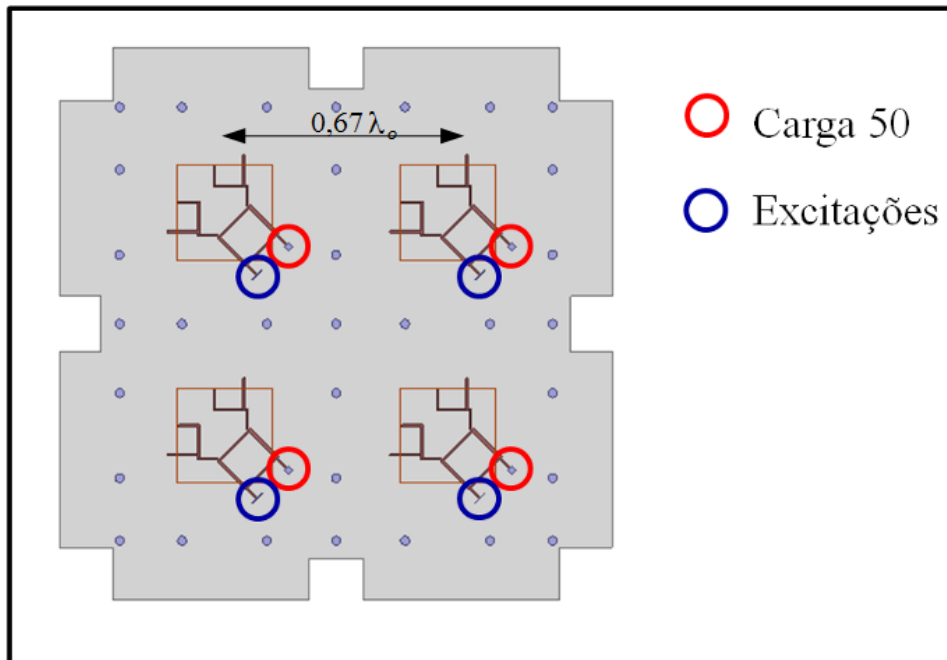
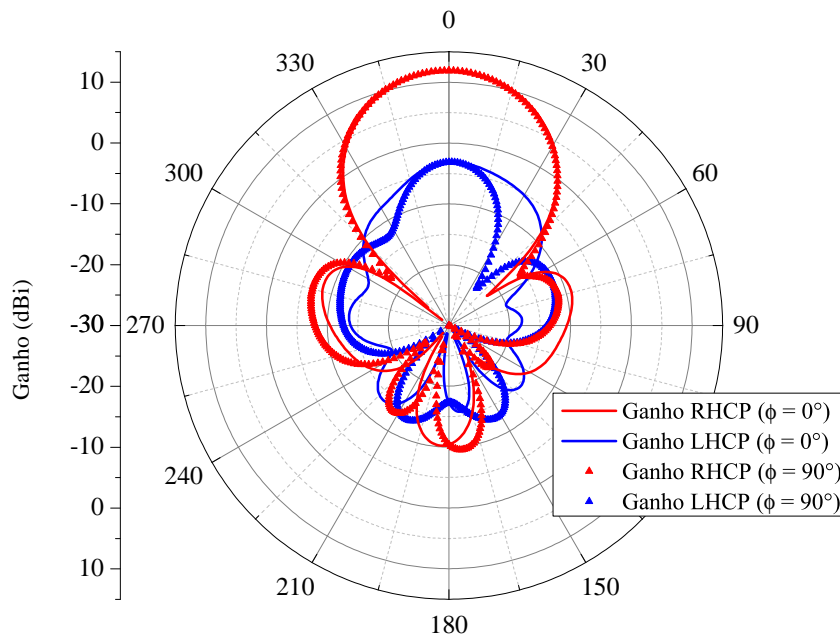
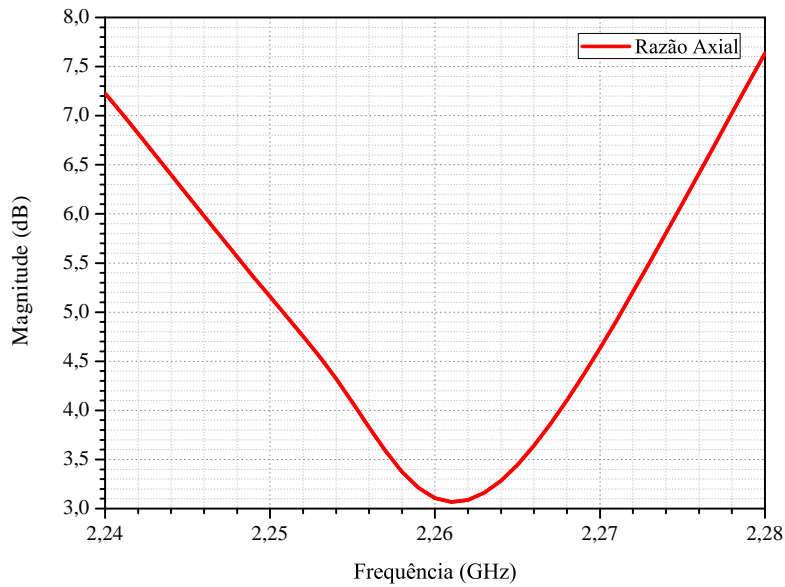


Figura 65 – Ganhos RHCP e LHCP da rede 2x2 considerando os elementos irradiadores dispostos sem rotação sequencial.



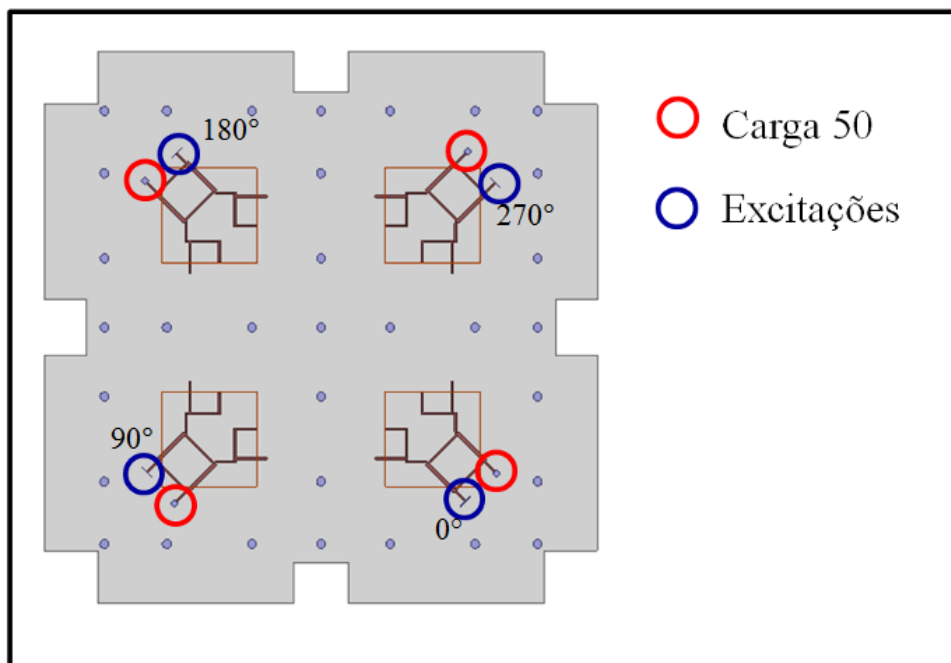
do processo de construção da antena na pureza de polarização. Por essa razão, simulou-se essa topologia no *software* ANSYS HFSS. Seu modelo de simulação pode ser visto na Figura 67, que mostra a rede sob uma vista superior. Nota-se que os elementos estão rotacionados geometricamente em  $90^\circ$  um do outro. Além disso, apresenta-se, na Figura 67, as fases das correntes excitadas em cada elemento irradiador. Salienta-se que os valores das

Figura 66 – Razão axial na direção de máximo ganho em função da frequência considerando os elementos irradiadores da rede 2x2 dispostos sem rotação sequencial.



fases foram simuladas no próprio ANSYS HFSS, ou seja, estas análises foram realizadas inicialmente sem a inclusão do sistema alimentador.

Figura 67 – Modelo de simulação da rede 2x2 com os elementos dispostos com rotação sequencial e defasagem progressiva de  $90^\circ$  sob uma vista superior.



Os resultados da simulação dessa geometria são mostrados nas Figura 68 e 69. Nota-se que o ganho de polarização cruzada decresceu de forma substancial em relação ao

resultado obtido com o elemento simples, aumentando a rejeição à polarização cruzada e melhorando a razão axial. Adicionalmente a razão axial se apresenta em uma faixa larga de frequências devido às fases das correntes excitadas terem sido configuradas via *software*.

Figura 68 – Ganhos RHCP e LHCP da rede 2x2 considerando os elementos irradiadores dispostos com rotação sequencial.

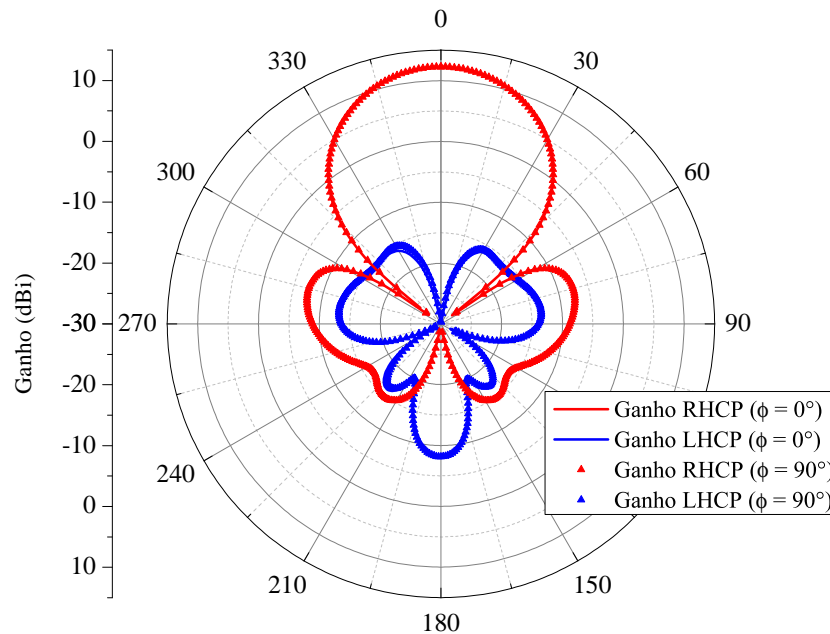
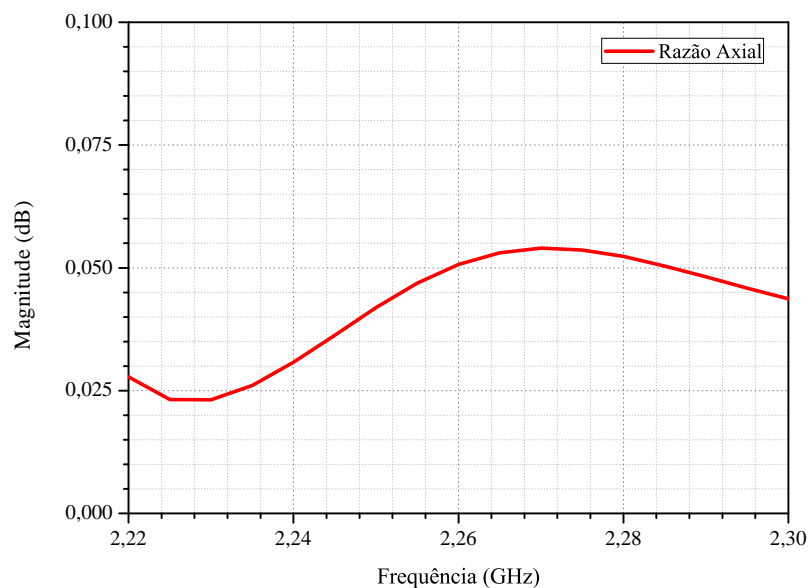


Figura 69 – Razão axial na direção de máximo ganho em função da frequência considerando os elementos irradiadores da rede 2x2 dispostos com rotação sequencial.



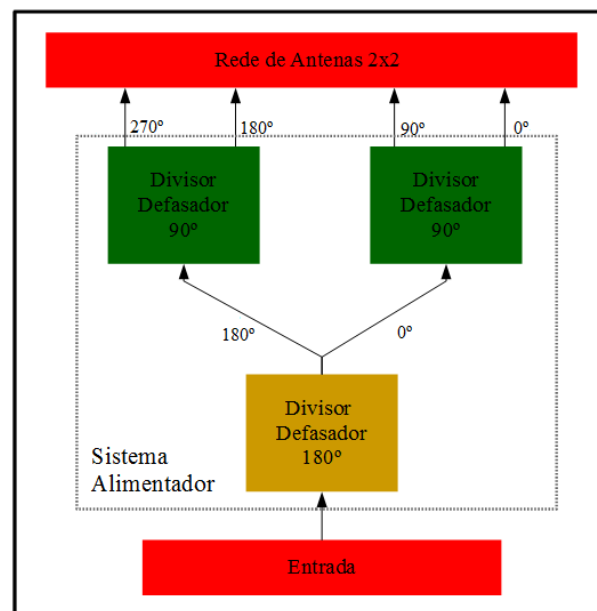
Em função das imperfeições do processo construtivo, optou-se por projetar a rede

2x2 com rotação sequencial dos elementos, uma vez que esta configuração resultou em um diagrama de irradiação com elevada pureza de polarização.

### 5.3 Projeto do Sistema Alimentador da Rede 2x2

Há basicamente duas maneiras de se projetar o sistema alimentador da rede, dado que é necessário garantir a defasagem progressiva na alimentação de cada elemento da rede de antenas: utilizando acopladores híbridos de  $90^\circ$  e  $180^\circ$ , ou utilizando divisores de potência com o tamanho das linhas de transmissão que levam corrente até os pontos de alimentação das antenas assimétricas, ou seja, alongando a linha de transmissão de uma das portas de saída do divisor conforme a defasagem requisitada entre as saídas. Apesar de os acopladores híbridos garantirem a defasagem entre suas saídas em uma larga faixa de frequências, utilizá-los tornaria o projeto do sistema alimentador mais complexo e maior, uma vez que a estrutura do sistema alimentador necessita de três dispositivos defasadores de corrente, dois de  $90^\circ$  e um de  $180^\circ$ , como ilustrado no esquema da Figura 70. Com isso, seriam necessários mais resistores SMD para serem acoplados nas saídas isoladas de cada acoplador híbrido, dificultando a construção da rede. Além disso a estrutura de alimentação da rede já possui 4 acopladores híbridos de  $90^\circ$  o que limitaria o espaço útil para a alocação dos demais acopladores no sistema alimentador.

Figura 70 – Esquemático do sistema alimentador indicando as fases em cada estágio.



Portanto, a estrutura escolhida para o projeto do sistema alimentador comporta três divisores de potência do tipo "T", sendo dois com defasagem de  $90^\circ$  e um de  $180^\circ$ . Tais divisores, além de dividirem a potência em níveis iguais, também impõem uma defasagem entre as suas correntes de saída. Assim, nesta seção é descrito o projeto do sistema alimentador da rede de antenas 2x2 em banda S dividido em três partes: projetos



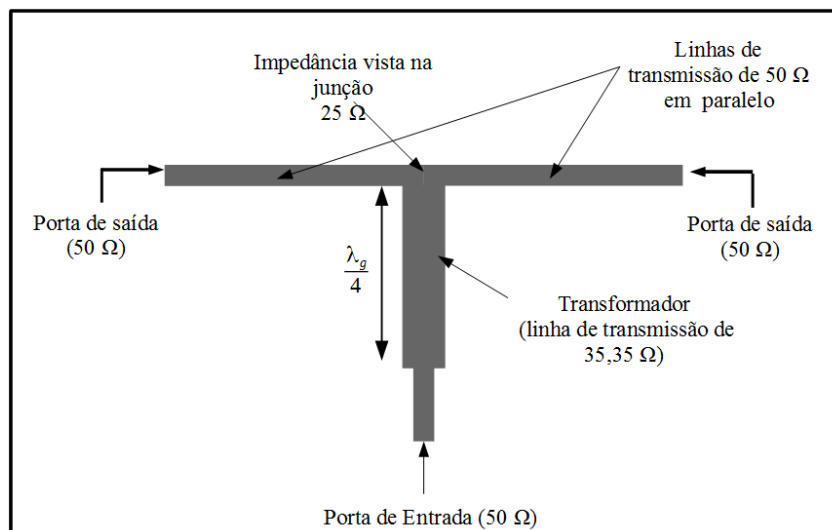
dos divisores de potência defasadores de  $90^\circ$  e  $180^\circ$ , separadamente, e a união destes dois componentes para formarem o sistema de alimentação da rede.

### 5.3.1 Divisor de potência com defasagem de $90^\circ$

Divisores de potência do tipo T são simples acopladores de três portas que são utilizados para dividir ou combinar a potência de um sinal, dependendo da configuração das portas como entradas e saídas (POZAR, 1985).

Basicamente, para se projetar um divisor T para dividir a potência em níveis iguais, basta dimensionar um transformador de um quarto de onda guiado para transformar a impedância vista na junção das linhas de transmissão (LTs) de saída novamente para a impedância característica do sistema na entrada e nas saídas do divisor. Salienta-se que, neste caso, a configuração do divisor deve possuir uma entrada e duas saídas, como demonstrado na Figura 71. Para que os níveis de potência na saída sejam iguais, as LTs em paralelo devem possuir a mesma impedância. Nota-se, na mesma figura, que as LTs nas saídas e na entrada do divisor possuem impedância de  $50 \Omega$ , pois esta é a configuração utilizada no projeto dos divisores empregados para realizar o projeto do sistema alimentador da rede (POZAR, 1985).

Figura 71 – Esquemático do divisor T.



Para dimensionar o transformador de um quarto de onda deve-se, primeiramente, obter a impedância característica do mesmo. Para isso, deve-se considerar a impedância de carga e a impedância da fonte. Assim, como mostrado na Figura 71, na junção das LTs na saída do divisor, tem-se uma impedância de  $25 \Omega$ . Tratando essa impedância como impedância de carga, deve-se transformá-la para  $50 \Omega$  para que se realize o casamento de impedância entre as saídas e a entrada do divisor. Portanto, para se calcular a impedância

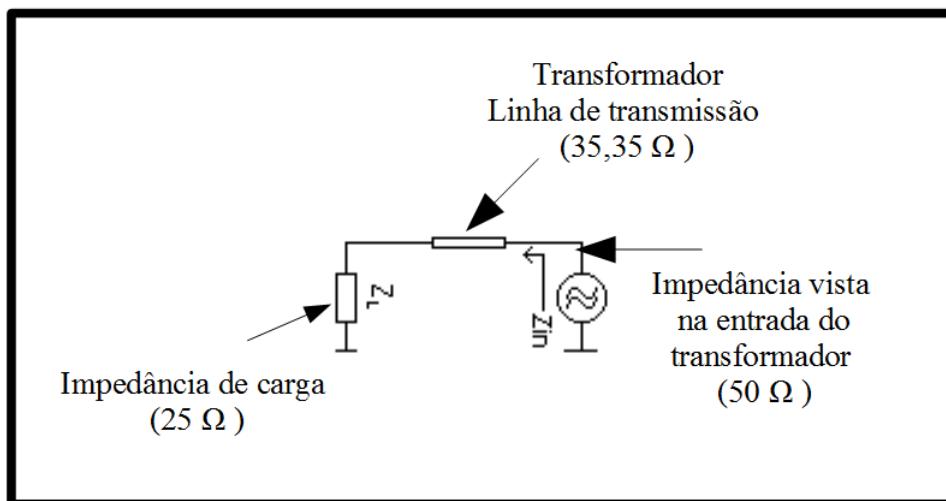
do transformador deve-se utilizar equação (5.1),

$$Z_T = \sqrt{Z_L Z_{in}}, \quad (5.1)$$

onde  $Z_T$  é a impedância do transformador,  $Z_L$  é a impedância na saída do transformador e  $Z_o$  é a impedância de entrada desejada. Dado que,  $Z_L = 25\Omega$  e  $Z_{in} = 50\Omega$ , substituindo esses valores na equação (5.1), resulta que a impedância característica da seção do transformador de  $Z_T = 35,35\Omega$ .

Considerando-se a Figura 72, a qual mostra o esquemático de um transformador deste tipo no *software* SMITH, plotou-se na Carta de Smith o comportamento da impedância vista na entrada da transformador, como pode ser visto na Figura 73.

Figura 72 – Esquemático do transformador no *software* SMITH.



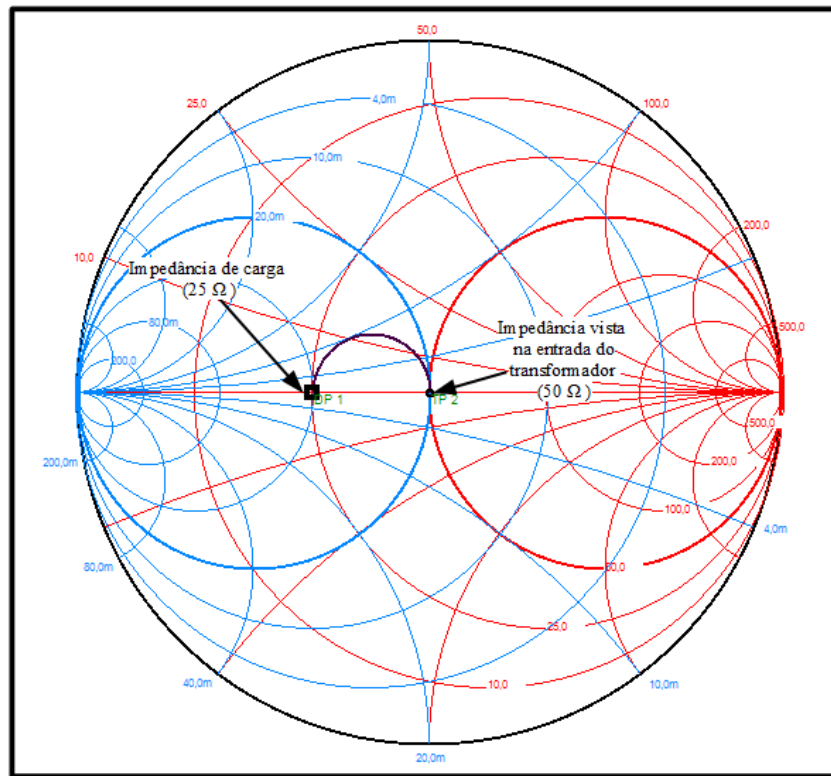
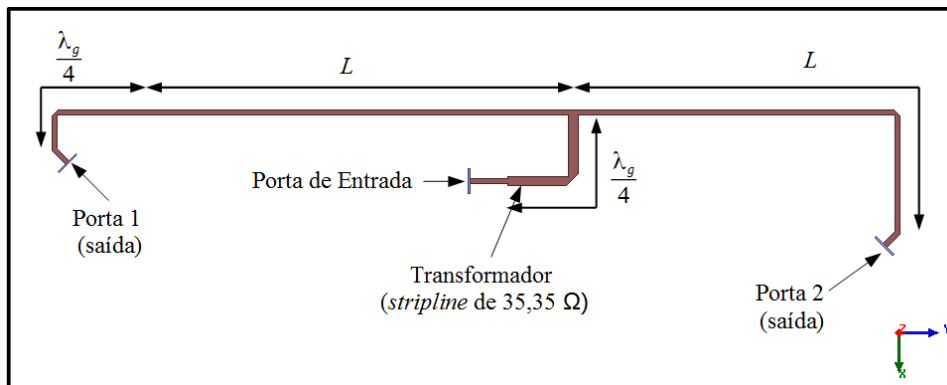
Utilizando-se das informações contidas na tabela 7, a qual contém as dimensões de projeto para uma LT de impedância de  $35,35\Omega$ , projetou-se no *software* ANSYS HFSS os dois divisores de potência com defasagem de  $90^\circ$  constituintes do sistema alimentador. A estrutura é apresentada na Figura 74, a qual mostra esquematicamente as LT do divisor.

Para que haja uma diferença de fase entre as portas de saída 1 e 2, deve-se adiantar a fase da corrente que flui em direção à porta 2 em  $90^\circ$ . Para que isso ocorra, o comprimento total da LT até a porta 1 deve ser  $90^\circ$  elétricos maior que a LT até a porta 2.

O modelo de simulação no ANSYS HFSS é mostrado na Figura 75 sob duas perspectivas: superior e isométrica. Nota-se que, como discutido anteriormente, os divisores foram projetados considerando todas as dimensões da estrutura da rede, desde a disposição dos acopladores híbrido de  $90^\circ$ , até a posição dos parafusos na estrutura.

Os resultados extraídos dessa simulação, magnitude e fase dos parâmetros S das portas de saída, são apresentados na Figura 76 e Figura 77.

Figura 73 – Resultado do casamento de impedância na Carta de Smith.

Figura 74 – Linhas de transmissão do divisor com defasagem de  $90^\circ$  entre as portas 1 e 2.

Conforme mostrado na Figura 76, os parâmetros de transmissão  $S_{12}$  e  $S_{13}$ , os quais indicam o quanto da tensão incidente na porta 1 do divisor - considera-se a porta 1 como entrada - é transmitida para as portas de saída, no caso portas 2 e 3. Apesar de a curva que representa o parâmetros  $S_{21}$  estar ligeiramente abaixo do curva de  $S_{31}$ , o nível de tensão que é entregue em ambas as saídas está muito próximo. Conforme a Figura 77, a defasagem entre as portas de saída está muito próxima dos  $90^\circ$  requisitados para ser inserida no sistema alimentador.

Figura 75 – Modelo de simulação no *software* ANSYS HFSS sob uma vista (a) superior e (b) isométrica.

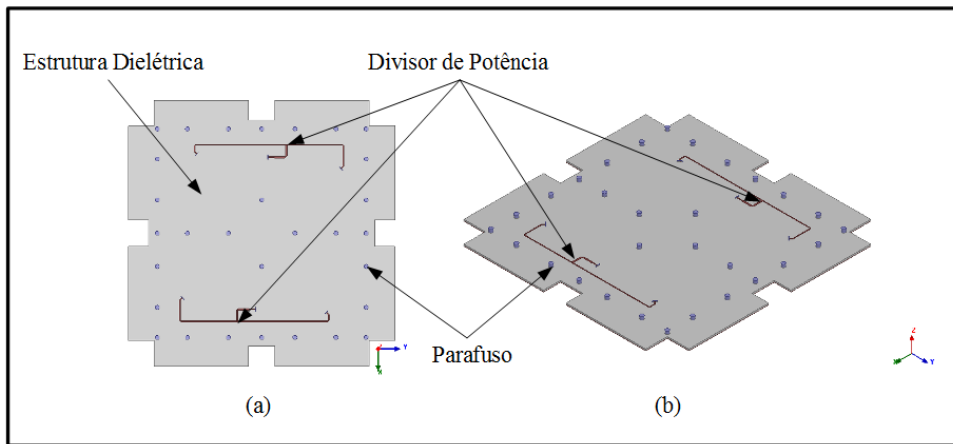
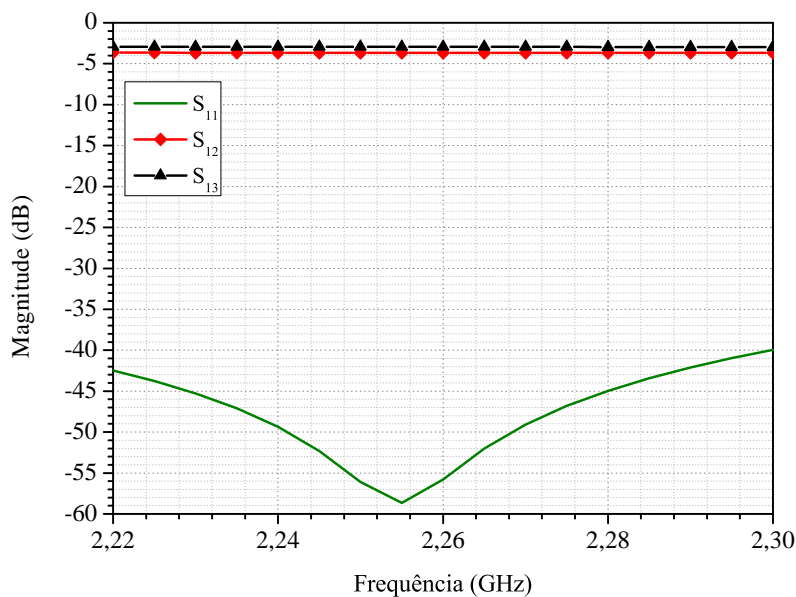


Figura 76 – Parâmetros S do divisor de potência defasador de 90°.



### 5.3.2 Divisor de potência com defasagem de 180°

Semelhante ao projeto do divisor de potência anterior, a defasagem entre as portas foi obtida aumentando-se o comprimento total da LT de uma das portas de saída do divisor em relação à outra. Neste caso, para se obter uma diferença de fase de 180°, a LT de maior comprimento deve ser um meio de comprimento de onda guiado a mais que a LT até a porta de saída adjacente. O esquemático das das LTs do divisor é mostrado da Figura 78. Na Figura 79, apresenta-se o modelo de simulação no ANSYS HFSS sob duas perspectivas geométricas.

Os resultados simulados para magnitude e fase dos parâmetros S das portas de

Figura 77 – Fase entre as portas de saída 1 e 2 do divisor de potência defasador de 90°

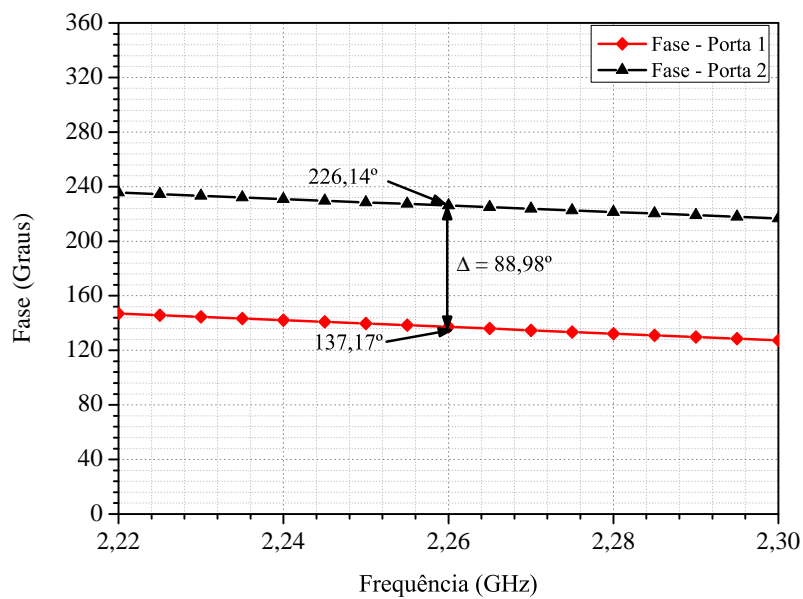
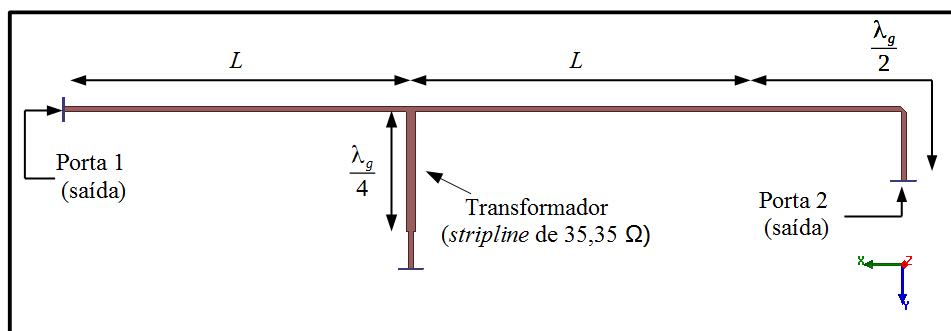
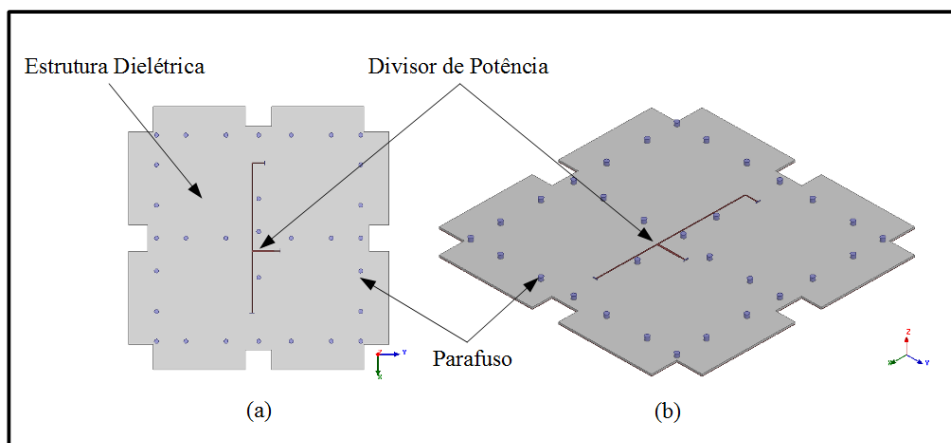


Figura 78 – Linhas de transmissão do divisor com defasagem de 180° entre as portas 1 e 2.

Figura 79 – Modelo de simulação no *software* ANSYS HFSS sob uma vista (a) superior e (b) isométrica.

saída estão dispostos, respectivamente, nas Figs. 80 e 81. Verifica-se que os níveis de tensão nas portas de saídas, representadas pelos parâmetros  $S_{21}$  e  $S_{31}$ , estão mais próximos comparado às curvas simuladas no projeto do divisor defasador de  $90^\circ$ .

Figura 80 – Parâmetros S do divisor de potência defasador de  $180^\circ$ .

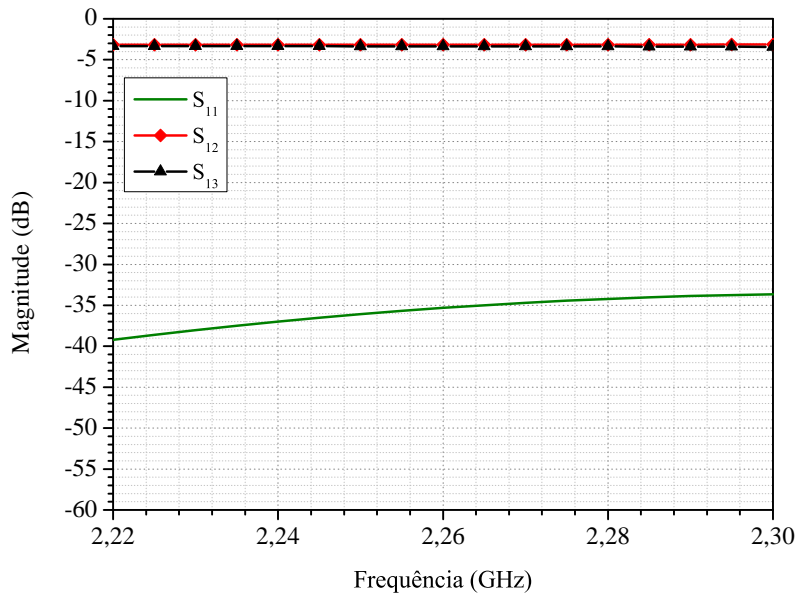
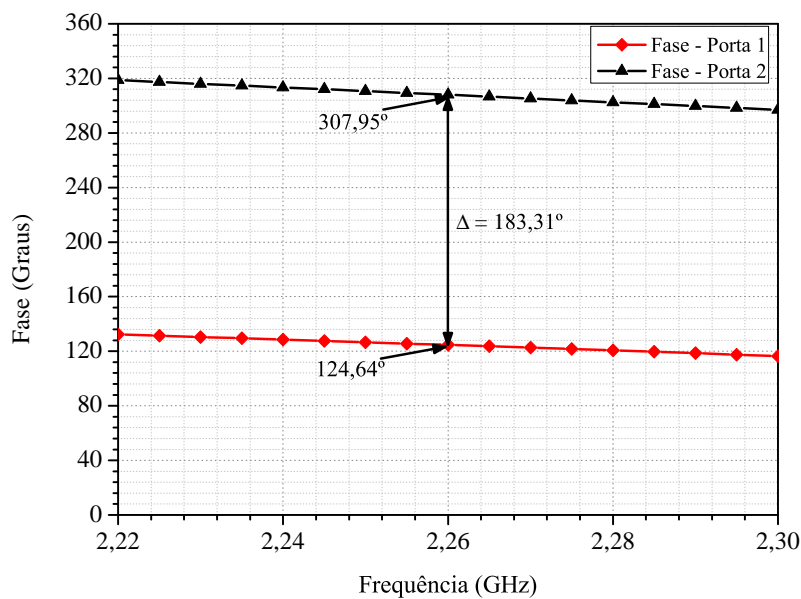


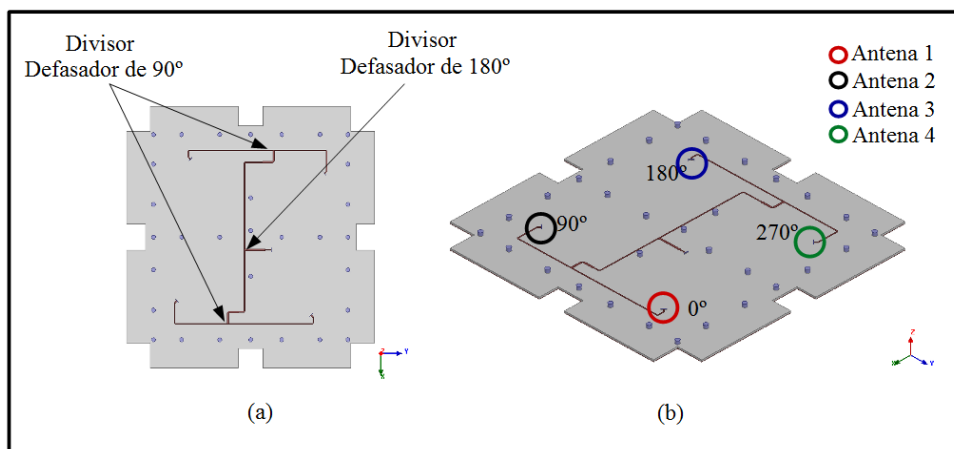
Figura 81 – Fase entre as portas de saída 1 e 2 do divisor de potência defasador de  $180^\circ$



### 5.3.3 Alimentador completo

Após concluído o projeto dos dois divisores de potência, estes foram integrados de forma a constituírem o sistema alimentador da rede. A estrutura do alimentador completo é mostrada na Figura 82, como modelo de simulação no ANSYS HFSS. As saídas do sistema alimentador estão numeradas para que se possa analisar os resultados extraídos da simulação. Salienta-se que, para fins de análise, a porta 1 é indicada como a entrada do sistema alimentador e as portas subsequentes representam as saídas do mesmo.

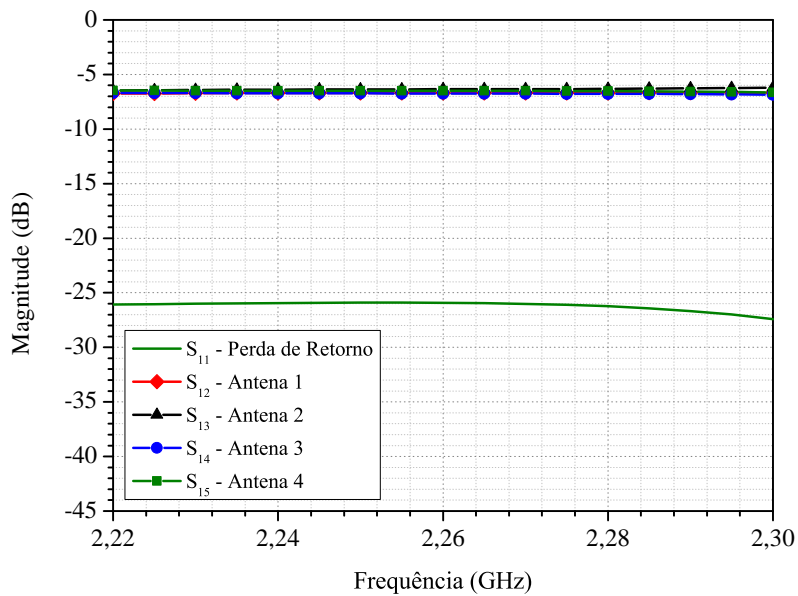
Figura 82 – Modelo de simulação no *software* ANSYS HFSS do sistema alimentador completo sob uma vista (a) superior e (b) isométrica.



Na Figura 83, os parâmetros S simulados são mostrados, nota-se que, como a potência que é excitada na entrada do sistema alimentador é dividida igualmente entre as quatro portas de saída, o nível de potência nas saídas do alimentador deve ser igual a um quarto da potência de entrada, ou seja, os parâmetros que indicam o quanto de potência é transferida da porta alimentada até a correspondente porta de saída devem apresentar um decaimento de 6 dB. A diferença em dB abaixo deste nível representa a perda de inserção do sistema. Assim, analisando a Figura 83, nota-se que os níveis de tensão em todas as portas de saída estão muito próximos e a perda de inserção está em média, em aproximadamente, 0,7 dB.

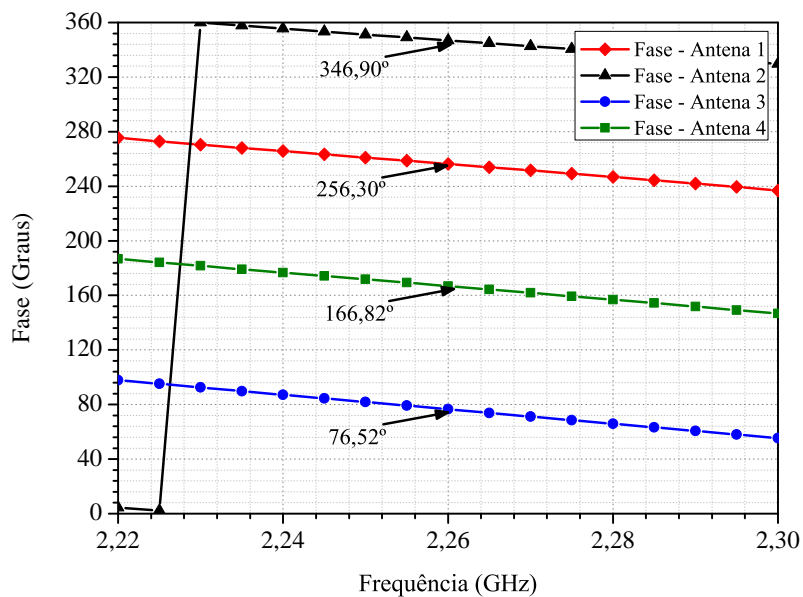
Com os resultados simulados dos parâmetros S apresentados, pode-se garantir que os níveis de potência entregues a cada elemento irradiador constituinte da rede sejam muito próximos, de forma que não modifiquem substancialmente a forma do diagrama de irradiação da rede. Além da magnitude em dB dos parâmetros S, na Figura 84 apresentam-se as fases nas saídas do sistema alimentador. Considerando a antena 1 como referência, nota-se que a fase na saída do sistema alimentador que será conectada à antena 2 está  $90,6^\circ$  adiantada em relação à antena 1; a antena 4 possui uma fase atrasada de  $89,48^\circ$  em relação à antena 1, ou seja, a diferença de fase entre essas portas é de  $-89,48^\circ$  ou  $270,52^\circ$ . A antena 3 apresenta uma diferença de fase em relação à antena 1 de  $179,78^\circ$ . Portanto, as fases nas saídas do sistema alimentador atendem aos requisitos para a defasagem progressiva de  $90^\circ$

Figura 83 – Parâmetros S do sistema alimentador da rede de antenas.



da corrente entre os elementos da rede. A maior diferença entre a defasagem requerida para os elementos da rede e a defasagem simulada nas saídas do sistema alimentador é de, aproximadamente,  $0,52^\circ$ , diferença esta muito pequena para influenciar na forma do diagrama de irradiação final da rede de maneira significativa.

Figura 84 – Fases nas saídas do sistema alimentador da rede de antenas.

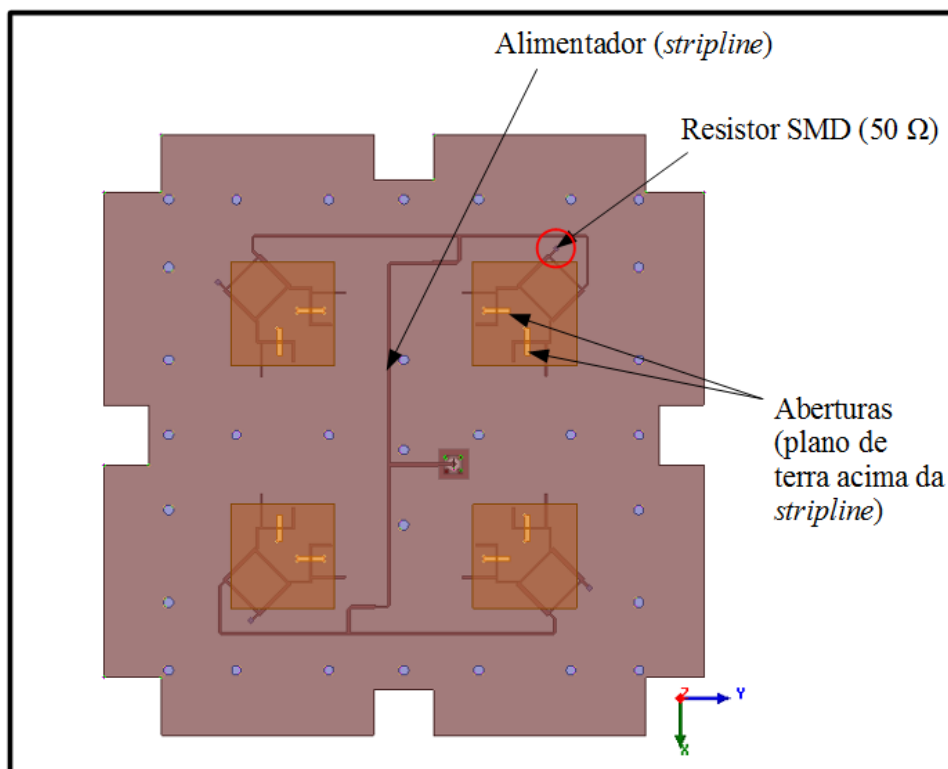




## 5.4 Sistema Alimentador Integrado à Rede de Antenas 2x2

Após a conclusão do projeto do sistema alimentador, este foi integrado ao modelo da rede 2x2 com os elementos rotacionados como ilustrado na Figura 85, a qual apresenta as camadas dielétricas translúcidas para melhor visualizar a alocação do sistema alimentador. A fim de ilustrar o modelo de simulação da rede 2x2 de forma mais completa, na Figura 86, mostra-se o modelo de simulação da rede 2x2 completa sob duas perspectivas.

Figura 85 – Modelo de simulação da rede 2x2 com seu sistema alimentador sob uma vista superior e com as camadas dielétricas translúcidas.



## 5.5 Radial Stub

Sabe-se que em micro-ondas um toco de um quarto de comprimento de onda guiado, comporta-se como um curto circuito, pois apresenta uma baixa impedância. No entanto, uma linha de microfita, por exemplo, com uma impedância característica muito baixa possui uma largura de banda estreita. A fim de superar esse problema de largura de banda, tornou-se usual utilizar o *radial stub* (RS) em circuitos de microondas, tais como amplificadores, misturadores e filtros. Este toco em forma de leque, como mostra a Figura 87 é realizado para prover um aterramento em RF. Dado que sua impedância é baixa, geralmente abaixo de  $5\Omega$ , em uma faixa larga de frequências (GIANNINI; SORRENTINO; VRBA, 1984)(WEIJUN et al., 2006).

Figura 86 – Modelo de simulação da rede 2x2 com seu sistema alimentador sob uma vista isométrica (a) superior e (b) inferior.

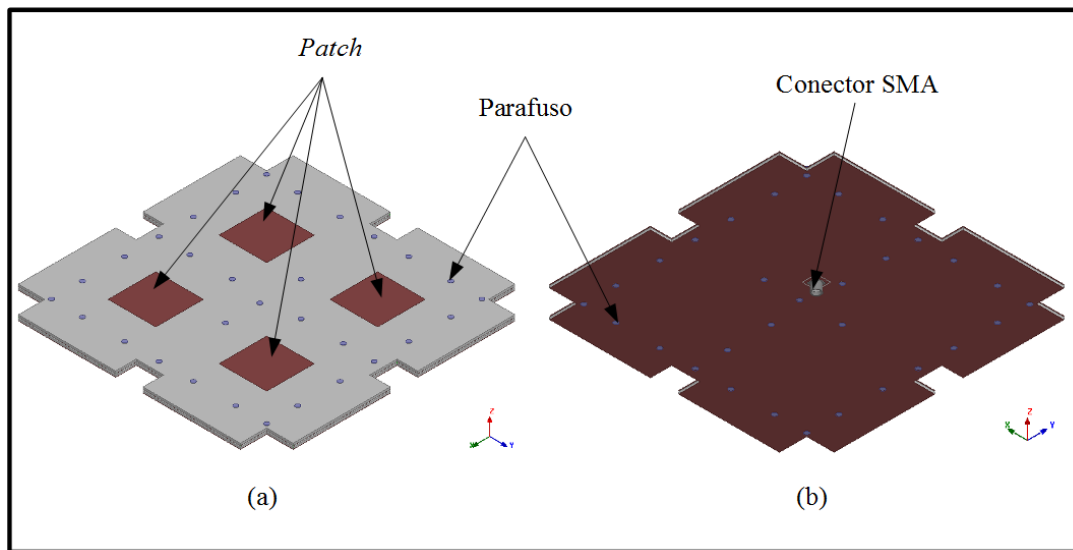
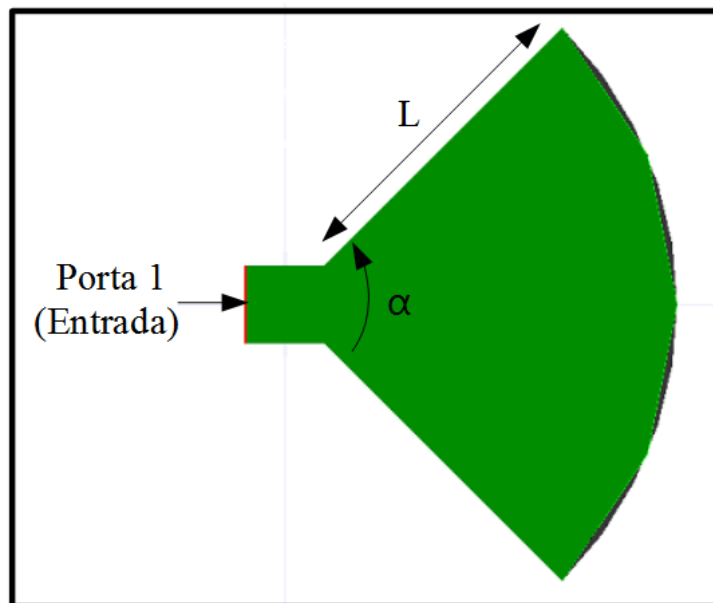


Figura 87 – Modelo de simulação do *Radial stub* no *software* ANSYS Designer.



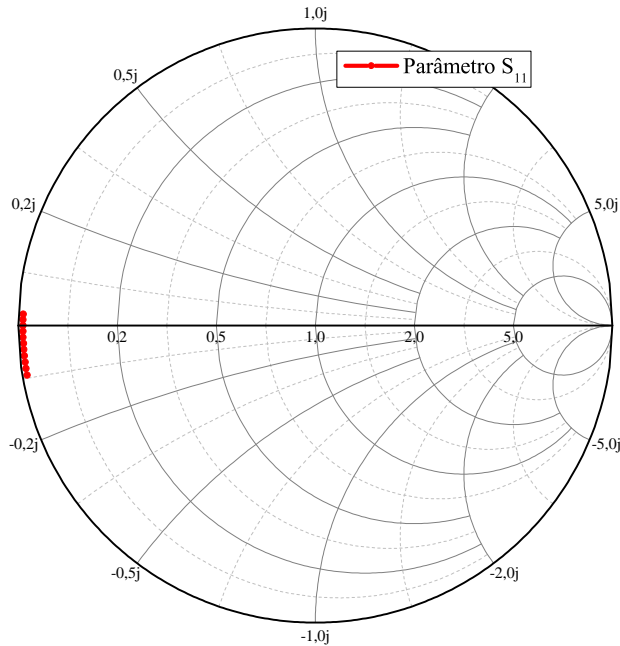
Com o intuito de diminuir a complexidade da construção da rede, utilizaram-se RS para se obter um curto aterrado em uma das extremidades dos resistores SMD. Descartando a necessidade de se criar vias para garantir o contato dos resistores com o terra.

O RS foi projetado no *software* ANSYS Designer, como pode ser visto na Figura 87, com a finalidade de acelerar o processo de otimização do mesmo. Seus parâmetros iniciais de projeto foram calculados utilizando uma ferramenta *online* disponível em ([RADIAL...](#), ) e os valores das dimensões otimizadas, cujo modelo de simulação é mostrado na Figura 87 foram de  $L = 9,2\text{mm}$  e  $\alpha = 90^\circ$ .

O resultado da simulação é mostrado na Figura 88, a qual apresenta o parâmetro

$S_{11}$  na Carta de Smith. Nota-se que a linha apresenta um curto em uma faixa larga de frequências, dado que a simulação foi realizada abrangendo as frequências de 1,5 GHz à 3 GHz e quanto mais distante a curva está localizada do centro da Carta de Smith em direção ao lado esquerdo da mesma, menor é a impedância.

Figura 88 – Parâmetro  $S_{11}$  do *Radial stub* simulado no software ANSYS Designer.



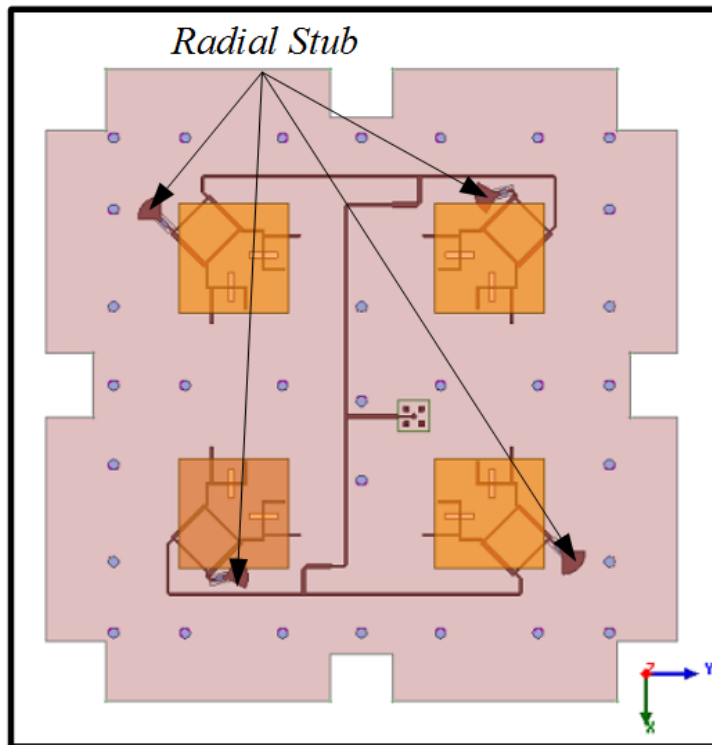
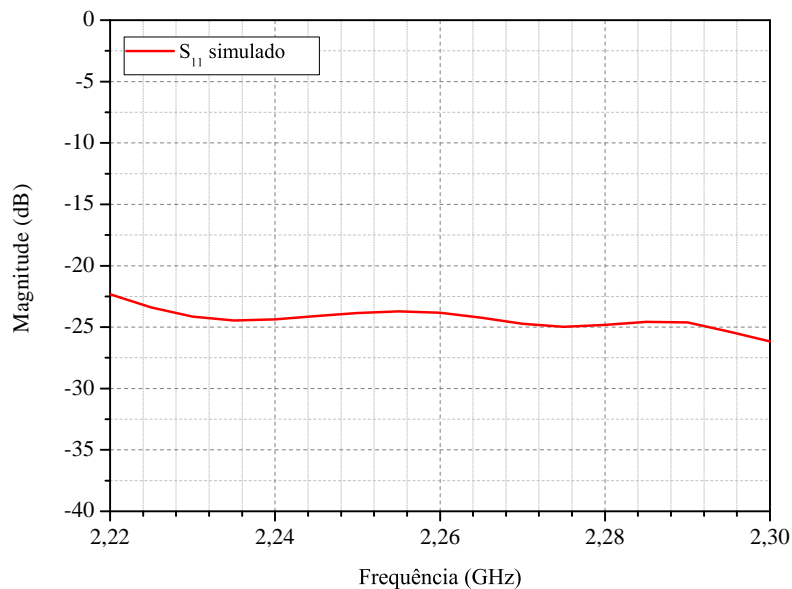
Após a conclusão do projeto, inseriu-o adequadamente ao modelo de simulação da rede de antenas no ANSYS HFSS, como pode ser visto na Figura 89.

### 5.5.1 Resultados da simulação da Rede

Os resultados obtidos através da simulação são apresentados nas Figs. 90, 91, 92 e 93. O parâmetro  $S_{11}$  da rede mostrada na Figura 90 apresenta uma faixa larga de frequência. Entretanto, isso não garante que a potência excitada na entrada da rede esteja sendo completamente entregue ao elemento irradiador. Este comportamento é obtido pelo acoplador híbrido de  $90^\circ$ , já que a potência, que é refletida para a porta adjacente à porta alimentada do acoplador, está sendo entregue a uma carga casada de  $50 \Omega$ . Portanto, a maior parte da potência não está sendo refletida para a alimentação da rede, mas sendo dissipada na carga.

Apesar de a perda de retorno não indicar com real certeza a faixa de operação da rede, isto pode ser determinado através da razão axial em função da frequência. Considerando a largura de banda da rede como as frequências em que a razão axial esteja abaixo de 3 dB, obtém-se uma faixa de operação maior que 100 MHz. Desta forma, atende-se aos requisitos estipulados no DRP do projeto CONASAT para largura de banda de polarização. Além disso, observa-se na Figura 92, que, na frequência de operação da rede,

Figura 89 – Modelo de simulação da rede de antenas com os

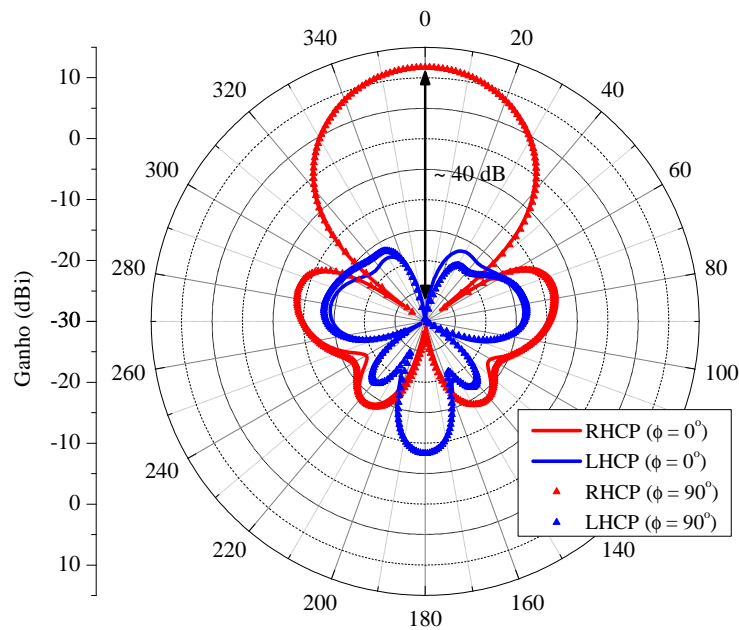
Figura 90 – Parâmetro  $S_{11}$  simulado da rede de antenas 2x2 em banda S.

2,26 GHz, a razão axial tem magnitude de 0,31 dB, ou seja, a menor componente da elipse de polarização possui uma magnitude igual a 93 % da maior componente. Ressalta-se que, apesar de a magnitude da razão axial estar maior que o caso ideal, onde foram configuradas via *software* as fases das correntes de alimentação da rede, em comparação com o elemento simples houve uma melhora significativa.

Assim como nas análises anteriores, analisou-se a razão axial em função do ângulo de elevação  $\theta$ , como mostrado na Figura 93. Com isso, verifica-se que a razão axial se mantém abaixo de 3 dB para um ângulo de abertura de aproximadamente  $90^\circ$ .

Na Figura 91, mostram-se os ganhos RHCP e LHCP da rede. Os máximos ganhos RHCP e LHCP estão, respectivamente, em torno de 12 dBi e -22 dBi, ou seja, a rede apresenta uma rejeição à polarização cruzada de aproximadamente 34 dB.

Figura 91 – Ganhos RHCP e LHCP simulados da rede de antenas 2x2 em banda S.



## 5.6 Construção e Medição da Rede de Antenas 2x2 em Banda S

Assim como no projeto das antenas descrita neste documento, a rede de antenas 2x2 em banda S foi construída no Laboratório de Eletromagnetismo Micro-ondas e Antenas (LEMA) da UNIPAMPA, usufruindo de toda a infraestrutura oferecida pelo laboratório. Além de se ter usado um forno mufla industrial disponível no laboratório da Engenharia Civil para realizar a colagem das camadas contituíntes da rede. Para demonstração, na Figura 94, apresenta-se a imagem de um forno mufla genérica, basicamente ele é uma estufa para altas temperaturas equipada com resistências que podem elevar a temperatura interna do forno acima de  $1000^\circ\text{C}$ .

Primeiramente as camadas dielétricas da rede foram prototipadas utilizando uma fresa, o resultado deste processo é mostrado nas Figuras 95 e 96. Após a conclusão desta etapa, preparou-se uma estrutura para unir e prensar as camadas. Utilizaram-se duas chapas metálicas parafusadas junto à rede para pressionar de maneira uniforme as camadas da mesma, este processo é mostrado na Figura 97. Além disso, antes da estrutura ser

Figura 92 – Razão axial na direção de máximo ganho em função da frequência considerando os elementos irradiadores da rede 2x2 dispostos com rotação sequencial.

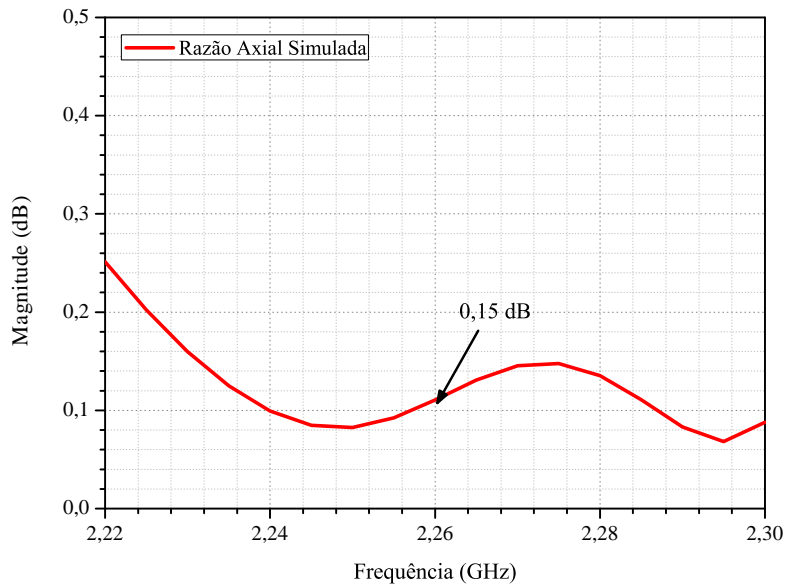
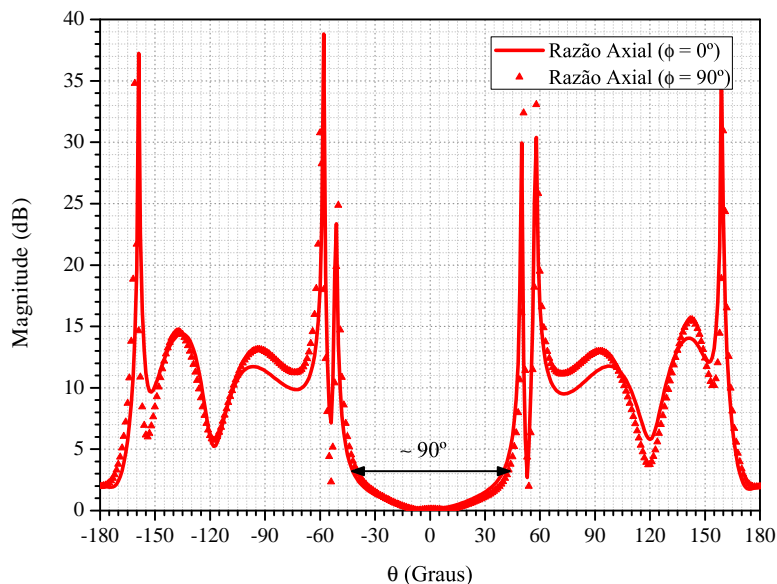


Figura 93 – Razão axial em dB da rede de antenas 2x2 em banda S em função de  $\theta$  em dois cortes em elevação  $\phi = 0^\circ$  e  $\phi = 90^\circ$ .



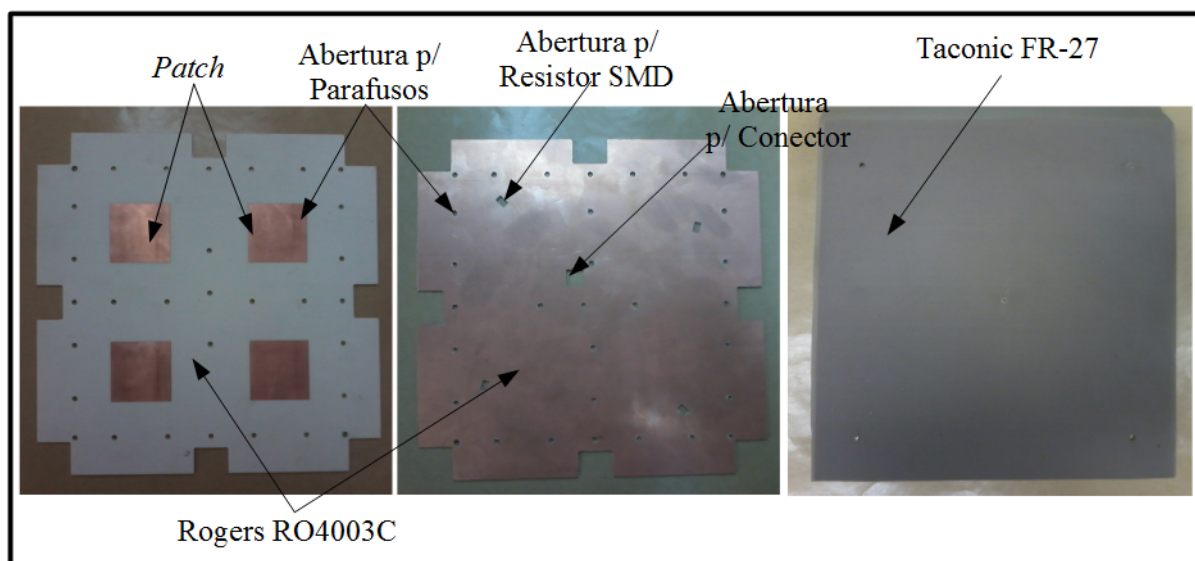
levada à mufla, utilizaram-se duas morsas do tipo de bancada para aumentar a pressão imposta na estrutura.

Na Figura 98, mostra-se a estrutura da rede de antenas dentro da mufla. Como indicado no *datasheet* do cola utilizada, o material Taconic FR-27, programou-se a mufla

Figura 94 – Forno mufla ilustrativo.



Figura 95 – Camadas da rede de antenas prototipadas sob o substrato Rogers RO4003C e a camada de cola Taconic FR-27.



para elevar a temperatura de 27°C (ambiente) até 107°C e manter essa temperatura durante 60 minutos, pressionando fortemente a estrutura, seguida por uma rampa lenta de 3°C/min até 216°C (TACONIC, ).

Após o processo de colagem das camadas, fixou-se o conector SMA à estrutura da rede e os resistores SMD. Como o condutor central do conector deve atravessar os substrato Rogers RO4003C, que se localiza logo abaixo da *stripline* para ter contato com a entrada do sistema alimentador, fez-se um buraco na camada dielétrica que constitui o plano de terra da antena. Ainda, para garantir que o corpo do conector esteja conectado

Figura 96 – Camada do sistema alimentador prototipada sob o substrato Rogers RO4360G2.

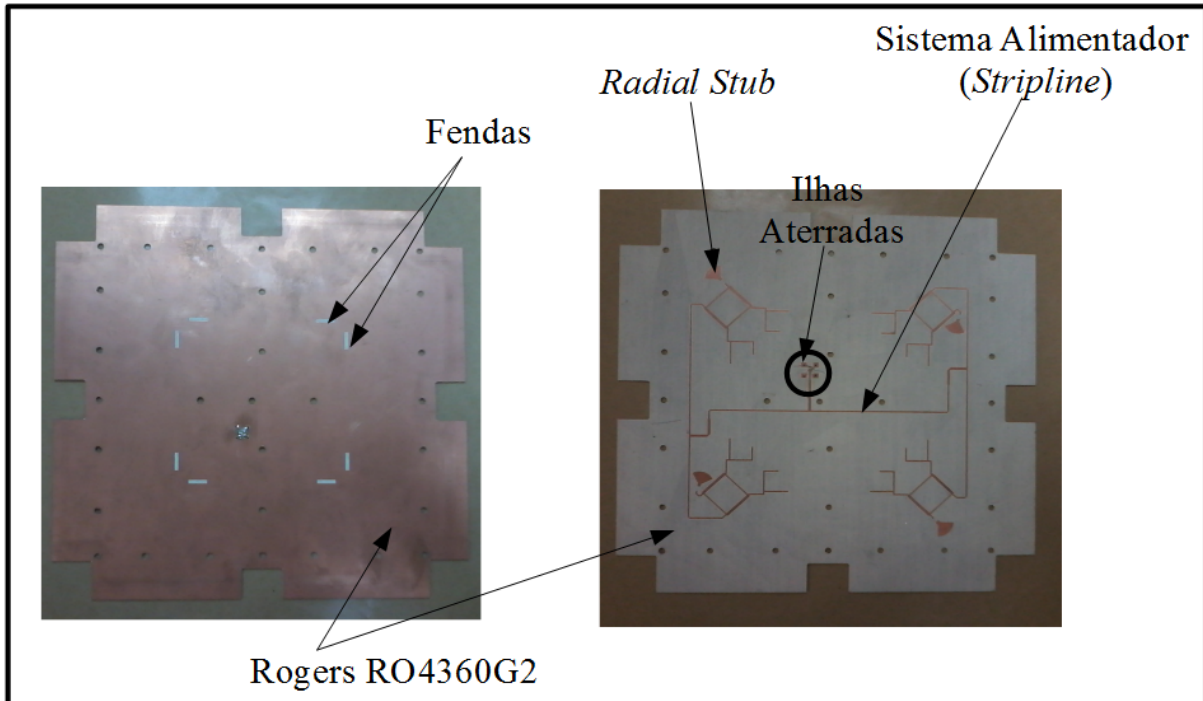
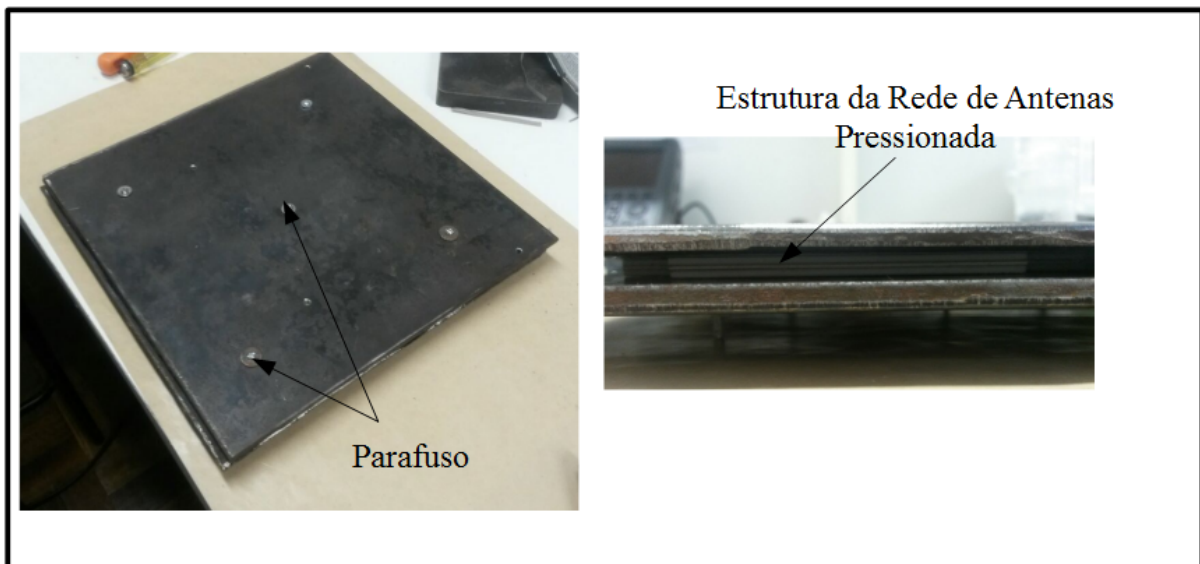


Figura 97 – Camadas da rede de antenas com a estrutura para pressionamento.



ao plano de terra, o mesmo foi soldado nas quatro ilhas impressas próximas à entrada do sistema alimentador, como mostra a Figura 96. Tais ilhas estão conectadas ao plano de terra que se encontra acima da *stripline* por fios condutores.

É notório que o processo de construção da rede de antenas seja mais complexo que o dos dois protótipos das antenas em banda S devido ao maior tamanho do protótipo e à



Figura 98 – Camadas da rede de antenas com a estrutura para pressionamento dentro do forno mufla.



utilização de resistores SMD, os quais foram soldados em uma das portas dos acopladores híbridos de 90° após o processo de colagem das camadas. Verifica-se na Figura 99 que para acomodar os resistores foram feitos buracos na estrutura dielétrica abaixo do resistor. E após a fixação deste resistores, cobriu-se tais furos utilizando tiras de cobre. Na Figura 100, apresenta-se a rede de antenas 2x2 em banda S construída sob uma vista superior e inferior em relação ao hemisfério de irradiação.

Concluída a construção da rede, mediu-se o parâmetro  $S_{11}$  da mesma, o resultado desta medição é mostrado na Figura 101 comparado ao parâmetro  $S_{11}$  simulado. Verifica-se que houve uma ligeira piora nos nível do parâmetros  $S_{11}$  na frequência de interesse, 2,26 GHz. Entretanto essa diferença é ínfima em termos de coeficiente de reflexão, dado que, com -15 dB e -25 dB, respectivamente, cerca de 3 % e 0,3 % da potência é refletida.

Figura 99 – Processo de solda dos resistores SMD.

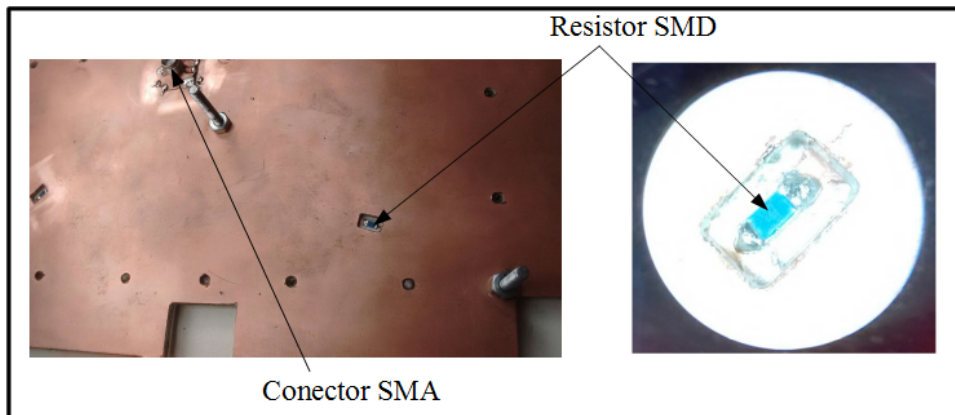
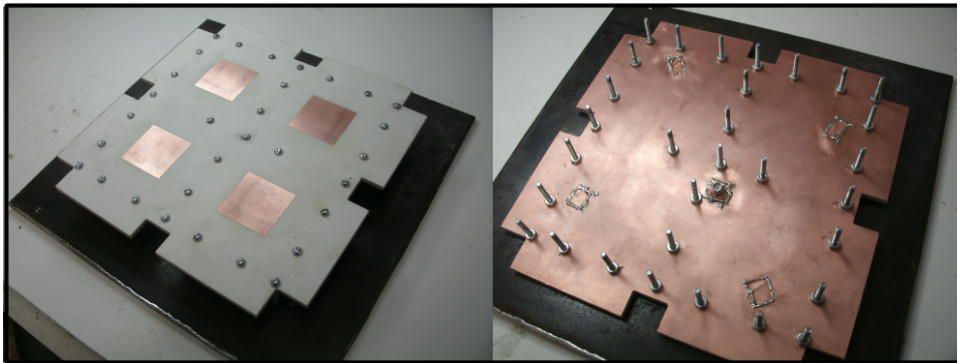
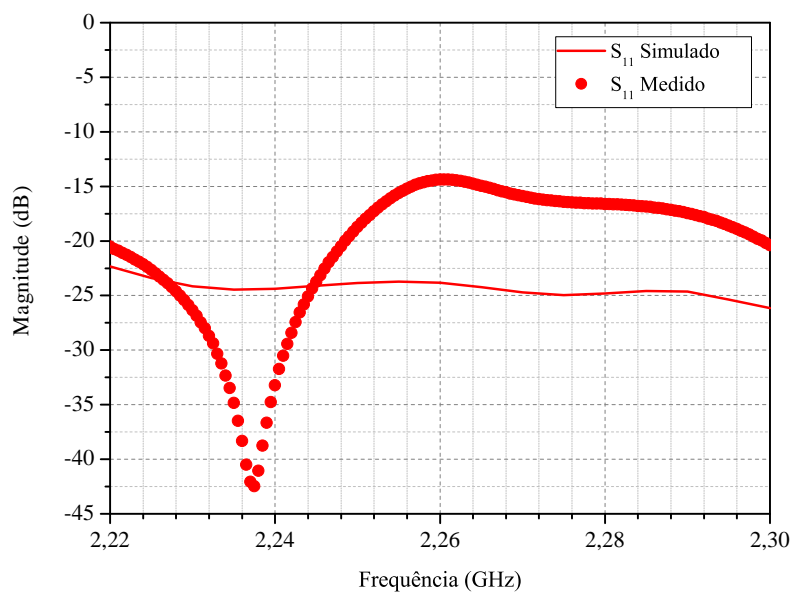


Figura 100 – Rede de antenas em banda S construída.

Figura 101 – Parâmetro  $S_{11}$  simulado e medido da rede de antenas em banda S.

## 6 Conclusão

Conforme documentado, mesmo com a validação das constantes dielétricas dos laminados, o primeiro protótipo apresentou um deslocamento em frequência de aproximadamente 20 MHz em seus parâmetros S. Este desvio pôde ser simulado, permitindo corrigir, novamente, o valor de  $\varepsilon_r$  do material dielétrico Rogers RO4003C, ou seja, o material apresentou valores de  $\varepsilon_r$  diferentes para duas amostras do laminado. Nota-se, entretanto, que os dois valores de  $\varepsilon_r$  encontrados para o mesmo laminado estão muito próximos. Quantitativamente, a diferença entre o valor obtido com protótipo da antena simples e com o primeiro protótipo da antena com alimentação por fendas é de 0,06. Dado que, com a antena para validação do  $\varepsilon_r$ , o valor deste parâmetro foi de 3,49 e considerando o primeiro protótipo foi de 3,43.

Os resultados obtidos com a construção do segundo protótipo da antena em banda S com alimentação por fenda, mostraram-se muito diferentes dos resultados simulados. Apesar de seu funcionamento, analisando os parâmetros S, estarem em níveis aceitáveis, dado que o protótipo apresenta uma largura de banda de operação. A falta de acurácia obtida com esse protótipo refletiu no nível de rejeição à polarização cruzada do mesmo. Consequentemente, garante-se que a razão axial em função da frequência tenha uma piora. Em decorrência disso, para garantir que independentemente do fato de o nível de rejeição à polarização cruzada da antena estar ruim, escolheu-se a geometria da rede de antenas considerando a rotação sequencial de seus elementos. Além disso, o fato de a simulação da rede de antenas com os elementos dispostos sem rotação sequencial apresentar resultados inferiores à simulação da rede com rotação sequencial, garantiu que a melhor geometria para o projeto da rede de antenas 2x2 seja com os elementos rotacionados.

Já os resultados simulados da rede de antenas 2x2 em banda S satisfizeram grande parte dos requisitos estipulados no DRP do projeto CONASAT. Destaca-se que apenas o ângulo de abertura não foi satisfeito, considerando uma queda de 3 dBi na intensidade de potência irradiada. Apesar disso, a rede apresenta uma boa razão axial em um largo ângulo de abertura, devido à sua boa rejeição à polarização cruzada e alto ganho de polarização principal na direção de máximo ganho.

Sugere-se os seguintes temas para trabalhos futuros:

- Projeto e construção de uma antena de microfita com alimentação por fendas com melhor acurácia;
- Medição dos diagramas de irradiação da rede de antenas em banda S apresentada;
- Estudo de redes não uniformes para nanossatélites.



## Referências

- BALANIS, C. A. *Antenna theory: analysis and design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2005. v. 1. Citado 15 vezes nas páginas 22, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 33, 34, 35, 36, 37 e 52.
- BERNARD, V.; ILOH, J. P. I. Microstrip antenna design using transmission line model. *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, Citeseer, v. 3, n. 11, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 30.
- CARVALHO, M. J. M. de et al. Conasat-constelação de nano satélites para coleta de dados ambientais. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 53.
- FARIA, V. V. de. *Antenas Adaptativas para sistemas de comunicações sem fio*. Dissertação (Mestrado) — Instituto Nacional de Telecomunicações, 2003. Citado na página 36.
- FRENZEL, E. L. *Fundamentos de Comunicação Eletrônica: Linhas, Micro-ondas e Antenas*. [S.l.]: MC Graw Hill, 2013. v. 3. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 34.
- GARG, R. *Microstrip antenna design handbook*. [S.l.]: Artech house, 2001. v. 1. Citado 4 vezes nas páginas 34, 38, 44 e 62.
- GIANNINI, F.; SORRENTINO, R.; VRBA, J. Planar circuit analysis of microstrip radial stub (short paper). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 32, n. 12, p. 1652–1655, Dec 1984. ISSN 0018-9480. Citado na página 87.
- GODARA, L. C. *Handbook of antennas in wireless communications*. [S.l.]: CRC press, 2001. v. 4. Citado 6 vezes nas páginas 24, 25, 26, 28, 29 e 30.
- HALL, P.; DAHELE, J.; JAMES, J. Design principles of sequentially fed, wide bandwidth, circularly polarised microstrip antennas. In: IET. *IEE Proceedings H-Microwaves, Antennas and Propagation*. [S.l.], 1989. v. 136, n. 5, p. 381–389. Citado na página 38.
- HECKLER, M. V. et al. Narrow-band microstrip antenna array for a robust receiver for navigation applications. *EuCAP 2009*, VDE VERLAG GmbH, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 55.
- HECKLER, M. V. T. et al. Dual-band antenna with highly isolated outputs for global navigation satellite systems receivers. *IET Microwaves, Antennas Propagation*, v. 6, n. 12, p. 1381–1388, September 2012. ISSN 1751-8725. Citado na página 55.
- HUANG, J.; POZAR, D. Microstrip arrays: Analysis, design and applications. In: . [S.l.: s.n.]. Citado na página 22.
- IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas. *IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993)*, p. 1–50, March 2014. Citado 4 vezes nas páginas 21, 23, 34 e 36.
- JAMES, J. R. *Handbook of microstrip antennas*. [S.l.]: IET, 1989. v. 28. Citado 8 vezes nas páginas 21, 22, 23, 25, 26, 27, 28 e 29.
- KUMAR, G.; RAY, K. *Broadband Microstrip Antennas*. Artech House, 2003. (Artech House antennas and propagation library). ISBN 9781580537674. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=wfl84429CsEC>>. Citado na página 38.

- LEE, K. F.; CHEN, W. *Advances in microstrip and printed antennas*. [S.l.]: Wiley, 1997. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 37.
- LIMA, J. S. dos S.; JOTHA, L. dos S.; BIONDI, R. B. *Documento de Descrição da Missão (DDM)*. Natal-RN, 2011. Disponível em: <<http://www.crn2.inpe.br/conasat1/docprojeto.php>>. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 52.
- POZAR, D. M. Microstrip antenna aperture-coupled to a microstripline. *Electronics letters*, IET, v. 21, n. 2, p. 49–50, 1985. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 79.
- POZAR, D. M. *Microwave engineering*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 56 e 62.
- RADIAL Stub Calculator. Disponível em: <<http://www.flambda.com/stub/stub.php>>. Citado na página 88.
- RIBEIRO, J. Engenharia de antenas: Fundamentos, projetos e aplicações. *São Paulo: Érica*, p. 5, 2012. Citado 4 vezes nas páginas 26, 27, 28 e 29.
- ROGERS CORP. *RO4000® Series: High Frequency Circuit Materials*. [S.l.]. Disponível em: <<https://www.rogerscorp.com/documents/726/acm/RO4000-Laminates---Data-sheet.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 46 e 52.
- ROGERS CORP. *RO4360G2™ High Frequency Laminates*. [S.l.]. Disponível em: <<https://www.rogerscorp.com/documents/2483/acs/RO4360G2-High-Frequency-Laminates-Data-Sheet.pdf>>. Citado 4 vezes nas páginas 41, 43, 44 e 52.
- SADIKU, M. N. O. *Elementos de Eletromagnetismo*. [S.l.]: Bookman, 2012. Citado na página 36.
- SINGH, V. K.; SINGH, V. Design of c-band rhcp microstrip antenna array. In: ALLIED PUBLISHERS. *Proceedings of International conference on Antenna Technologies*. [S.l.], 2005. p. 341. Citado na página 34.
- STUTZMAN, W. L.; THIELE, G. A. *Antenna theory and design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. Citado na página 24.
- TACONIC. Datasheet - fastrise multilayer non-reinforced prepreg. In: . [s.n.]. Disponível em: <[https://www.4taconic.com/uploads/ADD%20Data%20Sheets/1450279116\\_fastRiseprint4pg3-15.pdf](https://www.4taconic.com/uploads/ADD%20Data%20Sheets/1450279116_fastRiseprint4pg3-15.pdf)>. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 93.
- TESHIROGI T., T. M.; CHUJO, W. Wideband circularly polarised array antenna with sequential rotations and phase shifts of elements. *Int. Symp. on Ant. and Prop., Tokyo*, 1985. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 38.
- TRIPATHI, S.; SINGHAL, P. A comparative analysis of a circularly polarized microstrip patch antenna with & without u-slot. 2015. Citado na página 34.
- VIEIRA, J. M.; HECKLER, M. V. T. *Análise Eletromagnética do Desempenho de Antenas Instaladas em Nanossatélites*. [S.l.: s.n.], 2016. Citado na página 73.
- VIEIRA, J. M.; HECKLER, M. V. T. Eletromagnetic Analysis of Installed Performance of Antennas Integrated onto Nano-Satellites. *2nd Latin American IAA CubeSat Workshop*, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 55 e 73.

---

VISSER, H. *Array and Phased Array Antenna Basics*. Wiley, 2006. ISBN 9780470871188. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=qv9luhVAKAQC>>. Citado na página 39.

WEIJUN, L. et al. A radial stub test circuit for microwave power devices. *Chinese J. Semiconductors*, v. 27, 2006. Citado na página 87.