

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA**

**LUCAS SANTOS PEREIRA**

**ESTUDO DE ANTENAS DE MICROFITA COM DUPLA-BANDA E DUPLA-  
POLARIZAÇÃO PARA APLICAÇÃO EM REDES RETRO-DIRETIVAS**

**Alegrete**

**2015.**

**LUCAS SANTOS PEREIRA**

**ESTUDO DE ANTENAS DE MICROFITA COM DUPLA-BANDA E DUPLA-  
POLARIZAÇÃO PARA APLICAÇÃO EM REDES RETRO-DIRETIVAS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação Stricto Sensu em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Marcos V. T. Heckler

**Alegrete  
2015.**

**LUCAS SANTOS PEREIRA**

**ESTUDO DE ANTENAS DE MICROFITA COM DUPLA-BANDA E DUPLA-POLARIZAÇÃO PARA APLICAÇÃO EM REDES RETRO-DIRETIVAS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação Stricto Sensu em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas de Energia.

Dissertação defendida e aprovada em: 13 de Novembro de 2015.

Banca examinadora:

---

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

UNIPAMPA

---

Prof. Dr. Márcio Stefanello

UNIPAMPA

---

Prof. Dr. Marcelo GrafulhaVanti

FURB

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço aos meus pais, Maria Angélica dos Santos Pereira e Fernando Flores Pereira, pelo incentivo e apoio para que eu nunca deixasse de lutar pelos meus objetivos. Sem esquecer-me dos irmãos, Vinícius e Arthur Santos Pereira, aos quais precisei sempre servir de exemplo como irmão, amigo e profissional.

À minha querida e amada esposa Clarissa, agradeço pelo carinho, apoio, compreensão, dedicação, confiança, incentivo, amizade, amor, cuidados e infinitos outros gestos de afeto durante toda a minha trajetória pessoal e acadêmica até então, ressaltando os adoráveis anos como minha companheira.

Ao professor, orientador e, acima de tudo, meu grande amigo Marcos pelo incentivo, apoio e principalmente por toda atenção dispensada e conhecimento a mim passado durante todos os anos de pesquisa.

Agradeço, também, a todo o corpo docente do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica por proporcionar-me bons anos de conhecimento, dedicação e atenção, fatores determinantes para a conclusão e defesa desta dissertação, bem como aos demais funcionários da UNIPAMPA envolvidos direta ou indiretamente no PPGEE.

## RESUMO

O presente trabalho apresenta o desenvolvimento de uma antena dupla-faixa e com dupla-polarização para instalação em plataformas de alta altitude (do inglês, *HAPs – High-Altitude Platforms*). Como principal contribuição científica, o objetivo foi a obtenção de um irradiador com as características acima citadas e com duas portas, uma para cada banda de operação, altamente isoladas. A antena foi desenvolvida em tecnologia de microfitas e pode ser utilizada para a composição de uma rede de antenas retro-diretiva. Dada a alta isolamento obtida entre as portas, pode-se utilizar o irradiador desenvolvido simultaneamente nos modos de recepção (em 5,8 GHz) e transmissão (em 7,0 GHz). Esta antena caracteriza-se como contribuição original desta dissertação.

Diferentes técnicas que possibilitam a obtenção de característica dupla-faixa e dupla-polarização para antenas construídas em tecnologia de microfitas são estudadas, especificamente voltadas para aplicações em redes retro-diretivas. As faixas de interesse encontram-se no intervalo de 5,75 GHz a 5,85 GHz para a banda inferior e 6,95 GHz a 7,05 GHz para a banda superior. Além de atender às especificações técnicas nas faixas de frequência especificadas, os requisitos de bom coeficiente de reflexão, polarização circular, ganho e impedância de entrada devem ser devidamente satisfeitos.

Primeiramente, visando a obter uma geometria para compor uma rede de antenas retro-diretivas, quatro estruturas com característica de dupla-banda e dupla-polarização são estudadas. Os princípios de funcionamento e particularidades de cada geometria estão detalhadamente descritos ao longo do trabalho. Os resultados preliminares de duas das quatro geometrias de antenas são apresentados através de simulação com os pacotes *Ansoft Designer*<sup>®</sup> e *ANSYS HFSS*<sup>™</sup>. Foram levantados e estudados os parâmetros elétricos de cada irradiador em função da variação de suas dimensões físicas.

Finalmente, dentre as antenas analisadas foi realizada a construção de duas geometrias com a finalidade de validar experimentalmente suas características de irradiação. Os resultados numéricos e experimentais obtidos permitem afirmar que uma das geometrias construídas é capaz

de operar em duas bandas e também com polarização circular à direita e à esquerda nas bandas inferior e superior, respectivamente.

Palavras-chave: Antenas de Microfita. Antenas Dupla-Banda. Antenas com Dupla-Polarização. Redes Retro-Diretivas.

## ABSTRACT

This work presents the development of a dual-band and dual-polarized antenna for installation in High-Altitude Platform Station (HAPs). As the main scientific contribution, the objective was to obtain a radiator with the above mentioned features and with two ports with high isolation between them, whereby one port should be used for one operating band. The antenna is designed in microstrip technology and can be used to compose a retrodirective antenna array. With the high isolation achieved between the two ports, the developed radiator can be used simultaneously in the receiving (at 5.8 GHz) and transmitting modes (at 7 GHz). This antenna is an original contribution of this dissertation.

Different techniques that allow obtaining the dual-band and dual-polarization characteristics for antennas implemented in microstrip technology are studied, especially those suitable for application in retrodirective arrays. The bands of interest are in the range of 5.75 GHz to 5.85 GHz for the lower band and 6.95 GHz to 7.05 GHz for the upper band. In addition to meeting the technical specifications in this frequency bands, the requirements of good reflection coefficient, circular polarization, gain and input impedance must be satisfied.

Firstly, in order to obtain a geometry to compose a retrodirective antenna array, four structures with dual-band and dual-polarization characteristics are studied. The operating principles and the main features of each geometry are described in detail along the work. Preliminary results for two of them are presented through simulation packages *Ansoft Designer*<sup>®</sup> e *ANSYS HFSS*<sup>™</sup>. The electrical parameters of each radiator have been studied by means of parametric simulations of its physical dimensions.

Finally, among the analyzed antennas, two geometries were prototyped in order to validate experimentally their radiation properties. The numerical and experimental results validate that one of built geometries can be operate in the two bands and with RHCP and LHCP in the lower and higher bands, respectively.

Keywords: Microstrip Antennas. Dual-Band Antennas. Dual-Polarized Antennas. Retro-Directive Arrays.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Cenário com possíveis aplicações para as redes de antenas retro-diretivas instaladas em <i>HAPs</i> .	22
Figura 2 – Transmissão de sinais via enlaces terrestres da RBS TV - RS.	23
Figura 3 – Detalhamento do enlace terrestre na filial de Santa Maria.	24
Figura 4 – Enlace via <i>HAPs</i> para as TV's regionais.	25
Figura 5 – Localização de uma <i>HAPs</i> .	26
Figura 6 – Arquitetura de uma rede retro-diretiva dupla-faixa.	27
Figura 7 – Antena dupla-faixa com <i>patch</i> retangular alimentada via prova coaxial.	31
Figura 8 – Antena dupla-faixa com <i>patch</i> retangular alimentada via fenda eletromagnética.	32
Figura 9 – Antena dupla-faixa com <i>patch</i> circular alimentada via duas fendas eletromagnéticas.	33
Figura 10 – Antena dupla-faixa com <i>patch</i> retangular estendido e fenda interna.	34
Figura 11 – Antena dupla-faixa com <i>patches</i> circulares empilhados.	35
Figura 12 – Antenas de microfita simples. (a) Antenas linearmente polarizadas. (b) Antenas CP com duas provas coaxiais. (c) Antenas CP com troncamentos ou recortes e uma prova coaxial.	37
Figura 13 – Antena de microfita circularmente polarizada com operação centrada em 5,8 GHz.	39
Figura 14 – Sistema de alimentação da geometria CP com banda centrada em 5,8 GHz.	40
Figura 15 – Vistas superior e inferior do protótipo construído.	41
Figura 16 – Razão axial simulada e medida da antena.	43
Figura 17 – Impedância de entrada simulada e medida na carta de Smith.	43
Figura 18 – Coeficiente de reflexão simulado e medido.	44
Figura 19 – Diagrama de ganho da antena em 5,8 GHz.	44
Figura 20 – Intensidade de campo elétrico irradiado normalizado – curvas medidas.	45
Figura 21 – Detalhamento da curva de impedância de entrada medida na carta de Smith.	46
Figura 22 – Detalhamento dos <i>patches</i> coplanares e vista transversal da antena.	48
Figura 23 – <i>Patch</i> superior da antena dupla-faixa e com dupla-polarização sintonizado em 7 GHz.	50
Figura 24 – <i>Patch</i> inferior da antena dupla-faixa e com dupla-polarização sintonizado em 5,8 GHz.	50
Figura 25 – Vista da seção transversal da antena dupla-faixa com <i>patches</i> com quatro recortes.	51
Figura 26 – Variação da razão axial em função de $L_{y1}$ .	52

Figura 27 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda inferior em função de $L_{y1}$ .....	52
Figura 28 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda superior em função de $L_{y1}$ .....	53
Figura 29 – Variação da razão axial em função de $L_{y2}$ .....	54
Figura 30 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda inferior em função de $L_{y2}$ .....	54
Figura 31 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda superior em função de $L_{y2}$ .....	55
Figura 32 – Variação da razão axial em função de $w_1$ .....	55
Figura 33 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda inferior em função de $w_1$ .....	56
Figura 34 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda superior em função de $w_1$ .....	56
Figura 35 – Variação da razão axial em função de $L_{x1}$ .....	57
Figura 36 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda inferior em função de $L_{x1}$ .....	58
Figura 37 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda superior em função de $L_{x1}$ .....	58
Figura 38 – Variação da razão axial em função de $L_{x2}$ .....	59
Figura 39 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda inferior em função de $L_{x2}$ .....	60
Figura 40 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda superior em função de $L_{x2}$ .....	60
Figura 41 – Variação da razão axial em função de $w_3$ .....	61
Figura 42 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda inferior em função de $w_3$ .....	62
Figura 43 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda superior em função de $w_3$ .....	62
Figura 44 – Variação da razão axial em função de $x_{via}$ .....	63
Figura 45 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda inferior em função de $x_{via}$ .....	64
Figura 46 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda superior em função de $x_{via}$ .....	64
Figura 47 – Variação da razão axial em função de $h_{ar}$ .....	65

Figura 48 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda inferior em função de $h_{ar}$ .	66
Figura 49 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda superior em função de $h_{ar}$ .	66
Figura 50 – Razão axial otimizada para a antena.	69
Figura 51 – Impedância de entrada na carta de Smith para a banda inferior da antena.	69
Figura 52 – Impedância de entrada na carta de Smith para a banda superior da antena.	70
Figura 53 – Diagrama de ganho em 5,8 GHz.	70
Figura 54 – Diagrama de ganho em 7 GHz.	71
Figura 55 – Vista superior dos <i>patches</i> e corte transversal da antena.	73
Figura 56 – Variação da razão axial em função de $x_{sup}$ .	74
Figura 57 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith em função de $x_{sup}$ .	74
Figura 58 – Variação da razão axial em função de $L_{sup}$ .	75
Figura 59 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith em função de $L_{sup}$ .	75
Figura 60 – Variação da razão axial em função de $x_{inf}$ .	76
Figura 61 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith em função de $x_{inf}$ .	76
Figura 62 – Variação da razão axial em função de $L_{inf}$ .	77
Figura 63 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith em função de $L_{inf}$ .	77
Figura 64 – Variação da razão axial em função de $x_{via}$ .	78
Figura 65 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith em função de $x_{via}$ .	78
Figura 66 – Variação da razão axial em função de $h_{ar}$ .	79
Figura 67 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith em função de $h_{ar}$ .	79
Figura 68 – Razão axial otimizada para a antena.	81
Figura 69 – Impedância de entrada otimizada na carta de Smith para a antena.	81
Figura 70 – Diagrama de ganho em 5,8 GHz.	82
Figura 71 – Diagrama de ganho em 7 GHz.	83
Figura 72 – Vista superior do protótipo antes da construção final.	83
Figura 73 – Vistas superior e inferior do protótipo construído.	84
Figura 74 – Impedância de entrada simulada e medida na carta de Smith.	85
Figura 75 – Coeficiente de reflexão simulado e medido.	85
Figura 76 – Efeito do desalinhamento dos laminados no coeficiente de reflexão, coordenada $x$ .	86
Figura 77 – Efeito do desalinhamento dos laminados no coeficiente de reflexão, coordenada $y$ .	86

Figura 78 – Efeito da altura da camada de ar no coeficiente de reflexão.....	87
Figura 79 – Vista superior dos <i>patches</i> e corte transversal da antena.....	91
Figura 80 – Detalhamento do sistema de alimentação da antena.....	92
Figura 81 – Fluxograma de projeto adotado para a otimização desta geometria.....	93
Figura 82 – Parâmetros S da antena (as curvas de $S_{12}$ e $S_{21}$ são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).....	94
Figura 83 – Detalhamento do sistema de alimentação da antena com a inserção dos tocos desacopladores.....	95
Figura 84 – Parâmetros S após a inserção dos tocos desacopladores (as curvas de $S_{12}$ e $S_{21}$ são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).....	95
Figura 85 – Variação da razão axial da antena em função de $x_{via}$ .....	96
Figura 86 – Variação do coeficiente de reflexão na banda inferior em função de $x_{via}$ .....	97
Figura 87 – Variação do coeficiente de reflexão na banda superior em função de $x_{via}$ .....	97
Figura 88 – Variação da razão axial da antena em função de $y_{via}$ .....	98
Figura 89 – Variação do coeficiente de reflexão na banda inferior em função de $y_{via}$ .....	98
Figura 90 – Variação do coeficiente de reflexão na banda superior em função de $y_{via}$ .....	99
Figura 91 – Variação da razão axial da antena em função de $x_{inf}$ .....	100
Figura 92 – Variação do coeficiente de reflexão na banda inferior em função de $x_{inf}$ .....	100
Figura 93 – Variação do coeficiente de reflexão na banda superior em função de $x_{inf}$ .....	101
Figura 94 – Variação da razão axial da antena em função de $x_{sup}$ .....	101
Figura 95 – Variação do coeficiente de reflexão na banda inferior em função de $x_{sup}$ .....	102
Figura 96 – Variação do coeficiente de reflexão na banda superior em função de $x_{sup}$ .....	102
Figura 97 – Variação da razão axial da antena em função de $h_{ar}$ .....	103
Figura 98 – Variação do coeficiente de reflexão na banda inferior em função de $h_{ar}$ .....	103
Figura 99 – Variação do coeficiente de reflexão na banda superior em função de $h_{ar}$ .....	104
Figura 100 – Variação da razão axial da antena em função de $d_{inf}$ .....	105
Figura 101 – Análise paramétrica dos parâmetros S da antena nas duas bandas de operação (as curvas de $S_{12}$ e $S_{21}$ são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).....	105
Figura 102 – Variação da razão axial da antena em função de $L_{inf}$ .....	106
Figura 103 – Análise paramétrica dos parâmetros S da antena nas duas bandas de operação (as curvas de $S_{12}$ e $S_{21}$ são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).....	106
Figura 104 – Variação da razão axial da antena em função de $d_{sup}$ .....	107

Figura 105 – Análise paramétrica dos parâmetros S da antena nas duas bandas de operação (as curvas de $S_{12}$ e $S_{21}$ são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).....	108
Figura 106 – Variação da razão axial da antena em função de $L_{sup}$ . .....	109
Figura 107 – Análise paramétrica dos parâmetros S da antena nas duas bandas de operação (as curvas de $S_{12}$ e $S_{21}$ são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).....	109
Figura 108 – Variação da razão axial da antena em função de $d_{bot}$ . .....	110
Figura 109 – Análise paramétrica dos parâmetros S da antena nas duas bandas de operação (as curvas de $S_{12}$ e $S_{21}$ são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).....	111
Figura 110 – Variação da razão axial da antena em função de $L_{bot}$ . .....	112
Figura 111 – Análise paramétrica dos parâmetros S da antena nas duas bandas de operação (as curvas de $S_{12}$ e $S_{21}$ são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).....	112
Figura 112 – Variação da razão axial da antena em função de $d_{top}$ . .....	113
Figura 113 – Análise paramétrica dos parâmetros S da antena nas duas bandas de operação (as curvas de $S_{12}$ e $S_{21}$ são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).....	114
Figura 114 – Variação da razão axial da antena em função de $L_{top}$ . .....	115
Figura 115 – Análise paramétrica dos parâmetros S da antena nas duas bandas de operação (as curvas de $S_{12}$ e $S_{21}$ são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).....	115
Figura 116 – Razão axial final da antena nas duas bandas de interesse. ....	117
Figura 117 – Parâmetros S finais da antena nas faixas de operação (as curvas de $S_{12}$ e $S_{21}$ são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).....	117
Figura 118 – Diagrama de ganho da geometria em 5,8 GHz. ....	118
Figura 119 – Diagrama de ganho da geometria em 7 GHz. ....	118
Figura 120 – Detalhamento do protótipo construído. ....	119
Figura 121 – Parâmetros S simulados e medidos na banda inferior da antena (as curvas de $S_{12}$ e $S_{21}$ são coincidentes devido à reciprocidade da geometria). ....	120
Figura 122 – Parâmetros S simulados e medidos na banda superior da antena (as curvas de $S_{12}$ e $S_{21}$ são coincidentes devido à reciprocidade da geometria). ....	121
Figura 123 – Variação do coeficiente de reflexão na porta 2 em função de $h_{ar}$ . ....	121
Figura 124 – Curvas de razão axial medida e simulada na banda inferior da antena. ....	122
Figura 125 – Curvas de razão axial medida e simulada na banda superior da antena. ....	123
Figura 126 – Variação da AR da antena na banda inferior em função da camada de ar. ....	123
Figura 127 – Variação da AR da antena na banda superior em função da camada de ar. ....	124
Figura 128 – Variação da AR da antena na banda superior em função dos desalinhamentos entre os laminados. ....	125

Figura 129 – Campo elétrico irradiado normalizado em 5,8 GHz. ....	126
Figura 130 – Campo elétrico irradiado normalizado em 7 GHz. ....	126

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Valores finais para as dimensões físicas da antena. ....	41
Tabela 2 – Resumo da análise paramétrica das dimensões da antena. ....	67
Tabela 3 – Valores finais para as dimensões físicas da antena. ....	68
Tabela 4 – Valores finais para as dimensões físicas da antena. ....	80
Tabela 5 – Valores iniciais das dimensões da antena. ....	93
Tabela 6 – Valores finais para as dimensões da antena. ....	116

## LISTA DE SIGLAS

AR – Axial Ratio

CP – Circular Polarization

DLR – Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt

DSP – Digital Signal Processing

FPGA – Field Programmable Gate Array

GEO – Geostationary Orbit

GND – Ground

GNSS – Global Navigation Satellite Systems

HAP – High Altitude Platform

HPBW – Half-Power Beam Width

IVHS – Intelligent Vehicle Highway Systems

IF – Intermediary Frequency

LEO – Low Earth Orbit

LHCP – Left-Hand Circular Polarization

LP – Linear Polarization

PCB – Printed Circuit Board

PLF – Polarization Loss Factor

RBSTV – Rede Brasil Sul de Televisão

RF – Radio Frequency

RFR – Resonant Frequency Ratio

RHCP – Right-Hand Circular Polarization

SMA – Subminiature version A

SWR – Surface Wave Ratio

TM – Transverse Magnetic

VGA – Variable Gain Amplifier

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\Psi_{Rx}$  – fase do sinal recebido pela rede retro-diretiva

$\varepsilon_r$  – permissividade relativa ou constante dielétrica do laminado de micro-ondas

$\tan \delta$  – tangente de perdas do laminado de micro-ondas

$\lambda_g$  – comprimento de onda guiado no material dielétrico

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>20</b>
<b>2</b>	<b>ANTENAS DUPLA-BANDA E CIRCULARMENTE POLARIZADAS.....</b>	<b>30</b>
2.1	Antenas Dupla-faixa com um Elemento Irradiador.....	30
2.2	Antenas Dupla-faixa com dois ou mais Elementos Irradiadores .....	34
2.3	Técnicas para a Obtenção de Antenas com Polarização Circular .....	36
2.4	Síntese do Capítulo .....	46
<b>3</b>	<b>PROJETO DE ANTENAS DUPLA-FAIXA COM ALIMENTAÇÃO SIMPLES.....</b>	<b>47</b>
3.1	Antenas Dupla-faixa - Patches Coplanares.....	47
3.2	Antena Dupla-faixa e com Dupla-polarização - Patches Empilhados .....	49
3.2.1	Estudo Paramétrico da Antena .....	51
3.2.2	Características Finais da Antena .....	68
3.3	Antena Dupla-faixa e com Polarização Circular - Patches Empilhados .....	72
3.3.1	Estudo Paramétrico da Antena .....	73
3.3.2	Características Finais da Antena .....	80
3.3.3	Caracterização Experimental da Antena .....	83
3.4	Síntese do Capítulo .....	87
<b>4</b>	<b>PROJETO DE ANTENAS DUPLA-FAIXA E DUPLA-ALIMENTAÇÃO .....</b>	<b>89</b>
4.1	Antena com dois Patches Empilhados e dois Pontos de Alimentação .....	89
4.1.1	Estudo Paramétrico da Antena .....	96
4.1.2	Características Finais da Antena .....	116
4.1.3	Caracterização Experimental.....	119
4.2	Síntese do Capítulo .....	127
<b>5</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS.....</b>	<b>128</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>131</b>

## 1 INTRODUÇÃO

As antenas de microfita têm sido amplamente empregadas em sistemas de comunicação sem fio (*wireless*), internet, telefonia móvel, sistemas de posicionamento global via satélite (do inglês, *GNSS – Global Navigation Satellite Systems*) e sistemas digitais de comunicação e televisão. Sua estrutura básica consiste de um substrato dielétrico contendo o *patch* de um lado e um plano de terra do outro (PEREIRA, Lucas, 2012). Com o notório avanço em tecnologias de circuitos impressos (do inglês, *PCB – Printed Circuit Board*) e eletrônica de micro-ondas, este modelo de antena que permite uma grande variação da sua estrutura física. Devido suas características de construção apresentarem baixo arrasto aerodinâmico, baixo peso e volume, ser planar, de fácil moldagem em cilindros e esferas, facilidade de integração com componentes ativos e circuitos eletrônicos, apresentam uma vasta gama de utilização em sistemas aeroespaciais, (PEREIRA, Lucas, et. al., 2013).

Este trabalho tem por objetivo realizar um estudo de possíveis geometrias de antenas de microfita capazes de operar em duas bandas de frequência e com polarização circular à direita na banda inferior e à esquerda na superior. O irradiador deverá ser compatível para composição de uma rede de antenas retro-diretiva para operação em sistemas de comunicação instalados em plataformas de alta altitude (do inglês, *HAP – High-Altitude Platform*). Com esta finalidade, são analisados os trabalhos mais relevantes que tratam de técnicas para a obtenção de antenas dupla-faixa e com polarização circular, além de estratégias para a obtenção de redes com característica retro-diretiva.

As redes retro-diretivas apresentam uma característica de irradiação diferenciada das antenas convencionais. Quando este modelo de antena recebe um sinal de uma direção desconhecida, retransmite o sinal de volta à fonte emissora, sem que haja o conhecimento prévio de sua localização. Para tal operacionalidade, estas redes podem ou não fazer uso de alguma forma de processamento digital de sinais (do inglês, *DSP – Digital Signal Processing*), (LEONG, Kevin, 2003).

Ao longo dos últimos anos, as pesquisas voltadas ao desenvolvimento de sistemas utilizando ondas milimétricas apresentaram uma tendência com relação a aplicações não só militares, mas também aplicações comerciais. Isto devido ao recente declínio nos custos de tecnologias em componentes eletrônicos, eletrônica de radiofrequência e em sistemas de micro-ondas. Em aplicações como o controle de tráfego rodoviário e em sistemas anti-colisão, por exemplo, e a sua subsequente evolução para sistemas rodoviários com veículos inteligentes (do inglês, *IVHS – Intelligent Vehicle Highway Systems*), as redes retro-diretivas têm despertado grande interesse por parte da comunidade científica na área das comunicações, (CHUNG, S., 1998).

A característica de retro-diretividade por ser obtida através da conjugação de fase dos elementos da rede. A técnica mais simples para realizar esta conjugação de fase é através da rede de Van Atta. Neste caso, os elementos da rede são agrupados aos pares e distanciados de forma equidistante do centro geométrico da rede. As conexões são realizadas por linhas de transmissão de mesmo comprimento físico, de forma que o sinal recebido por um elemento é retransmitido pelo seu respectivo par. Outra técnica consiste em realizar a conjugação de fase através do emprego de misturadores de frequência (MIYAMOTO, 2003).

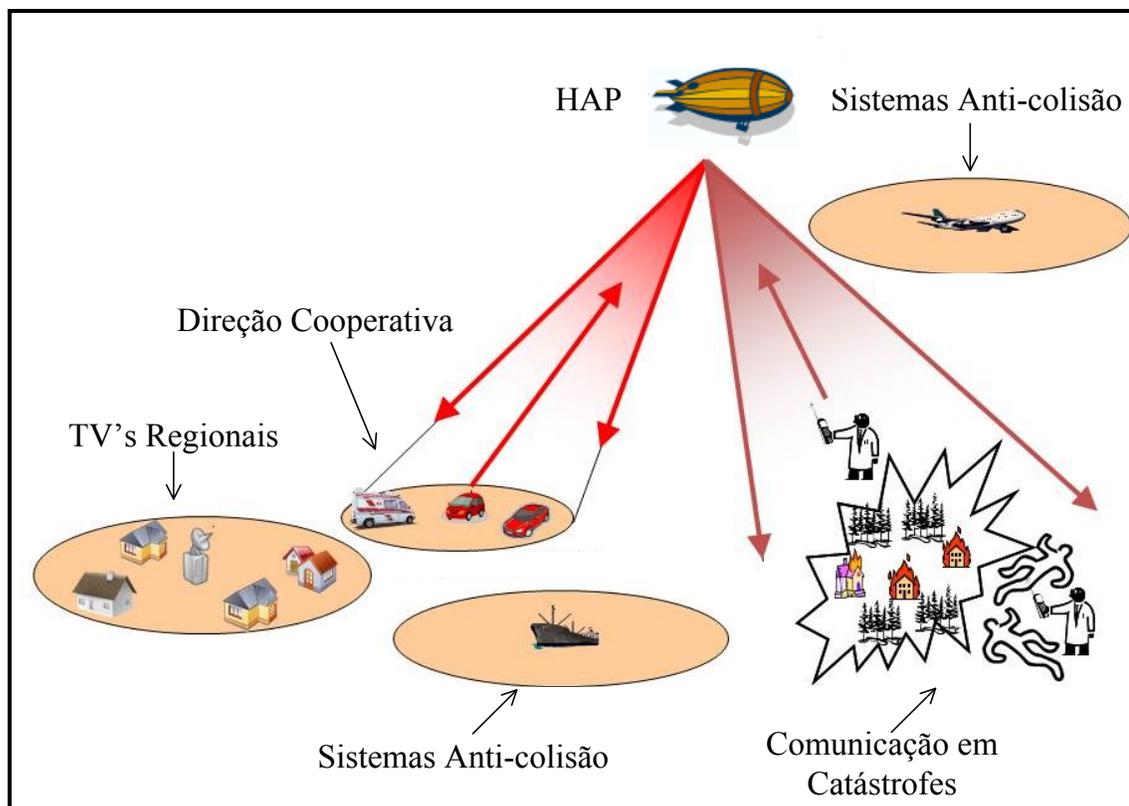
Diversas pesquisas podem ser encontradas na literatura acerca deste modelo de rede de antenas. Em Fusco (1998), duas redes retro-diretivas planares foram projetadas para operar em dupla-banda e com polarização linear e banda simples com dupla-polarização, ambas através do emprego de uma rede de Van Atta. Em Tseng (1998), uma rede retro-diretiva linear com 6 irradiadores compostos de duas fendas é otimizada de forma a operar na banda X, também aplicando uma rede de Van Atta. Redes retro-diretivas com outros formatos de *patch* podem ser encontradas na literatura, como em anel (JUNG, 2011), circular (FUSCO, 2011) e quadrado (FUSCO, 2012).

Referente à aplicação de osciladores locais, Fusco (2009) apresenta uma nova arquitetura de rede retro-diretiva linear de 10 elementos irradiadores e com dupla-polarização que emprega um modulador em quadratura de fase modificado. Neste caso, o autor ressalva que tal arquitetura contorna e/ou reduz os problemas encontrados em redes retro-diretivas que empregam os *mixers* convencionais. Enquanto que, em Forsyth (2002), uma rede retro-diretiva com o emprego de

osciladores locais defasados no espaço é projetada em 10,7 GHz. Esta proposta resulta em uma maior flexibilidade nos aspectos construtivos da rede.

A retro-diretividade pode ser empregada em sistemas anti-colisão, onde um sinal de interrogação é enviado de uma aeronave, por exemplo, e um sinal de resposta seria reenviado para a direção de interrogação por outra aeronave em colisão com a primeira. Outras possíveis aplicações para estas redes de antenas seriam as comunicações em catástrofes, como incêndios, terremotos e furacões, ou ainda para sinais de Televisão (TV) a nível regional. A Figura 1 apresenta um cenário com algumas destas aplicações, (BISCHL, H., 2008).

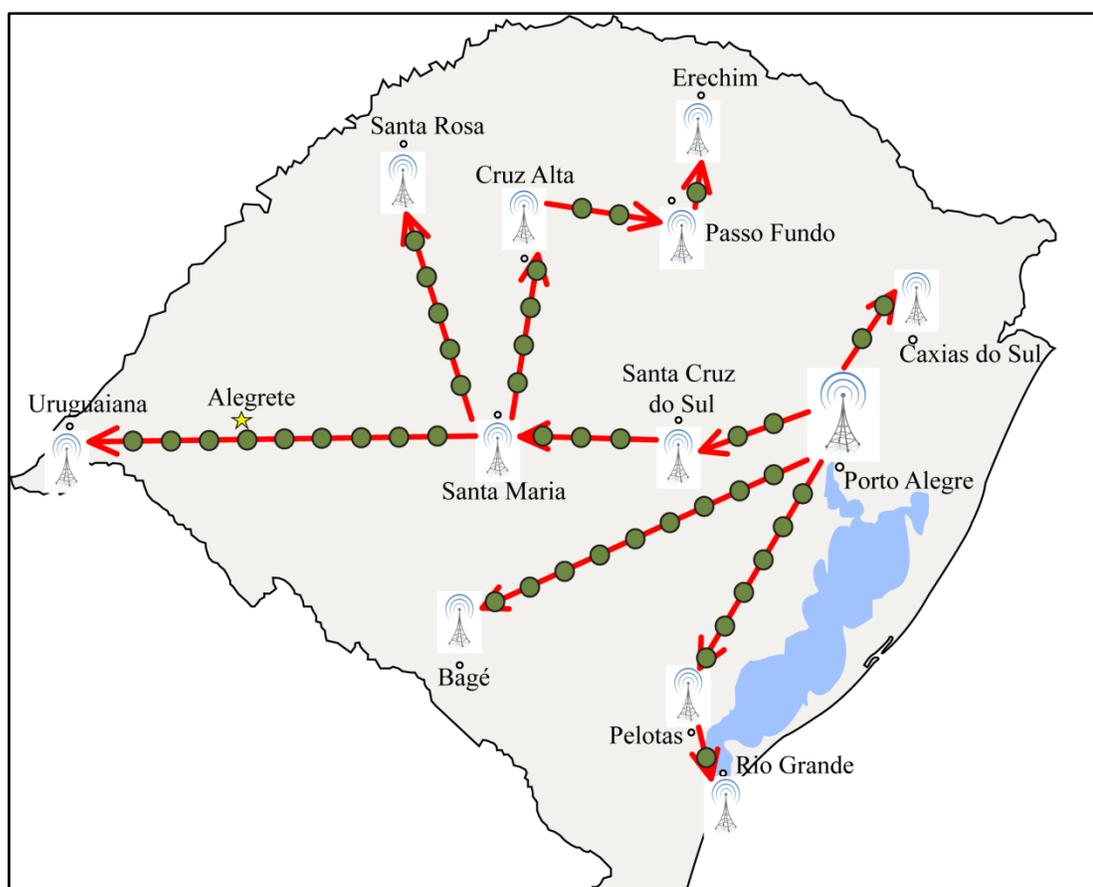
Figura 1 – Cenário com possíveis aplicações para as redes de antenas retro-diretivas instaladas em *HAPs*.



Fonte: Imagem adaptada de (BISCHL, H., 2008).

Particularizando o cenário das TV's regionais, pode-se considerar a RBS TV (Rede Brasil Sul de Televisão), sendo esta uma das emissoras abertas de televisão da região sul do Brasil. Considerando-se o estado do Rio Grande do Sul, esta emissora apresenta a sua sede localizada na cidade de Porto Alegre e conta com onze filiais gaúchas, localizadas em Bagé, Caxias do Sul, Cruz Alta, Erechim, Passo Fundo, Pelotas, Rio Grande, Santa Cruz do Sul, Santa Maria, Santa Rosa e Uruguaiiana. Assim, a programação da emissora irá percorrer todo o estado até as suas filiais através dos enlaces terrestres mostrados na Figura 2, onde os pontos verdes representam estações repetidoras do sinal, instaladas a cada 30 km, a fim de possibilitar a comunicação por longas distâncias. (Dados extraídos de: <[https://pt.wikipedia.org/wiki/RBS\\_TV](https://pt.wikipedia.org/wiki/RBS_TV)>).

Figura 2 – Transmissão de sinais via enlaces terrestres da RBS TV - RS.



Fonte: Mapa obtido em: <<https://www.google.com.br/maps/@-30.4163414,-53.6704592,7z?hl=pt-BR>>.

Cada filial, por sua vez, apresenta determinada abrangência em sua região de localização geográfica. Particularizando, por exemplo, o caso da filial localizada em Santa Maria juntamente com as suas sucursais, pode-se considerar o enlace terrestre ilustrado na Figura 3.

Figura 3 – Detalhamento do enlace terrestre na filial de Santa Maria.



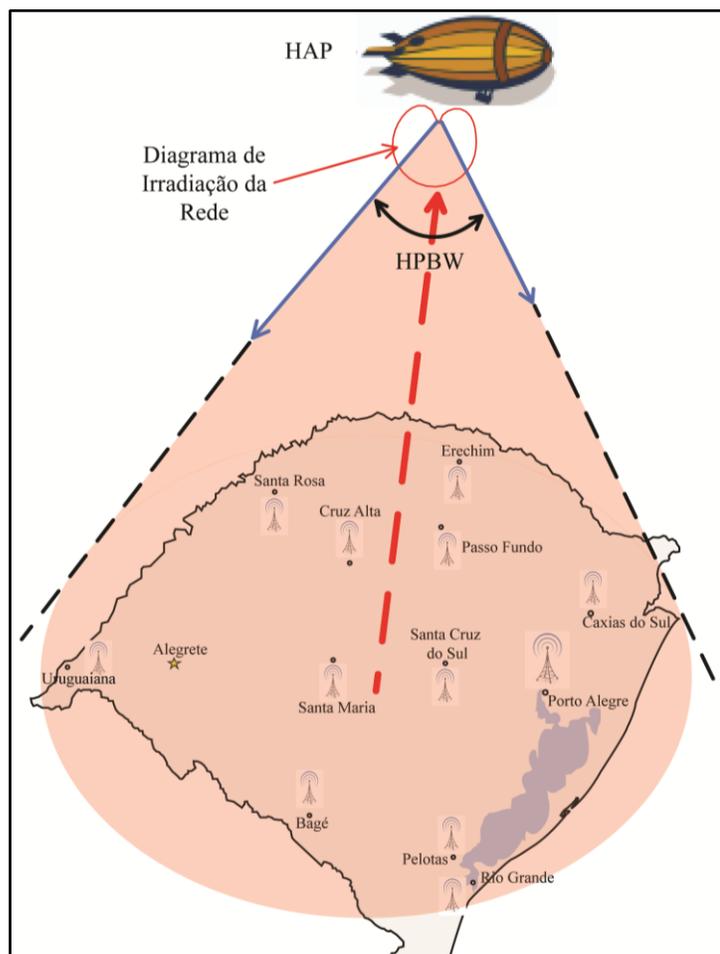
Fonte: Mapa obtido em: < <https://www.google.com.br/maps/place/Santa+Maria,+RS/@-29.7776134,-53.8244197,10z/data=!3m1!4b1!4m2!3m1!1s0x9503cb5d0da567bf:0xa44d9c1e7f7f7297?hl=pt-BR> >.

Assim, fica evidente que o enlace terrestre de comunicação desta emissora de televisão apresenta um número elevado de estações repetidoras do sinal a ser transmitido, o que acarreta em um alto valor gasto periodicamente em manutenção e operação deste grande sistema. Com a finalidade de apresentar uma nova possibilidade nas comunicações para as emissoras de televisão regionais, ou ainda, exemplificar de forma bastante didática a relevância e a aplicabilidade das redes retro-diretivas, todos estes cenários de enlace terrestre poderiam ser substituídos por um sistema de comunicação baseados em antenas retro-diretivas instaladas em *HAPs*.

A Figura 4 mostra como seria este cenário caso fosse empregada uma comunicação através de redes retro-diretivas. Basicamente, seriam necessárias torres com antenas receptoras do

sinal apenas nas cidades de abrangência da emissora, ao invés de se colocarem estações repetidoras. O sinal seria enviado de uma cidade localizada na região central do estado para a *HAP*, e seria recebido e retransmitido pela antena retro-diretiva. As filiais e sucursais receberiam o sinal diretamente da *HAP* sem a necessidade de enlace terrestre. A cobertura do sinal seria garantida pelo formato do diagrama de irradiação da rede na retransmissão. O lóbulo principal teria o seu máximo apontado na direção de subida do sinal e as demais regiões seriam iluminadas em função do ângulo de meia-potência (do inglês, *HPBW* – *Half-Power Beam Width*) da rede retro-diretiva.

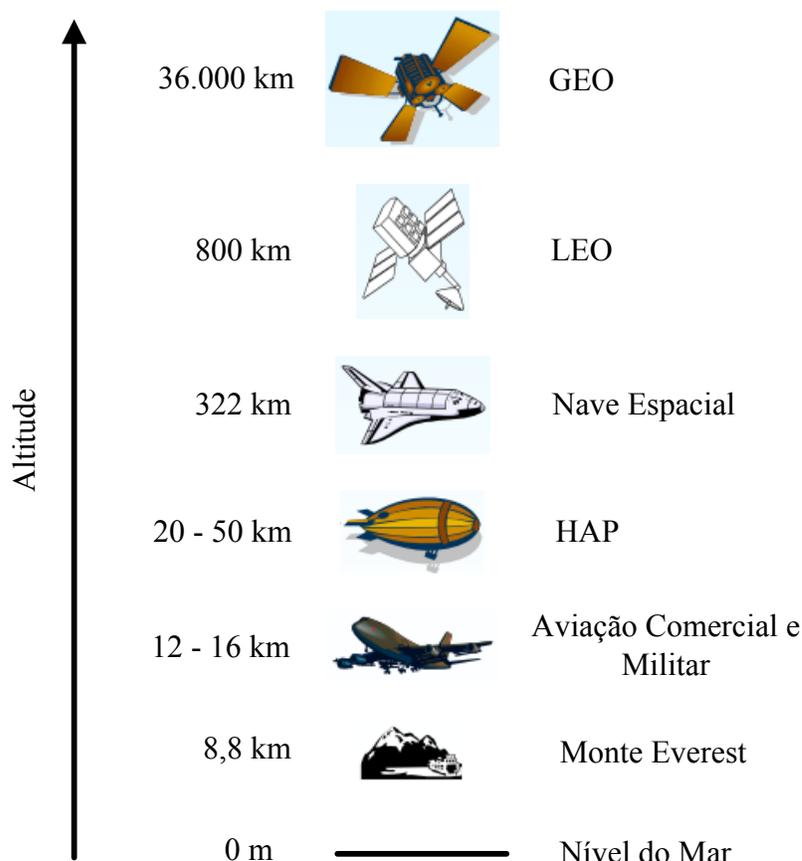
Figura 4 – Enlace via *HAPs* para as TV's regionais.



Fonte: Mapa editado a partir de: < <https://www.google.com.br/maps/@-30.4163414,-53.6704592,7z?hl=pt-BR> >.

As *HAPs* são aeronaves espaciais que voam a altitudes compreendidas entre 20 e 50 km e localizadas em um ponto fixo relativo à superfície terrestre. Estima-se que cada estação apresenta uma cobertura entre 200 e 500 km de diâmetro. A Figura 5 apresenta uma demonstração da localização de uma *HAP* em comparação a outros sistemas de comunicação como o geostacionário (do inglês, *GEO – Geostationary Orbit*) e o de órbita baixa *LEO* (do inglês, *LEO – Low Earth Orbit*), (PARK, J. M., 2008).

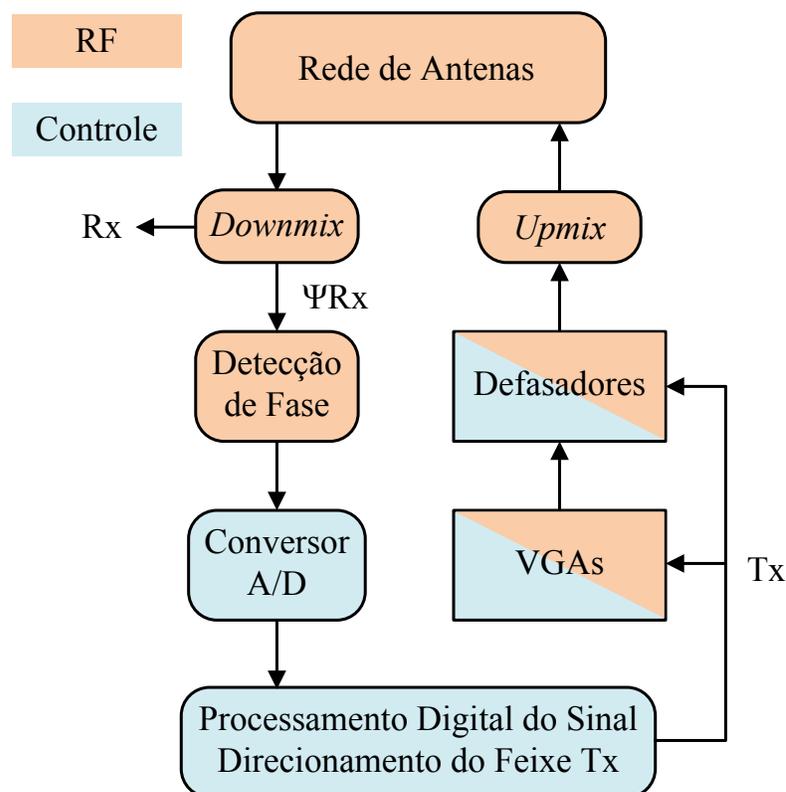
Figura 5 – Localização de uma *HAPs*.



Fonte: Imagem adaptada de (PARK, J. M., 2008).

A Figura 6 apresenta a arquitetura de uma rede retro-diretiva para operação em duas bandas, sendo uma para o enlace de subida (*uplink*) e outra para o de descida (*downlink*). O sinal é recebido pela *HAP* através de uma rede de antenas linear com 8 elementos. No estágio seguinte (*downmix*), o sinal recebido (Rx) é convertido para uma frequência intermediária (do inglês, *IF – Intermediary Frequency*) de 100 MHz. Em seguida, são coletados os valores de fase deste sinal ( $\Psi_{Rx}$ ) e convertidos para o formato digital, a fim de serem processados por uma *FPGA* (do inglês, *FPGA – Field Programmable Gate Array*), que realiza a otimização dos valores de amplitude e fase progressiva das correntes de excitação de cada elemento da rede retro-diretiva. Estes valores obtidos numericamente serão inseridos nos elementos da rede pelos amplificadores de ganho variável (do inglês, *VGAs – Variable Gain Amplifiers*) e defasadores (antes de o sinal ser elevado à frequência de transmissão no estágio *upmix*) com a finalidade de conformar o diagrama de irradiação na direção do sinal recebido pela rede (GREDA, L., et. al., 2014).

Figura 6 – Arquitetura de uma rede retro-diretiva dupla-faixa.



Fonte: Imagem adaptada de (GREDA, L., et. al., 2014).

Desta forma, as especificações de projeto para o elemento simples da rede são descritas a seguir e estão em comum acordo com uma parceria de pesquisa firmada entre a Universidade Federal do Pampa e o Centro Aeroespacial Alemão (do alemão, *DLR – Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt*):

- Duas bandas de operação centradas em 5,8 GHz e 7 GHz;
- Largura de banda do sinal de 50 MHz para cada faixa de operação: cerca de 0,86% para a faixa de operação inferior e 0,74% para a faixa superior;
- Largura de banda da antena de 100 MHz para cada faixa de operação: cerca de 1,7% para a faixa de operação inferior e 1,48% para a faixa superior;
- Polarização circular à direita (do inglês, *RHCP – Right-Hand Circular Polarization*) na banda inferior;
- Polarização circular à esquerda (do inglês, *LHCP – Left-Hand Circular Polarization*) na banda superior;
- Razão axial abaixo de 3 dB para cada faixa de operação;
- Coeficiente de reflexão abaixo de -10 dB para cada faixa de operação;
- Construção em tecnologia de microfita;
- Geometrias coplanares ou empilhadas, com um ou dois pontos de alimentação.

De posse das especificações de projeto o estudo conduzido a seguir apresentará como finalidade principal explorar as possibilidades de análise, otimização e prototipação de estruturas candidatas a compor este modelo de rede de antenas.

Na seção 2, as principais técnicas necessárias para a obtenção de irradiadores capazes de operar em duas faixas de frequências, bem como um estudo sobre geometrias com polarizações linear e circular é apresentado.

Nas seções 3 e 4, os procedimentos necessários para a obtenção de uma geometria com capacidade de suportar a operação em dupla-banda e dupla-polarização serão discutidos, utilizando apenas um ou dois pontos de alimentação, respectivamente.

Ao final deste trabalho estão as considerações finais acerca de todo o estudo e projeto realizados, bem como as referências bibliográficas adotadas.

## 2 ANTENAS DUPLA-BANDA E CIRCULARMENTE POLARIZADAS

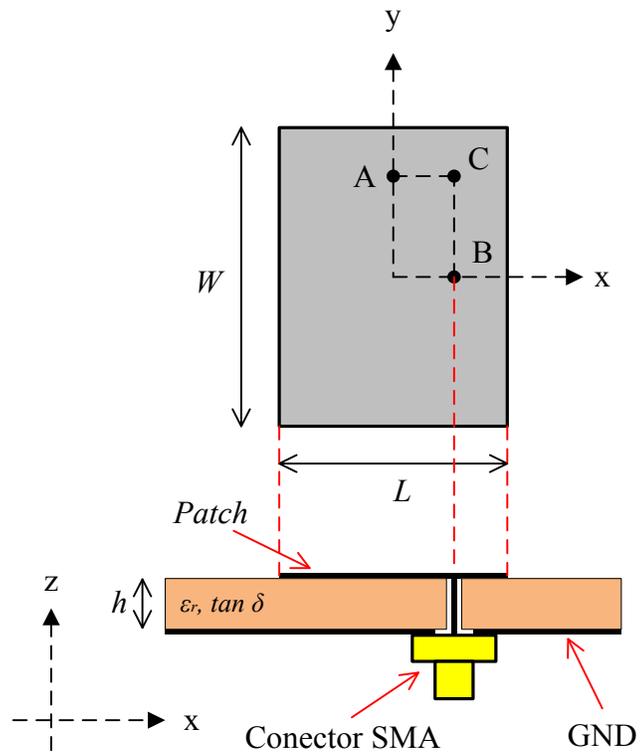
Diversas aplicações em comunicação sem fio necessitam de antenas com dupla-faixa de operação. Sendo assim, as antenas de microfita e, mais genericamente, as impressas, têm sido alvo de muitas pesquisas por apresentarem características desejáveis a estes sistemas, conforme foram descritas brevemente no capítulo anterior (PEREIRA, L., et. al., 2015).

Existem diferentes formas e técnicas de se obter uma estrutura irradiadora com dupla-banda. As antenas podem ser constituídas de apenas um laminado de micro-ondas, denominadas antenas planares (do inglês, *singly-layered antennas*), e neste caso apresentar um ou mais pontos de alimentação. Outra maneira de alcançar a dupla-banda de operação está no emprego de estruturas compostas por dois ou mais *patches*, utilizando laminados de micro-ondas empilhados (do inglês, *stacked patch antennas*). Há, ainda, a possibilidade de inserção de tocos, pinos e fendas ou recortes na estrutura do *patch*, com a finalidade de obter a segunda frequência de ressonância da antena, (MACI, 1997).

### 2.1 Antenas Dupla-faixa com um Elemento Irradiador

Uma das estruturas mais simples capaz de operar em duas faixas de frequência consiste em um *patch* retangular alimentado por uma ou duas provas coaxiais, como mostra a Figura 7. A posição do ponto de alimentação é ajustada de forma que dois modos TM (do inglês, *TM – Transverse Magnetic*) existam na antena. Os modos  $TM_{01}$  e  $TM_{10}$  são os modos fundamentais em antenas retangulares e quadradas, e podem ser excitados posicionando-se a prova coaxial nos pontos  $A(0, y_A)$  e  $B(x_B, 0)$ , respectivamente. Alternativamente, ajustando-se a posição do ponto de alimentação para o ponto  $C(x_B, y_A)$ , a dupla-faixa de operação pode ser alcançada através da excitação dos modos  $TM_{01}$  e  $TM_{10}$  simultaneamente, com apenas uma prova coaxial (CHEN, 1996).

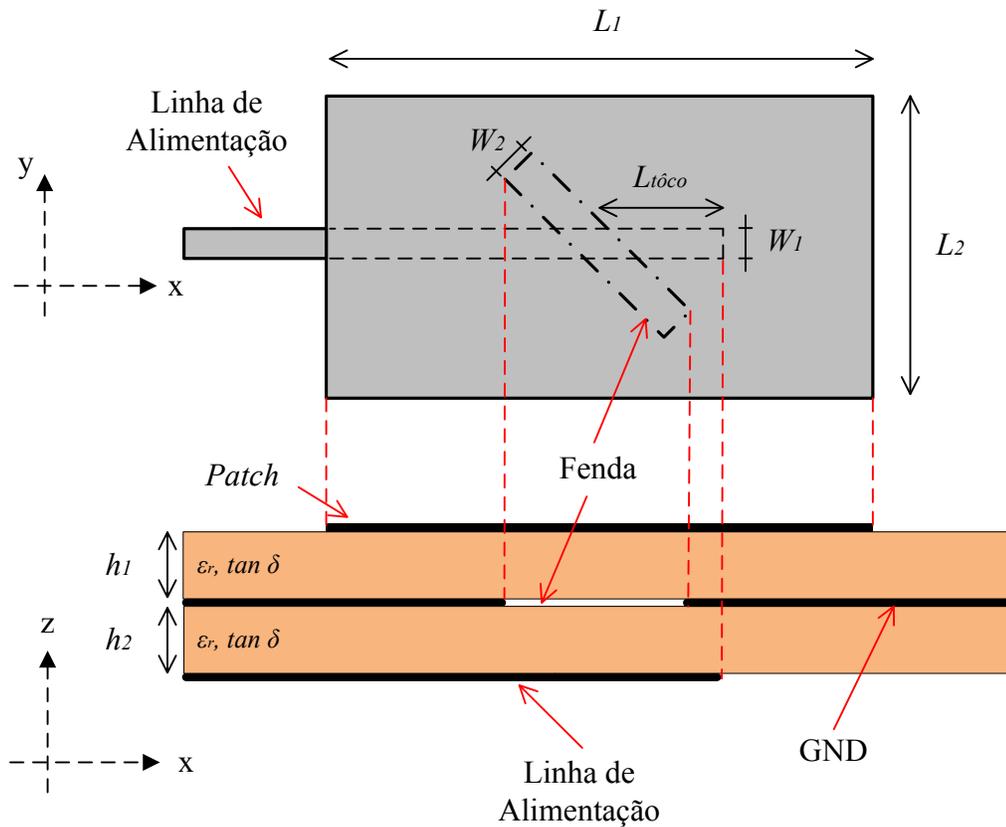
Figura 7 – Antena dupla-faixa com *patch* retangular alimentada via prova coaxial.



Fonte: Imagem adaptada de (CHEN, 1996).

Outra forma de se obter dupla-faixa em um *patch* retangular é utilizando uma alimentação por fenda eletromagnética inclinada em relação à linha de alimentação, como mostrado na Figura 8. Nesta estrutura, a frequência de operação poderá ser regulada através da variação dos parâmetros  $L_1$  e  $L_2$ . O casamento de impedância pode ser alcançado através do ajuste do comprimento da linha que ultrapassa o centro geométrico da fenda ( $L_{toco}$ ) e da largura e do comprimento da fenda,  $W_2$  e  $L_{fenda}$ , respectivamente, (ANTAR, 1995).

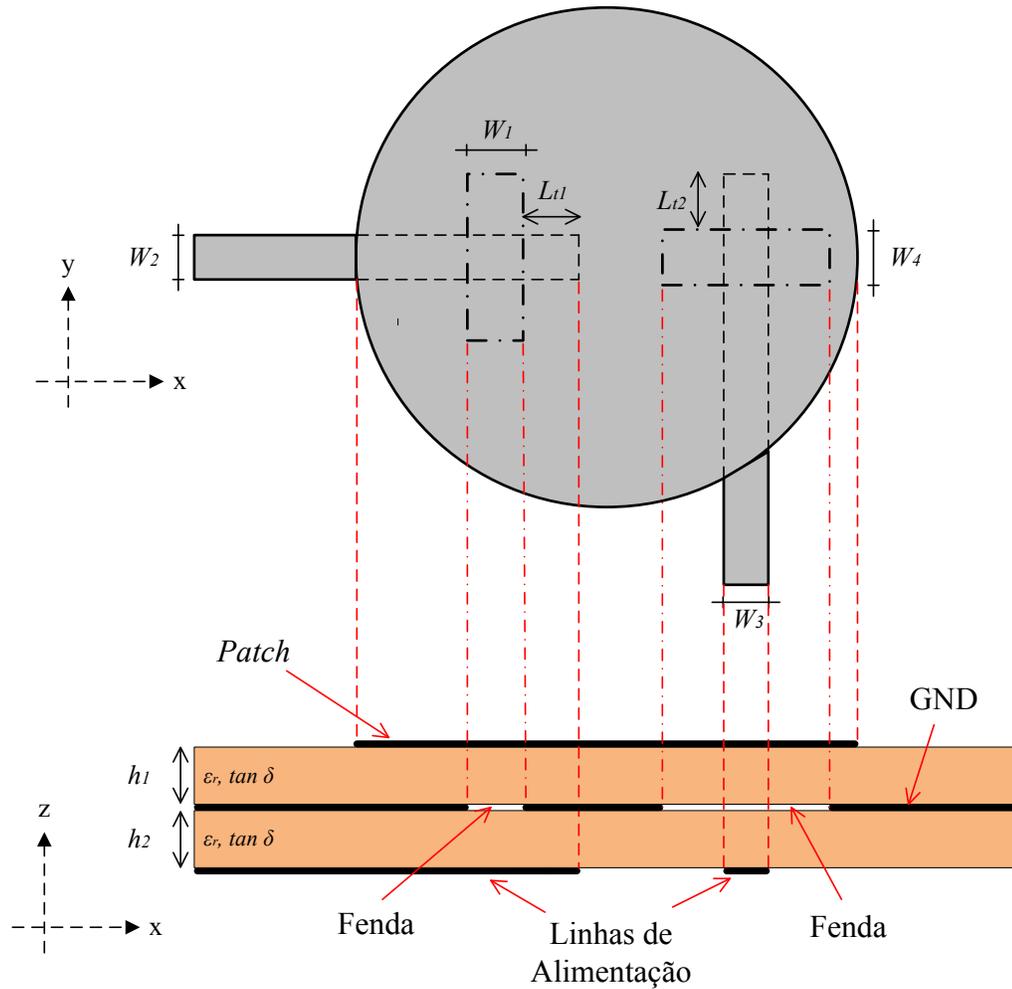
Figura 8 – Antena dupla-faixa com *patch* retangular alimentada via fenda eletromagnética.



Fonte: Imagem adaptada de (ANTAR, 1995).

A Figura 9 apresenta um irradiador com *patch* circular alimentado em dois pontos distintos por duas fendas eletromagnéticas sobrepostas a duas linhas de alimentação. Os comprimentos de linhas que ultrapassam o centro geométrico das fendas,  $L_{l1}$  e  $L_{l2}$ , podem ser considerados como tocos simples terminados em aberto e estes são ajustados para efetuar o casamento de impedância da estrutura em cada banda de operação. A isolação de -35 dB entre as portas foi obtida através da otimização da posição e dimensões das fendas empregadas para a alimentação da estrutura,  $W_1$  e  $L_{l1}$  para uma fenda e  $W_4$  e  $L_{l2}$  para a segunda. Deve-se ponderar, porém, que esta estrutura é linearmente polarizada, (MURAKAMI, 1993).

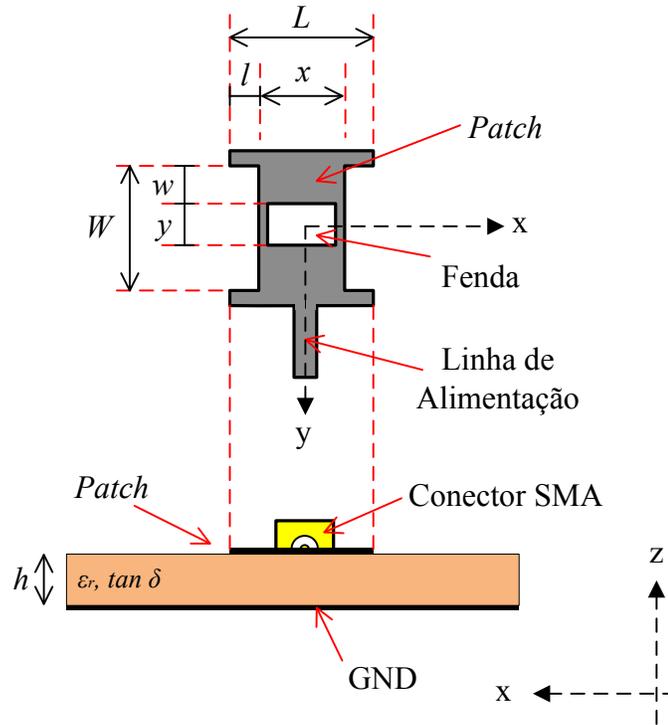
Figura 9 – Antena dupla-faixa com *patch* circular alimentada via duas fendas eletromagnéticas.



Fonte: Imagem adaptada de (MURAKAMI, 1993).

De outra forma, a operação em duas faixas de frequências pode ser obtida através de geometrias com truncamentos e recortes em sua estrutura. A Figura 10 apresenta um irradiador com *patch* retangular onde seus cantos foram estendidos e uma fenda retangular foi inserida no seu interior. Neste caso as dimensões  $L$  e  $W$  do *patch* e as dimensões  $x$  e  $y$  da fenda inserida neste, controlam as frequências centrais de operação nas bandas inferior e superior, respectivamente. O casamento de impedâncias da antena pode ser obtido através das dimensões  $l$  e  $w$ , de acordo com a geometria ilustrada na Figura 10, (SHARMA, Rama, 2013).

Figura 10 – Antena dupla-faixa com *patch* retangular estendido e fenda interna.



Fonte: Imagem adaptada (SHARMA, Rama, 2013).

Deve-se ponderar o fato de que a antena da Figura 10 apresenta um diagrama de irradiação dito bidirecional, ou seja, este não apresenta uma direção preferencial de apontamento. Sendo assim, estruturas baseadas na inserção de fendas ou recortes no *patch* não serão consideradas neste trabalho.

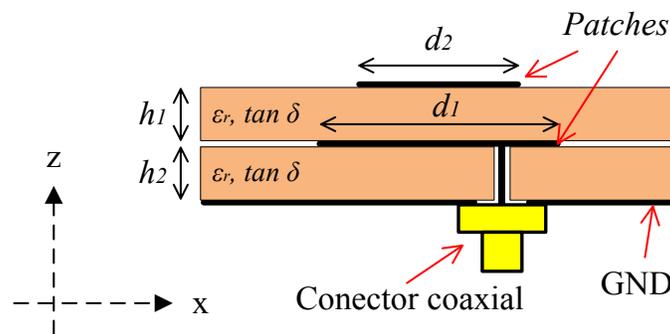
## 2.2 Antenas Dupla-faixa com dois ou mais Elementos Irradiadores

Nestes tipos de estruturas, a dupla-banda pode ser obtida através do emprego de múltiplos elementos irradiadores empilhados. As antenas com dois ou mais *patches* empilhados são ditas

*stacked patch antennas* e apresentam laminados de micro-ondas empilhados contendo os elementos irradiadores que podem conter diferentes formas geométricas (circular, quadrado, anelar, etc.) e suportar a mesma polarização nas duas faixas de frequência, bem como dupla-polarização.

Uma geometria de *patches* empilhados é mostrada na Figura 11. Esta estrutura apresenta dois discos circulares de diâmetros distintos,  $d_1$  e  $d_2$ , de modo a operar em frequências distintas. Sua alimentação é realizada por uma prova coaxial conectada ao *patch* inferior e, por acoplamento eletromagnético, o *patch* superior é excitado (LONG, 1979).

Figura 11 – Antena dupla-faixa com *patches* circulares empilhados.



Fonte: Imagem adaptada (LONG, 1979).

Existem diversas geometrias de *patches*, canônicos ou não, que podem ser empilhados de forma a excitar dois modos de operação na antena. Duas destas possíveis geometrias foram analisadas e projetadas, e podem ser vistas na subseção 3.2.

### 2.3 Técnicas para a Obtenção de Antenas com Polarização Circular

As antenas em geral apresentam polarização elíptica, que é definida basicamente por três parâmetros: a razão axial (do inglês, *AR – Axial Ratio*), o ângulo de inclinação e o sentido de rotação.

Se a razão axial apresentar um valor tendendo ao infinito ocorre uma polarização linear e assim, a qualidade da polarização da antena é melhor descrita pelo nível de polarização cruzada em relação à polarização principal. Neste caso o sentido de rotação é irrelevante e o ângulo de inclinação define a orientação do campo elétrico linearmente polarizado. Para um valor de AR unitário, ou próximo deste, ocorre a polarização circular. Se  $AR = 1$  o ângulo de inclinação é irrelevante. Desta forma, a AR é o principal parâmetro que permite quantificar a pureza das ondas circularmente polarizadas. Por convenção, admitir-se-á que valores aceitáveis de AR devem ser inferiores a 3 dB, o que significa que um dos eixos da elipse de polarização não apresentará amplitude superior a 41 % em relação ao outro, (GARG, 2001).

A polarização circular (do inglês, *CP – Circular Polarization*) apresenta algumas vantagens quando comparada à polarização linear (do inglês, *LP – Linear Polarization*), como flexibilidade em termos de orientação relativa entre transmissor e receptor, evitando, assim, perdas por descasamento de polarização (do inglês, *PLF – Polarization Loss Factor*). Adicionalmente, inclui-se a redução dos efeitos que reflexões multi-caminho possam causar em sistemas receptores, uma vez que, uma onda circularmente polarizada inverte o seu sentido de rotação ao ser refletida por uma interface condutora (LEE, K., 2011).

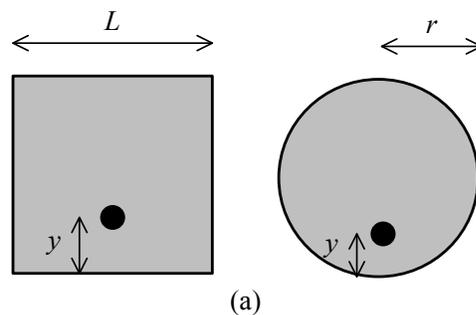
Para se obter um elemento irradiador com polarização circular CP, duas técnicas principais podem ser adotadas. A primeira consiste em utilizar dois pontos de alimentação para excitar os dois modos ortogonais na antena. Onde estes pontos podem ser provenientes, ainda, de um divisor híbrido de 90°. De outra forma, apenas um ponto de alimentação pode ser utilizado, porém, neste caso, o *patch* deve ser modificado de alguma forma a fim de possibilitar que ambos os modos de propagação coexistam na estrutura do irradiador com mesma amplitude e com diferença de fase de 90°; ou seja, dois modos ortogonais devem estar presentes na estrutura da antena (BALANIS, C., 2005).

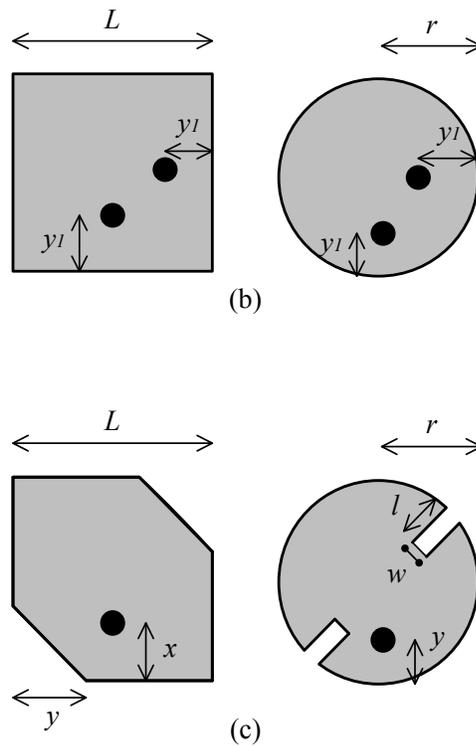
Considerando-se, por exemplo, duas geometrias canônicas e convencionais às antenas de microfita, como os *patches* quadrado e circular. Se estes forem alimentados em apenas um ponto, conforme a Figura 12 (a), obter-se-á uma polarização linear em ambos os casos. O casamento de impedância é realizado ajustando-se a posição do ponto de alimentação ( $y$ ) em relação à borda inferior e a frequência de operação através do comprimento  $L$  do *patch* quadrado, ou do raio  $r$  da geometria circular.

Para obter uma antena CP, a Figura 12 (b) demonstra as geometrias alimentadas por dois pontos distintos e, assim, os dois modos ortogonais se estabelecem na antena. O casamento de impedância e a AR podem ser efetuados apenas variando-se a posição do ponto de alimentação ( $y$ ).

Segundo a outra técnica, pode-se alcançar a CP introduzindo-se perturbações em um *patch* com geometria canônica. Na Figura 12 (c), notam-se os cortes inseridos permitindo que os dois modos ortogonais sejam estabelecidos na estrutura do irradiador com defasagem de  $90^\circ$ . Nesta técnica, o casamento de impedância consiste em ajustar a posição da prova coaxial ( $y$ ). A topologia da esquerda na Figura 12 (c) é conhecida como um *patch* quadrado com cantos truncados e na direita um *patch* circular com recortes de dimensões  $l$  e  $w$ .

Figura 12 – Antenas de microfita simples. (a) Antenas linearmente polarizadas. (b) Antenas CP com duas provas coaxiais. (c) Antenas CP com truncamentos ou recortes e uma prova coaxial.





Fonte: Imagem adaptada de (GARG, 2001).

Existem diversas outras estruturas capazes de operar com polarização circular, como irradiadores em forma de anel (TSANG, 1998), pentágono (HANEISHI, 1989), elipse (SHEN, 1981) e ainda triangular (SUZUKI, 1988).

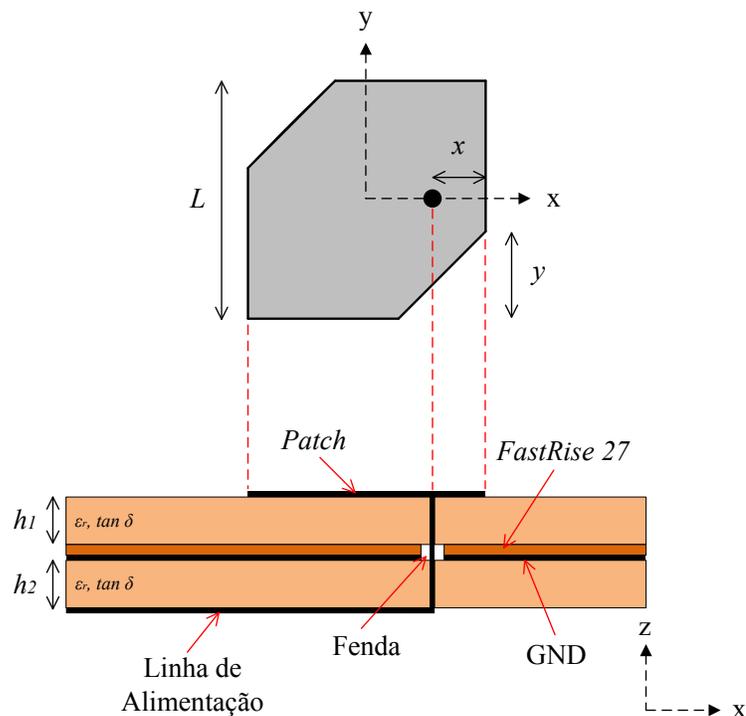
Estas são, no entanto, menos utilizadas que as geometrias retangular e circular e, por esta razão, não serão discutidas em detalhes neste trabalho.

Com a finalidade de averiguar as características elétricas de irradiadores com polarização circular, uma antena com *patch* quadrado de cantos truncados foi analisada e construída com operação na faixa de 5,75 a 5,85 GHz. Através da comparação entre resultados simulados e medidos, pode-se avaliar, também, o valor da constante dielétrica do laminado de micro-ondas empregado. Os resultados numéricos foram obtidos através de simulações realizadas com a ferramenta comercial para análise eletromagnética *ANSYS HFSS<sup>TM</sup>*, (Ansys Corporation, 2015).

Um esquemático da estrutura deste irradiador é mostrado na Figura 13. A frequência de operação foi obtida estimando-se o valor do comprimento  $L$  do *patch*. A AR para esta estrutura foi otimizada através da variação nos truncamentos,  $y$ , dos cantos do quadrado e na posição do ponto de alimentação,  $x$ .

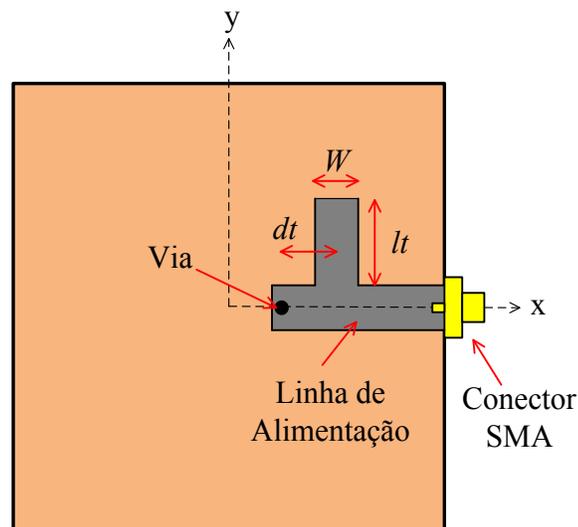
A antena foi montada empregando-se dois laminados de micro-ondas TACONIC – TLA 6 de constante dielétrica  $\epsilon_r = 2,62$  e tangente de perdas  $\tan \delta = 0,0012$ . O substrato superior contém o *patch* com frequência central de operação de 5,8 GHz e apresenta uma espessura de  $h_1 = 1,96$  mm. O laminado inferior apresenta espessura de  $h_2 = 1,02$  mm e sustenta o sistema alimentador da estrutura e o plano de terra. Os substratos foram unidos por uma camada de material com alta capacidade de colagem, o TACONIC *FastRise 27*, que apresenta uma constante dielétrica  $\epsilon_r = 2,75$  e tangente de perdas  $\tan \delta = 0,0014$ . O processo de colagem destes materiais foi realizado através do aquecimento controlado da camada de cola sob alta compressão, sem ultrapassar o limite de temperatura máxima suportável pelos laminados.

Figura 13 – Antena de microfita circularmente polarizada com operação centrada em 5,8 GHz.



O sistema de alimentação desta geometria consiste de um conector SMA (do inglês, *SMA – Subminiature version A*) conectado a uma linha de alimentação em microfita que irá guiar a energia finalmente até o *patch* através de uma via metálica de raio 1,12 mm. Para evitar o contato elétrico entre a antena e o GND, uma fenda foi inserida no plano de terra da estrutura, como pode ser visto na Figura 13. O casamento de impedâncias foi realizado através do ajuste das dimensões do toco simples terminado em aberto inserido na linha de alimentação da antena, como mostra a Figura 14, onde  $W$  é a largura da linha de microfita,  $d_t$  é a distância entre os centros geométricos do toco e da via e  $l_t$  é o comprimento deste casador.

Figura 14 – Sistema de alimentação da geometria CP com banda centrada em 5,8 GHz.



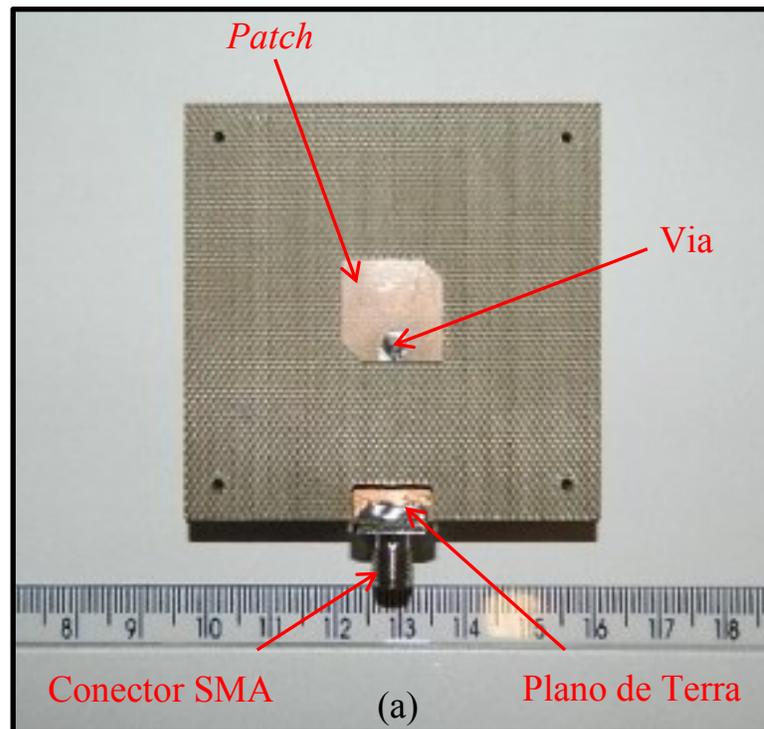
Um estudo paramétrico das dimensões desta estrutura foi conduzido com o objetivo de se compreender suas características de irradiação. Após tal estudo as dimensões físicas finais foram obtidas e são mostradas pela Tabela 1.

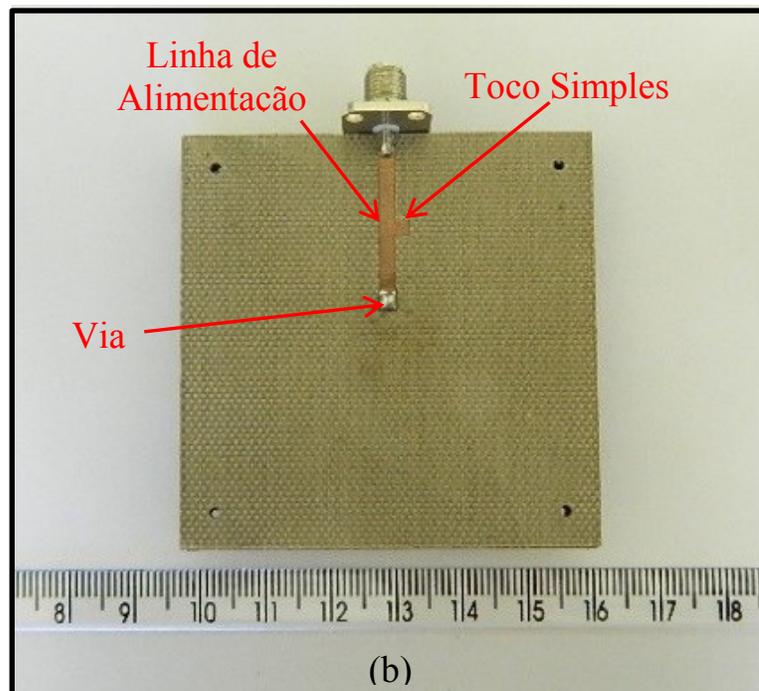
Tabela 1 – Valores finais para as dimensões físicas da antena.

Parâmetro	Valor (mm)
$L$	14,564
$x$	5,00
$y$	2,893
$h_1$	1,96
$h_2$	1,02
$W$	2,35
$d_t$	11,00
$l_t$	2,00

A partir destes valores, o protótipo foi construído com base na vista transversal da estrutura da Figura 13. A Figura 15 apresenta as vistas superior e inferior da antena construída com a indicação de cada elemento constituinte desta geometria.

Figura 15 – Vistas superior e inferior do protótipo construído.





Os resultados numéricos e experimentais da antena estão apresentados nas Figuras 16-19. O primeiro gráfico apresenta as curvas simulada e medida de razão axial da antena, onde se pode notar que a largura de banda de 100 MHz para a faixa de operação centrada em 5,8 GHz foi alcançada tanto numérica como experimentalmente. A Figura 17 apresenta a impedância de entrada da antena na carta de Smith, onde se pode concluir que o casamento de impedâncias foi atingido, uma vez que toda a banda de operação está contida dentro do círculo de  $SWR = 2,0$  (do inglês, *SWR – Surface Wave Ratio*). Na Figura 18 o coeficiente de reflexão da geometria é traçado. Fica evidente o bom casamento de impedâncias, uma vez que toda a banda de operação especificada está contida abaixo da magnitude de -10 dB (valor este considerado como o limiar para se obter o nível de potência refletida na antena abaixo de 10 % da potência incidente nesta).

Na Figura 19, o diagrama de ganho simulado da antena é mostrado. Onde fica evidente que a polarização RHCP foi devidamente obtida.

Ao final, a Figura 20 apresenta o campo elétrico irradiado medido para esta geometria em 5,8 GHz. O campo elétrico representado nesta figura foi medido através da técnica do dipolo girante (do inglês, *spinning dipole*). Esta técnica foi proposta por Cullen em 1955 e leva este

nome devido ao fato de empregar um dipolo girando a uma velocidade constante (CULLEN, 1967). No presente caso, as curvas em azul e vermelho representam as duas componentes ortogonais de campo irradiadas pela antena. Em linhas gerais, quanto melhor a AR da antena, menor será a oscilação da curva medida. Considerando-se os valores em dB, a diferença entre as curvas dos dois modos representa a AR da geometria.

Figura 16 – Razão axial simulada e medida da antena.

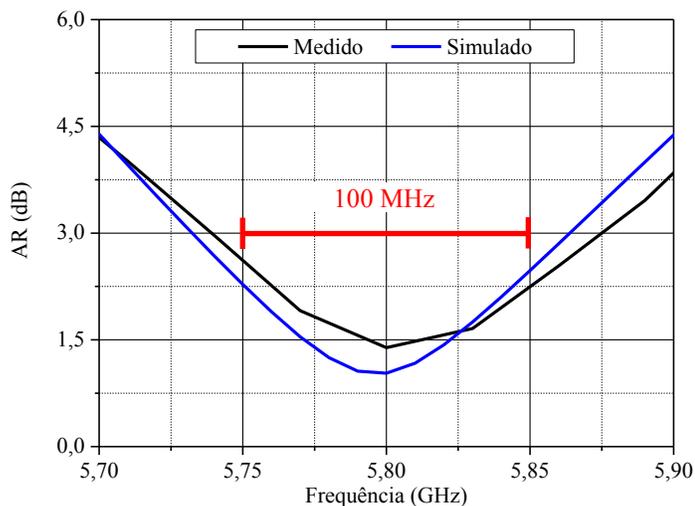


Figura 17 – Impedância de entrada simulada e medida na carta de Smith.

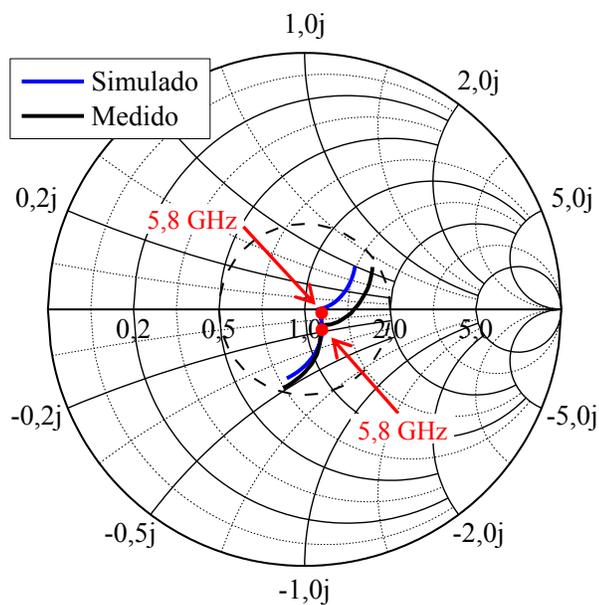


Figura 18 – Coeficiente de reflexão simulado e medido.

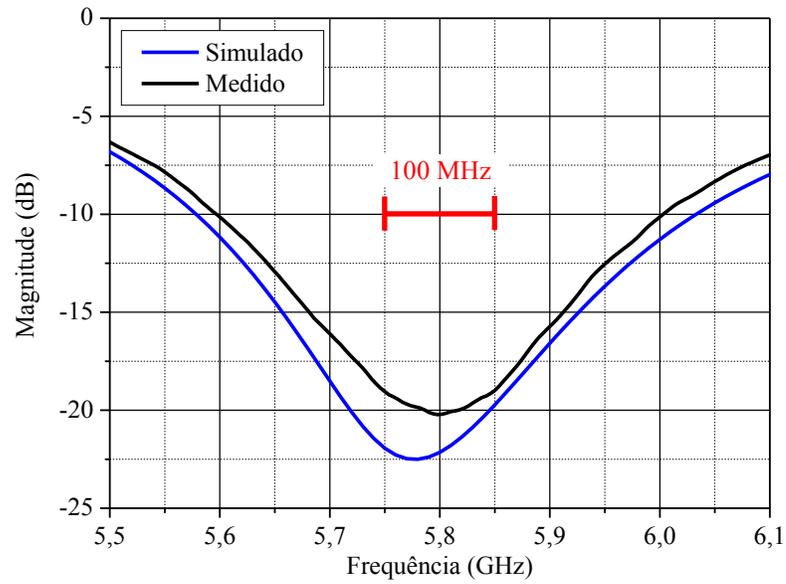


Figura 19 – Diagrama de ganho da antena em 5,8 GHz.

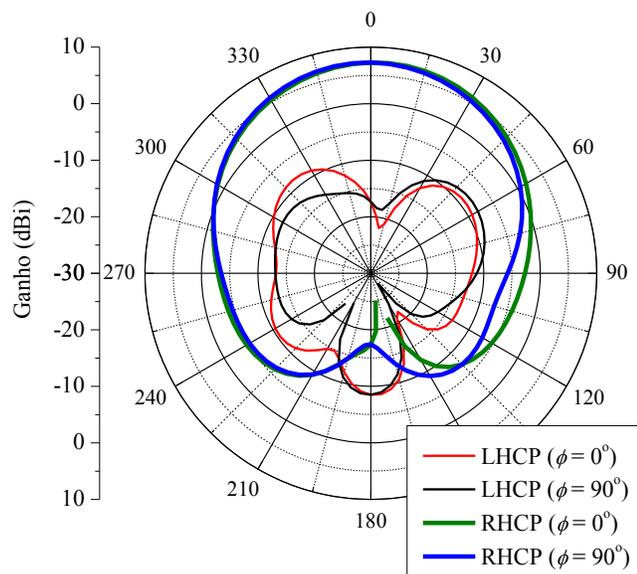
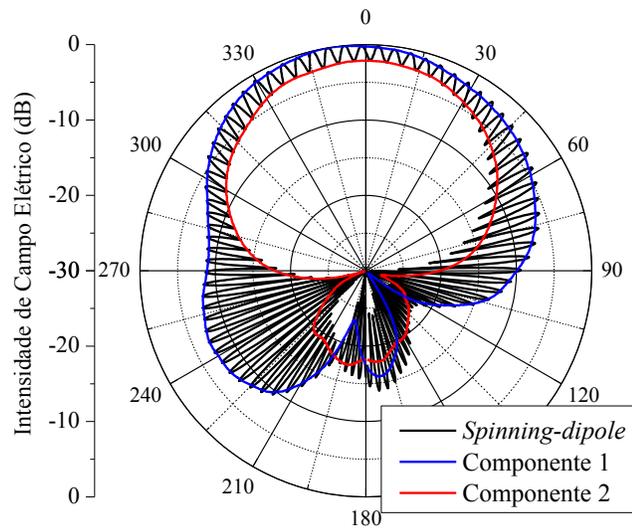


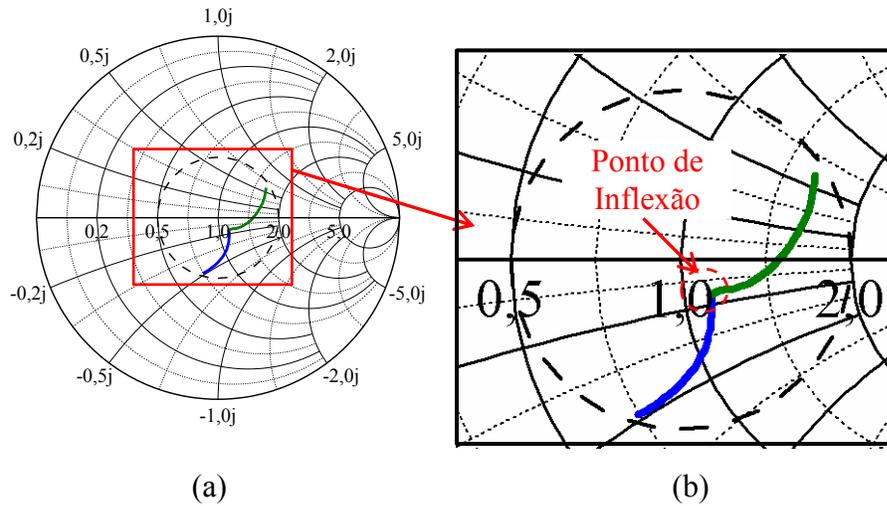
Figura 20 – Intensidade de campo elétrico irradiado normalizado – curvas medidas.



A partir da comparação das curvas simuladas e medidas acima, pode-se afirmar que a constante dielétrica do material foi validada como sendo 2,62, conforme informa o fabricante do laminado.

É importante salientar que, em uma antena circularmente polarizada, a impedância de entrada na carta de Smith apresenta um ponto de inflexão, conforme pode ser visto na Figura 21. Em alguns casos, este ponto pode transformar-se em um pequeno laço, como será visto mais adiante. O ponto de inflexão surge devido à existência de dois modos ortogonais excitados na estrutura, ou seja, as curvas azul e verde da figura a seguir representam, aproximadamente, a impedância referente aos dois modos existentes no irradiador. A intersecção entre as curvas de impedância corresponde à frequência em que os campos eletromagnéticos dos modos apresentam mesma amplitude. Desta forma, este pode ser considerado como o ponto de melhor razão axial da antena, quando esta apresentar operação em faixa simples. Este fato pode ser comprovado comparando a curva da AR na Figura 16 com a impedância de entrada na carta de Smith da Figura 17. Fica evidente que, tanto o melhor ponto de AR, como o ponto de inflexão, estão localizados, em 5,8 GHz, correspondente a frequência central de operação deste elemento.

Figura 21 – Detalhamento da curva de impedância de entrada medida na carta de Smith.



## 2.4 Síntese do Capítulo

Neste capítulo, as principais técnicas para obtenção da característica de irradiação em dupla-banda e polarização circular em antenas de microfita foram abordadas. A operação em duas faixas de frequência pode ser obtida, basicamente, através do emprego de *patches* coplanares ou com laminados empilhados, podendo haver um ou mais pontos de alimentação. A polarização circular pode ser alcançada com dois pontos de alimentação ou inserindo truncamentos/recortes na estrutura de *patches* canônicos. Visando o estudo do comportamento de uma antena de microfita com polarização circular de faixa simples, bem como a fim de validar experimentalmente as propriedades elétricas do laminado de micro-ondas TACONIC TLA 6, um protótipo foi projetado e construído.

Através dos resultados obtidos numérica e experimentalmente, pôde-se compreender o comportamento de uma antena de microfita com polarização circular de faixa simples. Através da análise e comparação destes resultados, fica evidente que a permissividade elétrica do laminado TACONIC TLA 6 é 2,62, valor informado pelo fabricante do material. É importante ressaltar que a análise realizada sobre o comportamento da curva de impedância de entrada na carta de Smith comprova a existência de dois modos de propagação na estrutura.

### 3 PROJETO DE ANTENAS DUPLA-FAIXA COM ALIMENTAÇÃO SIMPLES

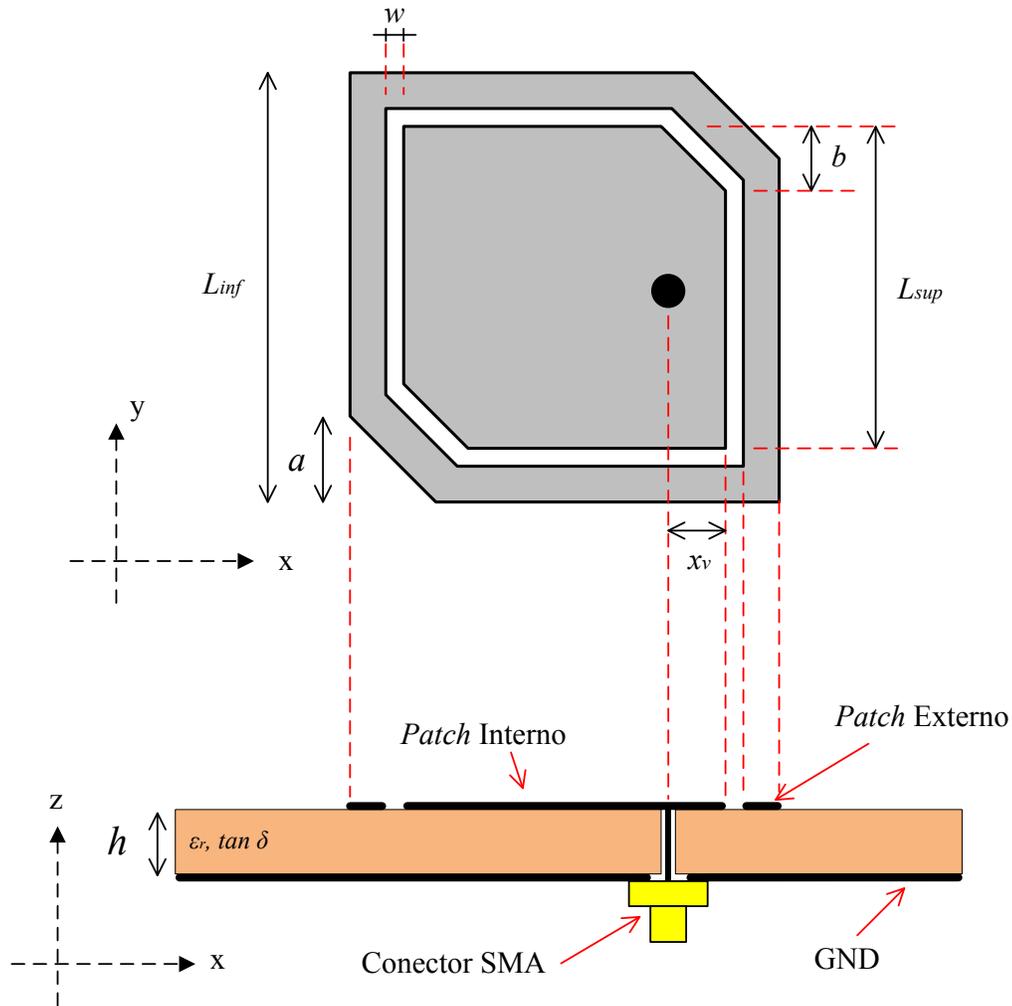
Esta seção explora possíveis geometrias de antenas de microfita com apenas um ponto de alimentação, considerando construção através de *patches* coplanares ou empilhados. Tais irradiadores devem satisfazer os requisitos anteriormente especificados, a fim de atuar como elemento irradiador simples de uma rede de antenas retro-diretiva.

#### 3.1 Antenas Dupla-faixa - *Patches* Coplanares

Uma antena com *patches* coplanares e apenas um ponto de alimentação apresenta estrutura mais compacta do que as demais propostas neste documento. Sendo assim, esta subseção irá abordar uma topologia que necessita de apenas um material dielétrico, como descrito em Beddeleem (2008) e Dorsey (2009).

Neste irradiador, foram considerados dois *patches* quadrados de cantos truncados coplanares com um único ponto de alimentação por prova coaxial. A Figura 22 apresenta os detalhes dos *patches* e da estrutura de alimentação da antena. Neste caso, a frequência de operação na banda inferior poderá ser obtida através do ajuste de  $L_{inf}$ , enquanto que para a banda superior deve ser ajustada pela dimensão  $L_{sup}$ . Através da otimização de  $a$  e  $b$ , uma boa razão axial nas bandas inferior e superior pode ser alcançada, respectivamente. A posição da prova de alimentação  $x_v$  em relação à extremidade do *patch* interno irá governar parâmetros como impedância de entrada, razão axial e o acoplamento de energia entre os *patches*. Este último pode também ser ajustado através da largura da fenda  $w$  que separa os elementos irradiadores desta topologia.

Figura 22 – Detalhamento dos *patches* coplanares e vista transversal da antena.



Fonte: Imagem adaptada de (BEDDELEEM, 2012).

Cabe ressaltar que em Beddeleem (2012) a relação entre as frequências centrais de operação de cada banda RFR (do inglês, *RFR – Resonant Frequency Ratio*), era de cerca de 1,7, ou seja, a frequência central de operação na banda superior era 1,7 vezes maior que a da banda inferior. Tal relação resulta em *patches* de tamanhos distintos o suficiente para serem aplicados de forma coplanar.

Para a aplicação desejada neste trabalho, a relação de frequências é de 1,2, resultando em *patches* de tamanhos bastante próximos. Considerando o fato de que a polarização no quadrado de cantos truncados interno deve ser RHCP, o irradiador externo deve ser rotacionado em  $90^\circ$

para se obter a polarização LHCP, em virtude da similaridade das geometrias. Através de resultados preliminares pôde-se observar que os cantos truncados do *patch* externo poderão interceptar o quadrado interno, fato este que inviabiliza a utilização desta geometria em duas bandas de operação para a presente aplicação.

A proximidade nas frequências centrais de operação em cada banda torna mais complexa a análise e o projeto de antenas de microfita com *patches* coplanares, ou seja, quando a *RFR* for próxima à unidade. Este fato pode ser encontrado em diversos trabalhos pesquisados na literatura onde se concluiu que antenas com elementos irradiadores coplanares e de formato canônico devem apresentar uma *RFR* maior que 1,5, o que de fato ocorre em Balakrishnan (1998), Dorsey (2009), Wong (2000) e Wong (2002).

### 3.2 Antena Dupla-faixa e com Dupla-polarização - *Patches* Empilhados

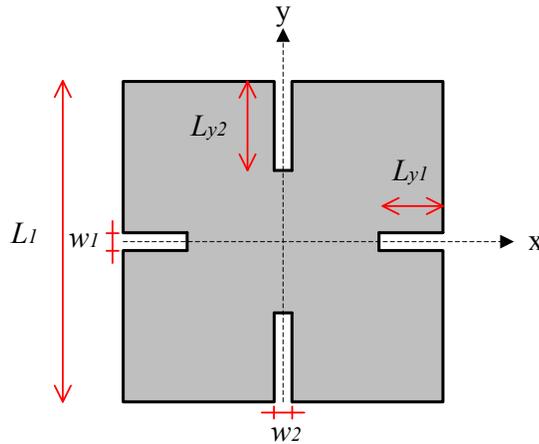
Visando ao estudo de outras possíveis geometrias de antenas e ainda a obtenção de maior simplicidade em aspectos construtivos da mesma, esta seção apresenta o estudo de uma antena com dois *patches* quadrados com quatro recortes. A alimentação é realizada por uma prova coaxial conectada ao *patch* inferior, enquanto que o *patch* superior é alimentado por acoplamento eletromagnético (YUAN, 2012).

Um esquemático do *patch* superior sintonizado em 7 GHz é mostrado na Figura 23. A frequência de operação é determinada pelo comprimento do quadrado  $L_1$ , enquanto que uma boa polarização circular é alcançada através da variação no comprimento dos recortes  $L_{y1}$  e  $L_{y2}$ . Para realizar o casamento de impedância deste irradiador na banda superior, as larguras dos recortes  $w_1$  e  $w_2$  devem ser devidamente escolhidas.

O *patch* quadrado com quatro recortes operando na banda inferior é mostrado pela Figura 24. Da mesma forma que para o *patch* superior, a frequência de operação é determinada pela dimensão lateral do quadrado, neste caso  $L_2$ , enquanto que a razão axial é otimizada através da variação no comprimento dos cortes  $L_{x1}$  e  $L_{x2}$ . Para realizar o casamento de impedância deste irradiador na banda inferior, os parâmetros  $w_3$  e  $w_4$  devem ser devidamente ajustados.

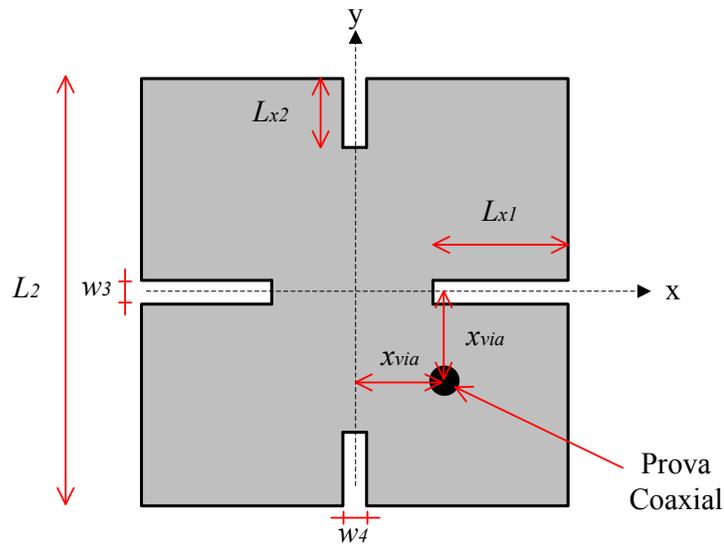
Adicionalmente, a posição da prova coaxial de alimentação  $x_{via}$  deve ser escolhida a fim de obter um compromisso entre AR e impedância de entrada nas faixas de operação desta estrutura.

Figura 23 – *Patch* superior da antena dupla-faixa e com dupla-polarização sintonizado em 7 GHz.



Fonte: Imagem adaptada de (YUAN, 2012).

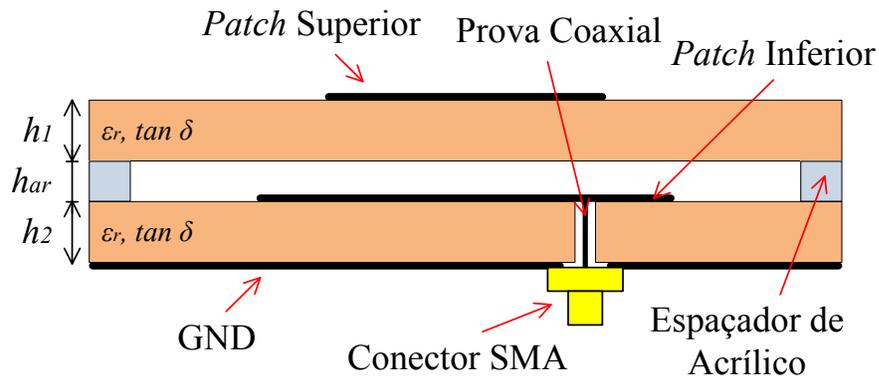
Figura 24 – *Patch* inferior da antena dupla-faixa e com dupla-polarização sintonizado em 5,8 GHz.



Fonte: Imagem adaptada de (YUAN, 2012).

A Figura 25 apresenta um corte transversal da estrutura da antena considerando a construção com laminados de micro-ondas TACONIC – TLA 6 de constante dielétrica  $\epsilon_r = 2,62$  e tangente de perdas  $\tan \delta = 0,0012$ . O substrato superior, de espessura de 1,02 mm, contém o *patch* com frequência central de operação em 7 GHz. O laminado inferior, de espessura 1,96 mm, contém o *patch* sintonizado em 5,8 GHz e o plano de terra da antena. Uma camada de ar ( $h_{ar}$ ) foi inserida entre os dois materiais com o objetivo de aumentar a largura de banda e realizar o casamento de impedâncias na banda de operação superior.

Figura 25 – Vista da seção transversal da antena dupla-faixa com *patches* com quatro recortes.



Fonte: Imagem adaptada de (YUAN, 2012).

### 3.2.1 Estudo Paramétrico da Antena

Com a finalidade de verificar o funcionamento e as características de irradiação desta geometria um estudo paramétrico completo foi conduzido englobando todas as dimensões acima citadas.

A Figura 26 apresenta a AR da antena nas bandas de operação especificadas, considerando-se variações no comprimento dos recortes do *patch* superior dispostos em  $y$ . As

Figuras 27 e 28 apresentam a impedância de entrada da antena na carta de Smith para as bandas inferior e superior, respectivamente, considerando-se distintos valores de  $L_{yl}$ .

Figura 26 – Variação da razão axial em função de  $L_{yl}$ .

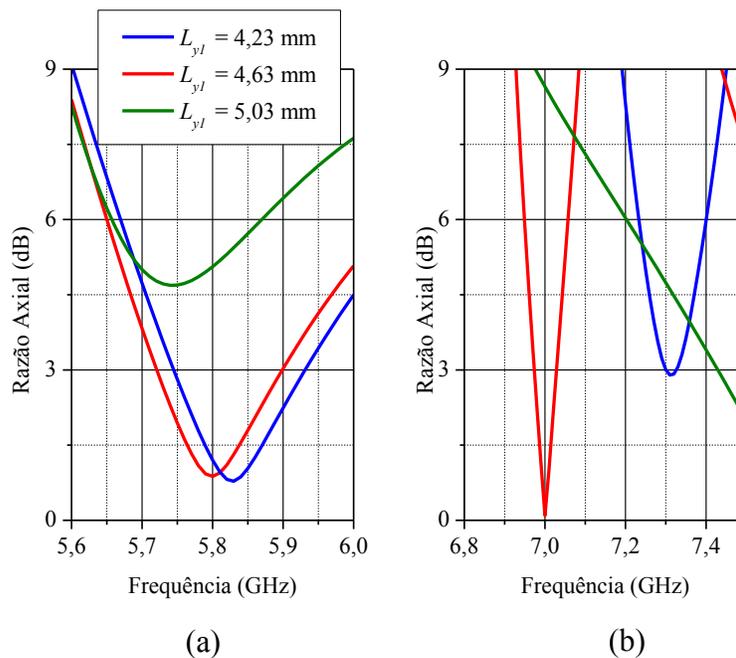


Figura 27 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda inferior em função de  $L_{yl}$ .

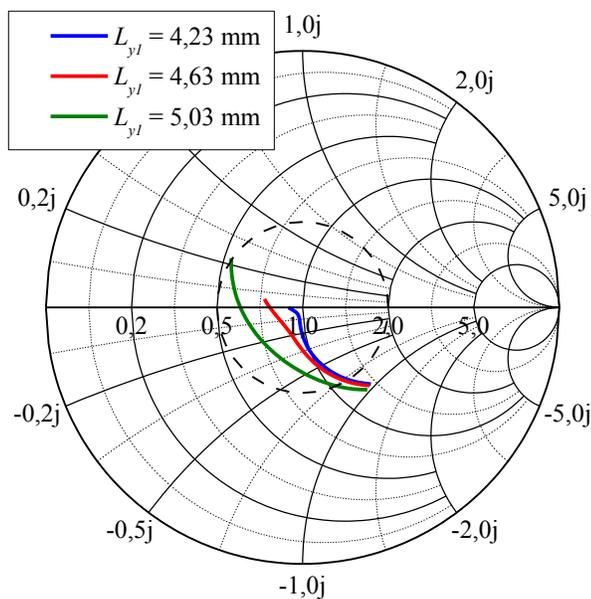
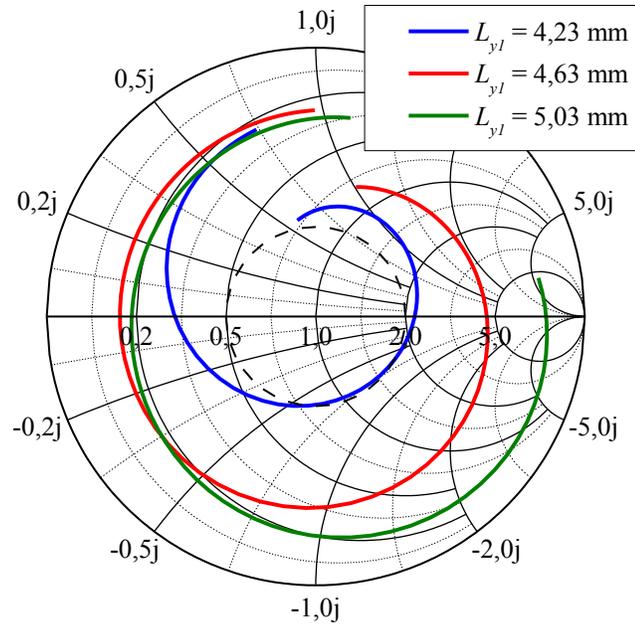


Figura 28 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda superior em função de  $L_{y1}$ .



Através das curvas apresentadas, pode-se concluir que a razão axial da antena nas faixas especificadas sofre forte influência de  $L_{y1}$ . Adicionalmente, a impedância de entrada na carta de Smith apresenta maior alteração na banda superior. Devido ao fato de este parâmetro estar relacionado ao *patch* superior, deve-se ajustá-lo a fim de se obter valores aceitáveis de AR na banda centrada em 7 GHz. Deve-se salientar que foram simulados valores de  $L_{y1}$  que estão próximo do valor de otimização final.

A Figura 29 apresenta a AR da antena nas bandas de operação especificadas, considerando-se variações no comprimento dos recortes dispostos em  $x$  do *patch* superior. As Figuras 30 e 31 apresentam a impedância de entrada da antena na carta de Smith para as bandas inferior e superior, respectivamente, considerando-se distintos valores de  $L_{y2}$ .

Figura 29 – Variação da razão axial em função de  $L_{y2}$ .

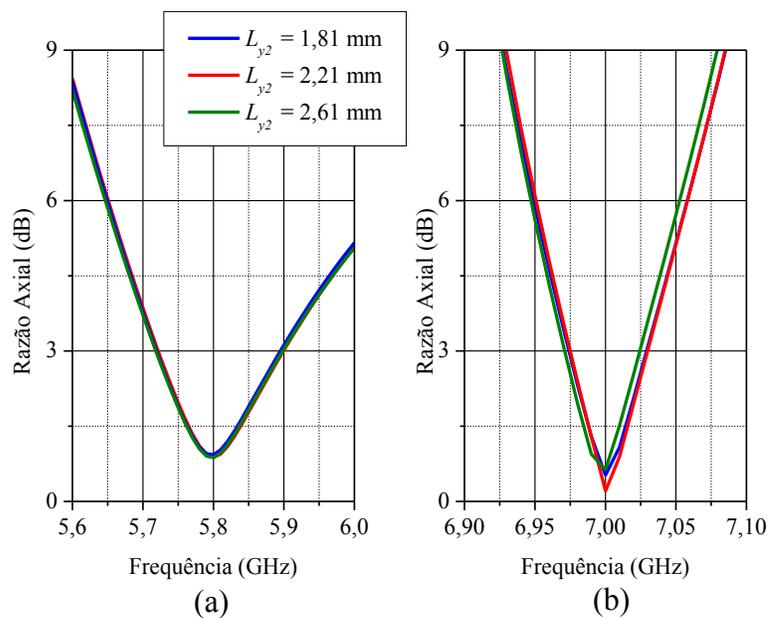


Figura 30 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda inferior em função de  $L_{y2}$ .

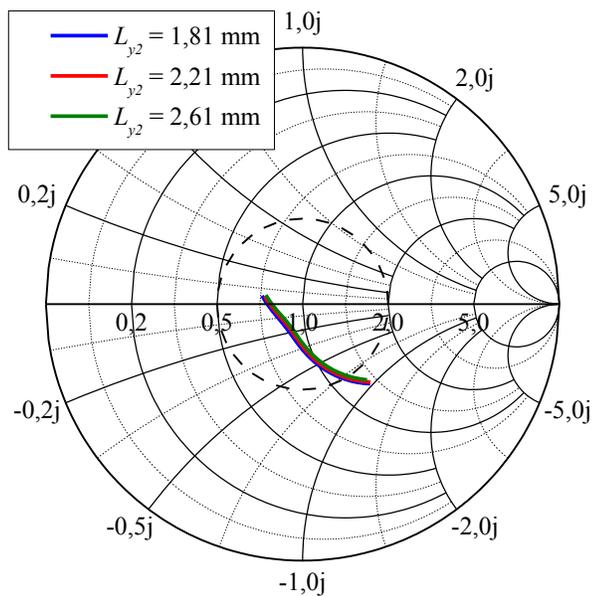
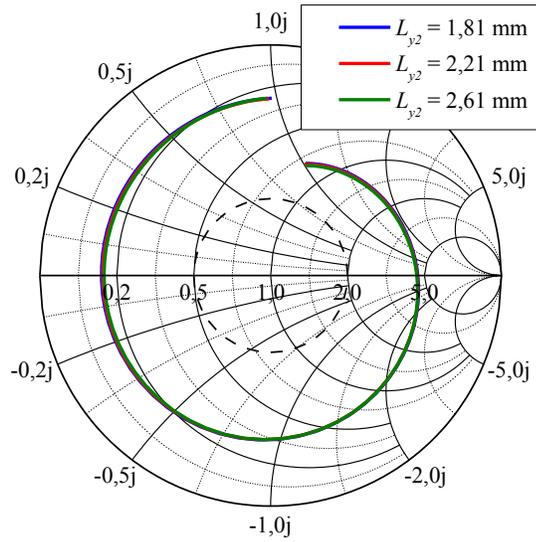


Figura 31 – Variação da impedância de entrada para a banda superior em função de  $L_{y2}$ .



Pode-se concluir que a AR e a impedância de entrada não sofreram variações em relação à dimensão  $L_{y2}$ . Desta forma, este parâmetro não será empregado na otimização final da antena.

A Figura 32 apresenta a variação da AR da antena nas duas bandas em função da largura dos recortes do *patch* superior, onde  $w_1 = w_2$ . As Figuras 33 e 34 apresentam a impedância de entrada da antena na carta de Smith para as bandas de interesse, para distintos valores de  $w_1$ .

Figura 32 – Variação da razão axial em função de  $w_1$ .

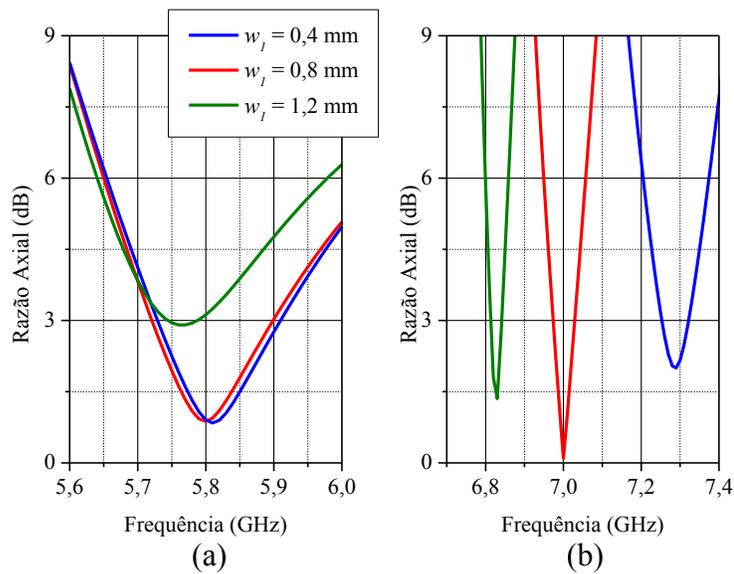


Figura 33 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda inferior em função de  $w_l$ .

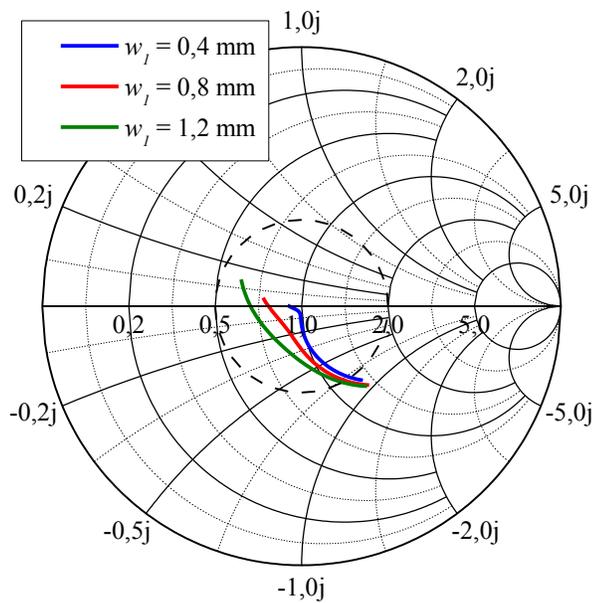
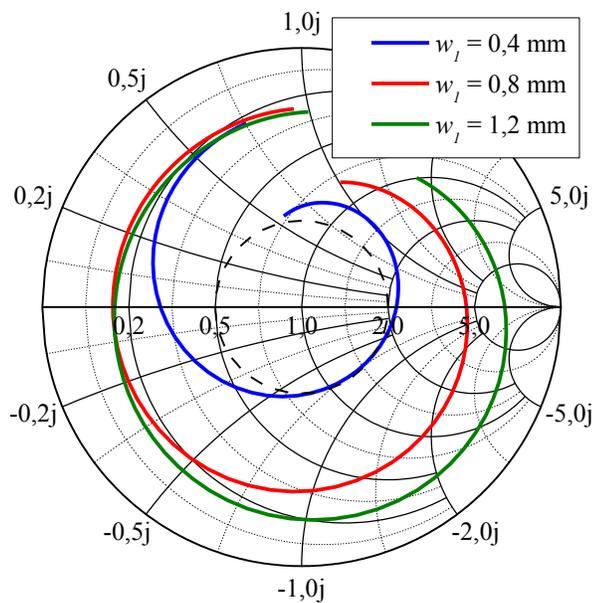


Figura 34 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda superior em função de  $w_l$ .



Ao analisar as curvas acima, fica evidente que a razão axial da antenna nas faixas especificadas sofre forte influência de  $w_l$ . Por outro lado, o efeito de  $w_l$  é mais expressivo em relação à impedância de entrada na carta de Smith para a banda superior. Sendo assim, este parâmetro é otimizado para a obtenção de valores aceitáveis de razão axial e casamento de impedâncias na banda superior.

A Figura 35 apresenta a variação da razão axial da antenna nas bandas de operação especificadas, considerando-se distintos comprimentos dos recortes do *patch* inferior dispostos em  $y$ . As Figuras 36 e 37 apresentam a impedância de entrada da antenna na carta de Smith para as bandas inferior e superior, respectivamente, em função de  $L_{xl}$ .

Figura 35 – Variação da razão axial em função de  $L_{xl}$ .

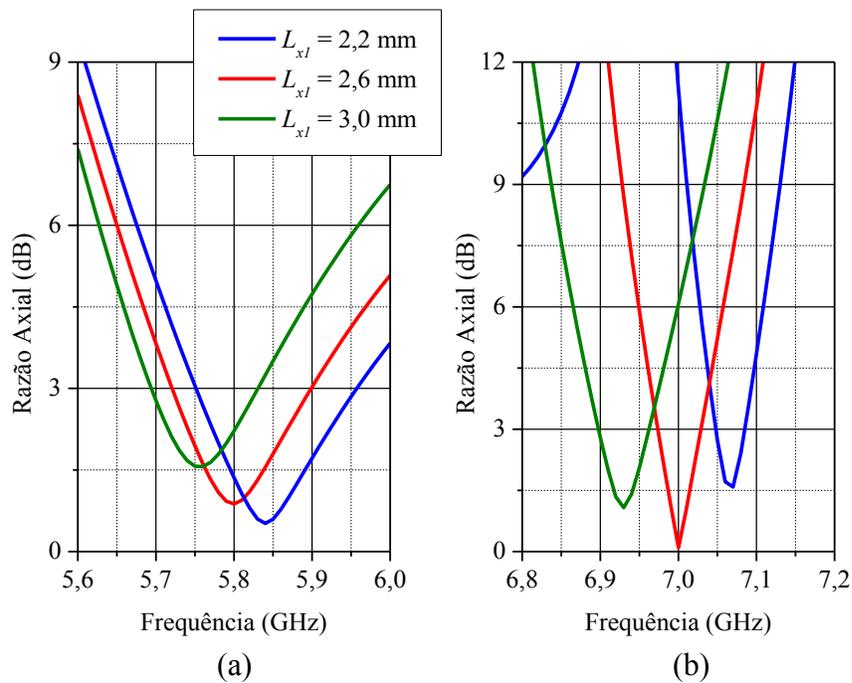


Figura 36 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda inferior em função de  $L_{xl}$ .

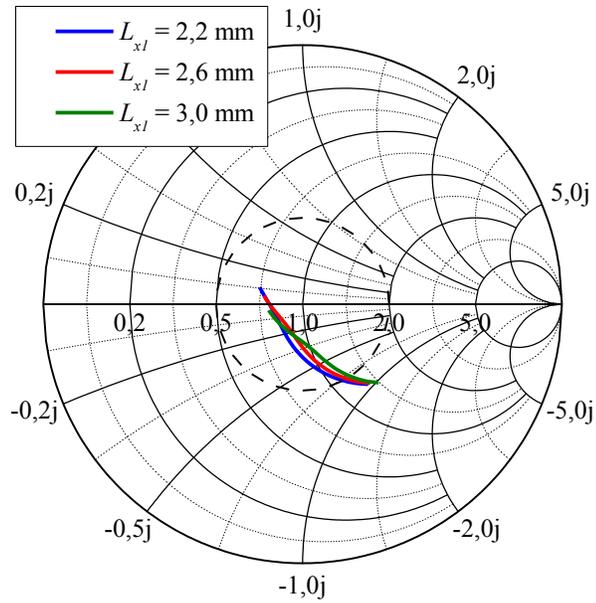
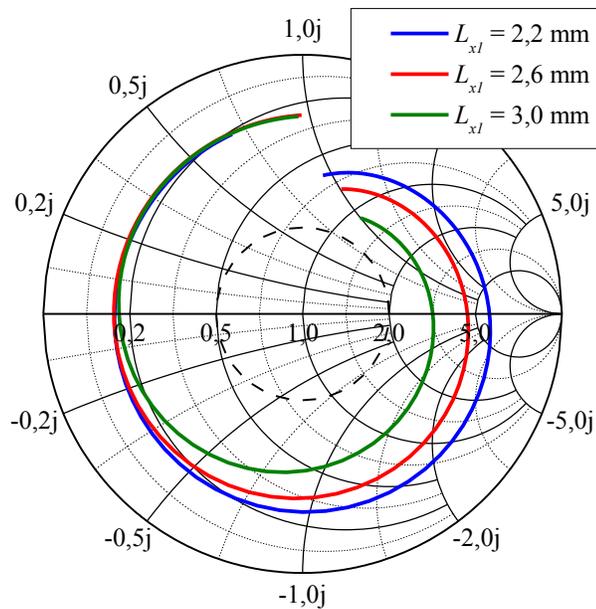


Figura 37 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda superior em função de  $L_{xl}$ .



Através das curvas apresentadas, é possível afirmar que o parâmetro  $L_{x1}$  apresenta influência direta na amplitude da razão axial para a banda inferior e na frequência central da razão axial para a banda superior. Por outro lado, a variação da impedância de entrada na carta de Smith é pouco relevante nas duas faixas. Desta forma, o correto ajuste de  $L_{x1}$  é necessário na otimização da razão axial da antena para a banda centrada em 5,8 GHz. Isto, devido ao fato de este parâmetro estar associado ao *patch* inferior.

A Figura 38 apresenta a variação da razão axial da antena nas duas faixas de operação especificadas, em função de distintos valores para o comprimento dos recortes do *patch* inferior dispostos em  $x$ . As Figuras 39 e 40 apresentam a impedância de entrada da antena na carta de Smith para as bandas inferior e superior, respectivamente, em função de  $L_{x2}$ .

Figura 38 – Variação da razão axial em função de  $L_{x2}$ .

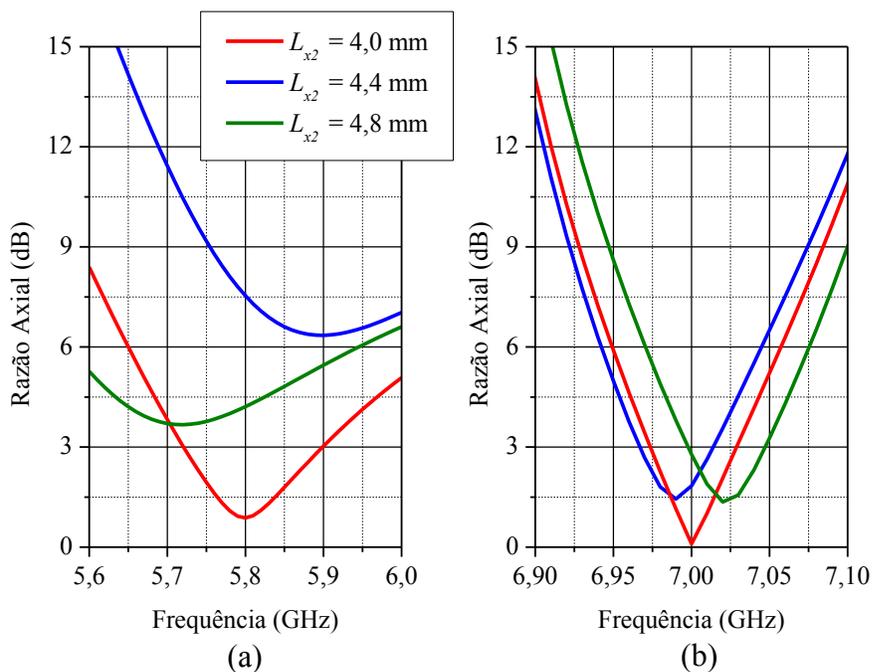


Figura 39 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda inferior em função de  $L_{x2}$ .

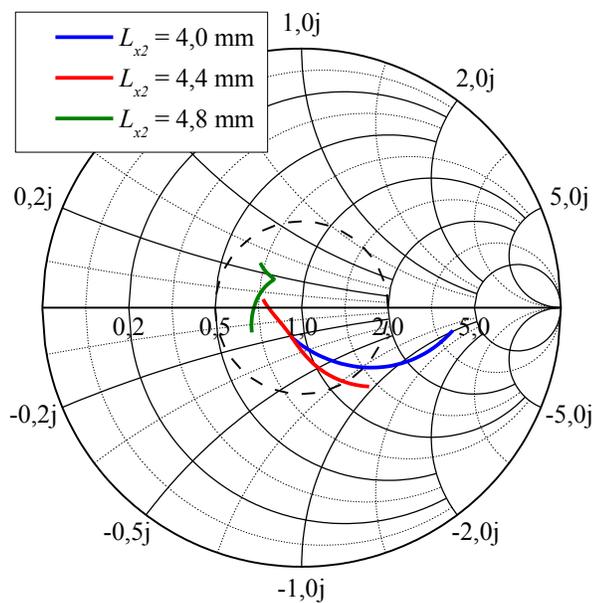
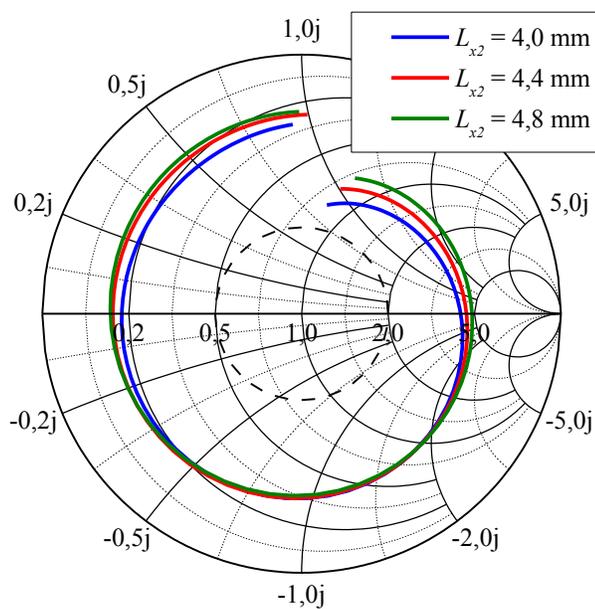


Figura 40 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda superior em função de  $L_{x2}$ .



Através do estudo paramétrico mostrado acima, pode-se verificar que a razão axial da antena nas faixas de operação centradas em 5,8 e 7 GHz sofrem expressiva influência da dimensão  $L_{x2}$ , relacionada aos recortes inseridos no *patch* inferior. O mesmo ocorre com a impedância de entrada na carta de Smith para a faixa inferior, enquanto que, na banda superior, pouca variação de impedância de entrada pode ser observada. Desta forma, este parâmetro deve ser devidamente otimizado a fim de se obter valores aceitáveis de razão axial e casamento de impedâncias para a banda inferior.

A Figura 41 apresenta a variação da razão axial da antena para as faixas centradas em 5,8 e 7 GHz, considerando-se a variação da largura dos recortes do *patch* inferior, onde  $w_3 = w_4$ . As Figuras 42 e 43 apresentam a impedância de entrada da antena na carta de Smith para as bandas inferior e superior, respectivamente, em função de  $w_3$ .

Figura 41 – Variação da razão axial em função de  $w_3$ .

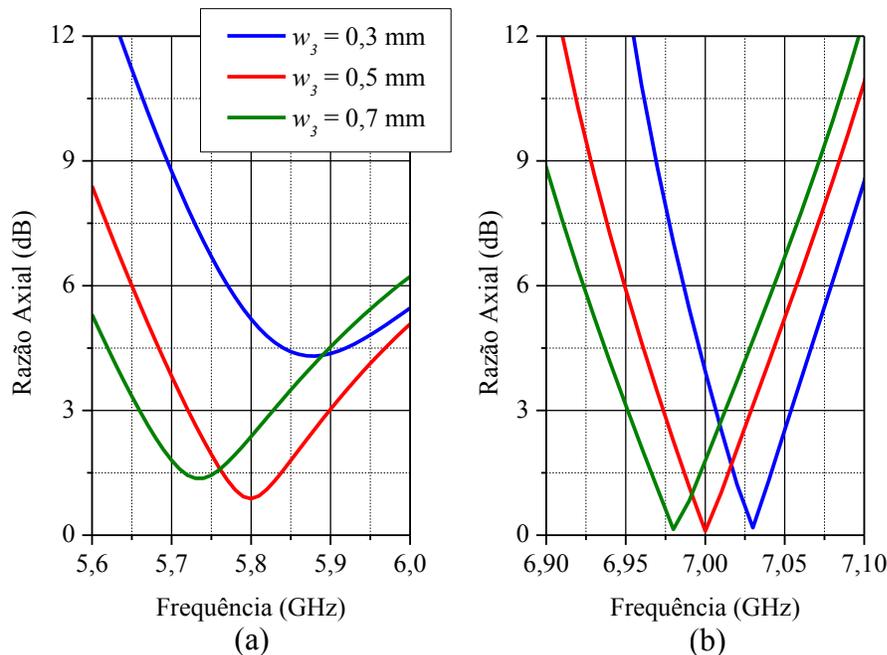


Figura 42 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda inferior em função de  $w_3$ .

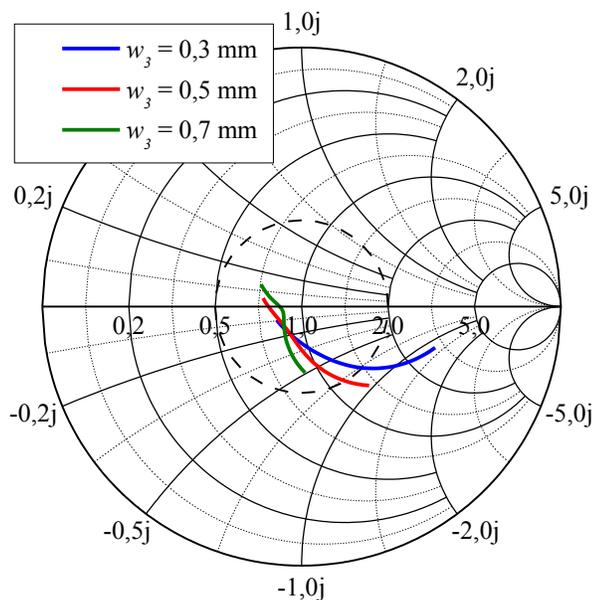
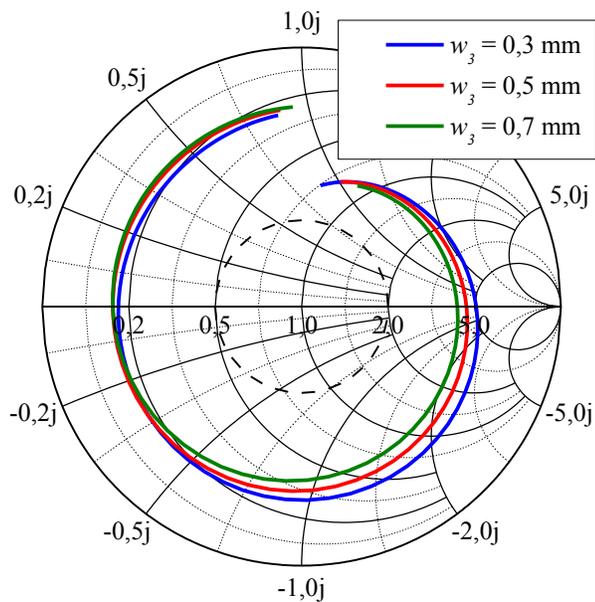


Figura 43 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda superior em função de  $w_3$ .



Através das curvas apresentadas, pode-se concluir que a amplitude da razão axial da antena na faixa inferior é fortemente dependente do valor de  $w_3$ . O mesmo ocorre com a impedância de entrada na carta de Smith para esta banda. Desta forma, este parâmetro é ajustado a fim de se obter valores aceitáveis de razão axial e casamento de impedâncias para a banda centrada em 5,8 GHz, uma vez que na banda centrada em 7 GHz poucas variações foram obtidas.

A Figura 44 apresenta a variação da razão axial da antena nas duas bandas de operação desejadas, em função da posição do ponto de alimentação do *patch* inferior. As Figuras 45 e 46 apresentam a impedância de entrada da antena na carta de Smith para as bandas inferior e superior, respectivamente, considerando-se distintos valores de  $x_{via}$ .

Figura 44 – Variação da razão axial em função de  $x_{via}$ .

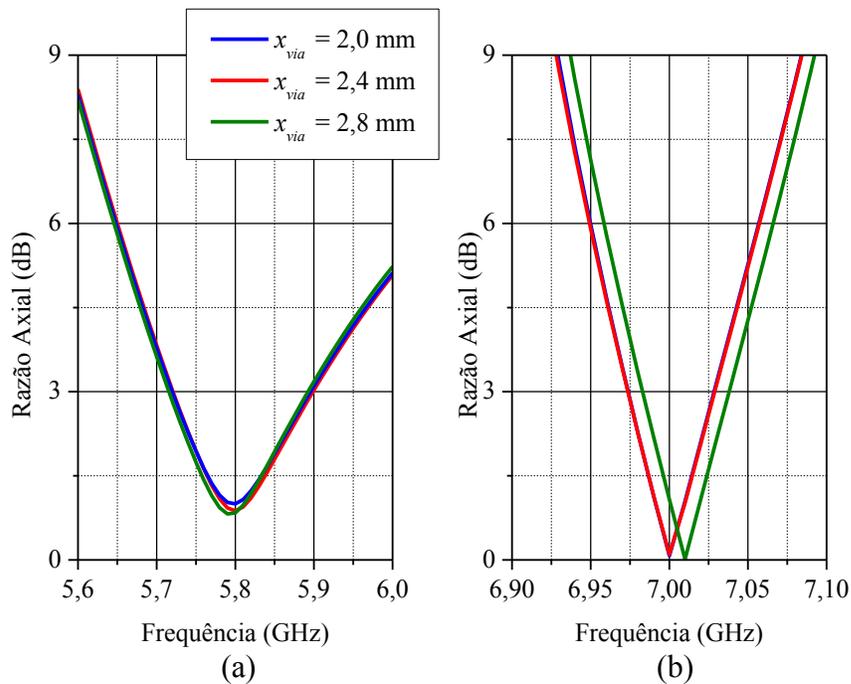


Figura 45 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda inferior em função de  $x_{via}$ .

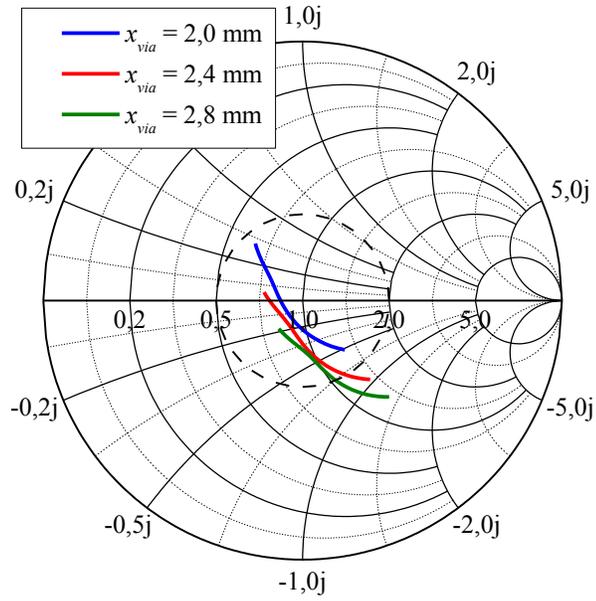
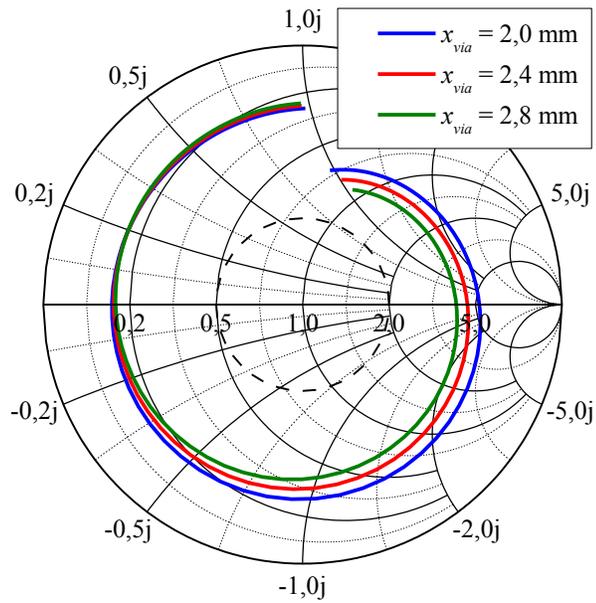


Figura 46 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda superior em função de  $x_{via}$ .



Com o estudo acima fica evidente que o parâmetro  $x_{via}$  deve ser otimizado com a finalidade de realizar o casamento de impedâncias na banda inferior, centrada em 5,8 GHz. As curvas de razão axial e impedância de entrada na carta de Smith, considerando-se a banda superior, também foram afetadas pela variação deste parâmetro. Porém,  $x_{via}$  está relacionado ao ponto de alimentação do *patch* inferior, sendo assim, seu efeito na banda superior ocorre devido ao acoplamento eletromagnético existente entre os *patches*.

A Figura 47 apresenta a razão axial da antena nas bandas de operação especificadas, considerando-se variações na espessura dos espaçadores de acrílico, ou seja, na altura da camada de ar existente entre os dois laminados de microondas empregados na antena. As Figuras 48 e 49 apresentam a variação da impedância de entrada da antena na carta de Smith para as bandas inferior e superior, respectivamente, em função de  $h_{ar}$ .

Figura 47 – Variação da razão axial em função de  $h_{ar}$ .

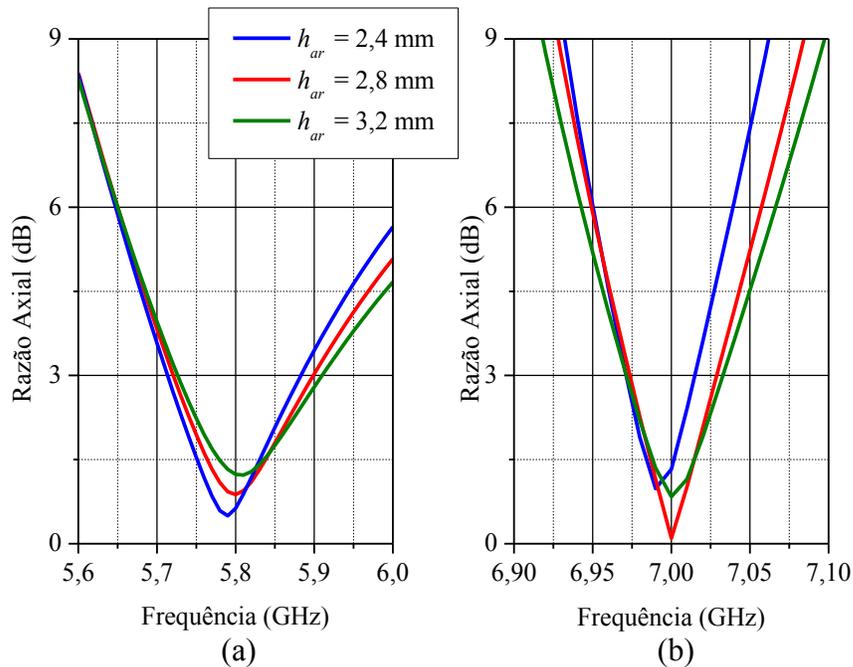


Figura 48 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda inferior em função de  $h_{ar}$ .

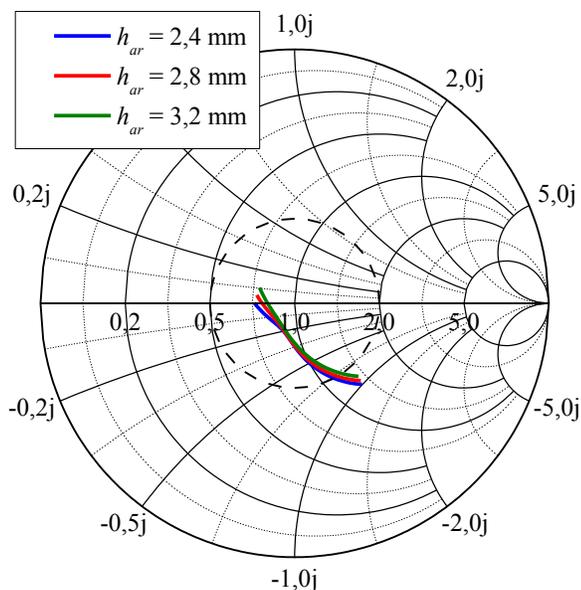
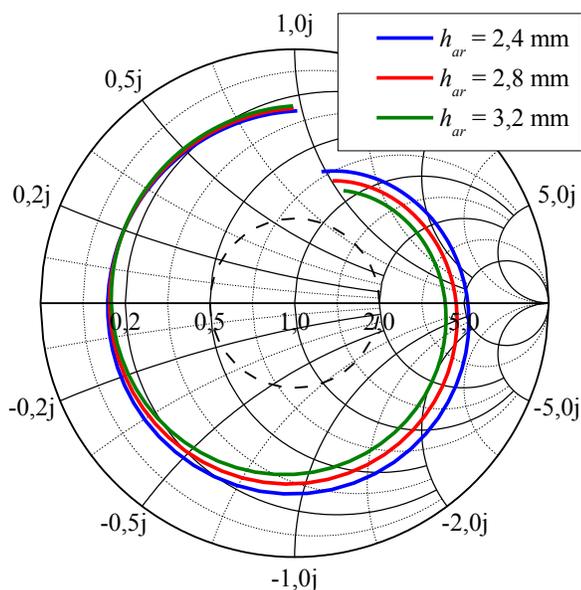


Figura 49 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith para a banda superior em função de  $h_{ar}$ .



Através das curvas anteriores, pode-se afirmar que parâmetro  $h_{ar}$  precisa ser devidamente escolhido de forma que o refinamento final da AR nas bandas desejadas seja alcançado. Isto

porque as curvas para a impedância de entrada na carta de Smith, considerando-se as bandas inferior e superior, pouco foram afetadas.

A Tabela 2 resume os resultados obtidos com o estudo paramétrico das dimensões deste irradiador. Foram consideradas as influências no valor e deslocamento em frequência da AR, e no valor da impedância de entrada na carta de Smith.

Tabela 2 – Resumo da análise paramétrica das dimensões da antena.

Parâmetro	Efeito na Razão Axial		Efeito na Impedância de Entrada	
	Banda Inferior	Banda Superior	Banda Inferior	Banda Superior
$L_{y1}$	Pouco significativo	Severo	Razoável	Severo
$L_{y2}$	Quase nulo	Quase nulo	Quase nulo	Quase nulo
$L_1$	Pequenos deslocamentos em frequência	Pequenos deslocamentos em frequência	Quase nulo	Quase nulo
$w_1$	Pequenas alterações, críticas em 1,2 mm	Severos deslocamentos em frequência	Pequena alteração sem afetar o casamento	Severo, quase casando em 0,4 mm
$L_{x1}$	Severo em amplitude e frequência	Relevantes deslocamentos em frequência	Quase nulo mantendo o casamento de impedâncias	Quase nulo
$L_{x2}$	Severo em amplitude e frequência	Pequenos deslocamentos em frequência	Severo levando ao descasamento em 4 mm	Quase nulo
$L_2$	Severos deslocamentos em frequência	Relevantes deslocamentos em frequência	Relevante levando ao descasamento	Relevantes sem levar ao casamento
$w_3$	Severo em amplitude e frequência	Pequenos deslocamentos em frequência	Severo levando ao descasamento em 0,3 mm	Quase nulo
$x_{via}$	Quase nulo	Quase nulo	Melhoria no casamento	Quase nulo
$h_{ar}$	Apenas alterações na amplitude da AR	Apenas alterações na amplitude da AR	Quase nulo	Quase nulo

Ao final do estudo paramétrico, é possível compreender o funcionamento da antena.

### 3.2.2 Características Finais da Antena

Assim, a otimização e o refinamento final das características de irradiação da estrutura foram realizados. As dimensões finais obtidas estão mostradas na Tabela 3.

Tabela 3 – Valores finais para as dimensões físicas da antena.

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor (mm)</b>
$L_1$	10,94
$L_{y1}$	4,632
$L_{y2}$	2,211
$w_1$	0,8
$w_2$	0,8
$L_2$	12,09
$L_{x1}$	2,6
$L_{x2}$	4,4
$w_3$	0,5
$w_4$	0,5
$x_{via}$	2,4
$h_1$	1,02
$h_{ar}$	2,8
$h_2$	1,96

A partir destes valores as características elétricas desta geometria podem ser traçadas. A Figura 50 apresenta a AR da antena, onde se pode notar que a largura de banda de 100 MHz para a faixa de operação centrada em 5,8 GHz foi alcançada, enquanto que na faixa superior este parâmetro foi de cerca de 50 MHz. A Figura 51 apresenta a impedância de entrada da antena na

carta de Smith para a banda inferior, onde se pode concluir que bom casamento de impedâncias foi obtido. A Figura 52 apresenta a impedância de entrada na carta de Smith, evidenciando que não há casamento de impedâncias na banda superior de operação.

Figura 50 – Razão axial otimizada para a antena.

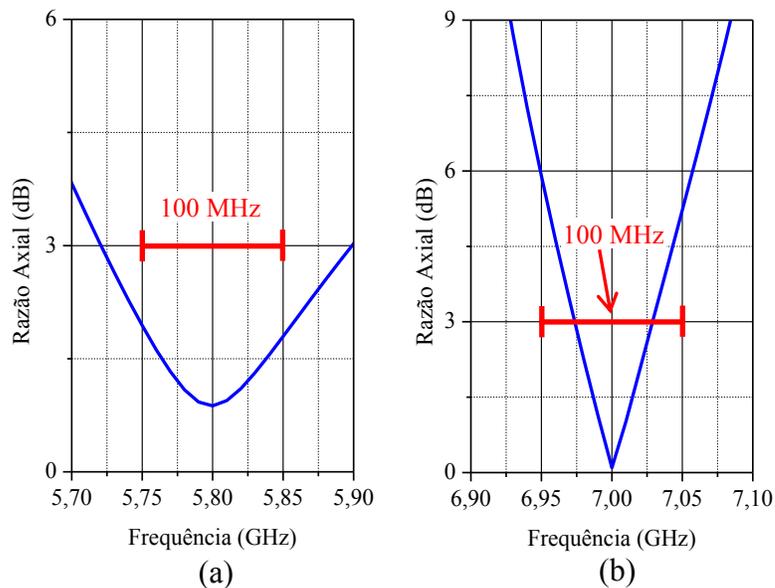


Figura 51 – Impedância de entrada na carta de Smith para a banda inferior da antena.

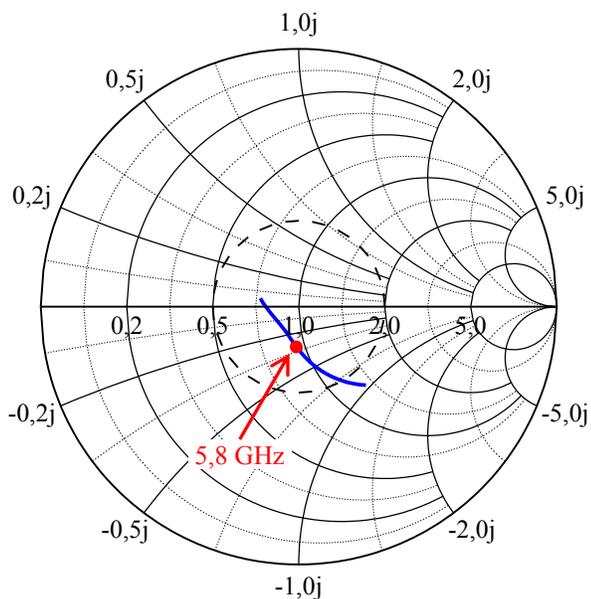
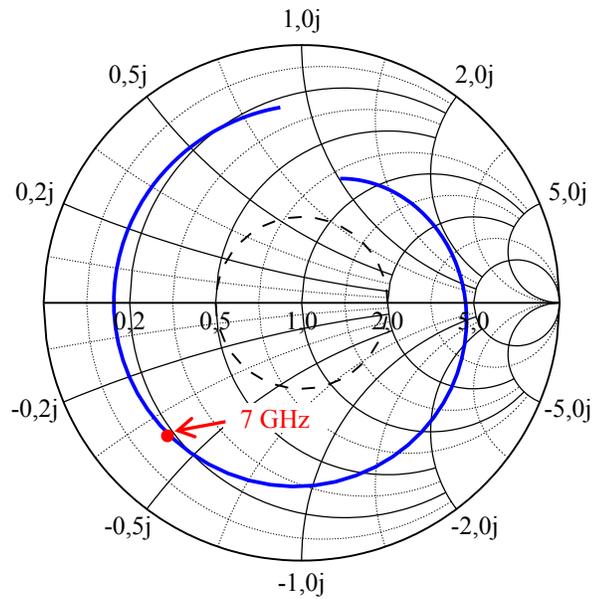


Figura 52 – Impedância de entrada na carta de Smith para a banda superior da antena.



As Figuras 53 e 54 apresentam os diagramas de ganho em 5,8 e 7 GHz, respectivamente. Estas curvas demonstram que, de fato, esta estrutura apresenta dupla-polarização. Os ganhos na direção de máxima irradiação foram de 7,98 dBi em 5,8 GHz e de 5,9 dBi em 7 GHz.

Figura 53 – Diagrama de ganho em 5,8 GHz.

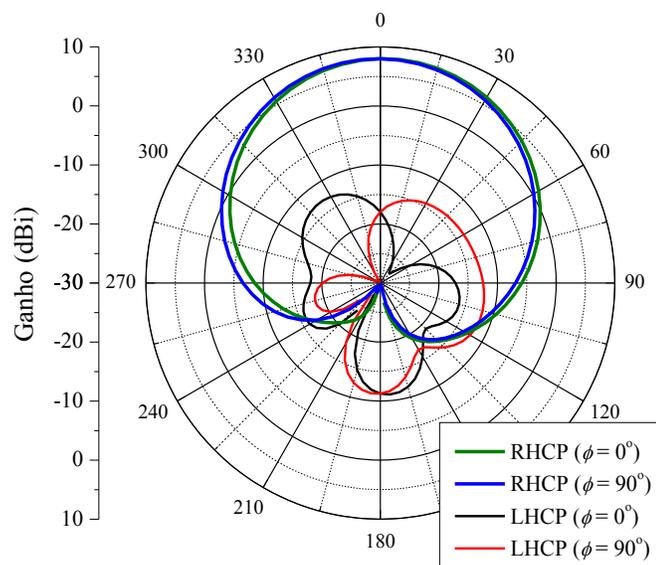
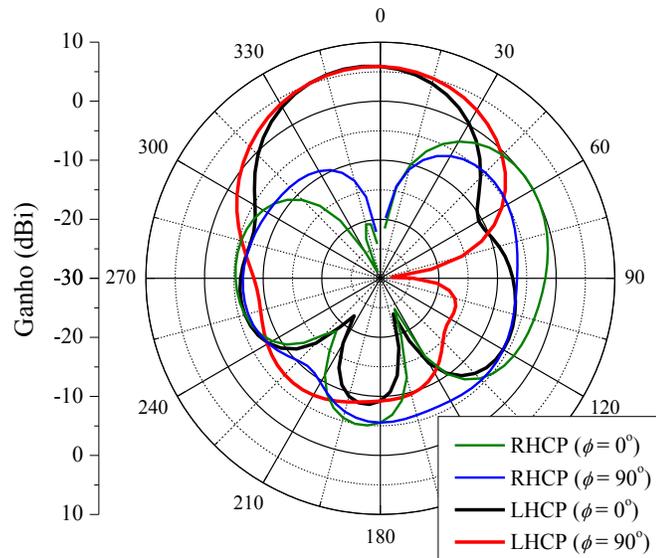


Figura 54 – Diagrama de ganho em 7 GHz.



A partir dos resultados finais apresentados para esta estrutura, fica evidente que este irradiador foi capaz de suportar a operação em duas faixas de frequências contendo polarizações circulares distintas, ou seja, polarização RHCP na banda inferior e LHCP na banda superior. Porém, cabe ressaltar que não foi possível obter a largura de banda de 100 MHz, tampouco casamento de impedâncias na banda centrada em 7 GHz. Adicionalmente, o diagrama de irradiação na faixa superior apresentou um comportamento bastante distorcido, o que é indesejado para aplicação em questão.

Visando a contornar estes problemas, a camada de ar entre os laminados foi incrementada, porém este procedimento levou ao descasamento de impedâncias na banda centrada em 5,8 GHz. Enquanto que, para se obter o bom casamento de impedâncias na banda superior, a largura dos recortes no *patch* superior,  $w_1$  e  $w_2$ , foram variadas considerando-se  $w_1 \neq w_2$ . Mesmo assim, esta tentativa não resultou em um bom casamento de impedâncias na faixa centrada em 7 GHz.

Desta forma, pode-se concluir que esta antena não é capaz de compor uma rede de antenas retro-diretiva como elementos simples com as especificações desejadas.

### 3.3 Antena Dupla-faixa e com Polarização Circular - *Patches* Empilhados

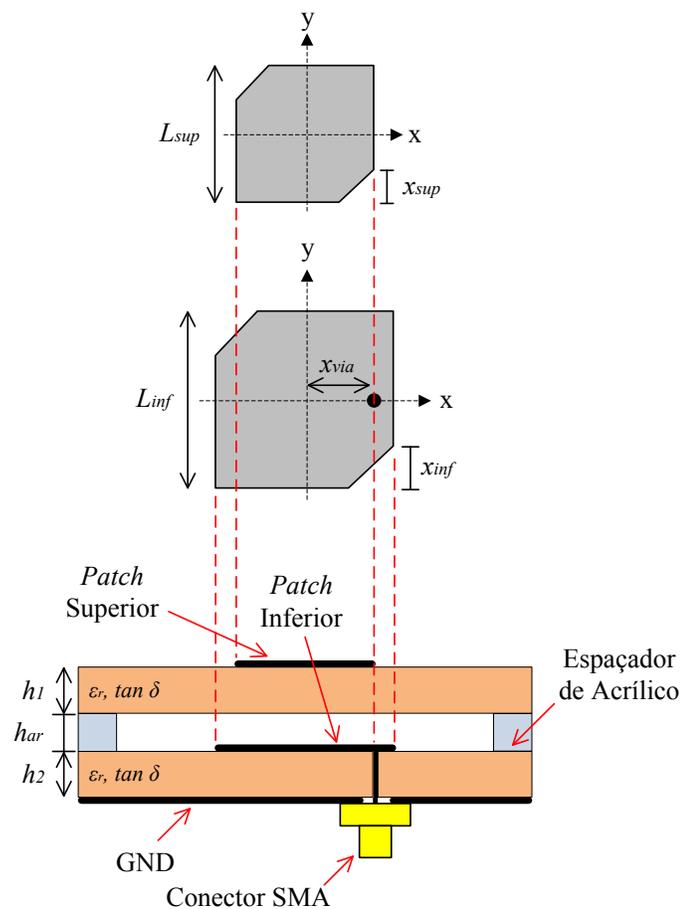
Com o objetivo de contornar os problemas obtidos com a antena anterior e avaliar uma nova geometria capaz de operar com dupla-banda e polarização circular através de *patches* empilhados, esta seção apresenta o estudo de uma antena com dois *patches* quadrados com cantos truncados dispostos em dois laminados de micro-ondas empilhados cuja alimentação é realizada por uma prova coaxial inserida no *patch* inferior. O irradiador superior é alimentado por acoplamento eletromagnético (WONG, 2002).

Um esquemático da estrutura deste irradiador é mostrado na Figura 55. A frequência central de operação foi obtida estimando o valor do comprimento dos *patches*,  $L_{inf}$  e  $L_{sup}$ , para as bandas inferior e superior, respectivamente. Uma boa razão axial para este irradiador foi obtida através da otimização dos cortes nos cantos de cada quadrado, sendo  $x_{sup}$  e  $x_{inf}$  os truncamentos nos *patches* superior e inferior, respectivamente. Para realizar o casamento de impedância desta antena, a posição do ponto de alimentação,  $x_{via}$ , e a espessura da camada de ar,  $h_{ar}$ , serão devidamente escolhidas.

A antena foi montada sob dois laminados de microondas TACONIC – TLA 6 de constante dielétrica  $\epsilon_r = 2,62$  e tangente de perdas  $\tan \delta = 0,0012$ . Os substratos, de espessuras  $h_1 = h_2 = 1,96$  mm, apresentam os *patches* sintonizados nas bandas de 5,75 a 5,85 GHz e de 6,95 a 7,05 GHz. Uma camada de ar foi inserida entre estes materiais para incrementar a largura de banda na faixa centrada em 7 GHz, para possibilitar a conexão entre via e *patch* inferior e, ainda, para que a constante dielétrica efetiva possa ser reduzida em relação à do material empregado. Fato este que resultará em um acoplamento eletromagnético entre os *patches* mais eficiente.

Analogamente ao irradiador descrito na seção anterior, um estudo paramétrico foi realizado englobando todas as dimensões citadas e será apresentado no item a seguir.

Figura 55 – Vista superior dos *patches* e corte transversal da antena.



Fonte: Imagem adaptada de (WONG, 2002).

### 3.3.1 Estudo Paramétrico da Antena

A Figura 56 apresenta a razão axial da antena considerando-se variações no truncamento do *patch* superior. A Figura 57 apresenta a variação da impedância de entrada da antena na carta de Smith em função de  $x_{sup}$ .

Figura 56 – Variação da razão axial em função de  $x_{sup}$ .

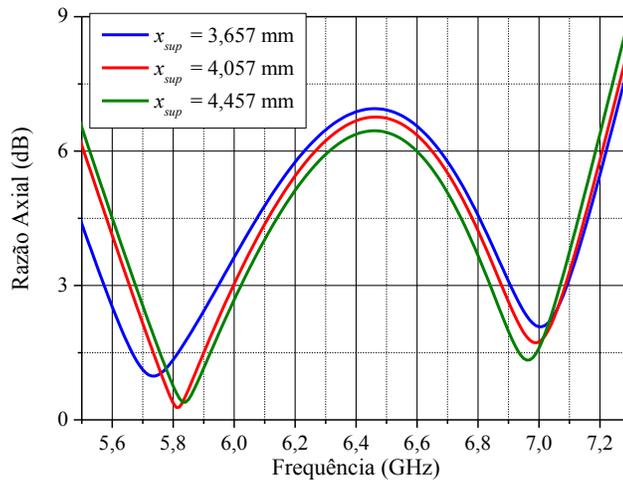
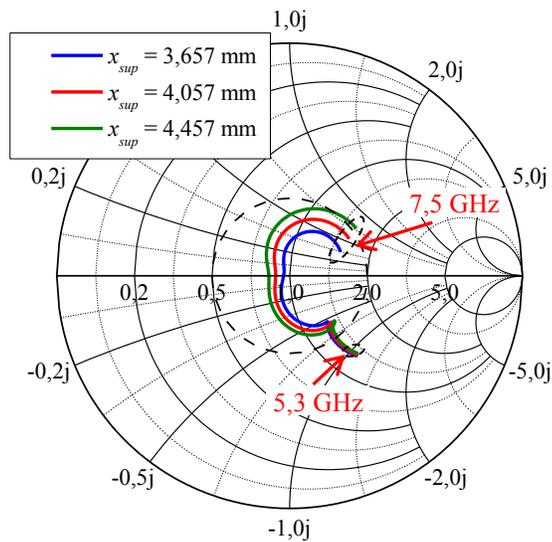


Figura 57 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith em função de  $x_{sup}$ .



Ao analisar as figuras acima pode-se afirmar que a otimização da AR na banda superior pode ser realizada através do ajuste de  $x_{sup}$ . Adicionalmente, a impedância de entrada na carta de Smith pouco é modificada. A Figura 58 apresenta a variação da AR da antena em função do comprimento do *patch* superior. A Figura 59 apresenta a impedância de entrada da antena na carta de Smith considerando-se distintos valores de  $L_{sup}$ .

Figura 58 – Variação da razão axial em função de  $L_{sup}$ .

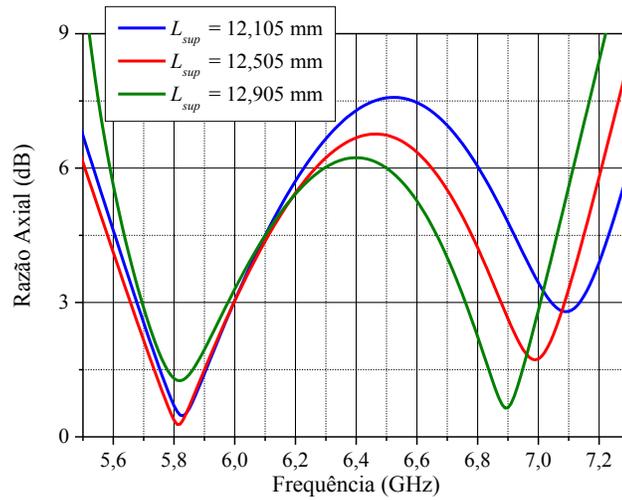
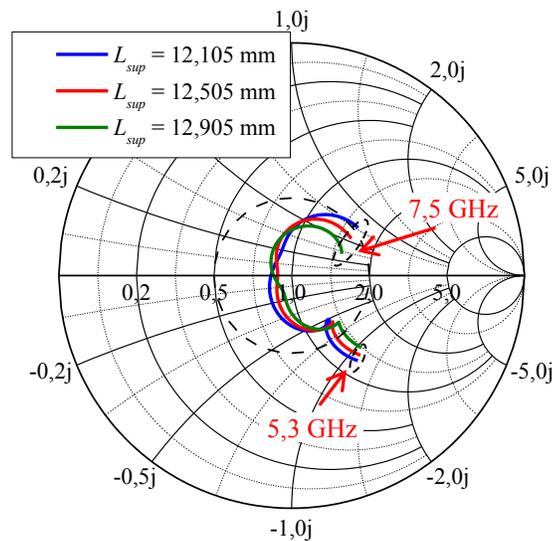


Figura 59 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith em função de  $L_{sup}$ .



Pelas curvas acima observa-se que o parâmetro  $L_{sup}$  afeta apenas a frequência central de operação da antena nas duas bandas de operação especificadas.

A Figura 60 apresenta a AR da antena considerando-se variações no truncamento do *patch* inferior. A Figura 61 apresenta a variação da impedância de entrada da antena na carta de Smith em função de  $x_{inf}$ .

Figura 60 – Variação da razão axial em função de  $x_{inf}$ .

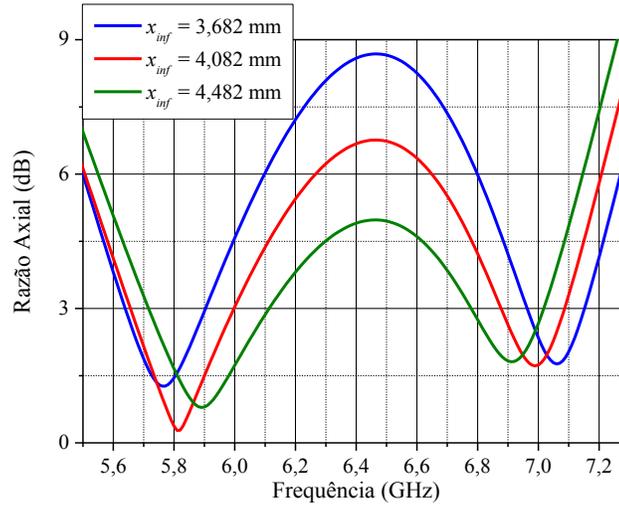
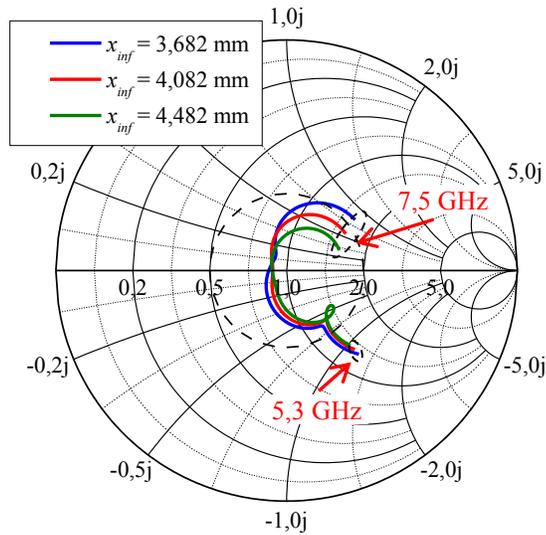


Figura 61 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith em função de  $x_{inf}$ .



O estudo acima permite afirmar que a AR da antena para a banda centrada em 5,8 GHz pode ser otimizada através do correto ajuste de  $x_{inf}$ . Uma vez que o casamento de impedâncias não foi criticamente afetado.

A Figura 62 apresenta a variação da razão axial da antena considerando-se distintos comprimentos para o *patch* inferior. A Figura 63 apresenta a variação da impedância de entrada da antena na carta de Smith em função de  $L_{inf}$ .

Figura 62 – Variação da razão axial em função de  $L_{inf}$ .

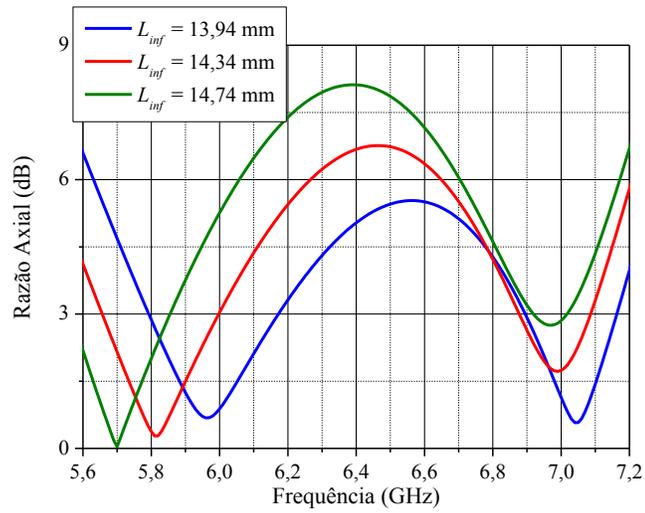
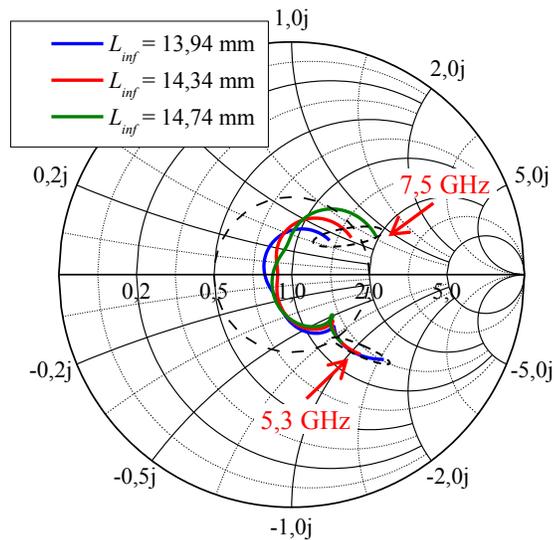


Figura 63 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith em função de  $L_{inf}$ .



O estudo paramétrico conduzido acima mostra que o parâmetro  $L_{inf}$  afeta diretamente a frequência central de operação deste irradiador em termos de razão axial, sendo assim, sem comprometer significativamente o casamento de impedâncias.

A Figura 64 apresenta a variação da razão axial da antena em função da posição do ponto de alimentação para o *patch* inferior. A Figura 65 apresenta a variação da impedância de entrada da antena na carta de Smith considerando-se distintos valores de  $x_{via}$ .

Figura 64 – Variação da razão axial em função de  $x_{via}$ .

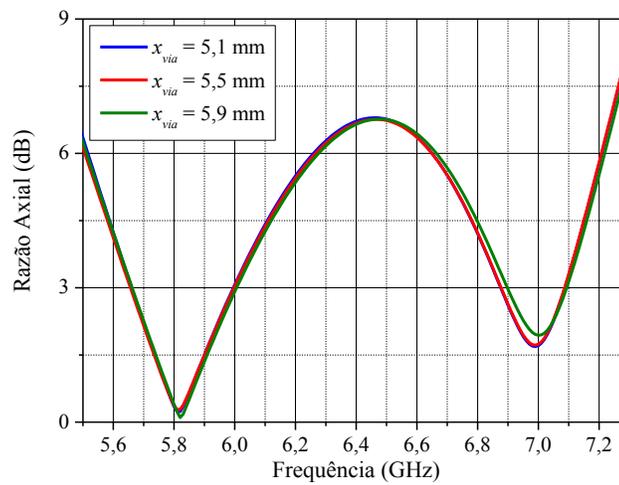
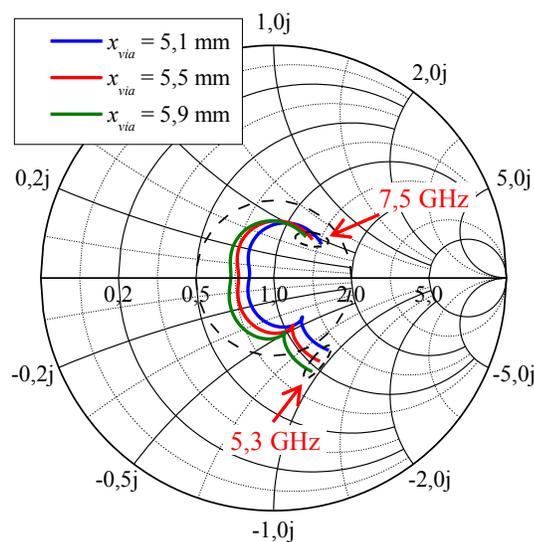


Figura 65 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith em função de  $x_{via}$ .



A partir das figuras acima, pode-se concluir que o parâmetro  $x_{inf}$  será devidamente ajustado com a finalidade de realizar o casamento de impedâncias nas duas bandas de operação desejadas. A Figura 66 apresenta a razão axial da estrutura considerando-se variações na espessura da camada de ar presente entre os laminados. A Figura 67 apresenta a variação da impedância de entrada da antena na carta de Smith em função de  $h_{ar}$ .

Figura 66 – Variação da razão axial em função de  $h_{ar}$ .

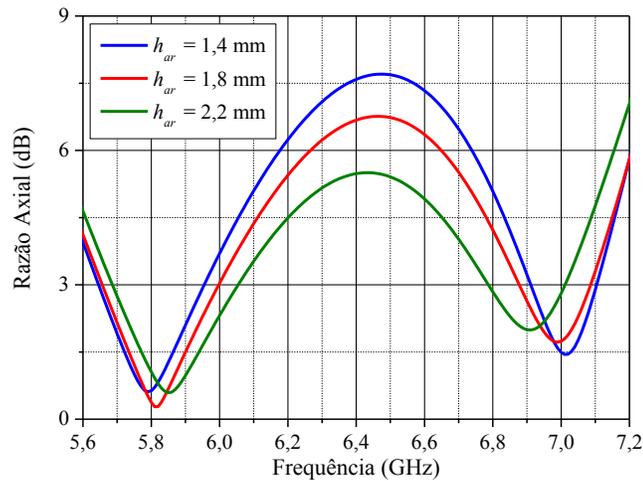
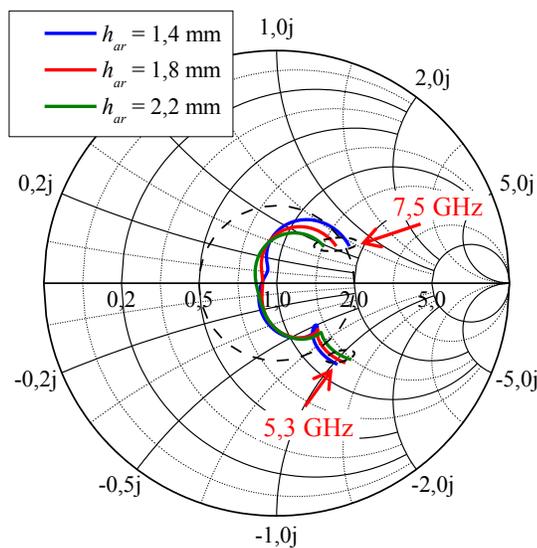


Figura 67 – Variação da impedância de entrada na carta de Smith em função de  $h_{ar}$ .



O estudo paramétrico acerca de  $h_{ar}$  demonstra que este parâmetro afeta diretamente a frequência central de operação das duas bandas. Enquanto que, o casamento de impedâncias, em pouco é comprometido pela sua variação.

Ao final do estudo paramétrico pôde-se compreender a relação entre dimensões físicas da estrutura e suas propriedades de irradiação.

### 3.3.2 Características Finais da Antena

Assim, as dimensões finais do irradiador foram obtidas e encontram-se listadas na Tabela 4.

Tabela 4 – Valores finais para as dimensões físicas da antena.

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor (mm)</b>
$L_{sup}$	12,505
$x_{sup}$	4,057
$L_{inf}$	14,341
$x_{inf}$	4,082
$x_{via}$	5,5
$h_{ar}$	1,8
$h_1$	1,96
$h_2$	1,96

Desta forma, as características elétricas desta geometria estão mostradas nas figuras a seguir. A Figura 68 apresenta a razão axial da antena nas bandas especificadas, onde se pode notar que a largura de banda de 100 MHz para cada faixa de operação foi alcançada. A Figura 69 apresenta a impedância de entrada da antena na carta de Smith. Onde pode-se concluir que o bom casamento de impedâncias foi obtido.

Figura 68 – Razão axial otimizada para a antena.

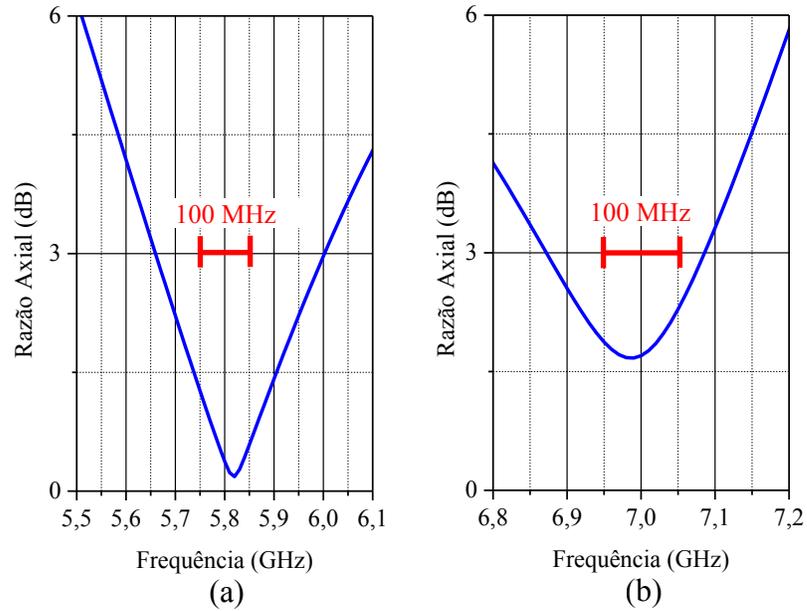
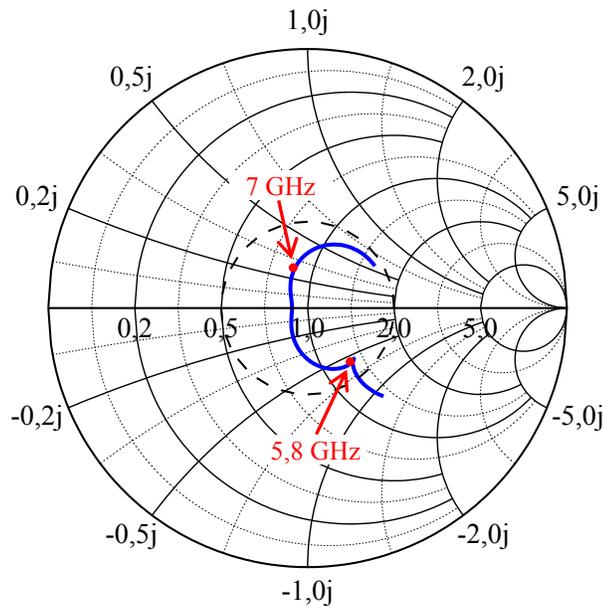


Figura 69 – Impedância de entrada otimizada na carta de Smith para a antena.



É importante ressaltar que, devido à antena apresentar polarização circular nas duas faixas de operação, existem dois pontos de inflexão na carta de Smith, conforme mencionado no item 2.3. Porém, neste caso, a frequência central de operação na banda inferior (5,8 GHz) está

localizada exatamente em um dos pontos de inflexão da curva de impedância de entrada na carta de Smith, o que significa que o *patch* inferior, de fato, está irradiando uma onda circularmente polarizada. Por outro lado, a frequência central de operação na banda superior (7 GHz) está deslocada em relação ao outro ponto de inflexão da curva de impedância de entrada na carta de Smith. Este efeito ocorre devido ao fato de que, analisando em 7 GHz, o *patch* inferior irradia uma onda linearmente polarizada e, desta forma, é necessário que o *patch* superior apresente polarização elíptica. Com isto, a soma vetorial dos campos irradiados por ambos os *patches* causa uma interferência construtiva para que, finalmente, a polarização circular seja alcançada na banda centra em 7 GHz.

As Figuras 70 e 71 apresentam os diagramas de ganho em 5,8 e 7 GHz, respectivamente. Assim, fica evidente que esta estrutura apresenta irradiação com dupla-polarização circular, ou seja, operação RHCP em ambas as faixas especificadas. O ganho na direção de máxima irradiação foi de 8,1 dBi em 5,8 GHz e 7,23 dBi em 7 GHz.

Figura 70 – Diagrama de ganho em 5,8 GHz.

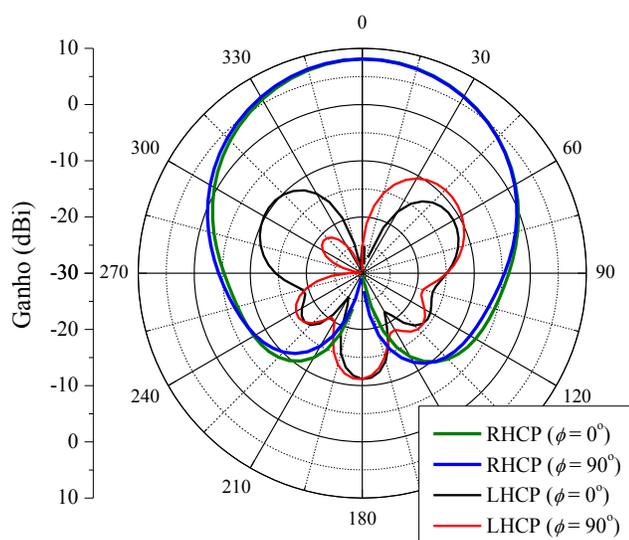
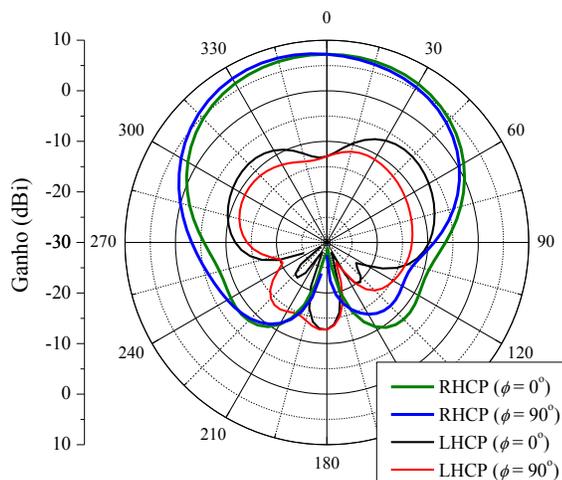


Figura 71 – Diagrama de ganho em 7 GHz.



### 3.3.3 Caracterização Experimental da Antena

Visando a validação experimental das características de irradiação desta geometria, um protótipo foi construído. Na Figura 72 são mostradas as partes que constituem o protótipo antes da sua montagem final. Onde se podem observar os *patches* inferior, à esquerda, e superior, à direita, os espaçadores de acrílico, o conector SMA e parafusos para a fixação mecânica da antena. Na Figura 73, as vistas superior e inferior da antena construída são mostradas, respectivamente.

Figura 72 – Vista superior do protótipo antes da construção final.

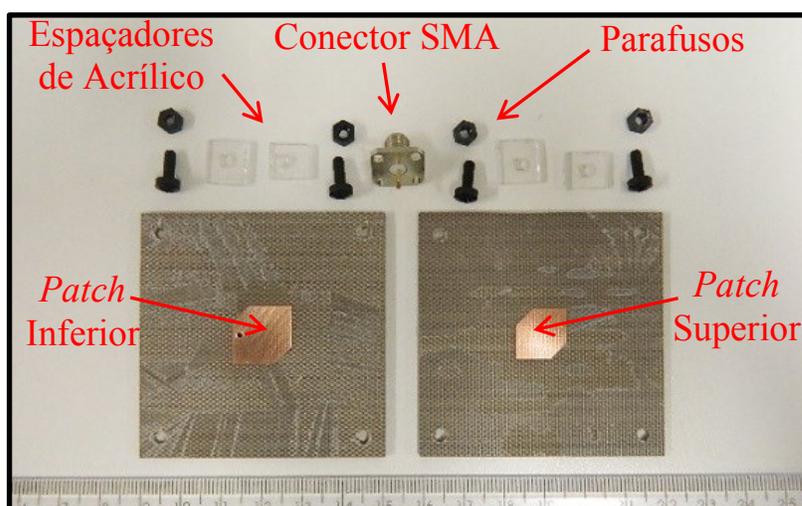
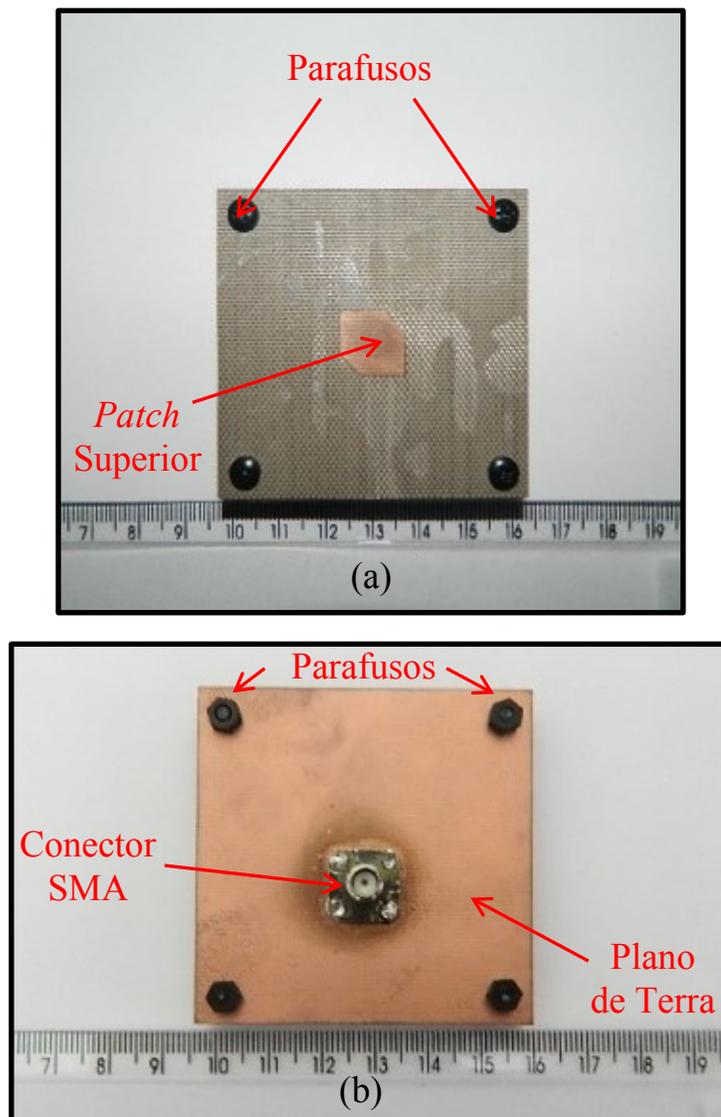


Figura 73 – Vistas superior e inferior do protótipo construído.



O coeficiente de reflexão e a impedância de entrada simulados e medidos da estrutura são apresentados nas figuras a seguir. A Figura 74 contém as curvas para impedância de entrada simulada e medida na carta de Smith, onde claramente se percebe que ambas apresentam um comportamento bastante similar. Na Figura 75 estão as curvas simulada e medida para o coeficiente de reflexão da antena, ficando evidente que a largura de banda desejada de 100 MHz foi obtida para as faixas de operação do irradiador.

Figura 74 – Impedância de entrada simulada e medida na carta de Smith.

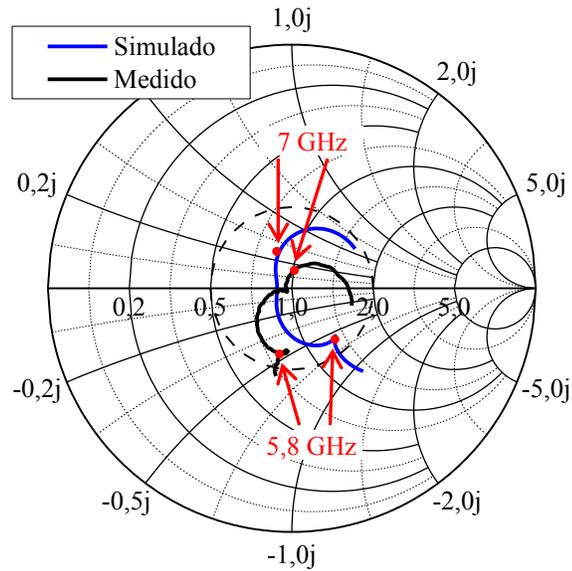
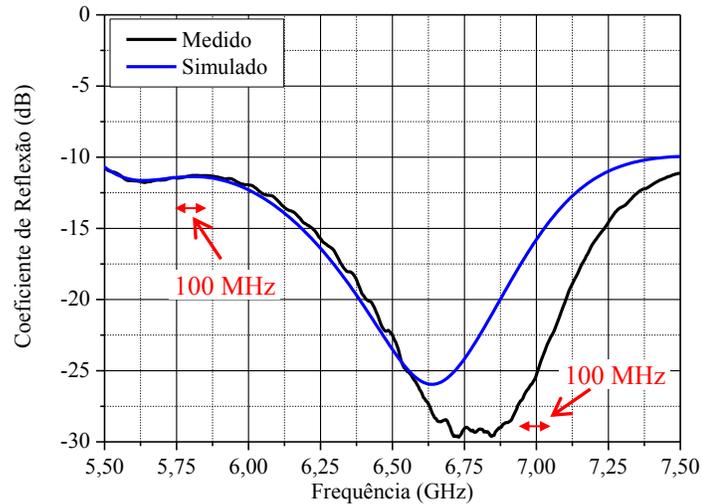


Figura 75 – Coeficiente de reflexão simulado e medido.



Ao observar a figura anterior, nota-se que o coeficiente de reflexão apresentou certa discrepância entre simulação e medição. As possíveis causas desta diferença se devem às tolerâncias nos materiais utilizados na construção do protótipo e/ou na técnica de prototipação. No primeiro caso, consideram-se fatores como imprecisões nas características elétricas e

dimensões físicas dos laminados, espaçadores de acrílico e parafusos utilizados. No segundo caso, deve-se ponderar, principalmente, o efeito do desalinhamento entre os *patches*.

Assim, um estudo paramétrico foi conduzido para averiguar a origem do comportamento do coeficiente de reflexão medido da Figura 75, mostrado Figura 76. Foram simulados possíveis desalinhamentos de 0,5 e 1 mm no eixo das abscissas ( $x$ ) do sistema de coordenadas cartesianas. Na Figura 77 os efeitos dos desalinhamentos na coordenada  $y$  são mostrados.

Figura 76 – Efeito do desalinhamento dos laminados no coeficiente de reflexão, coordenada  $x$ .

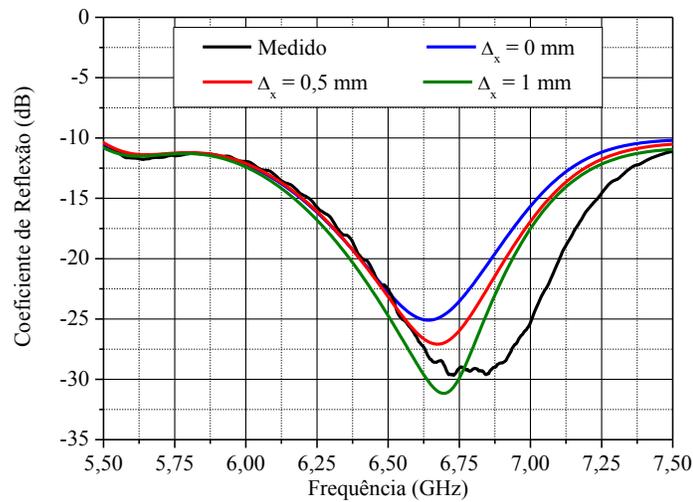
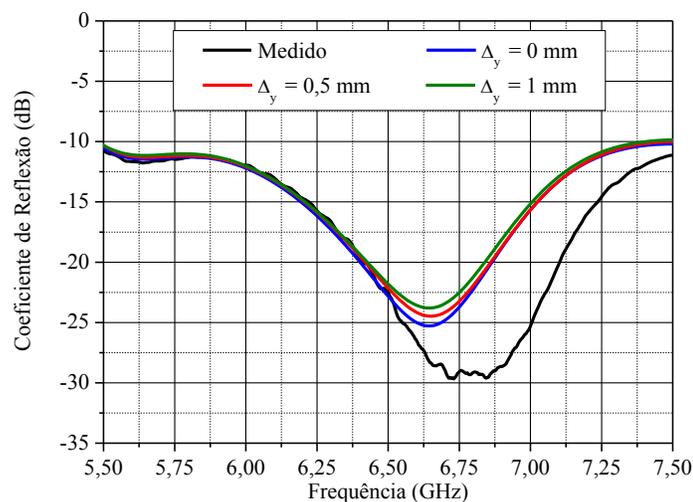


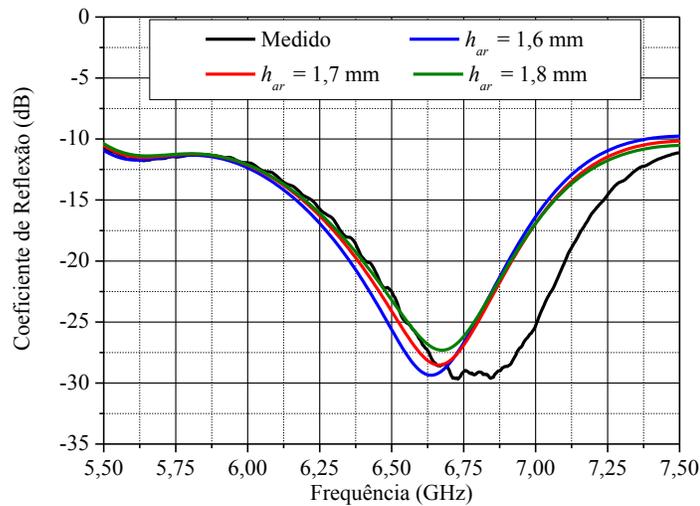
Figura 77 – Efeito do desalinhamento dos laminados no coeficiente de reflexão, coordenada  $y$ .



Pela figura acima, pode-se concluir que o desalinhamento entre os laminados na coordenada  $y$  não ocorreram de fato, uma vez que a discrepância entre curvas medidas e simulada aumenta com o incremento de  $\Delta_y$ . Por outro lado, o incremento no desalinhamento  $\Delta_x$  resultou em curvas simuladas mais próximas à medida.

Em seguida, um estudo paramétrico para investigar a precisão na altura dos espaçadores de acrílico foi realizado, considerando desalinhamentos de  $\Delta_x = 0,5$  mm e  $\Delta_y = 0$  mm. A Figura 78 apresenta as curvas de coeficiente de reflexão considerando distintos valores para a altura da camada de ar  $h_{ar}$  da antena, onde fica claro que a curva experimental não é fortemente influenciada pelas imprecisões nas dimensões dos espaçadores.

Figura 78 – Efeito da altura da camada de ar no coeficiente de reflexão.



### 3.4 Síntese do Capítulo

Neste capítulo duas estruturas montadas empregando-se laminados empilhados, contendo alimentação simples e operação em dupla-banda (centradas em 5,8 e 7 GHz) e polarização circular (RHCP ou LHCP) foram investigadas. Tais características de irradiação são desejadas de

forma que tais irradiadores possam compor, como elemento simples, uma rede de antenas retro-diretiva.

A primeira geometria apresentou operação em duas faixas de frequências e polarização circular RHCP e LHCP nas bandas inferior e superior, respectivamente. Nesta, a largura de banda e o casamento de impedâncias não foram devidamente satisfeitos na faixa centrada em 7 GHz. Adicionalmente, esta estrutura apresentou um diagrama de irradiação distorcido nesta frequência.

A outra estrutura analisada apresentou as características de irradiação em dupla-banda e polarização circular de acordo com as especificações de projeto. Um protótipo foi construído para a validação dos resultados numéricos obtidos através do software comercial *ANSYS HFSS<sup>TM</sup>*.

Através da comparação entre resultados numéricos e experimentais, pode-se compreender o comportamento de uma antena de microfita com polarização circular em duas faixas de operação. Com tal comparação, fica evidente que esta geometria é capaz de operar com tais características de irradiação nas aplicações a fim. É importante ressaltar que o protótipo construído apresentou apenas a polarização RHCP nas duas bandas avaliadas.

## 4 PROJETO DE ANTENAS DUPLA-FAIXA E DUPLA-ALIMENTAÇÃO

Esta seção explora possíveis geometrias de antenas de microfita alimentadas com dois pontos de alimentação, considerando *patches* empilhados. Tais irradiadores devem satisfazer os requisitos anteriormente especificados a fim de poder ser empregado como elemento simples para compor uma rede de antenas retro-diretiva.

Antenas dupla-faixa com *patches* coplanares foram investigadas no início do trabalho, porém, de acordo com Wong (2002), este tipo de topologia se adequa quando a relação entre as frequências centrais das duas bandas for superior a 1,5. No presente caso, a relação entre 7,0 e 5,8 GHz equivale a, aproximadamente, 1,2. Desta forma, esta topologia não será considerada como possível solução para o sistema em questão.

### 4.1 Antena com dois *Patches* Empilhados e dois Pontos de Alimentação

Nesta seção é realizada a análise e o projeto de uma antena de microfita com duas faixas de operação e com polarização circular em ambas as bandas de operação. Para tal, uma topologia com substratos empilhados contendo dois *patches* quadrados de cantos truncados e alimentação por vias é considerada. É importante ressaltar que esta geometria ainda não foi relatada na literatura.

A antena foi montada com o emprego de três laminados de microondas TACONIC – TLA 6 de constante dielétrica  $\epsilon_r = 2,62$  e tangente de perdas  $\tan \delta = 0,012$ . Nos laminados separados pela camada de ar, com espessura de  $h_1 = h_2 = 1,96$  mm, encontram-se os *patches* sintonizados em 5,8 e 7 GHz. O terceiro laminado, de espessura de  $h_3 = 1,02$  mm, contém o plano de terra e o sistema de alimentação da geometria. Os dois substratos inferiores foram unidos por uma camada de material com alta capacidade de colagem, o TACONIC *FastRise 27*, que apresenta uma constante dielétrica de 2,75 e tangente de perdas  $\tan \delta = 0,0014$ . O procedimento de colagem foi o mesmo que o adotado na seção 2.3.

Um esquemático com a estrutura deste irradiador é mostrado na Figura 79. A frequência central de operação em cada banda foi obtida estimando-se o valor do comprimento de cada *patch*,  $L_{sup}$  e  $L_{inf}$ , para a banda superior e inferior, respectivamente. Valores aceitáveis de razão axial para este irradiador foram alcançados com a otimização dos truncamentos nos cantos de cada quadrado, sendo  $x_{sup}$  e  $x_{inf}$  os cortes nos *patches* superior e inferior, respectivamente. Para sintonizar a frequência central de operação em cada banda, do ponto de vista da AR e do coeficiente de reflexão, as posições de cada ponto de alimentação,  $x_{via}$  e  $y_{via}$ , foram devidamente escolhidas. Uma camada de ar com espessura  $h_{ar}$  foi inserida entre os dois substratos superiores para incrementar a largura de banda em 7 GHz, bem como possibilitar a soldagem da via que conecta o *patch* inferior à linha de alimentação.

A Figura 80 mostra o sistema de alimentação desta antena. Inicialmente, foram adotadas duas linhas de microfita conectadas com os *patches* através de duas vias. Para tal, duas fendas contendo o dobro do diâmetro de cada via foram inseridas no plano de terra da estrutura. O casamento de impedâncias foi realizado com o projeto de dois casadores baseados em tocos simples terminados em aberto. Assim, os valores de  $d_{inf}$ ,  $L_{inf}$ ,  $d_{sup}$  e  $L_{sup}$  foram devidamente otimizados.

Deve-se salientar que a geometria apresenta duas portas de alimentação. Desta forma, esta antena pode ser modelada como uma matriz de parâmetros S com 4 termos. O parâmetro  $S_{11}$  representa o coeficiente de reflexão visto pela porta 1 quando a porta 2 estiver terminada em uma carga casada. Analogamente, o  $S_{22}$  é o coeficiente de reflexão visto pela porta 2 quando a porta 1 estiver terminada em uma carga casada. Os parâmetros  $S_{12}$  e  $S_{21}$  são iguais, devido à reciprocidade da geometria, e representam o coeficiente de transmissão (ou isolamento) entre as portas, (POZAR, 2011).

Figura 79 – Vista superior dos *patches* e corte transversal da antena.

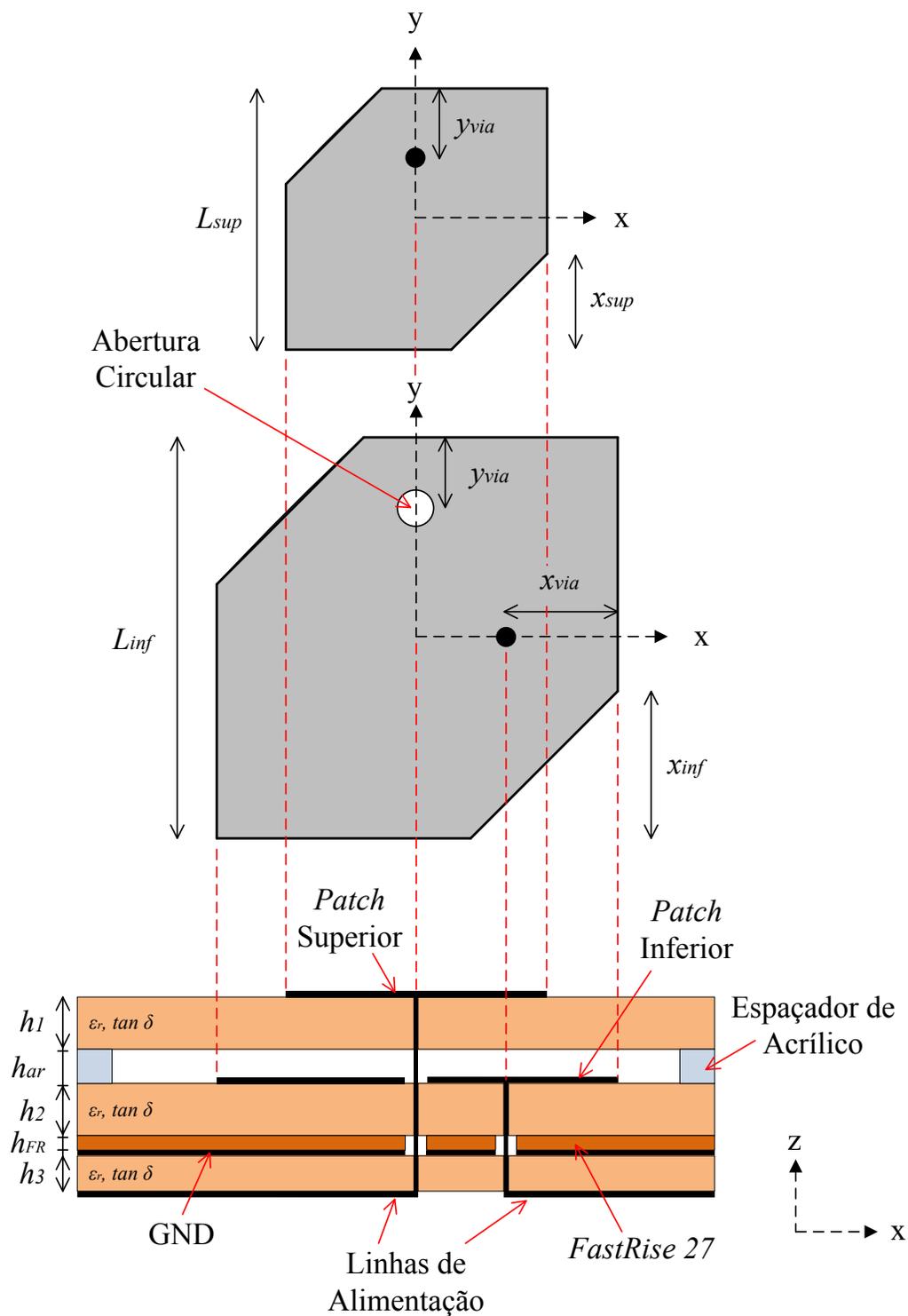
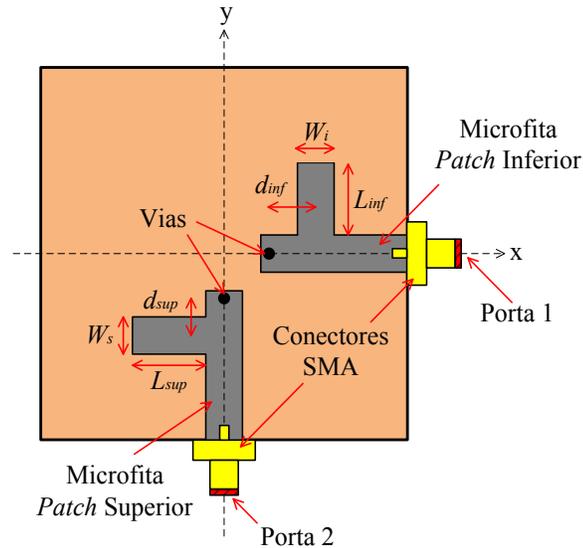


Figura 80 – Detalhamento do sistema de alimentação da antena.



A Figura 81 apresenta a sequência de projeto adotada. Neste caso, o processo de otimização da antena consistiu, primeiramente, no emprego da ferramenta *estimate* do software comercial de simulações eletromagnéticas *Ansoft Designer*®, a fim de se obterem valores iniciais para as dimensões de cada *patch*. Em seguida um novo modelo foi construído empregando-se o software *ANSYS HFSS*<sup>TM</sup> utilizando estas dimensões como ponto de partida. Com a finalidade de se verificar possíveis variações nas características de irradiação da geometria em função das suas dimensões, um detalhado estudo paramétrico foi conduzido sobre as variáveis relacionadas aos *patches*, à camada de ar, aos tocos casadores e aos tocos desacopladores. De posse destas curvas o primeiro passo para a obtenção das especificações de projeto foi realização da otimização dos tocos responsáveis pela isolamento entre as bandas de operação. Em seguida, valores de AR na banda inferior de operação da antena foram obtidos, bem como o bom casamento de impedância nesta banda. As demais especificações de projeto, em termos de AR e casamento de impedância, foram alcançadas após diversas iterações de otimização, onde, a cada passo realizado, todas as características de irradiação foram observadas. Ao final da otimização da geometria, as dimensões da antena foram obtidas e são mostradas na Tabela 5.

Figura 81 – Fluxograma de projeto adotado para a otimização desta geometria.

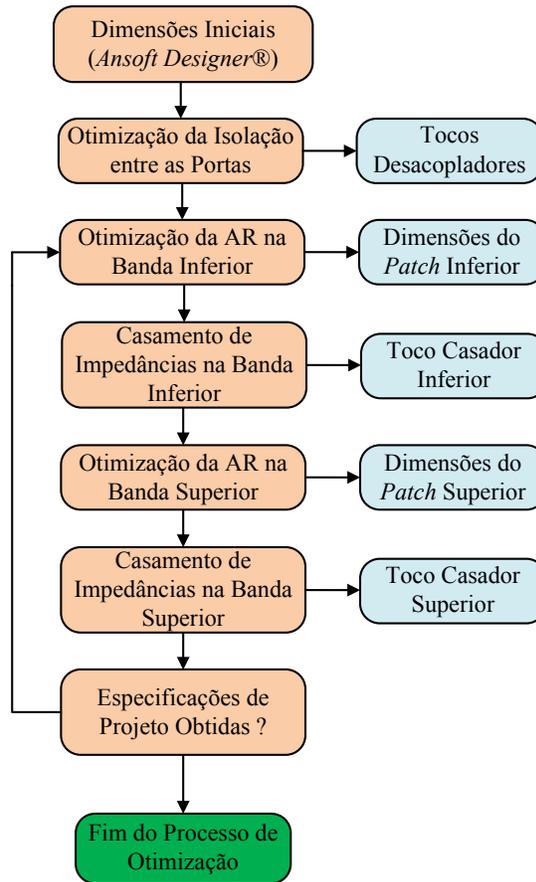
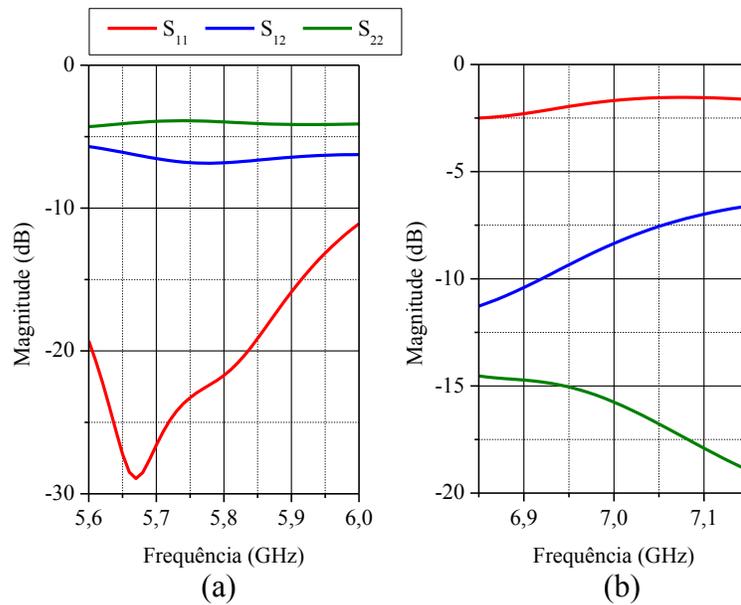


Tabela 5 – Valores iniciais das dimensões da antena.

Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)
$L_{sup}$	12,20	$h_{ar}$	1,40
$y_{via}$	3,00	$h_2 = h_3$	1,52
$x_{sup}$	1,00	$W_i = W_s$	2,82
$L_{inf}$	13,96	$d_{inf}$	15,00
$x_{via}$	5,00	$L_{inf}$	3,00
$x_{inf}$	2,50	$d_{sup}$	10,00
$d_h$	2,00	$L_{sup}$	3,00
$h_l$	1,02	$h_{FR}$	0,21

Os parâmetros S do irradiador com alimentação esquematizada na Figura 80 para as bandas de interesse foram obtidos e podem ser analisados através da Figura 82. Observando-se os parâmetros  $S_{12}$  nas faixas de operação desejadas, pode-se notar que não há uma boa isolamento entre as portas de alimentação da antena. A fim de se obter valores aceitáveis para a isolamento entre tais bandas, dois tocos desacopladores foram inseridos no sistema de alimentação da antena, conforme mostrado esquematicamente na Figura 83.

Figura 82 – Parâmetros S da antena (as curvas de  $S_{12}$  e  $S_{21}$  são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).



O toco inserido na microfita que alimenta o *patch* inferior apresenta comprimento físico  $L_{bot} = \lambda_g/4$ , onde  $\lambda_g$  é o comprimento de onda guiado em 7 GHz. Por teoria das linhas de transmissão, este toco representa um curto-circuito nesta frequência e, assim, a alimentação da banda inferior da antena (otimizada para 5,8 GHz) sofrerá influência quase nula da energia proveniente da banda superior, devido ao alto coeficiente de reflexão resultante. Analogamente, um toco terminado em aberto de comprimento físico  $L_{top} = \lambda_g/4$ , onde  $\lambda_g$  é o comprimento de onda guiado em 5,8 GHz, foi inserido na alimentação da banda superior. Após a inserção destes tocos desacopladores, boa isolamento entre as duas portas de alimentação da estrutura foi obtida,

como mostra a Figura 84. No gráfico, nota-se que os parâmetros  $S_{12}$  e  $S_{21}$  apresentam magnitude abaixo de -25 dB e -20 dB para as bandas inferior e superior, respectivamente.

Figura 83 – Detalhamento do sistema de alimentação da antena com a inserção dos tocos desacopladores.

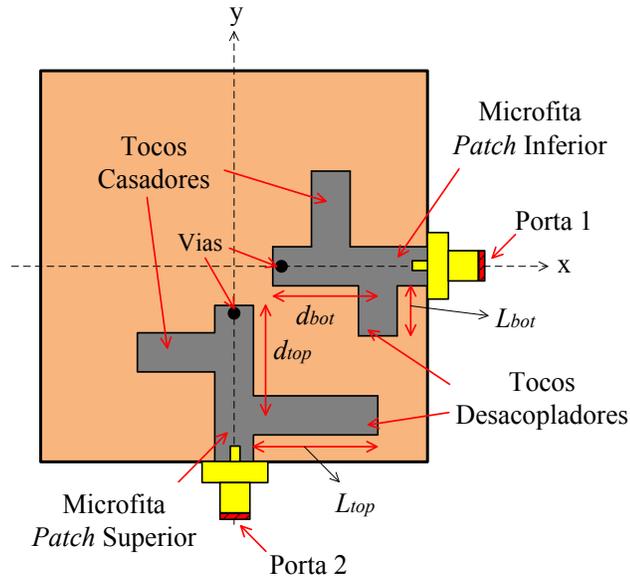
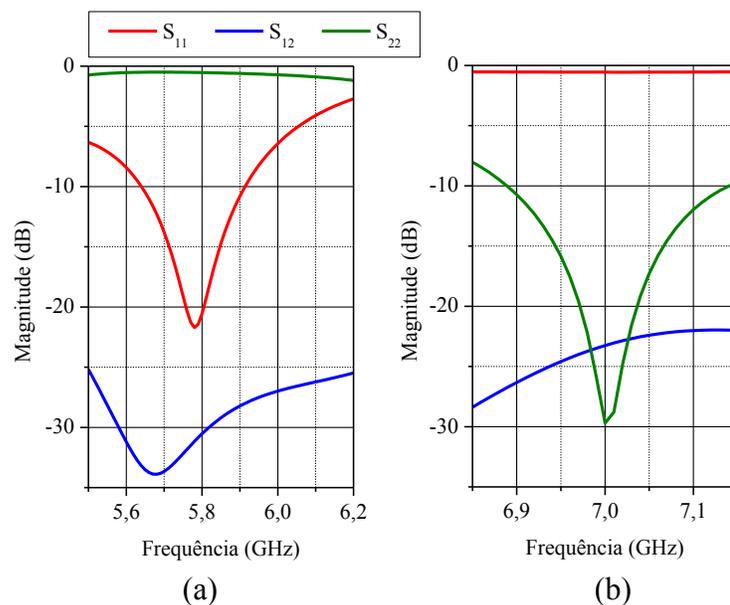


Figura 84 – Parâmetros S após a inserção dos tocos desacopladores (as curvas de  $S_{12}$  e  $S_{21}$  são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).



Visando investigar o comportamento das características de irradiação desta geometria, um estudo paramétrico detalhado foi conduzido considerando-se as dimensões físicas da estrutura, conforme as variáveis apresentadas na Tabela 5 e Figura 83.

#### 4.1.1 Estudo Paramétrico da Antena

Inicialmente, foram avaliadas as dimensões físicas dos dois *patches*, a camada de ar entre os laminados e a posição dos pontos de alimentação da geometria. Nestes casos, espera-se que tais parâmetros apresentem influência direta na razão axial da estrutura para as faixas de interesse. O casamento de impedâncias e a isolação entre as bandas foram obtidos com a otimização dos tocos casadores e desacopladores, respectivamente.

A Figura 85 apresenta a AR da antena nas faixas de interesse considerando variações na posição do ponto de alimentação do *patch* inferior. As Figuras 86 e 87 apresentam os coeficientes de reflexão do irradiador nas duas bandas considerando distintos valores para  $x_{via}$ . Devido ao fato de que a posição do ponto de alimentação pouco afeta os parâmetros  $S_{12}$  e  $S_{21}$  desta geometria, tais curvas não estão apresentadas a seguir. É importante ressaltar, também, que o parâmetro  $S_{22}$  foi pouco alterado com a variação de  $x_{via}$  em função da alta isolação entre as portas.

Figura 85 – Variação da razão axial da antena em função de  $x_{via}$ .

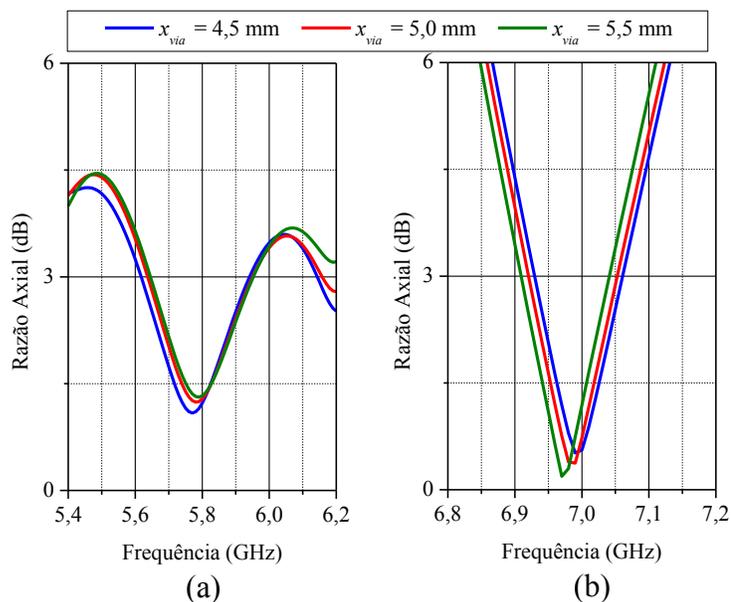


Figura 86 – Variação do coeficiente de reflexão na banda inferior em função de  $x_{via}$ .

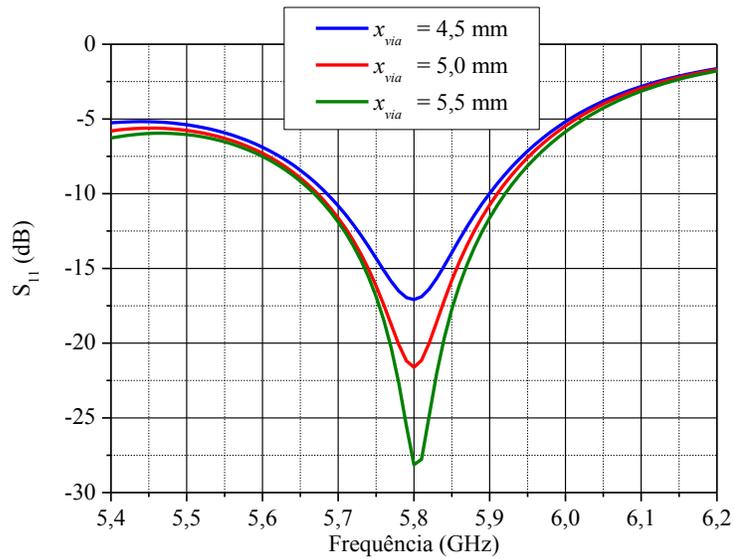
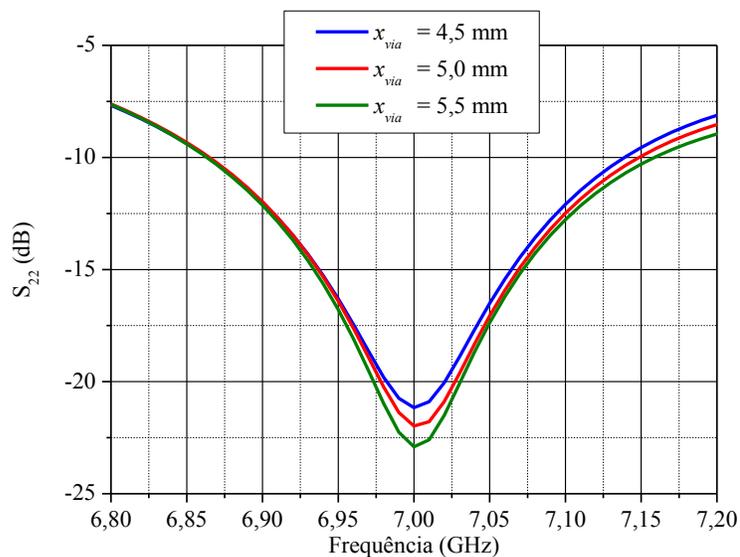


Figura 87 – Variação do coeficiente de reflexão na banda superior em função de  $x_{via}$ .



Através das curvas mostradas, pode-se afirmar que o parâmetro  $x_{via}$  deve ser devidamente ajustado de forma a realizar o casamento de impedâncias na banda inferior (através de  $S_{11}$ ). Em termos de AR, este parâmetro tem pouca influência nas duas bandas desejadas.

A Figura 88 apresenta a AR da antena nas duas faixas de interesse considerando variações na posição do ponto de alimentação do *patch* superior. As Figuras 89 e 90 apresentam os coeficientes de reflexão do irradiador nas bandas inferior e superior, respectivamente,

considerando distintos valores para  $y_{via}$ . Devido ao fato de que a posição do ponto de alimentação pouco afeta os parâmetros  $S_{12}$  e  $S_{21}$  desta geometria, tais curvas não estão apresentadas a seguir. É importante ressaltar, ainda, que o  $S_{11}$  na banda inferior é pouco alterado com a variação de  $y_{via}$ .

Figura 88 – Variação da razão axial da antena em função de  $y_{via}$ .

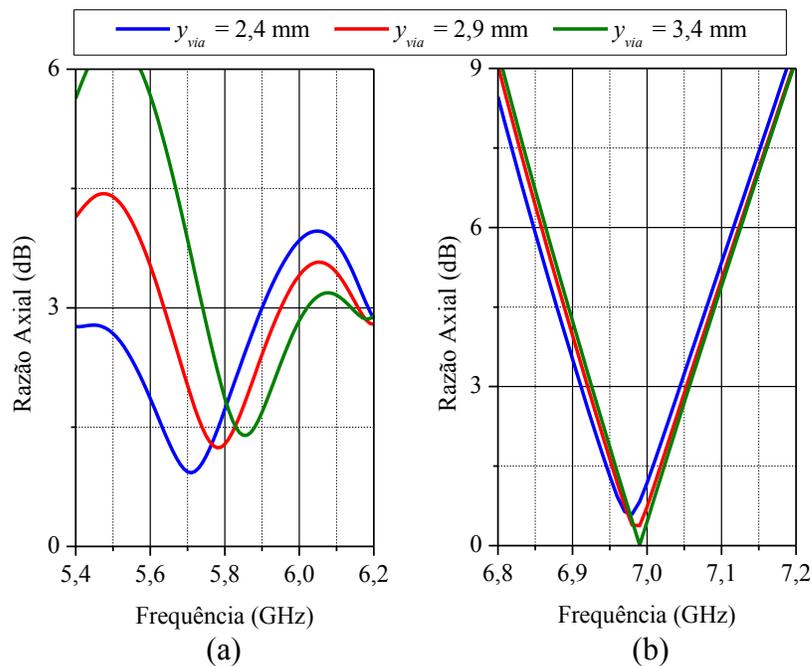


Figura 89 – Variação do coeficiente de reflexão na banda inferior em função de  $y_{via}$ .

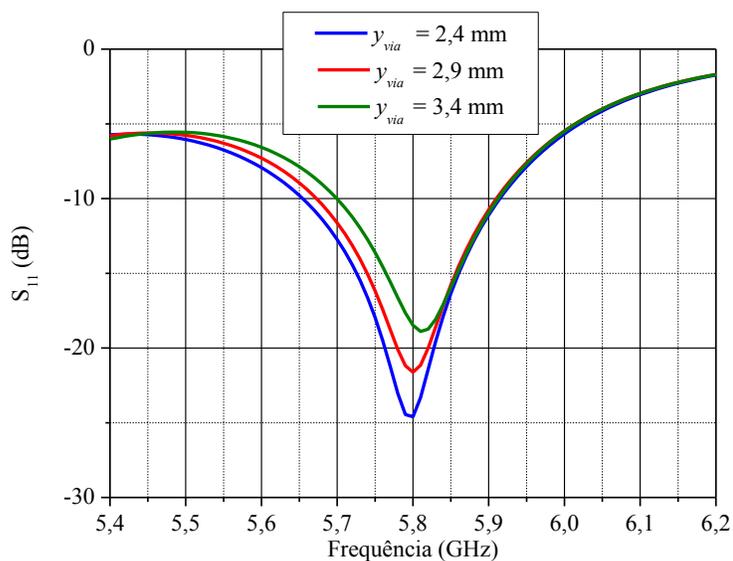
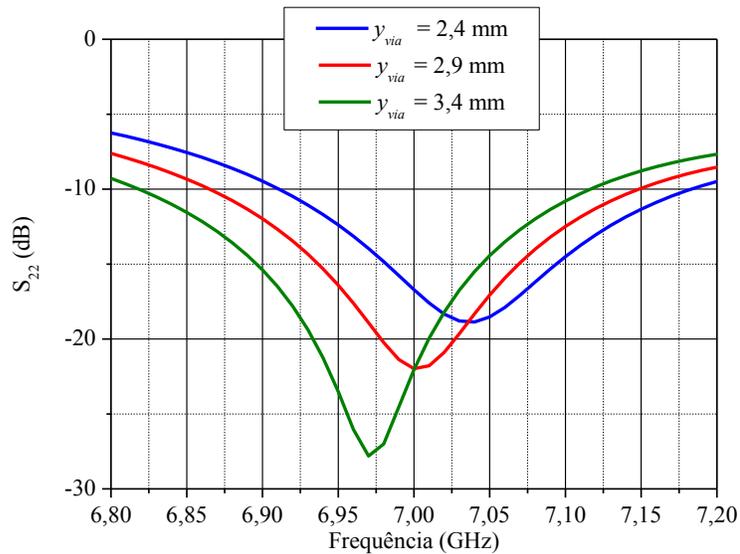


Figura 90 – Variação do coeficiente de reflexão na banda superior em função de  $y_{via}$ .



Com o estudo realizado fica evidente que o parâmetro  $y_{via}$  deve ser otimizado a fim de se obter valores aceitáveis para o casamento de impedâncias na banda superior (através de  $S_{22}$ ) e para a razão axial na banda inferior. Este fenômeno ocorre em virtude do deslocamento da fenda que foi inserida no *patch* inferior para possibilitar a passagem da via que alimenta o irradiador sintonizado em 7 GHz. Tal mudança perturba os modos existentes na cavidade e que geram a polarização circular.

A Figura 91 apresenta a razão axial da antena nas duas faixas de interesse considerando variações nos truncamentos dos cantos do *patch* inferior. As Figuras 92 e 93 apresentam os coeficientes de reflexão do irradiador nas bandas inferior e superior, respectivamente, considerando distintos valores para  $x_{inf}$ .

Figura 91 – Variação da razão axial da antena em função de  $x_{inf}$ .

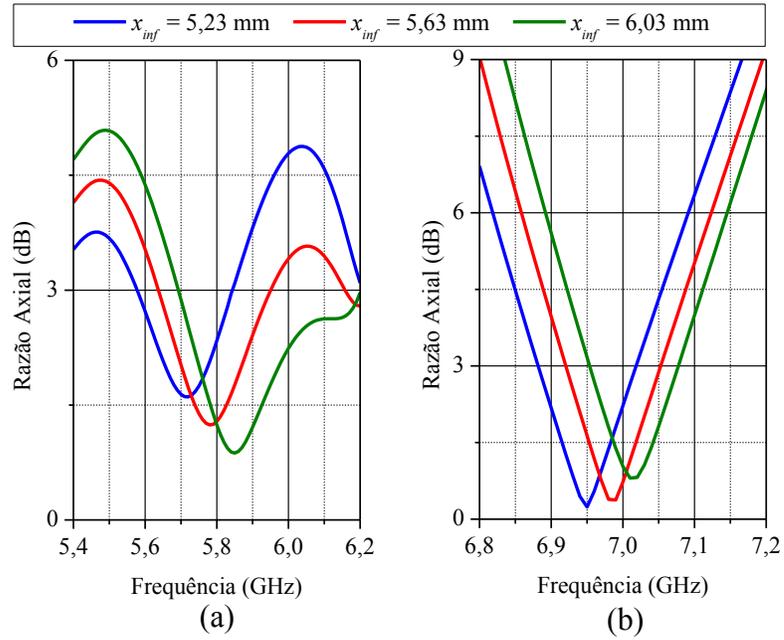


Figura 92 – Variação do coeficiente de reflexão na banda inferior em função de  $x_{inf}$ .

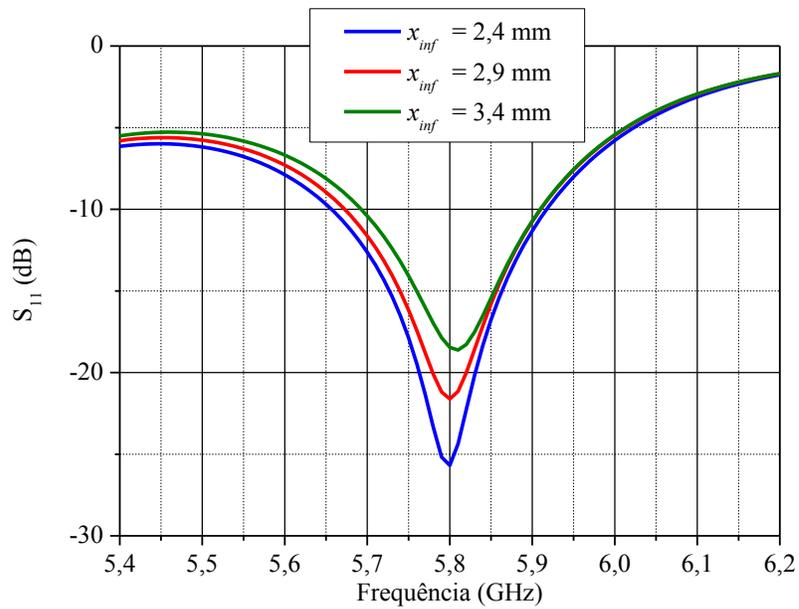
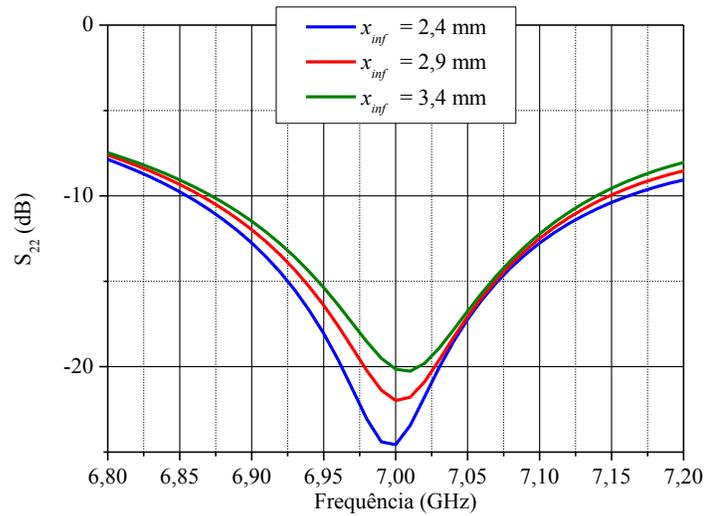


Figura 93 – Variação do coeficiente de reflexão na banda superior em função de  $x_{inf}$ .



Através deste estudo, pode-se perceber que o parâmetro  $x_{inf}$  tem maior influência sobre a AR na banda inferior. Este parâmetro, ainda, representou pequena variação no  $S_{11}$  para a banda superior e maior alteração no  $S_{11}$  da banda inferior pode ser observada.

A Figura 94 apresenta a AR da antena considerando variações nos cortes do *patch* superior. As Figuras 95 e 96 apresentam os coeficientes de reflexão nas duas bandas considerando distintos valores para  $x_{sup}$ .

Figura 94 – Variação da razão axial da antena em função de  $x_{sup}$ .

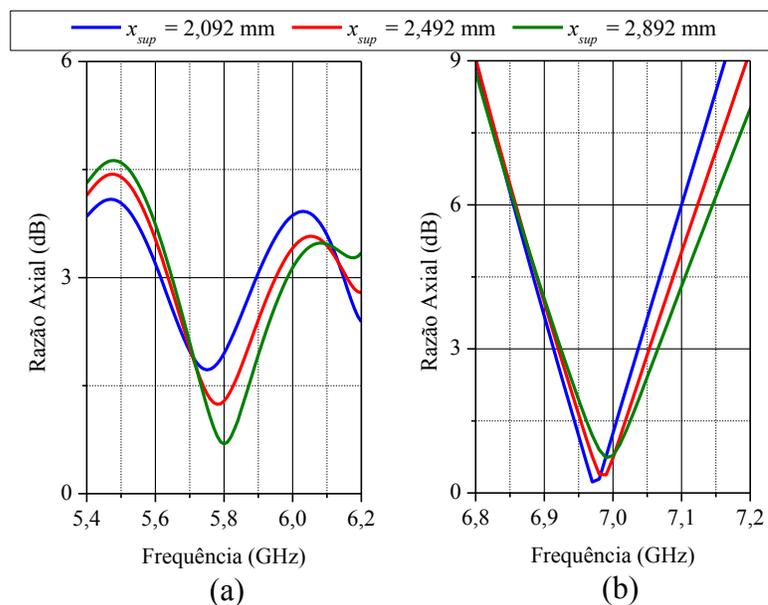


Figura 95 – Variação do coeficiente de reflexão na banda inferior em função de  $x_{sup}$ .

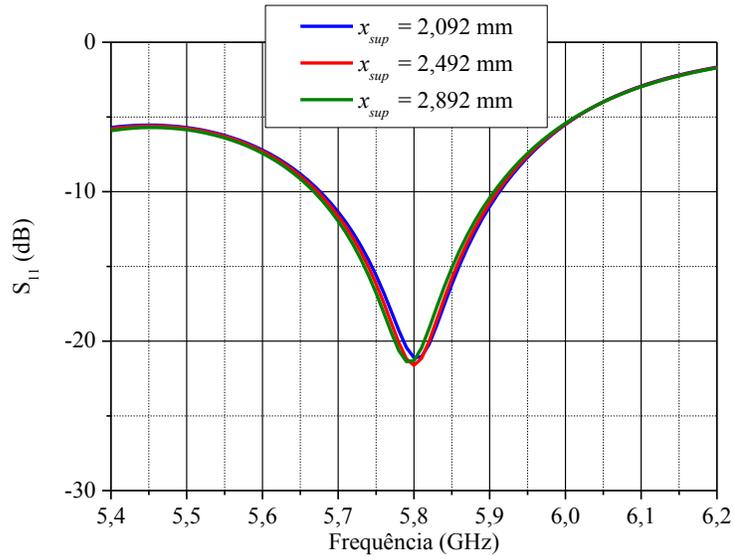
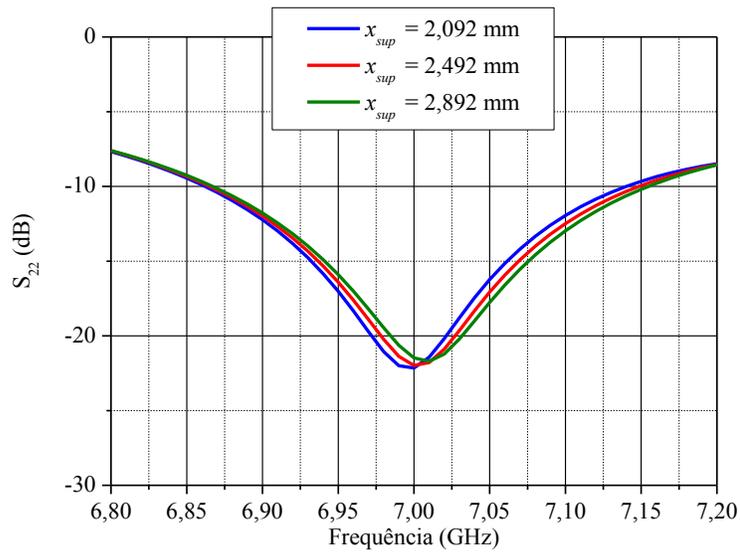


Figura 96 – Variação do coeficiente de reflexão na banda superior em função de  $x_{sup}$ .



O parâmetro  $x_{sup}$  deve ser ajustado a fim de realizar o refinamento final da AR na banda superior. Os parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{22}$  são pouco alterados por esta dimensão. Deve-se ressaltar, ainda, que a AR na banda inferior foi afetada pela variação de  $x_{sup}$  devido à perturbação gerada na distribuição dos campos irradiados pelo *patch* inferior.

A Figura 97 apresenta a AR da antena nas duas faixas de interesse considerando variações na altura da camada de ar entre os dois laminados superiores. As Figuras 98 e 99 apresentam os coeficientes de reflexão do irradiador nas bandas inferior e superior, respectivamente, considerando distintos valores para  $h_{ar}$ .

Figura 97 – Variação da razão axial da antena em função de  $h_{ar}$ .

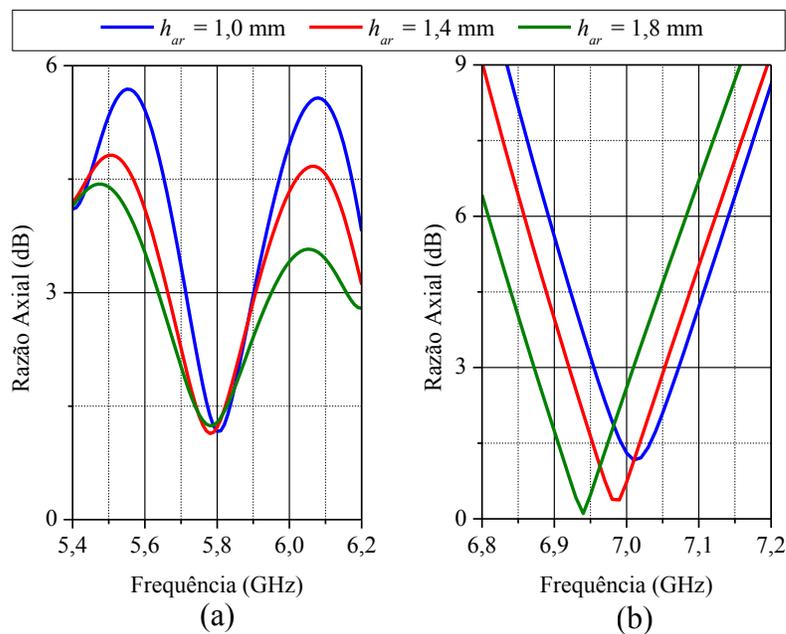


Figura 98 – Variação do coeficiente de reflexão na banda inferior em função de  $h_{ar}$ .

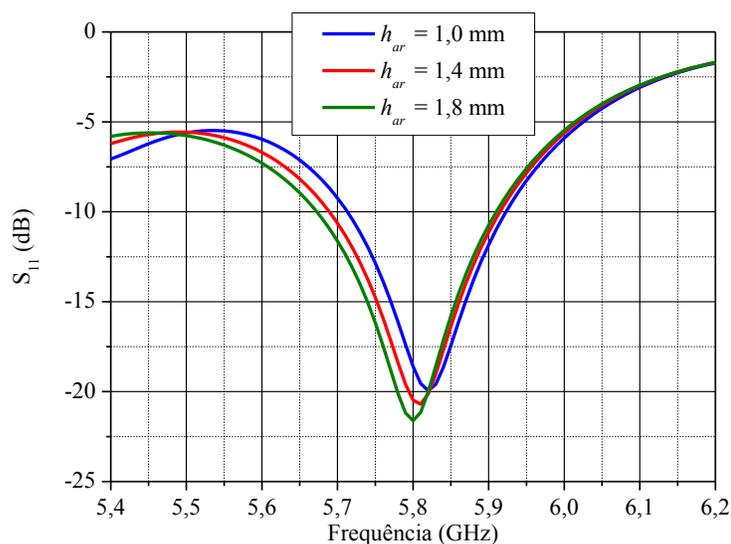
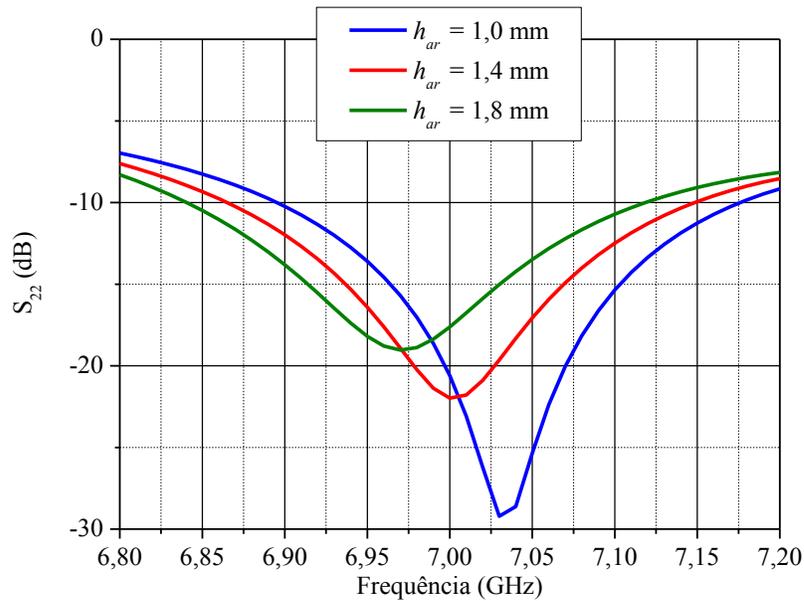


Figura 99 – Variação do coeficiente de reflexão na banda superior em função de  $h_{ar}$ .



Analisando as curvas acima, pode-se concluir que o parâmetro  $h_{ar}$  deve ser corretamente escolhido com a finalidade de se obter a largura de banda de 100 MHz para cada banda, bem como pode auxiliar no refinamento final da razão axial para a banda superior. É importante salientar que existe um significativo efeito sobre o casamento de impedâncias, principalmente referente a banda superior da antena.

As curvas a seguir contém a análise paramétrica correspondente aos tocos casadores. Neste caso, espera-se que o toco inserido na microfita da porta 1 apresente influência direta no  $S_{11}$  na banda inferior, enquanto que o casador conectado à porta 2 deverá ser otimizado para se obter valores aceitáveis de  $S_{22}$  na banda superior. A Figura 100 apresenta a razão axial da antena nas duas faixas de interesse considerando variações na distância do toco casador da banda inferior em relação à sua via de alimentação. A Figura 101 apresenta os parâmetros S para cada banda de operação especificada. As curvas contínuas representam um  $d_{inf} = 8,4$  mm; as curvas com símbolos quadrados  $d_{inf} = 8$  mm; e os triângulos  $d_{inf} = 8,8$  mm. Verifica-se, ainda, que este parâmetro desloca a curva da razão axial na banda superior.

Figura 100 – Variação da razão axial da antena em função de  $d_{inf}$ .

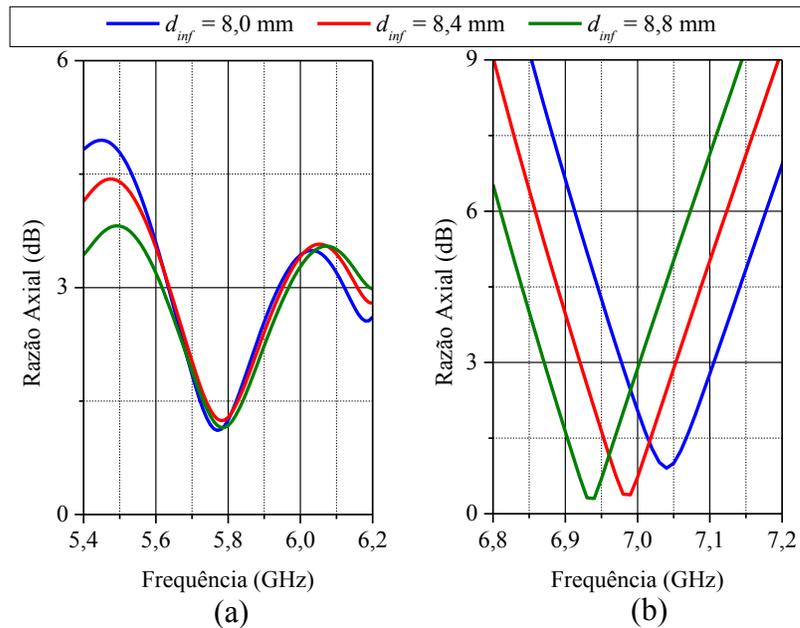
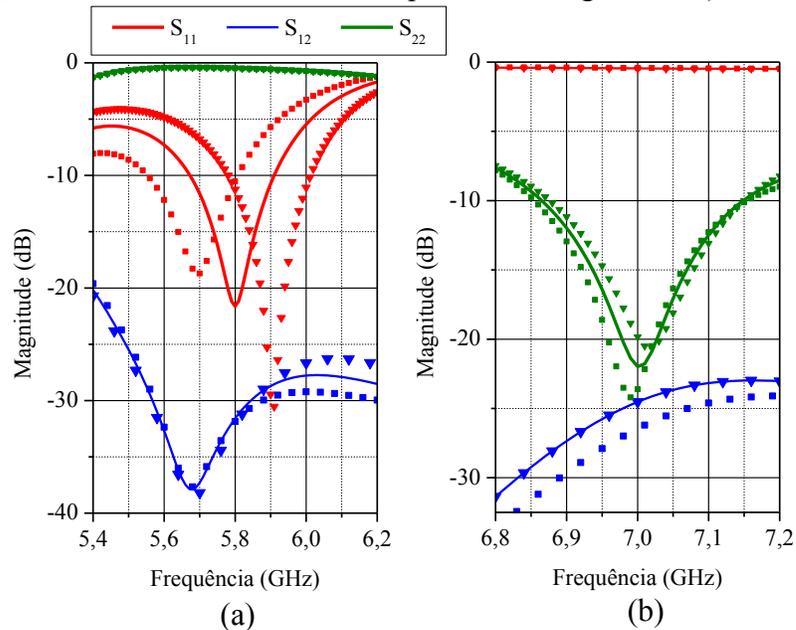


Figura 101 – Análise paramétrica dos parâmetros S da antena nas duas bandas de operação (as curvas de  $S_{12}$  e  $S_{21}$  são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).



Analisando as curvas acima, pode-se concluir que o parâmetro  $d_{inf}$  apresenta efeito significativo no coeficiente de reflexão para a banda inferior e, por outro lado, é visto como uma impedância adicional nos parâmetros S para a banda superior. Na AR, representa apenas pequeno deslocamento em frequência na banda superior.

A Figura 102 apresenta a AR da antena nas duas faixas de interesse considerando variações no comprimento do toco casador da banda inferior. A Figura 103 apresenta os parâmetros S para cada banda de operação especificada. As curvas contínuas representam um  $L_{inf} = 6,5$  mm; as curvas com símbolos quadrados  $L_{inf} = 6,1$  mm; e os triângulos  $L_{inf} = 6,9$  mm.

Figura 102 – Variação da razão axial da antena em função de  $L_{inf}$ .

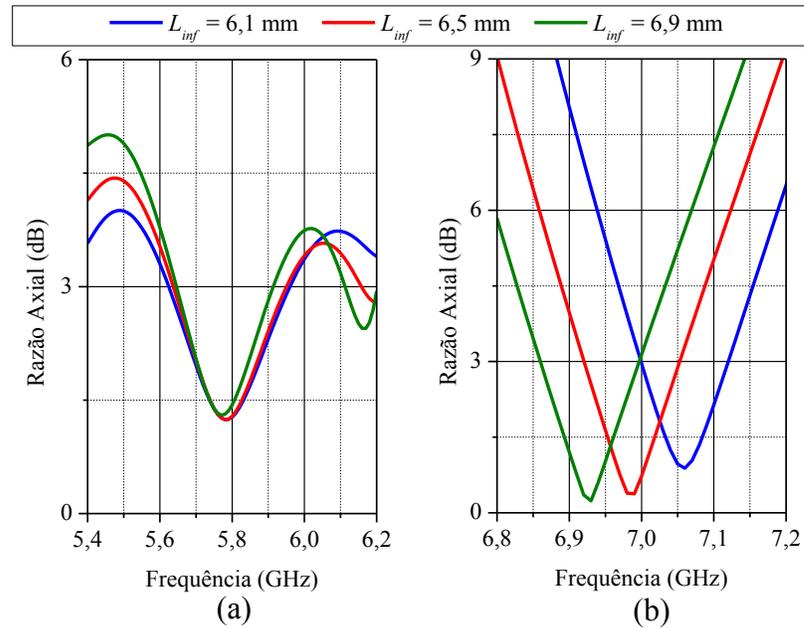
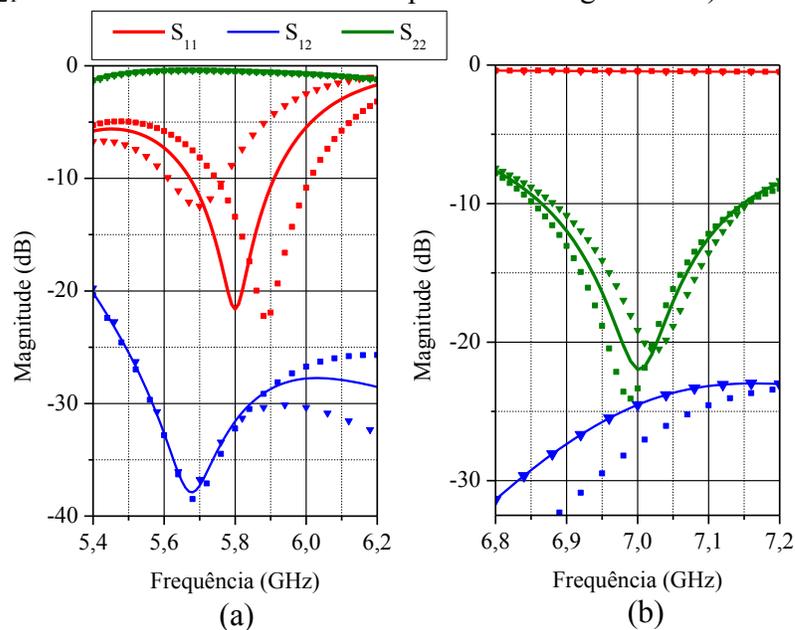


Figura 103 – Análise paramétrica dos parâmetros S da antena nas duas bandas de operação (as curvas de  $S_{12}$  e  $S_{21}$  são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).



Através do estudo realizado, pode-se concluir que o parâmetro  $L_{inf}$ , da mesma forma que  $d_{inf}$ , apresenta efeito significativo no coeficiente de reflexão na banda inferior e uma impedância adicional vista pelos parâmetros S na banda superior. Em termos de razão axial apresenta um pequeno deslocamento em frequência na banda superior, sem influenciar na razão axial da banda inferior.

A Figura 104 apresenta a razão axial da antena nas duas bandas especificadas em função da distância do toco casador na banda superior em relação à sua via de alimentação. A Figura 105 apresenta a análise paramétrica referente aos parâmetros S para cada banda de operação especificada. As curvas contínuas representam  $d_{sup} = 8,1$  mm; as curvas com quadrados  $d_{sup} = 7,7$  mm; e os triângulos  $d_{sup} = 8,5$  mm.

Figura 104 – Variação da razão axial da antena em função de  $d_{sup}$ .

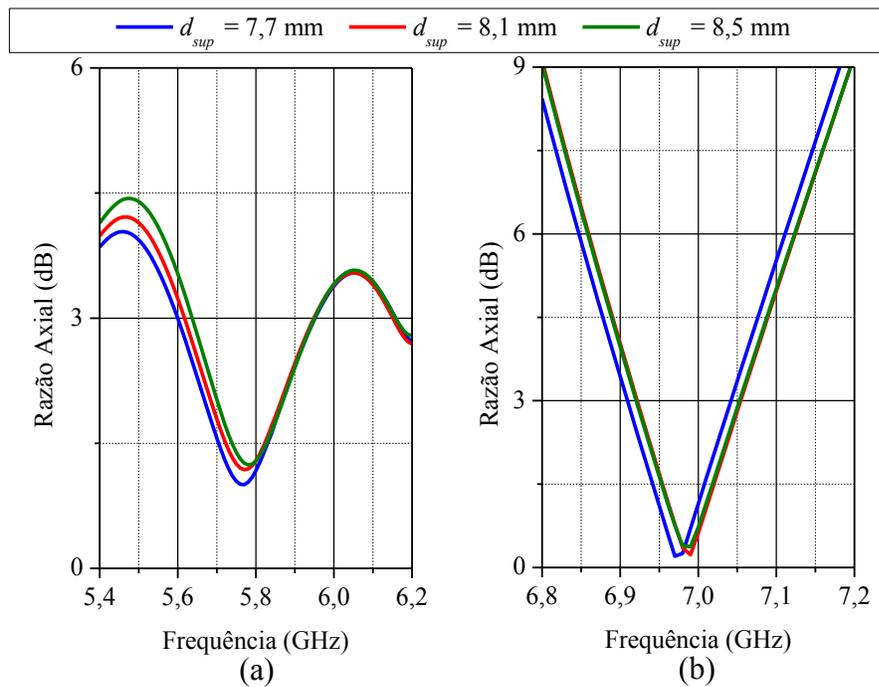
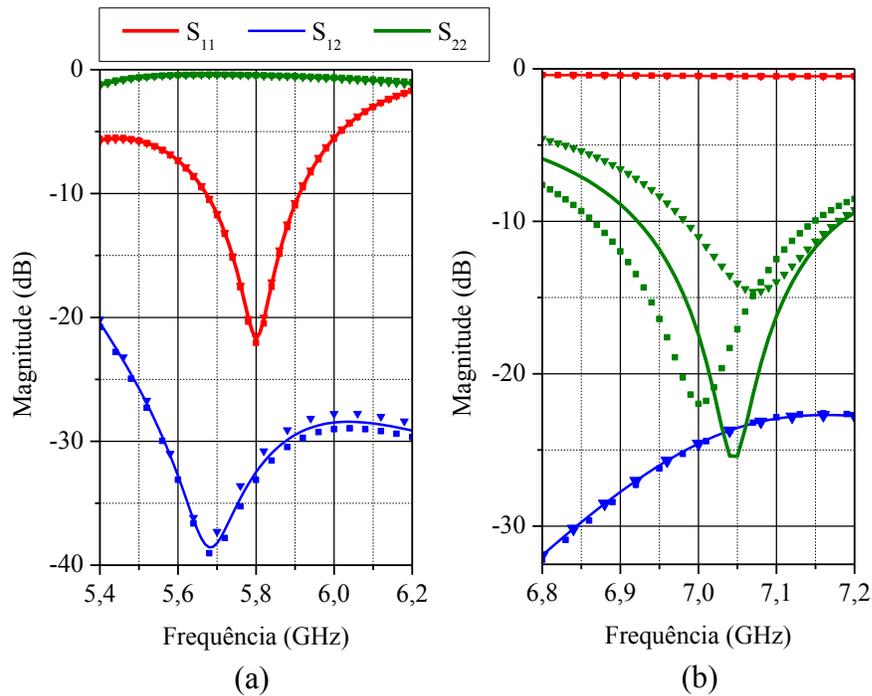


Figura 105 – Análise paramétrica dos parâmetros S da antena nas duas bandas de operação (as curvas de  $S_{12}$  e  $S_{21}$  são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).



Analisando as curvas acima, pode-se concluir que o parâmetro  $d_{sup}$  apresenta efeito significativo no coeficiente de reflexão para a banda superior. Adicionalmente representa, também, efeito insignificante em termos de razão axial nas faixas de operação.

A Figura 106 apresenta a razão axial da antena nas duas faixas de interesse considerando-se variações no comprimento do toco casador para a banda superior. A Figura 107 apresenta a análise paramétrica referente aos parâmetros S nas duas bandas de operação. As curvas contínuas representam  $L_{sup} = 4,6$  mm; as curvas com quadrados  $L_{sup} = 4,2$  mm; e os triângulos  $L_{sup} = 5,0$  mm.

Figura 106 – Variação da razão axial da antena em função de  $L_{sup}$ .

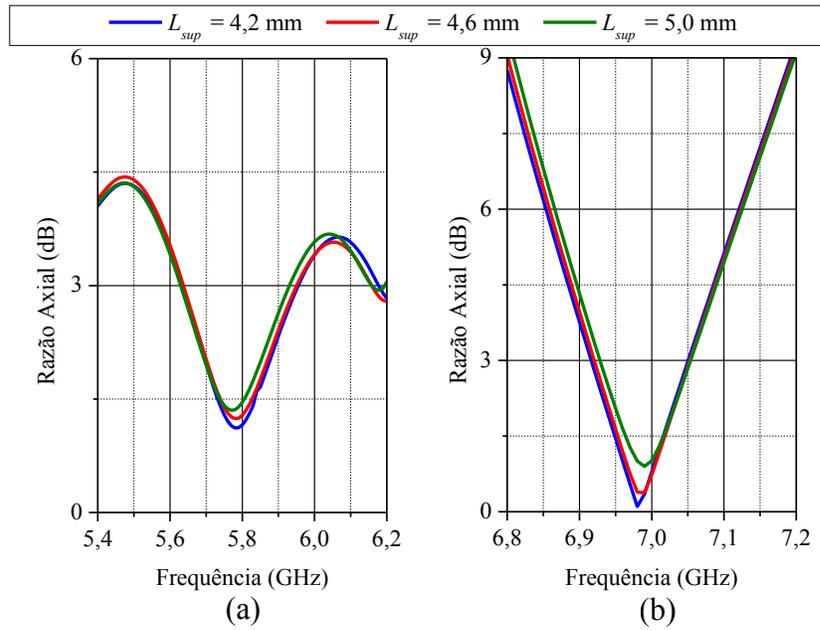
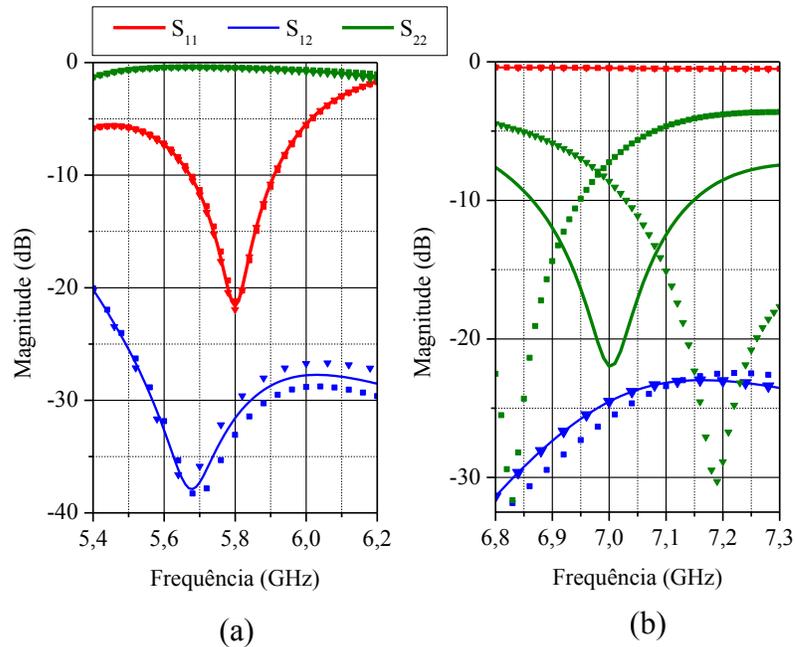


Figura 107 – Análise paramétrica dos parâmetros S da antena nas duas bandas de operação (as curvas de  $S_{12}$  e  $S_{21}$  são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).



Através do estudo realizado, pode-se concluir que o parâmetro  $L_{sup}$ , da mesma forma que  $d_{inf}$ , pouco afeta a razão axial da antena nas duas bandas. Por outro lado, apresenta influência severa no coeficiente de reflexão para a banda superior.

Sendo assim, através da análise paramétrica referente às dimensões dos tocos casadores, fica evidente que cada toco apresenta influência direta no coeficiente de reflexão ao qual está vinculado, ou seja, o casador inserido na microfita que alimenta o *patch* inferior atua sobre  $S_{11}$  (em 5,8 GHz) e o casador na alimentação do *patch* superior atua sobre  $S_{22}$  (em 7 GHz).

As figuras a seguir apresentam a análise paramétrica referente às dimensões dos tocos desacopladores. Neste caso, espera-se que o toco inserido na microfita da porta 1 apresente influência direta nos parâmetros  $S_{12}$  e  $S_{21}$  da banda superior, enquanto que o casador conectado à porta 2 deverá ser otimizado para se obter valores aceitáveis de  $S_{12}$  e  $S_{21}$  na banda inferior.

A Figura 108 apresenta a razão axial do irradiador nas duas faixas de interesse considerando-se variações na distância do toco desacoplador, inserido na microfita da porta 1, em relação à via que alimenta o *patch* inferior. A Figura 109 apresenta os parâmetros S para cada banda de operação especificada. As curvas contínuas representam  $d_{bot} = 12,0$  mm; as curvas com quadrados  $d_{bot} = 11,5$  mm; e os triângulos  $d_{bot} = 12,5$  mm.

Figura 108 – Variação da razão axial da antena em função de  $d_{bot}$ .

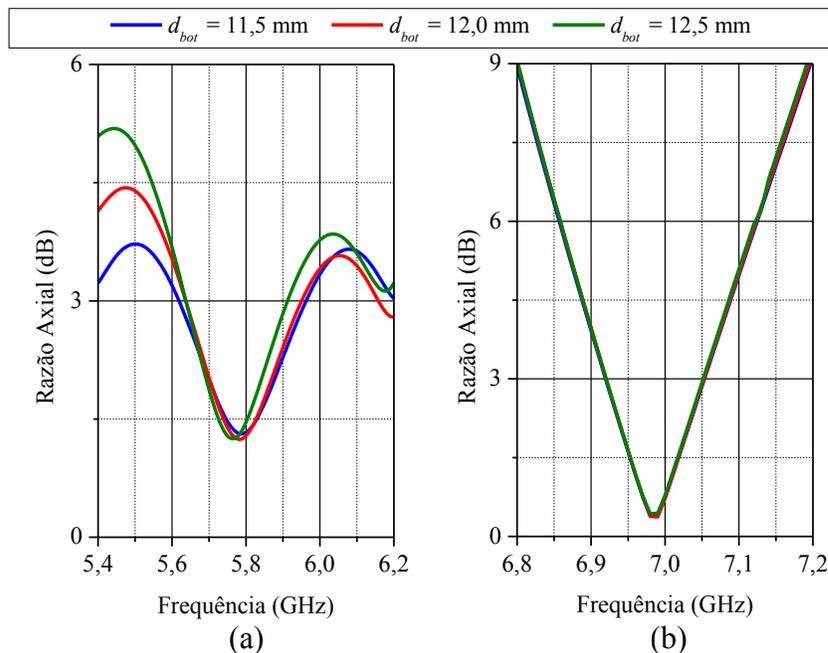
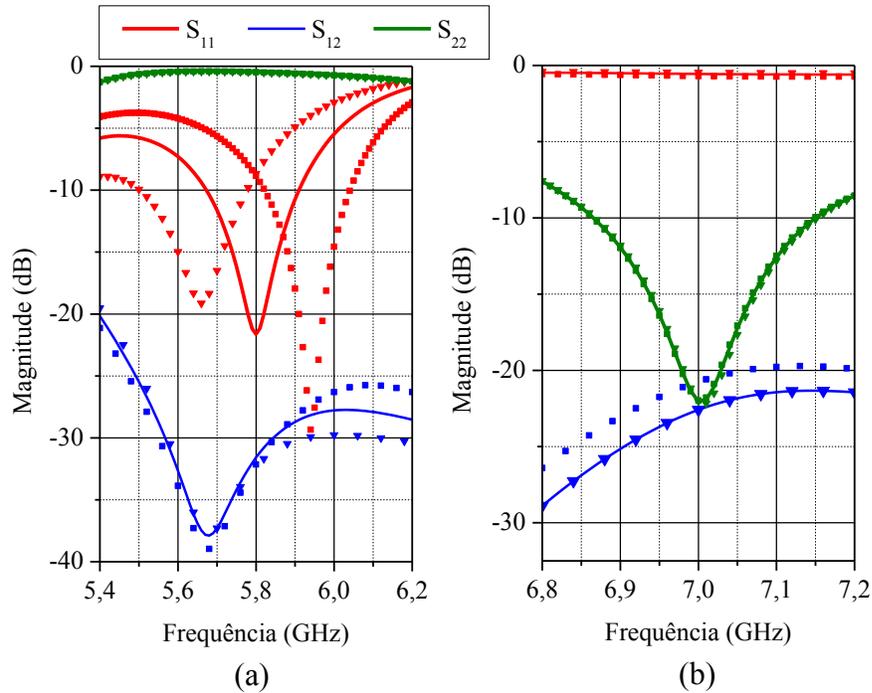


Figura 109 – Análise paramétrica dos parâmetros S da antena nas duas bandas de operação (as curvas de  $S_{12}$  e  $S_{21}$  são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).



Analisando as curvas acima, pode-se concluir que o parâmetro  $d_{bot}$  não apresenta influência significativa sobre a razão axial da antena nas bandas de interesse. Porém, sua alteração representa pequena variação no parâmetro  $S_{12}$  na banda superior, bem como pode ser compreendida como uma impedância adicional inserida nos parâmetros S para a banda inferior.

A Figura 110 apresenta a variação da razão axial da antena nas duas faixas de interesse em função do comprimento do toco desacoplador, inserido na microfita da porta 1. A Figura 111 apresenta a análise paramétrica referente aos parâmetros S em cada banda de operação. As curvas contínuas representam  $L_{bot} = 6,5$  mm; as curvas com quadrados  $L_{bot} = 6,1$  mm; e os triângulos  $L_{bot} = 6,9$  mm.

Figura 110 – Variação da razão axial da antena em função de  $L_{bot}$ .

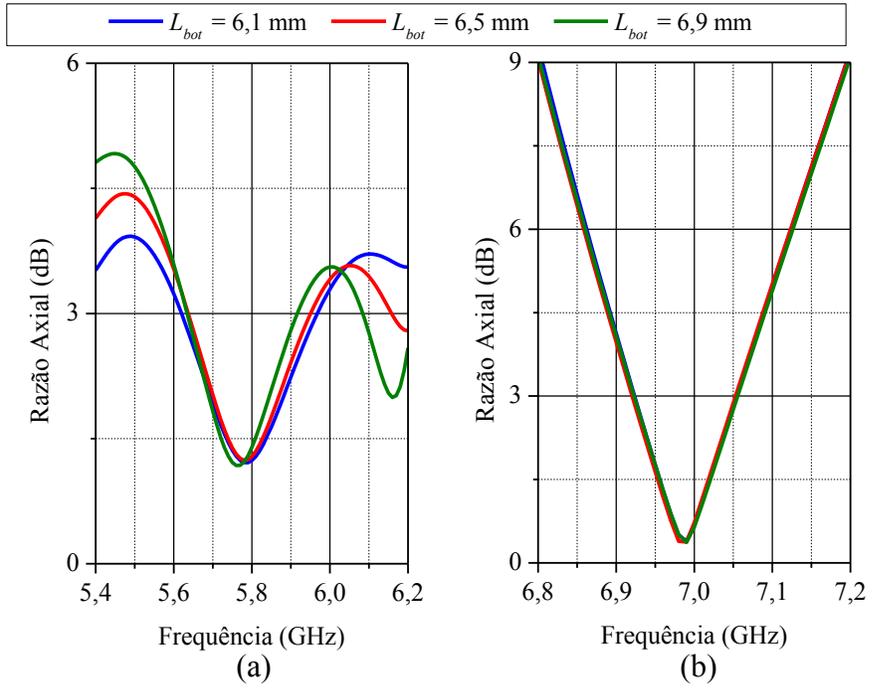
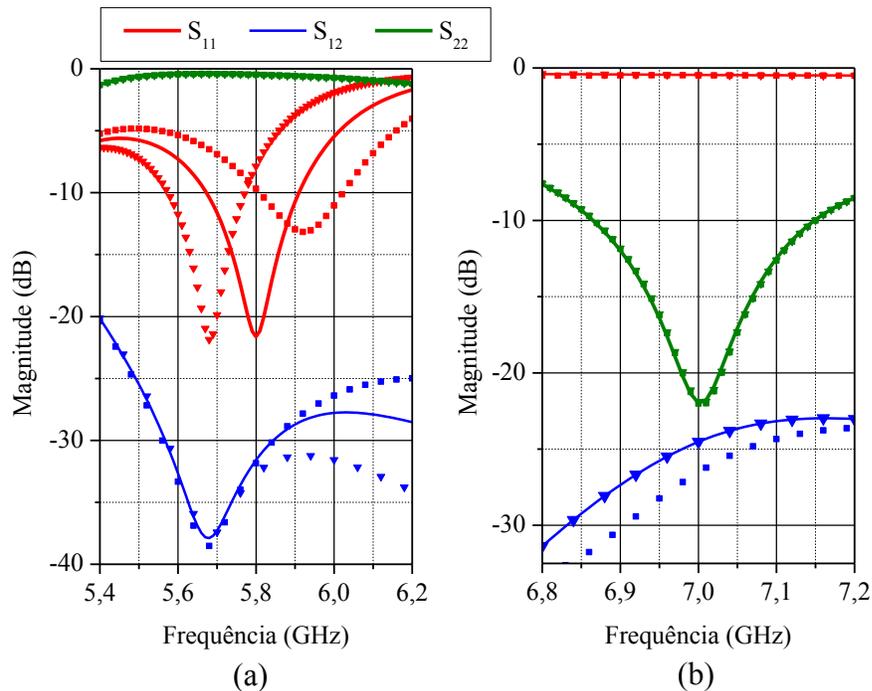


Figura 111 – Análise paramétrica dos parâmetros S da antena nas duas bandas de operação (as curvas de  $S_{12}$  e  $S_{21}$  são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).



Ao analisar as curvas acima, pode-se concluir que o parâmetro  $L_{bot}$  não altera significativamente a razão axial da antenna nas faixas de interesse. Em termos de parâmetros S, apresenta influência significativa no  $S_{12}$  da banda superior e pode ser considerado como uma impedância adicional na faixa inferior.

A Figura 112 apresenta a razão axial da antenna nas duas faixas de interesse considerando variações na distância do toco desacoplador, inserido na microfita da porta 2, em relação à via que alimenta o *patch* superior. A Figura 113 apresenta os parâmetros S para cada banda de operação especificada. As curvas contínuas representam  $d_{top} = 10,0$  mm; as curvas com quadrados  $d_{top} = 9,5$  mm; e os triângulos  $d_{top} = 10,5$  mm.

Figura 112 – Variação da razão axial da antenna em função de  $d_{top}$ .

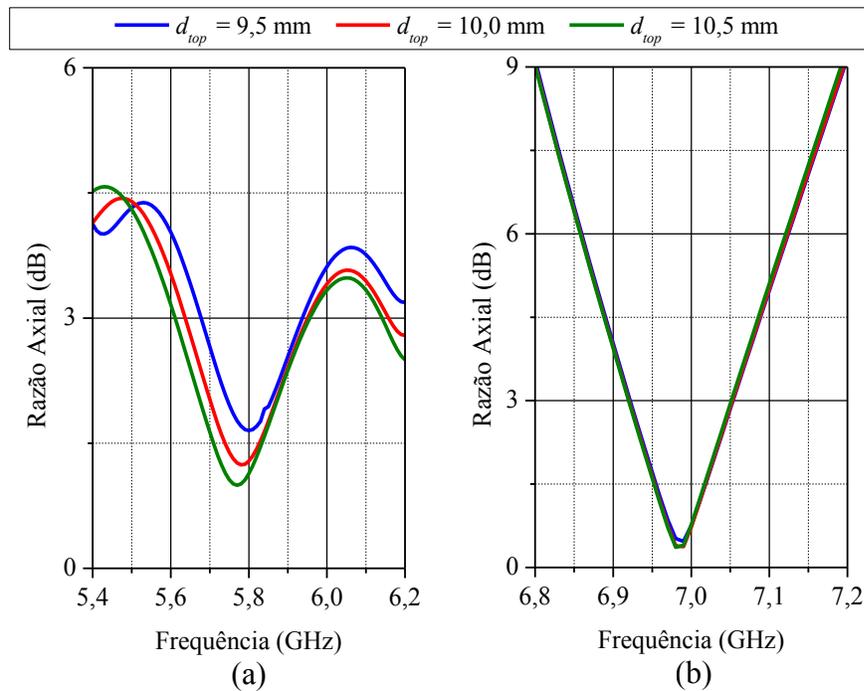
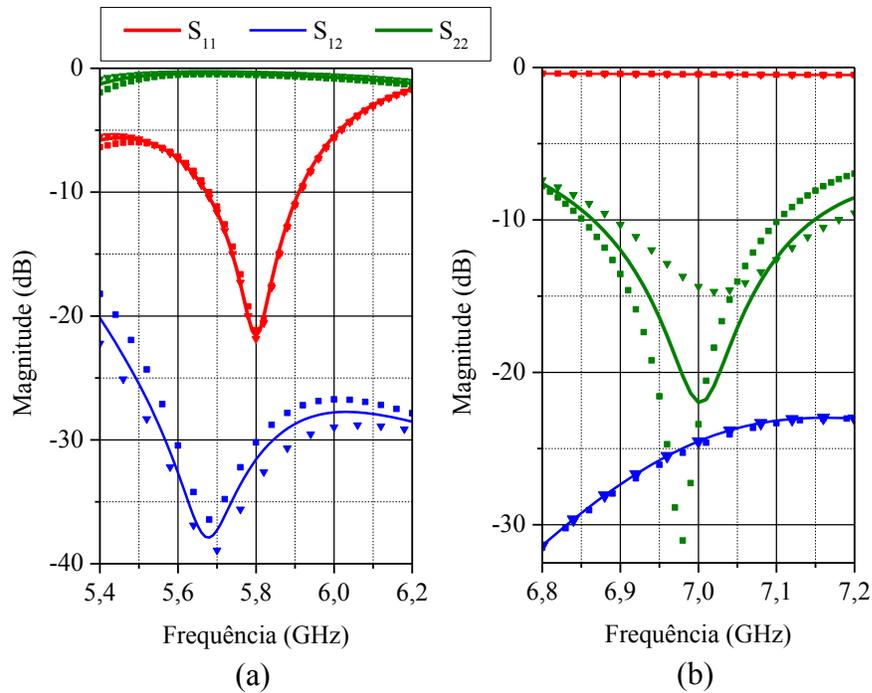


Figura 113 – Análise paramétrica dos parâmetros S da antenna nas duas bandas de operação (as curvas de  $S_{12}$  e  $S_{21}$  são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).



Analisando as curvas acima, pode-se concluir que o parâmetro  $d_{top}$  apresenta pequena influência sobre a razão axial da antenna na banda inferior e em pouco afeta-a em relação à banda superior. Por outro lado, sua alteração representa pequena variação do parâmetro  $S_{12}$  na banda inferior e, ainda, pode ser vista como uma impedância adicional inserida na banda inferior.

A Figura 114 apresenta o efeito da variação no comprimento do toco desacoplador, inserido na microfita da porta 2, na AR da antenna para as bandas de interesse. A Figura 115 apresenta o efeito sobre os parâmetros S para cada banda de operação especificada. As curvas contínuas representam  $L_{top} = 8,4$  mm; as curvas com quadrados  $L_{top} = 8,0$ mm; e os triângulos  $L_{top} = 8,8$  mm.

Figura 114 – Variação da razão axial da antena em função de  $L_{top}$ .

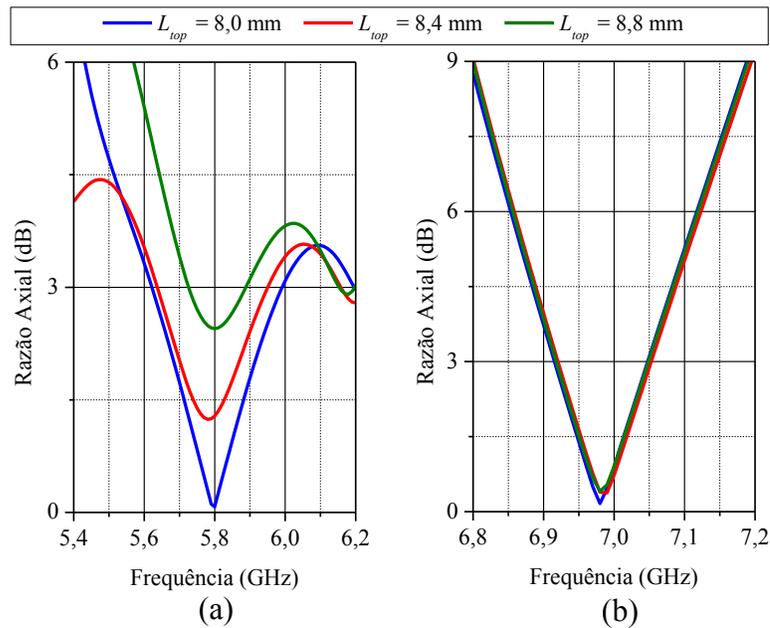
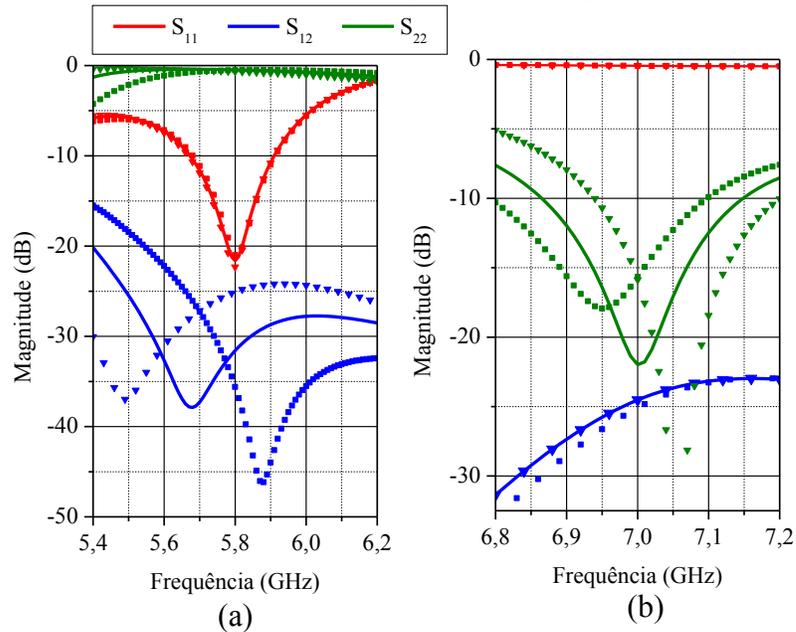


Figura 115 – Análise paramétrica dos parâmetros S da antena nas duas bandas de operação (as curvas de  $S_{12}$  e  $S_{21}$  são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).



Através das curvas acima, pode-se concluir que a variação do parâmetro  $L_{top}$  não altera significativamente a AR da antena na banda superior, porém, com efeito crítico na banda inferior. Apresenta influência significativa no  $S_{12}$  da banda inferior e pode ser visto como uma impedância adicional na banda superior.

Analisando o comportamento dos parâmetros S com a variação das dimensões dos tocos desacopladores pode-se concluir que, de fato, o toco inserido na microfita da porta 1 apresentou forte influência no  $S_{12}$  da banda superior (referente a porta 2). Por outro lado, este casador foi visto como uma impedância adicional nesta faixa, conforme mostra a Figura 111. Este mesmo efeito pode ser verificado em relação ao toco inserido na microfita da porta 2, porém, com otimização do  $S_{12}$  na banda inferior e impedância adicional inserida nesta faixa.

#### 4.1.2 Características Finais da Antena

Após o estudo paramétrico ter sido realizado, pôde-se compreender o funcionamento e a ligação entre cada dimensão física da estrutura com suas propriedades elétricas da antena. Após estas análises, a Tabela 6 apresenta as dimensões finais otimizadas para este irradiador.

Tabela 6 – Valores finais para as dimensões da antena.

Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)
$L_{sup}$	13,626	$W_i$	2,82
$y_{via}$	2,9	$d_{inf}$	8,4
$x_{sup}$	2,493	$l_{inf}$	6,5
$L_{inf}$	15,11	$W_s$	2,82
$x_{via}$	5,00	$d_{sup}$	8,1
$x_{inf}$	5,63	$l_{sup}$	4,6
$d_h$	2,00	$h_{FR}$	0,21
$h_1$	1,96	$d_{bot}$	12,0
$h_{ar}$	1,40	$L_{bot}$	6,5
$h_2$	1,96	$d_{top}$	10,0
$h_3$	1,02	$L_{top}$	8,4

Com estes valores iniciais as características finais de irradiação desta geometria foram obtidas com o software *ANSYS HFSS<sup>TM</sup>* e estão mostradas nas figuras a seguir.

A Figura 116 apresenta a AR da antena, nota-se que a largura de banda de 100 MHz para cada faixa foi alcançada. A Figura 117 apresenta os parâmetros S da geometria nas duas bandas, onde fica evidente que, tanto o casamento de impedâncias, como boa isolamento entre as portas, foram obtidos.

Figura 116 – Razão axial final da antena nas duas bandas de interesse.

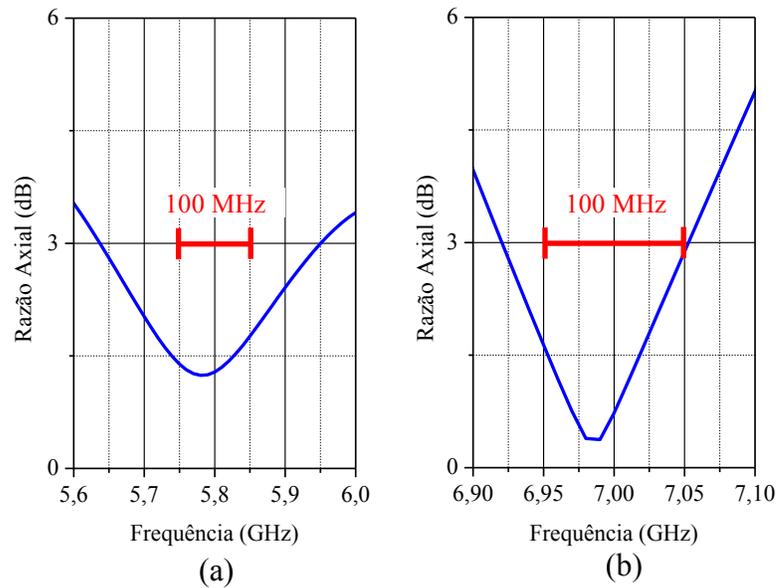
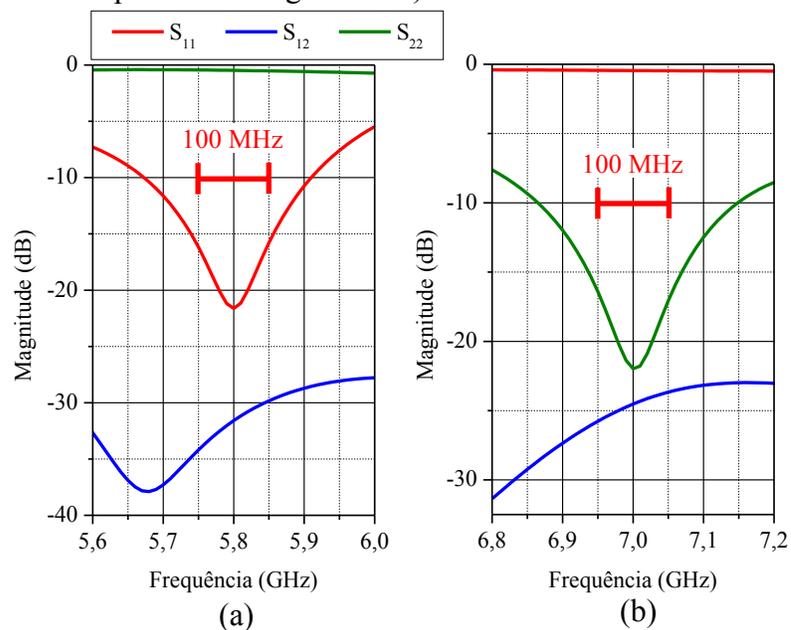


Figura 117 – Parâmetros S finais da antena nas faixas de operação (as curvas de  $S_{12}$  e  $S_{21}$  são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).



As Figuras 118 e 129 apresentam os diagramas de ganho em 5,8 e 7 GHz, respectivamente. Fica evidente que esta estrutura apresenta irradiação com dupla-polarização circular, sendo RHCP e LHCP para as faixas inferior e superior, respectivamente. O ganho na direção de máxima irradiação foi de 5,67 dBi em 5,8 GHz e 3,94 dBi em 7 GHz.

Figura 118 – Diagrama de ganho da geometria em 5,8 GHz.

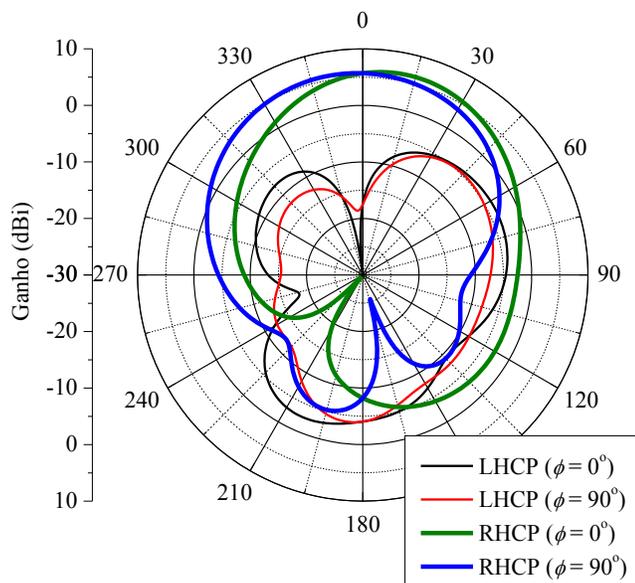
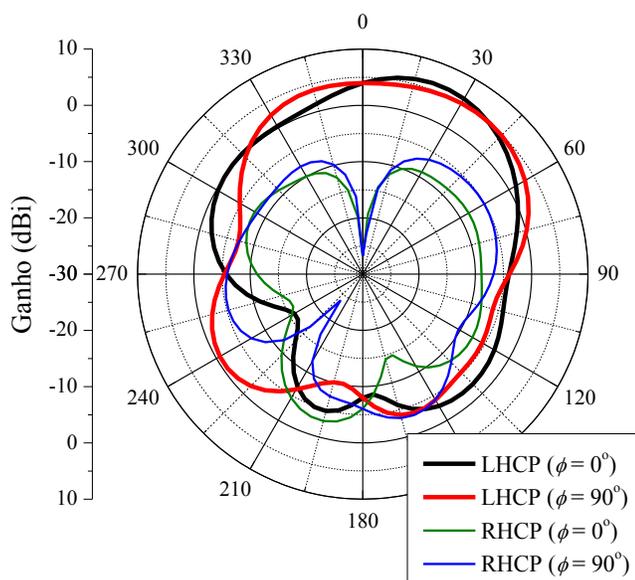


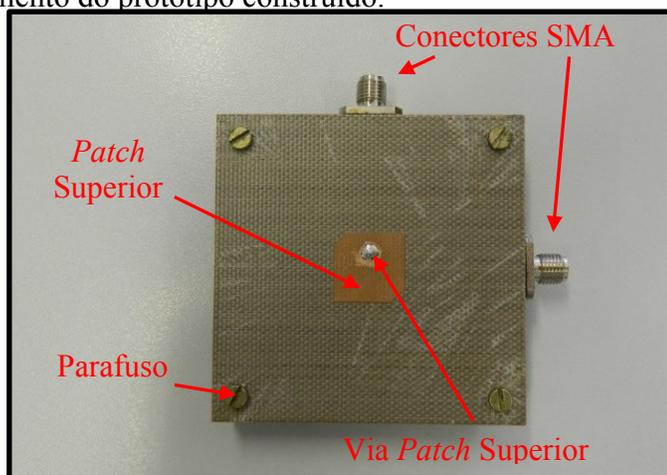
Figura 119 – Diagrama de ganho da geometria em 7 GHz.



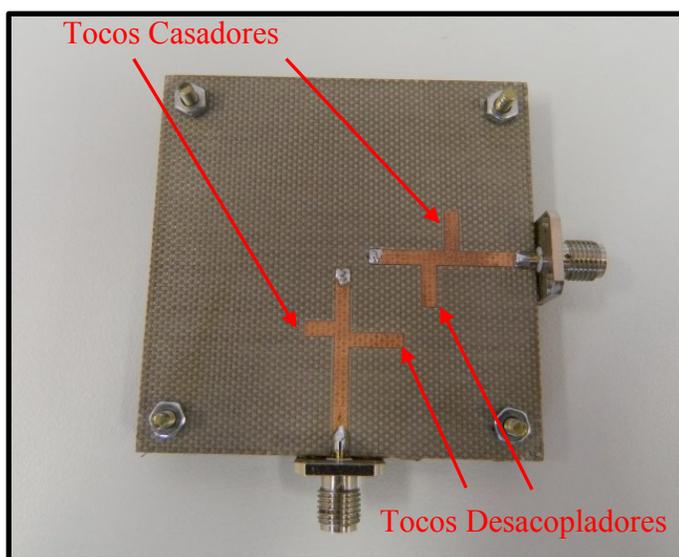
### 4.1.3 Caracterização Experimental

Visando a validação experimental das características de irradiação desta geometria, um protótipo foi construído. Na Figura 120 são mostradas as partes construtivas do protótipo, onde se podem observar: o *patch* superior e sua via de alimentação, os parafusos e os conectores coaxiais, à esquerda; o sistema de alimentação com tocos casadores e desacopladores, à direita; e, ainda, o *patch* inferior com sua via de alimentação, a fenda inserida neste para possibilitar a passagem da via que alimenta o *patch* superior e o detalhe da conexão entre os SMAs e o plano de terra da antena, abaixo.

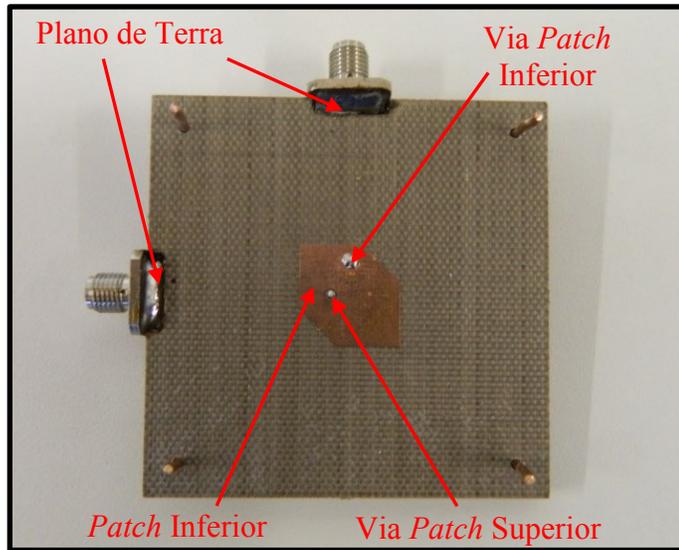
Figura 120 – Detalhamento do protótipo construído.



(a)



(b)



(c)

Primeiramente, os parâmetros S do protótipo foram medidos e estão apresentados a seguir. Na Figura 121 é mostrada a comparação entre as curvas obtidas numérica e experimentalmente para os parâmetros S na faixa centrada em 5,8 GHz. Pode-se afirmar que o casamento de impedâncias e a isolação entre as portas foram devidamente satisfeitos.

Figura 121 – Parâmetros S simulados e medidos na banda inferior da antena (as curvas de  $S_{12}$  e  $S_{21}$  são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).

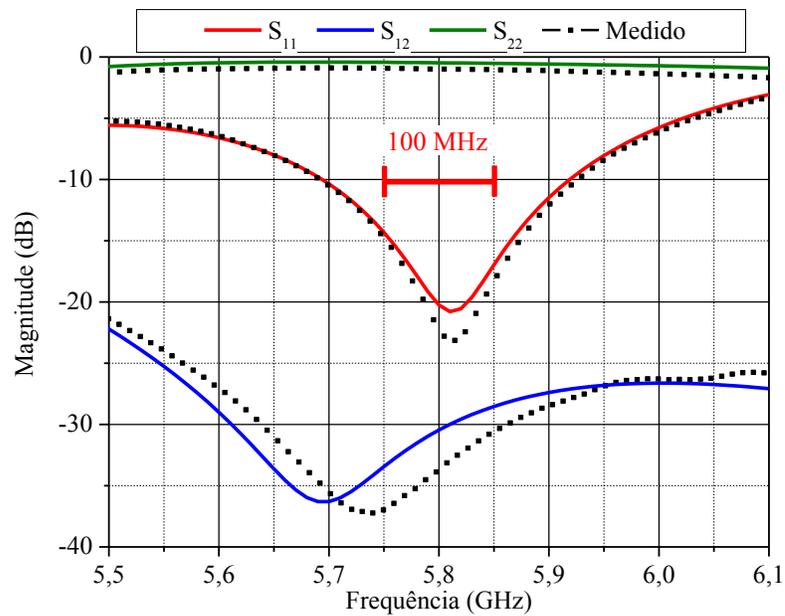
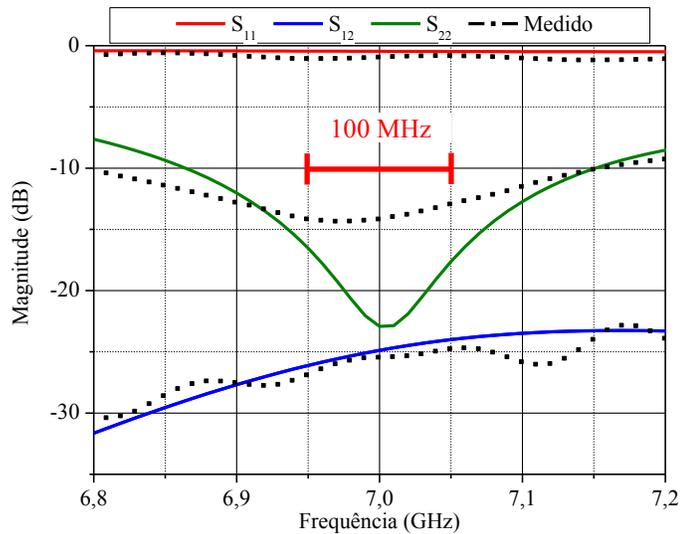
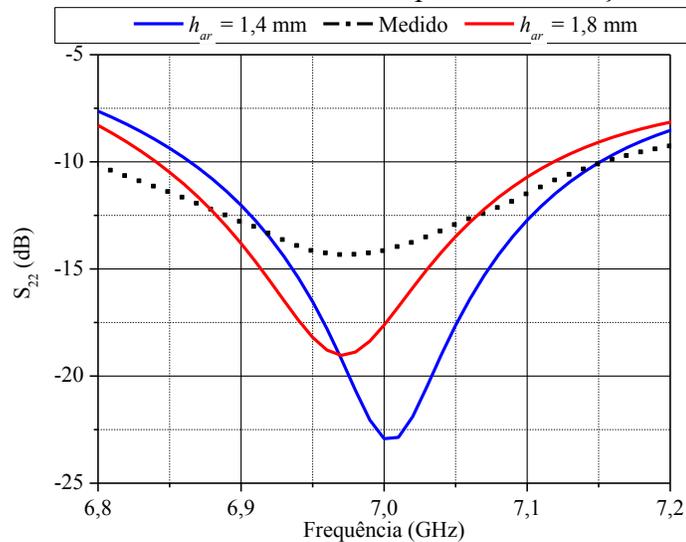


Figura 122 – Parâmetros S simulados e medidos na banda superior da antena (as curvas de  $S_{12}$  e  $S_{21}$  são coincidentes devido à reciprocidade da geometria).



Ao analisar a Figura 113, nota-se a discrepância entre as curvas medida e simulada para o parâmetro  $S_{22}$ . Este efeito pode ser resultado da imprecisão nos espaçadores de acrílico utilizados na construção do protótipo, resultando uma camada de ar diferente do valor nominal. Visando investigar este desvio um estudo paramétrico em função de  $h_{ar}$  foi conduzido e é mostrado na Figura 123.

Figura 123 – Variação do coeficiente de reflexão na porta 2 em função de  $h_{ar}$ .



Pode-se afirmar que a variação na camada de ar, bem como imprecisões nas dimensões dos laminados empregados, além do possível desalinhamento entre eles, são fatores que podem gerar diferença entre resultados simulados e medidos, como visto na Figura 122.

Os campos elétricos irradiados pela antena foram medidos, com emprego da técnica *spinning dipole*, brevemente descrita na seção 2.3. As curvas de razão axial da geometria foram plotadas e estão mostradas nas figuras a seguir.

A Figura 124, apresenta a comparação das curvas de razão axial, obtidas numérica e experimentalmente, considerando a banda de operação da antena centrada em 5,8 GHz. Neste caso, boa concordância foi obtida de forma que a banda de 5,75 a 5,85 GHz apresenta operação com razão axial abaixo de 3 dB. Em relação a razão axial para a banda superior houve certa discrepância entre as curvas simulada e medida, conforme mostra a Figura 125.

Figura 124 – Curvas de razão axial medida e simulada na banda inferior da antena.

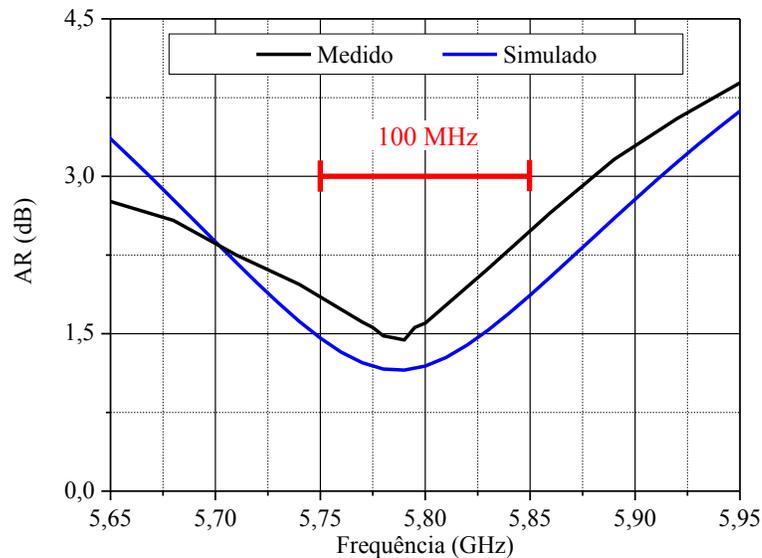
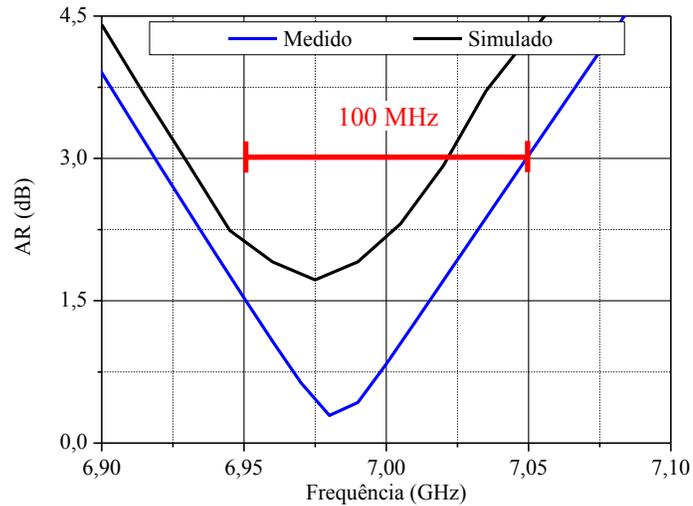


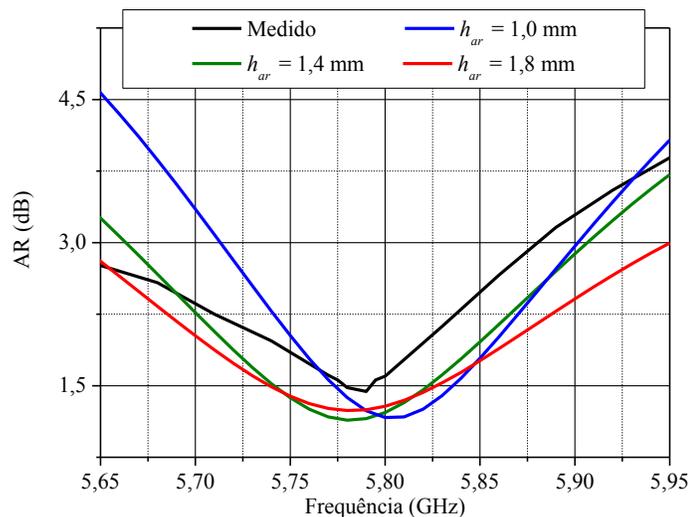
Figura 125 – Curvas de razão axial medida e simulada na banda superior da antenna.



Com a finalidade de investigar os deslocamentos mostrados nas curvas de AR mostradas acima, novos estudos paramétricos foram conduzidos. Inicialmente, variações na espessura da lâmina de acrílico que foi utilizada para a extração dos espaçadores foram consideradas, uma vez que este material pode não apresentar uma espessura constante ao longo de sua estrutura.

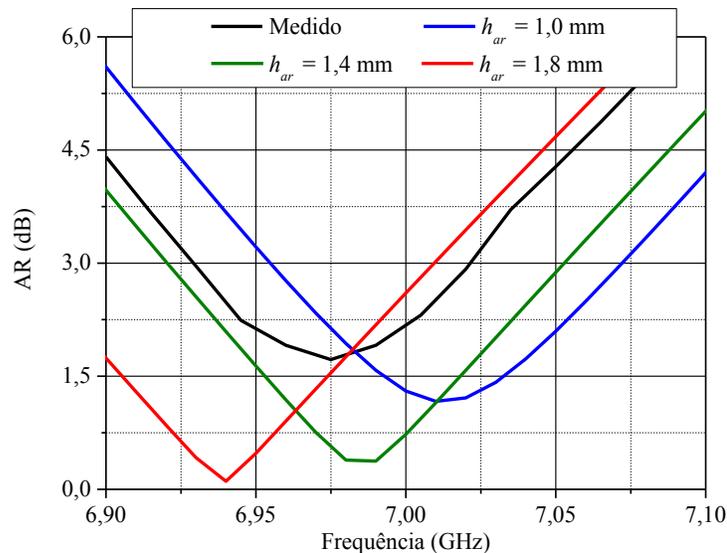
A Figura 126 apresenta a comparação entre as curvas de AR medida e simulada para diferentes valores na espessura do acrílico, verificados com a utilização de um paquímetro e medidos ao longo de toda a lâmina utilizada, considerando a banda inferior da antena.

Figura 126 – Variação da AR da antena na banda inferior em função da camada de ar.



A Figura 127 apresenta a comparação entre as curvas de AR medida e simulada para os valores da espessura do material de acrílico, para a banda superior da antena.

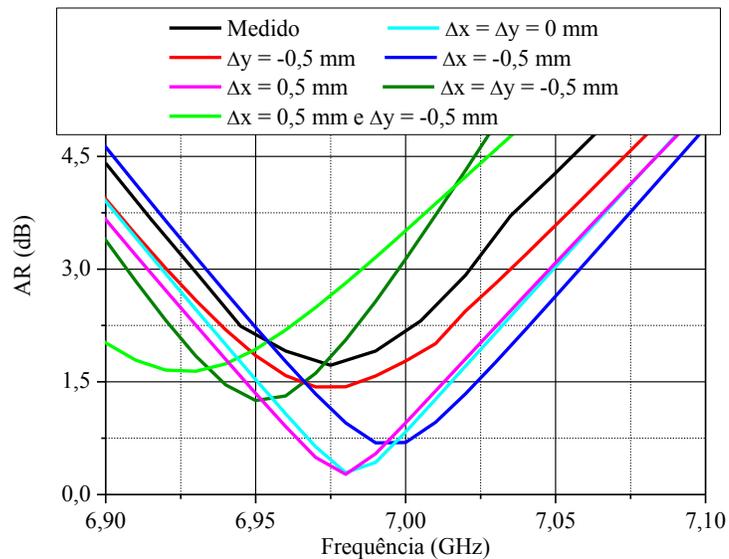
Figura 127 – Variação da AR da antena na banda superior em função da camada de ar.



Pelas curvas de AR acima, pode-se afirmar que na banda inferior a precisão da camada de ar foi fator determinante para a discrepância ocorrida. No caso da banda superior, visualmente fica claro que a discrepância não deve ser proveniente somente devido a este parâmetro. Desta forma, um novo estudo paramétrico foi realizado com a finalidade de inspecionar se o processo de empilhamento dos laminados foi corretamente efetuado, fato este que pode justificar o comportamento das curvas na banda superior.

A Figura 128 apresenta a comparação da AR medida com possíveis desalinhamentos entre os *patches*. Neste caso, foram considerados desalinhamentos de no máximo 0,5 mm em relação aos eixos de coordenadas  $x$  e  $y$ .

Figura 128 – Variação da AR da antena na banda superior em função dos desalinhamentos entre os laminados.



Analisando as curvas de AR acima, pode-se concluir que um deslocamento de aproximadamente  $\Delta y = -0,5$  mm desloca a curva teórica praticamente para a curva medida. Assim sendo, dado que há imperfeições no processo empregado para construção do protótipo, conclui-se que esse deslocamento relativo entre os *patches* realmente existe na antena construída.

O campo elétrico irradiado medido para a antena nas duas bandas de interesse são mostrados nas Figuras 129 e 130. Deve-se salientar que formato do campo elétrico irradiado em 5,8 GHz apresentou um comportamento esperado, neste caso conhecido como *broadside*. Entretanto, devido ao deslocamento relativo entre os *patches* verificado na análise paramétrica anterior, o diagrama em 7 GHz apresenta comportamento bastante distorcido. O efeito das imperfeições construtivas sobre a pureza de polarização pode ser minimizado se, por exemplo, a antena projetada for utilizada para construção de uma rede empregando-se rotação sequencial de elementos.

Figura 129 – Campo elétrico irradiado normalizado em 5,8 GHz.

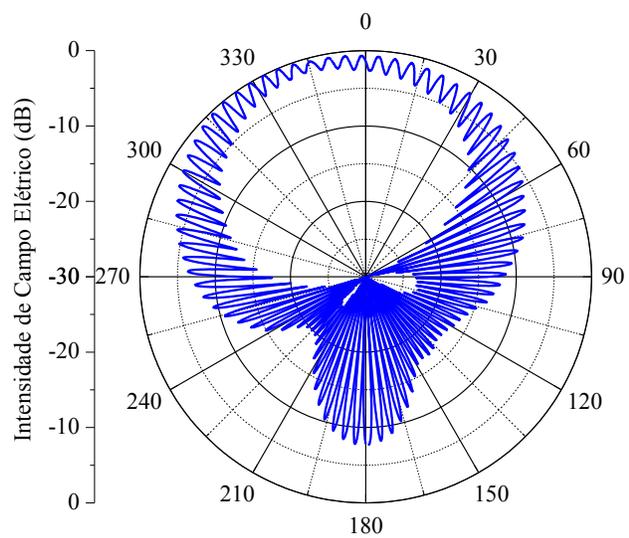
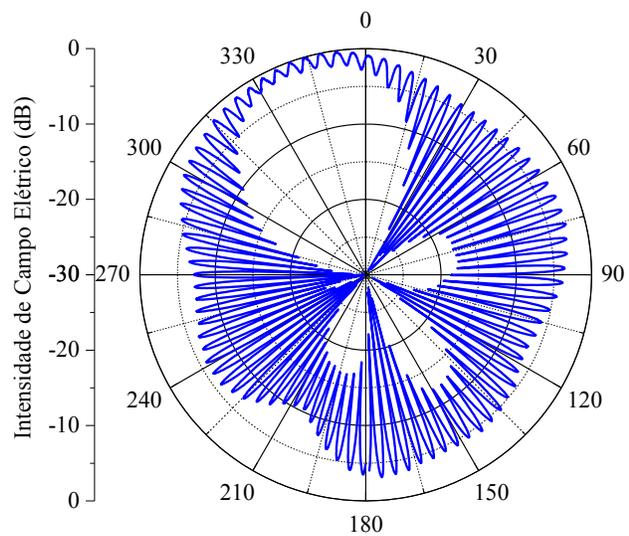


Figura 130 – Campo elétrico irradiado normalizado em 7 GHz.



## 4.2 Síntese do Capítulo

Neste capítulo, uma estrutura montada empregando-se substratos de micro-ondas empilhados, com duas portas de alimentação, operação em dupla-banda (centradas em 5,8 e 7 GHz) e polarização circular (RHCP e LHCP simultaneamente) foi investigada. Estas características de irradiação são desejadas de forma que este irradiador possa compor, como elemento simples, uma rede de antenas retro-diretiva.

Inicialmente, a antena apresentava um alto grau de transmissão de energia entre as duas portas de alimentação, característica esta que é indesejável para a presente aplicação, uma vez que o sinal a ser recebido pela rede retro-diretiva deve ser independente do sinal a ser irradiado por esta. Para contornar este problema dois tocos desacopladores foram inseridos nas microfitas de alimentação de cada *patch*, e, assim, a boa isolamento entre as portas pôde ser alcançada.

O processo de otimização da geometria iniciou-se com o pacote comercial *Ansys Designer*<sup>®</sup> e, posteriormente, as suas dimensões finais foram obtidas através do estudo paramétrico conduzido no software *ANSYS HFSS*<sup>™</sup>. Para validar estes resultados, um protótipo foi construído e seus parâmetros S foram medidos e apresentados nesta seção.

Através da comparação dos resultados numéricos e experimentais, pode-se afirmar que, termos de parâmetros S, esta geometria cumpre com as especificações de projeto desejadas. A razão axial considerando a banda inferior apresentou bom comportamento e, no caso da banda superior, a discrepância verificada pôde ser justificada pela sensibilidade da estrutura em relação ao processo montagem e alinhamento entre os laminados. A medida dos campos irradiados apresentou o formato esperado em 5,8 GHz e distorcido em 7 GHz.

## 5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho, o estudo de topologias de antenas de microfita com característica dupla-banda e polarização circular foi conduzido visando ao desenvolvimento de um elemento para composição de uma rede de antenas retro-diretiva como elemento irradiador simples. Inicialmente, o cenário com possíveis aplicações para uma rede retro-diretiva embarcada em uma *HAP* foi abordado. Em seguida, o caso para as TVs regionais foi particularizado considerando-se o estado do Rio Grande do Sul. Além disso, foram abordadas as especificações necessárias para os parâmetros elétricos da antena como coeficiente de reflexão, tipo de polarização, razão axial, largura de banda, isolamento, impedância de entrada nas bandas de interesse, e, ainda, as técnicas de construção em tecnologia de microfita. Deve-se salientar que as especificações de projeto estão de acordo com uma parceria firmada entre a Universidade Federal do Pampa e o Centro Aeroespacial Alemão.

No Capítulo 2, foi apresentado um estudo acerca de técnicas para a obtenção de irradiadores em microfita com característica dupla-faixa e polarização circular. A primeira técnica avaliada consistiu no emprego de um irradiador simples (*patch*), sendo descritas quatro geometrias de antenas e caracterizadas de acordo com seu tipo de alimentação: através de uma via disposta na diagonal central do irradiador; por fenda eletromagnética com defasagem angular em relação ao *patch*; por duas fendas eletromagnéticas; e com a inserção de recortes no irradiador. A segunda técnica baseou-se no empilhamento de elementos irradiadores, onde foi detalhado o princípio de funcionamento de uma antena com *patches* circulares. Em seguida, outras duas técnicas usuais para a obtenção da polarização circular em antenas de microfita foram abordadas. A primeira consistiu no emprego de dois pontos de alimentação, enquanto que a segunda considerou alimentação simples e truncamentos na estrutura do *patch*.

Com a utilização da ferramenta computacional ANSYS HFSS<sup>TM</sup>, um irradiador baseado em alimentação simples empregando-se laminados empilhados e com *patch* quadrado de cantos truncados foi analisado. Após diversas simulações, as dimensões finais da estrutura foram obtidas. Um protótipo foi construído com a finalidade de validar a característica de polarização circular da geometria, bem como investigar as características elétricas do laminado de

microondas TLA6. As curvas obtidas através de simulação e experimento comprovam a validade da técnica de obtenção de polarização circular e, ainda, as características elétricas do laminado informadas pelo fabricante.

No Capítulo 3, técnicas para construção de antenas de microfita dupla-faixa foram abordadas. Três estruturas foram estudadas. A primeira geometria, baseada em *patches* coplanares, não pôde ser otimizada por apresentar relação entre as frequências centrais de operação em cada faixa menor que 1,5, fato este que resultou na sobreposição dos irradiadores. A segunda estrutura consistiu em dois quadrados empilhados com alimentação simples, onde a dupla-polarização pôde ser alcançada através da inserção de quatro recortes e sua estrutura. Neste caso, os requisitos mínimos em termos de largura de banda e casamento de impedâncias não foram devidamente satisfeitos para a banda superior de operação. Com a finalidade de contornar os inconvenientes da antena anterior, uma terceira estrutura foi abordada. Esta se baseia em dois quadrados de cantos truncados empilhados e de alimentação simples. Neste caso, a operação em duas faixas de frequências e com polarização circular à direita foi obtida. Visando a sua validação experimental, um protótipo foi construído e os resultados simulados e medidos apresentaram boa concordância.

No Capítulo 4, uma nova estrutura capaz de operar em duas faixas de frequência e com dupla-polarização foi estudada, a qual foi a principal contribuição deste trabalho. Este irradiador consistiu de dois quadrados de cantos truncados empilhados e alimentados através de duas portas. O sistema de alimentação foi projetado de forma a possibilitar valores aceitáveis para o casamento de impedância, bem como boa isolamento entre as portas. Um detalhado estudo paramétrico acerca das dimensões físicas da antena foi conduzido na ferramenta ANSYS HFSS™ e um protótipo foi construído. Através da comparação entre os resultados simulados e medidos, pôde-se concluir que esta antena, de fato, apresenta os requisitos mínimos para compor a rede retro-diretiva para o sistema desejado.

Finalmente, o estudo de estruturas em tecnologia de microfita para composição de uma rede de antenas retro-diretiva foi realizado. Foi possível otimizar e construir um protótipo capaz de operar em dupla-faixa e com dupla-polarização, apresentando, ainda, alta isolamento entre as portas de alimentação.

Sugere-se, como trabalhos futuros, analisar as topologias de antenas com *patches* coplanares propostas visando a aplicação nas duas bandas de operação das redes 4G, sendo elas de 708 a 718 MHz e de 2,5 a 2,69 GHz. A relação entre as frequências centrais de cada banda, neste caso, seria maior que 1,5. Outro desafio interessante seria realizar um estudo mais aprofundado e, possivelmente, a construção de um protótipo, para um único circuito casador de impedâncias que opere em duas bandas. Neste caso, a estrutura da seção 3.2 poderia ser devidamente otimizada. Por fim, antenas de microfita com banda larga e para operação em UHF e banda S, simultaneamente, podem ser estudadas com a finalidade de compor antenas compactas para a instalação em nanossatélites.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ANSYS CORPORATION, Ansys HFSS user's guide, version 15.0, 2015.

ANTAR, Y. M. M.; ITTIPIBOON, A. I.; BHATTACHATYIA, A. K. Microwave and Optical Technology Letters. **A Dual-Frequency Antenna Using a Single Patch and an Inclined Slot**, San Francisco, CA, v. 8, n. 6, p. 309-310. 1995.

ARAÚJO, C. R. L. de; MARQUES, D. C. **Manual de Normalização de Trabalhos Acadêmicos**: Conforme Normas da ABNT. 3. ed. Bagé: UNIPAMPA, 2013. Disponível em: < <http://porteiros.r.unipampa.edu.br/portais/sisbi/files/2014/10/Manual-de-Normaliza%C3%A7%C3%A3o-3.-ed.-20131.pdf> >. Acesso em: 15 jun. 2015.

BALAKRISHNAN, B.; KUMAR, G. IEEE Antennas and Propagation. **Dual Band Circularly Polarized Off-Centered EMCP Antennas**, p. 316-319, 1998.

BALANIS, C. A. **Antenna Theory – Analysis and Design**. 2. Ed. New York: John Wiley & Sons, INC, 2005.

BEDDELEEM, G.; RIBERO, J-M.; STARAJ, R.; KOSSIAVAS, G.; FOND, E. Dual-Band Microstrip Antenna with Multiple Circular Polarization. In: Antennas and Propagation International Symposium, 2008, San Diego, CA. **Anais...** San Diego, CA: IEEE Antennas and Propagation Society (AP-S), 2008. p. 1–4.

BISCHL, H. **Retrodirective Array – Digital Method**. Munique: Retroreflektiver Satellitentransponder at DLR – Deutsches Zentrum für Luft-und Raumfahrt (Instituto Aeroespacial Alemão), 2008.

CHANG, Y.; FETTERMAN, R.; NEWBER, I.; PANARETOS, K. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions. **Microwave phase conjugation using antenna arrays**, Los Angeles, CA, v. 46, n. 11, p. 1910-1919, nov. 1998.

CHEN, Jin-Sen.; WONG, Kin-Lu. Microwave and Optical Technology Letters. **A Single-layer Dual-frequency Rectangular Microstrip Patch Antenna using a Single Probe Feed**, San Francisco, CA, v. 11, n. 2, p. 38-84, fev. 1996,

CHUNG, Shyh-Jong.; KAI, Chang. A Retrodirective Microstrip Antenna Array. In: Antennas and Propagation International Symposium, 1998, Atlanta. **Anais...** Atlanta, GE: IEEE Antennas and Propagation Society (AP-S), dez. 1998. p. 1802-1809.

CULLEN, A. L.; PARR, J. C. Electronics Letters. **A New Perturbation Method for Measuring Microwave Fields in Free Space**, dec., 1967.

DORSEY, W.M.; ZAGHLOUL, A. I. Dual-Polarized Dual-Band Antenna Element for ISM Bands. In: Antennas and Propagation International Symposium, 2009, Charleston, SC. **Anais...** Charleston, SC: IEEE Antennas and Propagation Society (AP-S), jun. 2000. p. 1-4.

EL-SAWAF, H. I.; EL-TAGER, A. M.; GHUNEIM, A. M. A Proposed 2-D Active Van Atta Retrodirective Array Using Dual-Polarized Microstrip Antenna. In: Microwave Conference Proceedings, 2012. **Anais...** Kaohsiung, Taiwan: Proceedings of APMC, dec., 2012. p. 1103-1105.

FORSYTH, W. E.; SHIROMA, W. A. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, A Retrodirective Antenna Array Using a Spatially Fed Local Oscillator, London, 2002

FUSCO, V. F.; KARODE, S. L., IEEE Transactions, **Active Retrodirective Antenna Arrays for Mobile Communication Applications**, London, 1998.

FUSCO, V. F.; BUCHANAN, N. B. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. **High-Performance IQ Modulator-Based Phase Conjugator for Modular Retrodirective Antenna Array Implementation.** v. 57, n. 10, oct., 2009.

FUSCO, V. F.; BUCHANAN, N. B.; VORST, M. van der; MALYUSKIN, O. A High Performance Circular Polarised Retrodirective Antenna with Basic Array Function for Service Activated SATCOM Systems. In: 6<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation – 6<sup>th</sup> EuCAP, 2011, Prague, Czech Republic. **Anais...** Prague: Antennas and Propagation, 2011. p. 2798-2801.

GARG, R.; BHARTIA, P.; BAHL, I.; ITTIPIBOON, A. **Microstrip Antennas Design Handbook**. 1. Ed. Boston: Artech House, INC, 2001.

GREDA, Lukasz; WINTERSTEIN, Andreas; HECKLER, Marcos V. T. **Protokoll Retro-Direktive Antennen**. Alegrete – RS: UNIPAMPA, mar., 2014.

HANEISHI, M.; SUZUKI, Y. **Circular Polarization and Bandwidth**. 1. Ed. London: R. James and P. S. Hall, 1989.

HECKLER, M. V. T.; FARIAS, R. L.; PEREIRA, L. S.; SCHLOSSER, E. R.; LUCATEL, C. Design of Circularly Polarized Annular Slot Antennas for Satellite Navigation Systems. In: 7<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation – 7<sup>th</sup> EuCAP, 2013, Gothenburg, Sweden. **Anais...** Gothenburg: Antennas and Propagation, 2013. p. 361-365.

JUNG, Dong-Jin; OH, Seongwon; CHANG, Kai. Retrodirective Array Design Using Ring Antenna. In: IEEE International Symposium on Antennas and Propagation – APSURSI, 2011, Spokane, USA. **Anais...** Spokane: Antennas and Propagation, 2011. p. 582-584.

LEE, K. F.; LUK, K. M. **Microstrip Patch Antennas**. 1. Ed. London: Imperial College Press, 2011.

LONG, S. A.; WALTON, M. D. IEEE Transactions on Antennas and Propagation . **A Dual-Frequency Stacked Circular-Disc Antenna**, New York, v. 27, n. 2, p. 270-273, mar., 2003.

MACI, S.; GENTILI, G. IEEE Antennas and Propagation Magazine . **Dual-Frequency Patch Antennas**, New York, v. 39, n. 6, p. 13-20, dec., 1997.

MIYAMOTO, R. Y.; ITOH, T.; LEONG, K. M. K. H. IEEE Potentials. **Moving Forward in Retrodirective Antenna Arrays**, New York, v. 22, n. 3, p. 16-21, aug/sep., 2003.

MURAKAMI, Y.; CHUJO, W.; CHIBA, I.; FRUJISE, M. Electronics Letters. **Dual Slot Coupled Microstrip Antenna for Dual Frequency Operation**, New York, v. 29, n. 22, p. 1906-1907, oct., 1993.

PARK, Jon Ming. **Technical and Regulatory Studies on HAPs**. Korea: ETRI – Electronics and Telecommunications Research Institute, dec., 2008.

PEREIRA, L. S. **Desenvolvimento de um programa para análise de antenas de microfita simples**. Alegrete, RS: 2012. Disponível em: <[https://docs.google.com/open?id=0B13shT\\_nfa0DeDJMSXBmZ1FXckk](https://docs.google.com/open?id=0B13shT_nfa0DeDJMSXBmZ1FXckk)>. Acesso em: 15 jun. 2015.

PEREIRA, L. S.; FARIAS, R. L.; LUCATEL, C.; HECKLER, M. V. T.; SALAZAR, A. F. T. Annular Slot Antenna for High-Precision GPS Applications. In: International Microwave and Optoelectronics Conference – IMOC, 2013, Rio de Janeiro. **Anais...** Rio de Janeiro: Sociedade Brasileira de Microondas e Optoeletrônica, aug. 2013. p. 1-5.

PEREIRA, Lucas Santos; HECKLER, Marcos Vinício Thomas. Dual-Band Dual-Polarized Microstrip Antenna for Rx/Tx Terminals for High Altitude Platforms. In: European Conference on Antennas and Propagation – EuCAP, 2015, Lisboa. **Anais...** Lisboa, apr. 2015.

POZAR, David M. Microwave Engineering. 3 Ed. Singapore. John Wiley & Sons, 2011

SHARP, E. D.; DIAB, M. A. IRE Transactions on Antennas and Propagation. **Van Atta Reflector Array**, v. 8, p. 436-438, Cambridge, USA, 1952.

SHARMA, R.; KUMAR, M. Dual Band Microstrip Antenna for C- and X Band Wireless Applications. In: International Conference on Multimedia, Signal Processing and Communication Technologies, 2013, Aligarh, Índia. **Anais...** Aligarh: nov. 2013. p. 154-158.

SHEN, L. C. IEEE Transactions Antennas and Propagation. **The Elliptical Microstrip Antenna with Circular Polarization**, New York, v. 29, n. 1. p. 90-94, 1981.

SUZUKI, Y.; MIYANO, N.; CHIBA, T. IEEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation. **Circularly Polarized Radiation from Singly Fed Equilateral-Triangular Microstrip Antenna**, New York, v. 134, n. 2, p. 194-198, apr. 2008.

TSANG, K. K.; LANGLEY R. J. IEEE Proceedings Microwave Antennas Propagation. **Design of Circular Patch Antennas on Ferrite Substrates**, New York, v. 145, n. 1, p. 49-55, 1998.

TSENG, Wen-Jen; HU, Chun-Shu; CHUNG, Shyh-Jong. IEEE Electronics Letters. **Planar Retrodirective Array Reflector Using Dual-Slot Antennas**. V. 34, n. 19980998, jul., 1998.

YUAN, H. Y.; ZHANG, J. Q.; QU, S. B.; ZHOU, H.; WANG, J. F.; MA, H.; XU, Z. Progress In Electromagnetics Research C. **Dual-band Dual-polarized Microstrip Antenna for Compass Navigation Satellite System**, Urbana, IL, v. 30, p. 213-223, 2012.

WONG, Kin-Lu; JAN, Jen-Yea. IEEE Microwave and Optical Technology Letters. **A Dual-Band Circularly Polarized Stacked Elliptic Microstrip Antenna**, New York, v. 24, n. 5, p. 354-357, mar., 2000.

WONG, Kin-Lu; SU, Ming-Chih. IEEE Microwave and Optical Technology Letters. **A Dual-Band GPS Microstrip Antenna**, New York, v. 33, n. 4, p. 238-240, may., 2002.