



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO  
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA  
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

EUDES FERNANDES DE FREITAS

**ANÁLISE PARAMÉTRICA DE ANTENAS DE LINHA  
DOBRADA DE MICROFITA (*MICROSTRIP MEANDER  
LINE ANTENNAS - MMLA*)**

Mossoró/RN  
2019

EUDES FERNANDES DE FREITAS

**ANÁLISE PARAMÉTRICA DE ANTENAS DE LINHA  
DOBRADA DE MICROFITA (*MICROSTRIP MEANDER  
LINE ANTENNAS* - MMLA)**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Linha de Pesquisa: Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado.

Orientador: Prof. Dr. André Pedro Fernandes Neto

Co-orientador: Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Júnior

Mossoró/RN  
2019

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação do Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível superior – Brasil (CAPES) – Código de Financiamento 001.

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

F862a Freitas, Eudes Fernandes de.  
Análise paramétrica de antenas de linha dobrada de microfita (microstrip meander line antennas - MMLA) / Eudes Fernandes de Freitas. - 2019.  
115 f. : il.

Orientador: André Pedro Fernandes Neto.  
Coorientador: Idalmir de Souza Queiroz Junior.  
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal Rural do Semi-árido, Programa de Pós-graduação em , 2019.

1. Antenas de microfita. 2. Antenas de linha dobrada. 3. Estudo paramétrico. I. Fernandes Neto, André Pedro, orient. II. Queiroz Junior, Idalmir de Souza, co-orient. III. Título.

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC's) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

EUDES FERNANDES DE FREITAS

**ANÁLISE PARAMÉTRICA DE ANTENAS DE LINHA DOBRADA DE  
MICROFITA (MICROSTRIP MEANDER LINE ANTENNAS - MMLA)**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

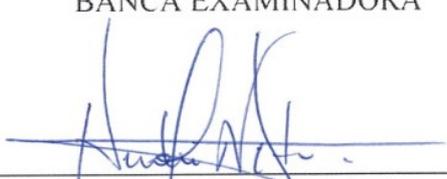
Linha de Pesquisa: Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado.

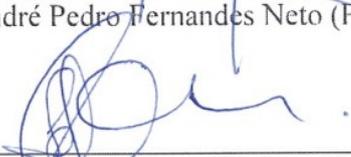
Orientador: Prof. Dr. André Pedro Fernandes Neto

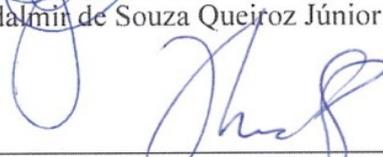
Co-orientador: Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Júnior

Aprovada em: 17/12/2019

BANCA EXAMINADORA

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. André Pedro Fernandes Neto (Presidente e orientador - UFERSA)

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Júnior (Co-Orientador - UFERSA)

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. José Lucas da Silva Paiva (Membro interno – UFERSA)

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Jonathan Paulo Pinheiro Pereira (Membro externo – IFRN)

## AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente à Deus pelo dom da vida, por me permitir chegar à etapa final deste curso de mestrado e por me dar forças para persistir nos meus objetivos;

Aos meus pais, Sebastião Reinaldo Fernandes e Normalucia de Paiva Fonseca por todo amor e dedicação; e aos meus irmãos Eugênio e José Fernandes;

Aos meus amigos de longa data Henrique Emanuel, Adriano Araújo, Igor Bezerra, Otávio Feitosa e Antônio Segundo pelo apoio e amizade;

Aos demais amigos Matheus Emanuel, Samanta Holanda, Juan Guerra, Isaac Barros, Pablo Azevedo e Ana Luiza Figueiredo pelo auxílio na realização deste trabalho e pelos momentos de descontração;

Ao meu co-orientador Idalmir de Souza Queiroz Junior pelo auxílio e disponibilidade na elaboração deste trabalho; bem como ao meu orientador André Pedro Fernandes Neto;

Aos professores Jonathan Pinheiro e José Lucas pela disponibilidade na avaliação deste trabalho e contribuições feitas;

Aos demais professores que compõem o PPGEE - UFERSA, em especial ao coordenador deste programa, Humberto Dionísio.

*“Invisible airwaves crackle with life  
Bright antenna bristle with the energy  
Emotional feedback on timeless wavelength  
Bearing a gift beyond price, almost free”*

*(The Spirit Of Radio – Rush)*

## RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo paramétrico realizado sobre antenas de linha dobrada de microfita (*Microstrip Meander Line Antennas – MMLA*), onde realizou-se uma modificação em seus parâmetros físicos de formato do elemento radiante da antena e do plano de terra. Foram estudadas um total de dezoito configurações de MMLAs sendo que dez destas também foram construídas. Os resultados foram obtidos e comparados por meio de simulação computacional e medições com auxílio de um analisador de redes vetoriais, validando as simulações computacionais. As antenas mostraram um comportamento multibanda, largura de banda estreita e diagramas de radiação diferentes para cada variação realizada no plano de terra. As variações realizadas também tiveram influência significativa no ganho máximo apresentado pelas antenas. As modificações realizadas no elemento radiante das antenas também provocaram mudanças quanto ao ganho das antenas bem como em relação as frequências de ressonância quando comparadas entre si.

**Palavras-Chave:** Antenas de microfita. Antenas de linha dobrada. Estudo paramétrico.

## **ABSTRACT**

This work presents a parametric study performed microstrip meander line antennas, where there was modification in their physical parameters of the shape of the radiating element of the antenna and the ground plane. A total of eighteen MMLA configurations were studied, ten of which were also constructed. The results were obtained and compared by computer simulation and measurements with the aid of a vector network analyzer, validating the computer simulations. The antennas showed a multiband behavior, narrow bandwidth and different radiation diagrams for each variation in the ground plane. The variations also had a significant influence on the maximum gain presented by the antennas. Modifications made to the radiating element of the antennas also caused changes in antenna gain as well as in resonance frequencies compared to each other.

**Keywords:** Microstrip antennas. Meander line antennas. Parametric study

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Antena de microfita e seus elementos .....	22
Figura 2 - Formatos usuais de <i>patch</i> .....	22
Figura 3 - Espectro da banda ISM no Brasil .....	23
Figura 4 - Alimentação por sonda coaxial.....	25
Figura 5 - Alimentação por linha de microfita .....	25
Figura 6 - Acoplamento por abertura .....	26
Figura 7 - Acoplamento por proximidade .....	26
Figura 8 - a) Linha de microfita; b) Linhas de campo elétrico (vista frontal).....	27
Figura 9 - Dimensões de uma antena de microfita de <i>patch</i> retangular .....	30
Figura 10 - Técnica do transformador de quarto de onda.....	30
Figura 11 - Geometria de uma antena de microfita de <i>patch</i> retangular .....	31
Figura 12 – Comportamento da antena de microfita alimentada.....	32
Figura 13 - Configurações de campo (modos) para uma cavidade retangular .....	34
Figura 14 - Sistema de coordenadas para análise de antenas .....	35
Figura 15 - Radiação de um dipolo ideal, (a) componentes de campo. (b) plano E. (c) plano H. (d) diagrama de radiação tridimensional .....	36
Figura 16 - Representação geométrica do esferorradiano .....	37
Figura 17 - Modelo de quadripolo.....	40
Figura 18 - Gráfico de perda de retorno em função da frequência ilustrando a largura de banda de uma antena.....	42
Figura 19 – Conjunto de círculos resistivos (a) e de reatância (b) .....	44
Figura 20 - Tipos de polarização: polarização linear (a), polarização elíptica (b) e polarização circular (c).....	47
Figura 21 - Onda polarizada elípticamente.....	48
Figura 22 – a) Módulo receptor de áudio bluetooth e sua MMLA embarcada, b) Módulo wi-fi ESP-15 e sua MMLA embarcada .....	49
Figura 23 - Antena de linha dobrada .....	50
Figura 24 - Densidade de corrente na antena de linha dobrada (a) e no plano de terra (b) .....	51
Figura 25 - Circuito equivalente do dipolo em linha reta.....	52
Figura 26 - Braço do dipolo dobrado .....	52

Figura 27 - Modelo de uma MMLA proposta por Calla et al. (2008).....	54
Figura 28 – Antena proposta por Zakaria et al. (2013): a) Dimensões da antena, b) Dimensões que foram variadas, c) Antena construída .....	55
Figura 29 - Antena proposta por Sharawi; Faouri; Iqbal (2011).....	56
Figura 30 - Antena proposta por Chen e Peng (2011).....	57
Figura 31 – Antena proposta por Bharti et al. (2014).....	58
Figura 32 - Procedimento utilizado para obtenção das dimensões do <i>patch</i> da Antena 1 .....	60
Figura 33 - a) Dimensões da Antena 2, b) Dimensões da Antena 3.....	61
Figura 34 – Vista inferior do plano de terra para: a) Antena 7, b) Antena 8, C) Antena 9 .....	62
Figura 35 – a) Antena 10, b) Antena 11, c) Antena 12 .....	63
Figura 36 - Plano de terra para: a) Antena 16, b) Antena 17, C) Antena 18.....	64
Figura 37 - Antenas 1 a 3 construídas .....	66
Figura 38 - Antenas 4 a 6 construídas .....	67
Figura 39 - Antenas 7 a 9 construídas .....	68
Figura 40 - Antena 10 construída .....	69
Figura 41 - Analisador de redes vetoriais Rohde & Schwarz® ZND .....	69
Figura 42 – Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 1 .....	70
Figura 43 - Diagramas de radiação da Antena 1 em 2,46 GHz: a)2D, b)3D.....	72
Figura 44 - Carta de Smith medida da Antena 1 no intervalo de 2,35 a 2,4 GHz.....	73
Figura 45 - Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 2.....	73
Figura 46 - Diagramas de radiação da Antena 2 em 2,28 GHz: a)2D, b)3D.....	75
Figura 47 - Carta de Smith medida da Antena 2 no intervalo de 2,24 a 2,29 GHz.....	76
Figura 48 - Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 3.....	76
Figura 49 - Diagramas de radiação da Antena 3 em 2,14 GHz: a)2D, b)3D.....	78
Figura 50 - Carta de Smith medida da Antena 3 no intervalo de 2,49 a 2,52 GHz.....	79
Figura 51 - Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 4.....	80
Figura 52 - Diagramas de radiação da Antena 4 em 2,6 GHz: a)2D, b)3D.....	81
Figura 53 - Carta de Smith medida da Antena 4 no intervalo de 2,62 a 2,66 GHz.....	82
Figura 54 - Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 5.....	83
Figura 55 - Diagramas de radiação da Antena 5 em 2,33 GHz: a)2D, b)3D.....	84
Figura 56 - Carta de Smith medida da Antena 5 no intervalo de 2,69 a 2,73 GHz.....	85
Figura 57 - Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 6.....	86

Figura 58 - Diagramas de radiação da Antena 6 em 2,44 GHz: a)2D, b)3D.....	87
Figura 59 - Carta de Smith medida da Antena 6 no intervalo de 2,41 a 2,46 GHz.....	88
Figura 60 - Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 7.....	89
Figura 61 - Diagramas de radiação da Antena 7 em 2,23 GHz: a)2D, b)3D.....	90
Figura 62 - Carta de Smith medida da Antena 7 no intervalo de 2,19 a 2,22 GHz.....	91
Figura 63 - Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 8.....	92
Figura 64 - Diagramas de radiação da Antena 8 em 2,31 GHz: a)2D, b)3D.....	93
Figura 65 - Carta de Smith medida da Antena 8 no intervalo de 2,26 a 2,31 GHz.....	94
Figura 66 - Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 9.....	95
Figura 67 - Diagramas de radiação da Antena 9 em 2,43 GHz: a)2D, b)3D.....	96
Figura 68 - Carta de Smith medida da Antena 9 no intervalo de 2,36 a 2,4 GHz.....	97
Figura 69 - Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 10.....	98
Figura 70 - Diagramas de radiação da Antena 10 em 2,47 GHz: a)2D, b)3D.....	99
Figura 71 - Carta de Smith medida da Antena 10 no intervalo de 2,39 a 2,44 GHz....	100
Figura 72 - Coeficientes de reflexão simulados das Antenas 10, 11 e 12.....	101
Figura 73 - Diagramas de radiação da Antena 11 em 2,31 GHz: a)2D, b)3D.....	102
Figura 74 - Diagramas de radiação da Antena 12 em 2,59 GHz: a)2D, b)3D.....	103
Figura 75 - Coeficientes de reflexão simulados das Antenas 13, 14 e 15.....	104
Figura 76 - Diagramas de radiação da Antena 13 em 2,53 GHz: a)2D, b)3D.....	105
Figura 77 - Diagramas de radiação da Antena 14 em 2,59 GHz: a)2D, b)3D.....	106
Figura 78 - Diagramas de radiação da Antena 15 em 2,61 GHz: a)2D, b)3D.....	106
Figura 79 - Coeficientes de reflexão simulados das Antenas 16, 17 e 18.....	107
Figura 80 - Diagramas de radiação da Antena 16 em 2,55 GHz: a)2D, b)3D.....	108
Figura 81 - Diagramas de radiação da Antena 17 em 2,6 GHz: a)2D, b)3D.....	109
Figura 82 - Diagramas de radiação da Antena 18 em 2,75 GHz: a)2D, b)3D.....	109

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Bandas e aplicações da faixa de microondas de acordo com o IEEE .....	23
Tabela 2 - Dimensões das Antenas 1, 2 e 3 .....	61
Tabela 3 – Antenas estudadas e suas respectivas topologias.....	65
Tabela 4 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 1 .....	71
Tabela 5 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 2.....	74
Tabela 6 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 3.....	77
Tabela 7 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 4.....	80
Tabela 8 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 5.....	83
Tabela 9 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 6.....	86
Tabela 10 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 7.....	89
Tabela 11 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 8.....	92
Tabela 12 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 9.....	95
Tabela 13 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 10.....	98
Tabela 14 - Frequências de ressonância simuladas das Antenas 10, 11 e 12.....	101
Tabela 15 - Frequências de ressonância simuladas das Antenas 13, 14 e 15 .....	104
Tabela 16 - Frequências de ressonância simuladas das Antenas 16, 17 e 18.....	107

## NOMENCLATURA

### Letras Latinas

$t$  – Espessura do elemento metálico radiante

$h$  – Espessura do substrato

$W$  – Largura do *patch*

$L_0$  – Comprimento do *patch*

$f_r$  – Frequência de ressonância

$c$  – Velocidade de propagação de ondas eletromagnéticas

$W_m$  – Largura da linha de transmissão

$L_m$  – Comprimento da linha de transmissão

$y_0$  – Comprimento do *inset fed*

$Z_0$  – Impedância característica da linha de transmissão

$Z_{in}$  – Impedância de entrada da antena

$Z_c$  – Impedância do transformador de  $\frac{1}{4}$  de onda

$Q$  – Fator de qualidade

$k$  – número de onda

$\vec{E}$  – Campo elétrico

$\vec{H}$  – Campo magnético

$m, n$  e  $p$  – Número de meio-ciclos presentes nas direções  $x, y$  e  $z$ , respectivamente

$U$  – Intensidade de radiação

$W_{rad}$  – Densidade de radiação

$r$  – Raio

$P_{rad}$  – Potência radiada

$P_{in}$  – Potência total fornecida

$P_{loss}$  – Potência dissipada (perdas ôhmicas)

$P_{méd}$  – Densidade de potência

$P_{rad}$  – Potência total radiada

$G$  – Ganho

$D$  - Diretividade

dB – Decibel

$S$  – Matriz de espalhamento

$S_{11}$  – Coeficiente de reflexão da tensão no acesso 1 do quadripolo

$S_{22}$  – Coeficiente de reflexão da tensão no acesso 2 do quadripolo

$S_{21}$  – Ganho de tensão direta do quadripolo

$S_{12}$  – Isolação do quadripolo

$f_{inf}$  – Frequência inferior de operação

$f_{sup}$  – Frequência superior de operação

$f_{res}$  – Frequência central de ressonância

$Z$  – Impedância normalizada da carga

$r$  – Resistência normalizada da carga

$x$  – Reatância normalizada da carga

$\vec{D}$  – Deslocamento de fluxo elétrico

$\vec{j}$  – Densidade de corrente elétrica

A – Eixo maior da elipse

B – Eixo menor da elipse

$L$  – Comprimento total do fio

$w$  – Largura da volta

N – Número de voltas

$a$  – Raio equivalente do fio

$d$  – Equivalente em largura para uma linha de microfita

$l_s$  – Espaçamento entre os condutores paralelos

$L$  – Comprimento do elemento radiante

$s$  – Largura do elemento radiante

H – Altura do elemento radiante

$w$  – Espaçamento entre as voltas

## Letras gregas

$\lambda_0$  – Comprimento de onda no espaço livre

$\lambda_g$  – Comprimento de onda guiado

$\varepsilon_r$  – Permissividade elétrica

$\varepsilon_{ref}$  – Permissividade elétrica efetiva

$\varepsilon$  – Permissividade elétrica complexa

$\varepsilon'$  – Constante dielétrica

$\varepsilon''$  – Fator de Perdas

$\mu$  – permeabilidade magnética

$\delta_{eff}$  – Tangente de perdas efetiva

$\tan \delta$  – Tangente de perdas

$\eta_{rad}$  – Eficiência de radiação

$\eta_{ref}$  – Eficiência de reflexão

$\eta_{total}$  – Eficiência total

$\sigma$  – Condutividade do material

$\beta$  – Constante de propagação

$\phi$  – Ângulo de fase

$\Gamma$  – Coeficiente de reflexão

$\theta$  – Ângulo plano horizontal (azimutal)

$\varphi$  – Ângulo plano vertical (elevação)

$\omega$  – Frequência angular

## Siglas

IEEE – *Institute of Electrical and Electronic Engineers*

MMLA – *Microstrip Meander line Antennas* (Antenas de linha dobrada de microfita)

UWB – Ultra Wideband

MoM – *Method of Moments* (Método dos Momentos)

TM – *Transverse Magnetic* (Magnético Transverso)

RL – *Return Loss* (Perda de Retorno)

BW – *Bandwidth* (Largura de Banda)

VNA – *Vector Network Analyser* (Analisador Vetorial de Rede)

HFSS – *High Frequency Structure Simulator* (Simulador de Estruturas de Alta Frequência)

FC – Fator de compactação

RFID – *Radio - Frequency Identification* (Identificação por rádio frequência)

RHCP – *Right-Hand Circular Polarization* (Polarização circular em sentido horário)

LHCP – *Left-Hand Circular Polarization* (Polarização circular em sentido anti-horário horário)

OSI - *Open Systems Interconnectation* (Sistemas de Interconexão Aberto)

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>18</b>
1.1 OBJETIVO GERAL.....	20
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS .....	20
<b>2 REVISÃO DA LITERATURA .....</b>	<b>21</b>
2.1 ANTENAS DE MICROFITA .....	21
<b>2.1.1 Métodos de alimentação .....</b>	<b>24</b>
<b>2.1.2 Métodos de análise e projeto.....</b>	<b>26</b>
2.1.2.1 Modelo da linha de transmissão .....	27
2.1.2.2 Casamento de impedâncias .....	28
2.1.2.3 Método da cavidade .....	31
2.2 PARÂMETROS E PROPRIEDADES DE ANTENAS .....	35
<b>2.2.1 Diagrama de radiação .....</b>	<b>35</b>
<b>2.2.2 Intensidade de radiação.....</b>	<b>37</b>
<b>2.2.3 Diretividade, ganho e eficiência .....</b>	<b>38</b>
<b>2.2.4 Perda de retorno .....</b>	<b>39</b>
<b>2.2.5 Frequência de ressonância e largura de banda.....</b>	<b>41</b>
<b>2.2.6 Impedância de entrada e carta de Smith .....</b>	<b>43</b>
<b>2.2.7 Densidade de corrente elétrica e tangente de perdas.....</b>	<b>45</b>
<b>2.2.8 Polarização .....</b>	<b>46</b>
2.3 ANTENAS DE LINHA DOBRADA DE MICROFITA ( <i>MICROSTRIP MEANDER LINE ANTENNAS</i> ).....	49
<b>2.3.1 Artigos relacionados à MMLAs.....</b>	<b>55</b>
<b>3 MATERIAIS E MÉTODOS.....</b>	<b>59</b>
<b>4 RESULTADOS E DISCUSSÃO .....</b>	<b>70</b>
<b>5 CONCLUSÕES.....</b>	<b>111</b>
5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	112
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>113</b>

## 1 INTRODUÇÃO

O crescente avanço tecnológico observado nos dispositivos móveis de uso pessoal (*smartphones, tablets, notebooks*) vem impulsionando a pesquisa no aprimoramento e desenvolvimento destes dispositivos no sentido de melhorar suas características de tamanho e agilidade na comunicação, principalmente. Um dos elementos presentes nestes dispositivos são as antenas. Para estas aplicações, deseja-se que suas antenas sejam eficientes, apresentando um bom ganho e dimensões reduzidas além de flexibilidade quanto ao espaço disponível para sua instalação.

Dentre os diversos tipos de topologias de antena existentes, as antenas de microfita apresentam-se como uma boa escolha devido a sua fácil construção, relativo baixo custo, leveza, dimensões reduzidas e possibilidade de interconexão direta com o circuito impresso de dispositivos portáteis que utilizam tecnologias *wireless*. Estas antenas, no entanto, possuem deficiência com relação a ganho, o que vem motivando o estudo destas antenas no sentido de contornar os problemas de baixo ganho e largura de banda estreita. Desta forma, o estudo deste tipo de antena é de grande importância a fim de contornar estes problemas inerentes a sua configuração padrão.

As antenas de microfita possuem elementos radiantes, chamados de *patch*, que podem assumir as mais diversas formas e possuem diferentes características inerentes a cada formato. Os formatos de *patch* mais comuns são o retangular e o circular. Além do *patch*, o plano de terra destas antenas também influencia nos parâmetros de desempenho da antena em estudo.

Um dos tipos de antenas que são comercialmente muito utilizadas são as antenas de linha dobrada de microfita (*Microstrip Meander Line Antennas - MMLA*). Este tipo de antena foi proposto inicialmente por Rashed e Tai (1991) para o caso de antenas filamentosas e logo foram adaptadas para o caso de antenas de microfita planares. Apresentam um bom grau de miniaturização e eficiência, mas possuem largura de banda estreita.

Neste sentido, este trabalho apresenta um estudo paramétrico realizado a partir da topologia clássica de uma MMLA projetada para uma frequência de 2,45 GHz, devido à grande aplicabilidade desta frequência na banda ISM (*Industrial, Scientific and Medical*), a fim de se observar a influência das modificações realizadas em sua geometria nos

parâmetros de desempenho das antenas por meio de comparações destes parâmetros simulados utilizando o *software* Ansys HFSS19® (*High Frequency Structure Simulator*) e medidos com auxílio de um analisador de redes vetoriais.

As variações físicas dos elementos das antenas foram realizadas no elemento radiante destes (*patch*) e no plano de terra destas. Foram simuladas dezoito configurações de MMLAs sendo que dez destas configurações foram também construídas para fins de medição e comparação com os resultados obtidos por meio de simulação computacional. Os resultados obtidos tiveram foco no coeficiente de reflexão apresentado por cada antena, ganho de cada antena e impedância de entrada obtida por meio de carta de Smith. As antenas apresentaram uma característica multibanda e um diagrama próximo ao omnidirecional para algumas configurações e diretivo para outras.

Este trabalho é motivado pelo fato de que estas antenas são de difícil análise e métodos de projeto são escassos. Ou seja, o estudo paramétrico realizado é de grande valia pois apresenta uma boa percepção física das antenas estudadas em relação aos seus parâmetros de desempenho.

O Capítulo 2 apresenta uma abordagem teórica acerca de antenas de microfita de uma forma geral, sobre parâmetros de desempenho de antenas e por último sobre MMLAs de forma mais detalhada. O Capítulo 3 apresenta a metodologia utilizada para alcançar os objetivos deste trabalho. É mostrado o processo de obtenção das dimensões das antenas estudadas, simulação computacional, construção e medição das antenas.

O Capítulo 4 apresenta os resultados obtidos por meio da metodologia apresentada no Capítulo 3 a partir da análise e comparação destes resultados. Por último, é apresentada a conclusão do trabalho por meio dos resultados obtidos e é feita sugestões para trabalhos futuros.

## 1.1 OBJETIVO GERAL

Este trabalho tem por objetivo desenvolver diversos protótipos de antenas de linha dobrada de microfita (*Microstrip Meander Line Antennas* - MMLA) a fim de se observar a influência das modificações dos parâmetros físicos de tais antenas em seus respectivos parâmetros de desempenho; tais como frequência(s) de ressonância, ganho e polarização.

## 1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Projetar e simular antenas de linha dobrada para aplicações em banda ISM;
- Comparar os resultados computacionais de cada configuração;
- Fabricar as antenas simuladas que apresentaram resultados satisfatórios;
- Realizar as medições das antenas construídas;
- Comparar os resultados computacionais simulados e os resultados medidos.

## 2 REVISÃO DE LITERATURA

### 2.1 ANTENAS DE MICROFITA

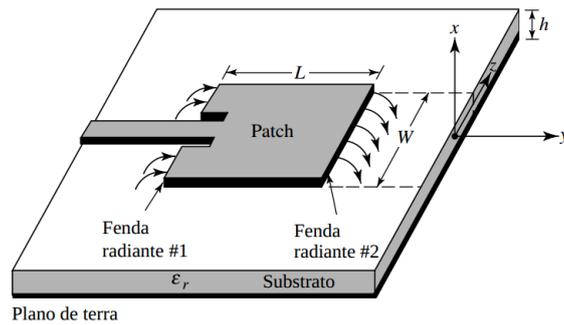
Uma antena pode ser definida como um elemento metálico capaz de receber ou transmitir ondas de rádio no espaço livre e converte-las em ondas guiadas. Ou seja, é o dispositivo intermediário entre o espaço livre e uma linha de transmissão, que pode ser um cabo coaxial ou um guia de ondas, por exemplo (BALANIS, 2016).

Devido ao crescente avanço tecnológico observado nos últimos tempos, os dispositivos que se utilizam de rádio frequência para comunicação vêm atingindo altos níveis de miniaturização. Conseqüentemente, é desejável que as antenas embarcadas em tais dispositivos possuam as menores dimensões possíveis. Assim, as antenas de microfita figuram como uma ótima opção devido a seu baixo custo, baixo perfil, facilidade de construção, possibilidade de se adequar a qualquer superfície e possibilidade de integração em circuitos impressos (BALANIS, 2016).

O conceito de um elemento radiador de ondas eletromagnéticas de microfita foi inicialmente introduzido por Deschamps, em 1953; e uma patente do projeto de antenas de microfita foi emitida por Gutton e Baissinot em 1955, na França. Os radiadores de microfita primitivos eram desenvolvidos apenas em laboratórios pois placas de circuito impresso com permissividade elétrica controlada não eram comercialmente disponíveis. As primeiras antenas de microfita práticas, de formato retangular, foram desenvolvidas por Howell, em 1972. (BANCROFT, 2009).

Uma antena de microfita é basicamente composta por um elemento radiante metálico conhecido como *patch* cuja espessura  $t$  é muito menor do que o comprimento de onda no espaço livre ( $t \ll \lambda_0$ ) impresso sobre um substrato dielétrico de altura  $h$  acima de um plano de terra, como pode ser observado na Figura 1. A permissividade elétrica  $\epsilon_r$  e a altura do substrato influenciam nos parâmetros de desempenho da antena, onde  $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$  é um intervalo de permissividade elétrica usual para aplicações práticas em antenas de microfita (BALANIS, 2016).

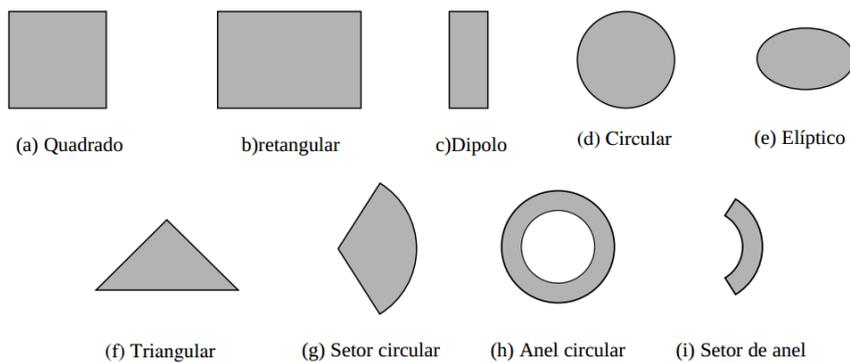
Figura 1 - Antena de microfita e seus elementos



Fonte: BALANIS, 2016

O *patch* pode assumir as mais diversas formas, onde as formas retangular e circular são as mais comuns devido, principalmente, a maior facilidade de análise do seu comportamento e de construção. A Figura 2 ilustra as mais diversas formas geométricas que o *patch* radiante pode assumir.

Figura 2 - Formatos usuais de *patch*



Fonte: BALANIS, 2016

As antenas de microfita encontram sua principal aplicação na faixa de micro-ondas, compreendida entre 300 MHz e 300 GHz. Segundo Wentworth (2009) a faixa de frequências que possui as principais aplicações em engenharia de micro-ondas está compreendida entre 1 GHz e 40 GHz. O Instituto de Engenheiros Eletricistas

e Eletrônicos (IEEE) subdivide essa faixa de frequência em diversas bandas de acordo com suas aplicações, conforme ilustra a Tabela 1.

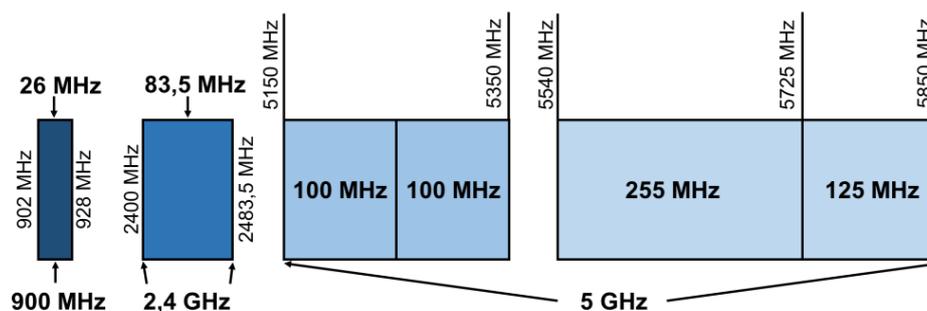
Tabela 1 - Bandas e aplicações da faixa de microondas de acordo com o IEEE

Banda	Faixa de frequência	Aplicações
L	1 – 2 GHz	Comunicação pessoal e <i>GPS</i>
S	2 – 4 GHz	Comunicação pessoal ( <i>Wi-fi</i> , <i>Bluetooth</i> , <i>Wimax</i> , etc) e fornos microondas
C	4 – 8 GHz	Comunicação via satélite
X	8 – 12 GHz	Radar terrestre de navegação aérea
Ku	12 – 18 GHz	Radar e rádio ponto a ponto
K	18 – 26,5 GHz	Radar e rádio ponto a ponto
Ka	26.5 – 40 GHz	Radar e rádio ponto a ponto

Fonte: Adaptado de WENTWORTH, 2009

Dentro das bandas L, S e C; de 1 a 8 GHz, estão presentes frequências da banda ISM na faixa de 900 MHz a 5 GHz, como ilustra a Figura 3. A banda ISM é de utilização livre e é internacionalmente destinada ao desenvolvimento industrial, científico e médico. Estas faixas são amplamente utilizadas em vários padrões de comunicação, tais como *Wi-Fi*, *Bluetooth*, *Wimax*, dentre outros. As frequências da banda ISM dispensam licença de operação e possuem regras de operação mais flexíveis (SOARES, 2004).

Figura 3 - Espectro da banda ISM no Brasil



Fonte: adaptado de SOARES (2004)

O IEEE desenvolveu um padrão de comunicação chamado de 802.11b que tem como base o modelo de Sistema de Intercomunicação Aberto (OSI - *Open Systems Interconnection*) e opera na faixa de 2,4GHz, substituindo o *Frequency Hopping Spread Spectrum* pelo *Direct Sequence Spread* a fim de aumentar o espectro de frequência elevando a taxa de transferência de dados para até 11 Mbits/s e valores médios entre 4 e

6Mbits/s na transmissão de dados em ambientes *indoor* e taxas de transmissão de dados interior a 4 Mbits/s para ambientes *outdoor* (SOARES, 2004).

Antenas de microfita destacam-se por sua aplicabilidade em dispositivos sem fio (*wireless*), sistemas de identificação por rádio frequência (RFID – *Radio Frequency Identification*), *Bluetooth* e *Wi-Fi*; sendo um dos seus principais atrativos o tamanho reduzido permitindo seu uso em dispositivos de comunicação cada vez mais miniaturizados pois apresentam bom desempenho em superfícies planas ou curvas além de possuírem peso e custo reduzido.

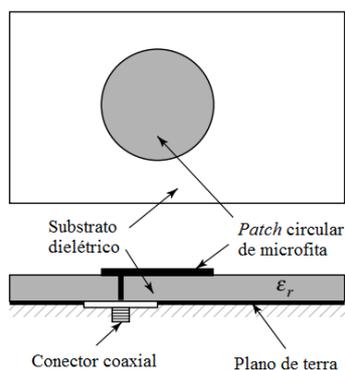
A largura de banda de antenas de microfita em geral é estreita, mas isto pode ser contornado com a aplicação das mais diversas técnicas, permitindo um considerável aumento na largura de banda, garantindo a aplicação destas antenas em tecnologias UWB (*Ultra Wide Band*). Possui baixo ganho, quando comparado a antenas convencionais filamentosas, mas que também é possível melhorar este parâmetro com a aplicação das técnicas convenientes.

### **2.1.1 Métodos de alimentação**

Dentre os mais diversos, existem quatro métodos de alimentação mais comumente utilizados em antenas de microfita, sendo eles: sonda coaxial, linha de microfita, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade. (BALANIS, 2016).

Na alimentação por sonda coaxial o condutor interno de um cabo coaxial é conectado ao *patch* da antena de microfita enquanto a malha externa é ligada ao plano de terra. A localização do ponto de conexão do *patch* determina o casamento de impedância na frequência desejada. Possui largura de banda estreita e não é indicada para substratos de alta espessura (GARG et al., 2001). A Figura 4 ilustra a alimentação por sonda coaxial.

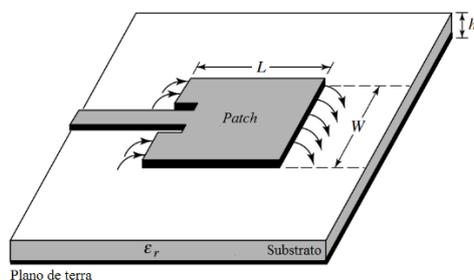
Figura 4 - Alimentação por sonda coaxial



Fonte: BALANIS, 2016

A linha de alimentação de microfita trata-se de uma linha condutora ligada ao *patch* no mesmo plano e que, usualmente, possui largura muito menor que a do *patch*. A alimentação por linha de microfita é fácil de construir de forma simultânea com o próprio *patch*, de fácil casamento de impedância por meio do controle do *inset fed* e de fácil modelagem. No entanto, ao passo que a largura da linha aumenta, também há o surgimento de radiação espúria, o que limita a largura de banda para valores entre 2 e 5% (BALANIS, 2016). A Figura 5 ilustra a alimentação por linha de microfita.

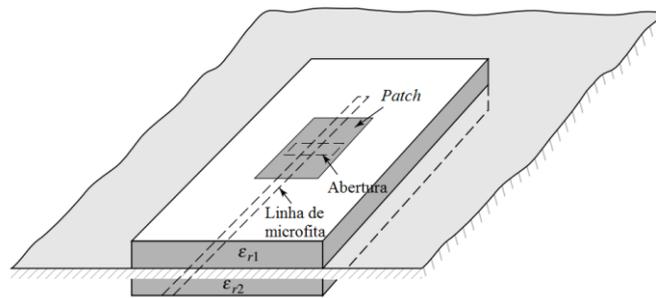
Figura 5 - Alimentação por linha de microfita



Fonte: BALANIS, 2016

O acoplamento por abertura é o que apresenta maior dificuldade para construção e o que apresenta largura de banda mais estreita. Em contrapartida, é relativamente fácil de modelar e possui radiação espúria moderada. A estrutura é composta de dois substratos separados por um plano de terra. Na parte inferior do substrato de baixo há uma linha de alimentação de microfita cuja energia é induzida ao *patch* por meio de uma abertura no plano de terra, como pode ser visto na Figura 6.

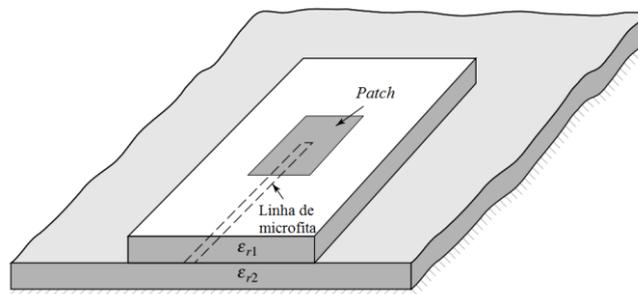
Figura 6 - Acoplamento por abertura



Fonte: BALANIS, 2016

O acoplamento por proximidade é o que possui maior largura de banda dentre os quatro, maior que 13%. Apresenta facilidade de modelagem e baixa radiação espúria. O comprimento e largura do toco de alimentação permitem o controle do casamento de impedância. A Figura 7 ilustra este método de alimentação.

Figura 7 - Acoplamento por proximidade



Fonte: BALANIS, 2016

### 2.1.2 Métodos de análise e projeto

Antenas de microfita possuem diversos métodos de análise sendo os mais comuns o modelo da linha de transmissão, o método da cavidade e os modelos de onda completa; sendo estes últimos os de maior precisão e de maior complexidade matemática. Dentre os modelos de onda completa destacam-se os seguintes métodos numéricos relacionados a estes: Método dos Momentos (*MoM – Method of Moments*), Método dos Elementos Finitos (*FEM – Finite Domain Method*) e Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (*FDTD – Finite Difference Time Domain*).

A partir destes métodos é possível prever o comportamento de uma antena de microfita e, desta forma, projetar uma antena de microfita de acordo com as necessidades

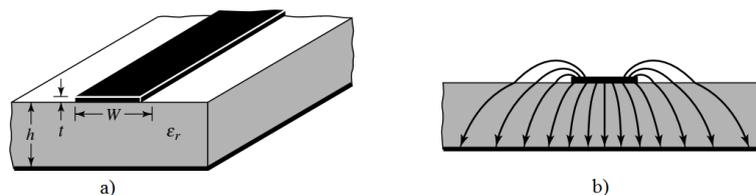
de sua aplicação. O modelo de linha de transmissão e o método da cavidade são ditos quase-estáticos, ou seja, não levam em consideração os transientes. O modelo da linha de transmissão é o mais simples de todos e fornece uma percepção física, mas sua precisão é baixa. Já o método da cavidade é mais complexo quando comparado ao modelo da linha de transmissão e apresenta maior precisão. Nesta seção serão abordados o modelo da linha de transmissão e o método das cavidades.

### 2.1.2.1 Modelo da linha de transmissão

O *patch* retangular é o mais utilizado e sua análise pode ser realizada por meio do modelo da linha de transmissão. Este modelo é o de mais fácil implementação, mas apresenta baixa precisão e somente é válido para determinadas condições. No entanto, apresenta uma boa percepção física. Por meio deste método é possível obter alguns parâmetros da antena em análise, tais como frequência de ressonância e impedância de entrada.

Pelo modelo da linha de transmissão, um *patch* retangular pode ser modelado como um arranjo de duas fendas radiantes que são representadas por uma admitância complexa. Devido ao fato de que o *patch* possui dimensões finitas, os campos nas bordas do *patch* apresentam o efeito de franjamento tanto em comprimento quanto na largura. Ou seja, as linhas de campo elétrico atravessam tanto o ar como o substrato, como pode ser observado na Figura 8.

Figura 8 - a) Linha de microfita; b) Linhas de campo elétrico (vista frontal)



Fonte: BALANIS, 2016

Desta forma, se faz necessário modelar uma nova permissividade elétrica relativa ( $\epsilon_{ref}$ ) que leva em conta tanto a permissividade do substrato ( $\epsilon_r$ ) como a do ar. A Equação 1 apresenta o cálculo da permissividade relativa e é válida quando  $W/h > 1$  (BALANIS, 2016).

$$\varepsilon_{ref} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (1)$$

Onde:  $h$  – altura do substrato

$W$  – largura do *patch* retangular

Devido ao efeito de franjamento o comprimento elétrico do *patch* é maior que o comprimento físico. Este aumento do comprimento pode ser calculado em função da permissividade efetiva ( $\varepsilon_{ref}$ ), da largura do *patch* ( $W$ ) e altura do substrato ( $h$ ); possibilitando assim a obtenção do comprimento efetivo do *patch*. A Equação 2 apresenta o cálculo da variação do comprimento da antena devido ao efeito de franjamento (BALANIS, 2016).

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\varepsilon_{ref} + 0,3)\left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\varepsilon_{ref} - 0,258)\left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (2)$$

Assim, o comprimento efetivo do *patch* pode então ser calculado por meio da Equação 3 e a largura por meio da Equação 4, onde  $f_r$  é a frequência de ressonância do primeiro modo e  $c$  é a velocidade da luz no vácuo.

$$L_0 = \frac{c}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{ref}}} - 2\Delta L \quad (3)$$

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (4)$$

Devido ao fato de o *patch* apresentar uma impedância de entrada muito elevada, se faz necessário implementar uma técnica de casamento de impedância a fim de se evitar reflexão do sinal de entrada. Pelo teorema da máxima transferência de potência, a impedância de entrada deve ser igual à do cabo coaxial que alimenta a antena.

#### 2.1.2.2 Casamento de impedâncias

A linha de microfita é uma das técnicas mais utilizadas para realizar o casamento de impedância entre o *patch* e a linha de transmissão. Segundo Pozar (2011) o comprimento da linha de transmissão ( $L_m$ ) deve ser igual a um quarto do comprimento de onda no meio, conforme a Equação 5.

$$L_m = \frac{c}{4f_r \sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (5)$$

Já a largura da linha de microfita ( $W_m$ ) é calculada em função da impedância de entrada que em geral é  $50\Omega$ . Segundo Balanis (2005) a Equação 6 apresenta o cálculo da impedância da linha de microfita ( $Z_0$ ).

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r} \left[ \frac{W_m}{h} + 1,393 + 0,677 \ln \left( \frac{W_m}{h} + 1,44 \right) \right]} & \frac{W_m}{h} > 1 \\ \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left( \frac{8h}{W_m} + \frac{W_m}{4h} \right) & \frac{W_m}{h} \leq 1 \end{cases} \quad (6)$$

Por meio da Equação 6 e de métodos numéricos é possível obter um valor de largura da linha de microfita que apresente a impedância de  $50\Omega$  desejada. No sentido de aproximar o máximo possível a impedância de entrada da antena aos  $50\Omega$  a técnica do *inset feed* pode ser implementada. Esta técnica consiste em acrescentar fendas no *patch*.

Ou, ainda, de acordo com Wentworth (2008) é possível obter o valor da largura da linha de microfita de forma direta para um valor desejado de impedância já conhecida, conforme as Equações 7 e 8.

Para  $w/h \leq 2$ ,

$$\frac{W_m}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (7)$$

Para  $w/h > 2$ ,

$$\frac{W_m}{h} = \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left( \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right] \quad (8)$$

As variáveis A e B são dadas, respectivamente, por:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (9)$$

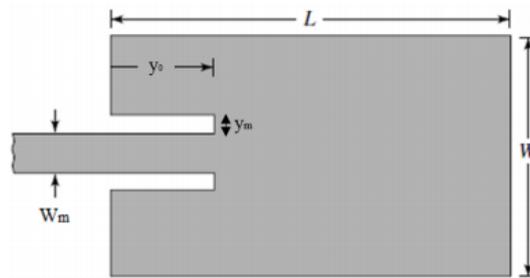
$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (10)$$

A Equação 7, proposta por Ramesh; Yipi (2003), apresenta o cálculo para o comprimento do *inset fed* ( $y_0$ ) e é válida para valores de permissividade relativa entre 2 e 10 ( $2 \leq \epsilon_r \leq 10$ ).

$$y_0 = 10^{-4} \left( \begin{array}{l} 0,001699\epsilon_r^7 + 0,13761\epsilon_r^6 - 6,1783\epsilon_r^5 + 93,187\epsilon_r^4 \\ -682,69\epsilon_r^3 + 2561,9\epsilon_r^2 - 4043\epsilon_r + 6697 \end{array} \right) \frac{L}{2} \quad (11)$$

Já a largura do *inset fed*, segundo Araújo e Silva (2011), pode ser adotada como a mesma da linha de transmissão. A Figura 9 ilustra todas as dimensões apresentadas para a antena de microfita de *patch* retangular.

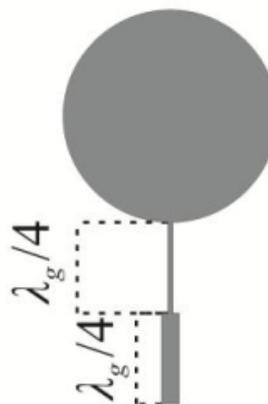
Figura 9 - Dimensões de uma antena de microfita de *patch* retangular



Fonte: adaptado de BALANIS, 2016

Uma outra técnica de casamento de impedâncias é a do transformador de um quarto do comprimento de onda, que é utilizada em conjunto com a linha de transmissão. A Figura 10 ilustra esta técnica, onde pode ser visto duas regiões que possuem o comprimento de  $\frac{1}{4}$  do comprimento de onda e larguras diferentes.

Figura 10 - Técnica do transformador de quarto de onda



Fonte: BATISTA, 2016

Por meio da Equação 6 é possível determinar a largura da primeira seção de linha de microfita, onde a antena é alimentada. Já a impedância da seção do transformador de quarto de onda ( $Z_c$ ) pode ser calculada por meio da Equação 12.

$$Z_c = \sqrt{Z_0 Z_{in}} \quad (12)$$

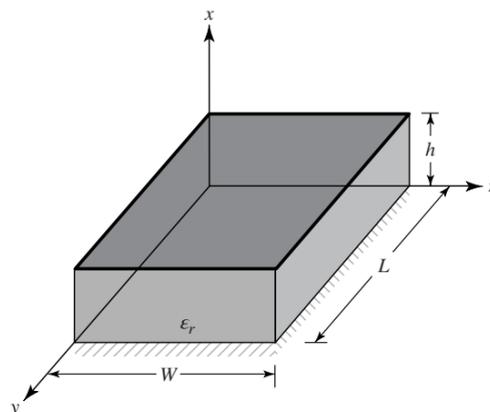
Onde  $Z_0$  e  $Z_{in}$  são a impedância característica de linha de microfita no valor de  $50\Omega$  e a impedância de entrada do *patch*, respectivamente. A largura da seção do transformador referente à impedância  $Z_c$  pode ser calculada utilizando, novamente, a Equação 6 substituindo  $Z_0$  por  $Z_c$ .

### 2.1.2.3 Método da cavidade

Segundo Balanis (2016), no método da cavidade, antenas de microfita podem ser aproximadas a cavidades ressonantes delimitadas por paredes elétricas no topo e na base (*patch* e plano de terra) e por paredes magnéticas nas laterais. Estas cavidades são carregadas por um material dielétrico (substrato) e apresentam frequências de ressonância de ordem superior. O método da cavidade é aplicável nas mais diversas geometrias de *patch*. A precisão do método é inversamente proporcional a frequência de ressonância desejada para o dispositivo.

Por meio do método da cavidade é possível modelar uma antena de microfita de *patch* retangular, que pode ser aproximada por duas fendas radiantes de largura  $W$  e altura  $h$  separadas por uma distância  $L$ , conforme ilustra a Figura 11.

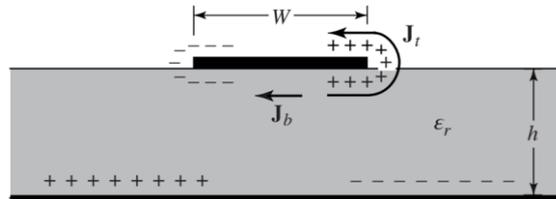
Figura 11 - Geometria de uma antena de microfita de *patch* retangular



Fonte: BALANIS, 2016

Quando a antena de microfita é alimentada há o surgimento de uma distribuição de cargas tanto no *patch* quanto no plano de terra desta, como ilustrado na Figura 12, devido a atração e repulsão entre as cargas.

Figura 12 – Comportamento da antena de microfita alimentada



Fonte: BALANIS, 2016

Pelo fato de que a espessura  $h$  que separa o plano de terra do *patch* é muito pequena, a força de atração é maior que a de repulsão o fazendo surgir uma densidade de corrente na parte superior do *patch*. Ao passo que a espessura  $h$  do substrato da antena diminui, um modelo mais próximo da situação ideal é obtido, permitindo considerar as paredes magnéticas como condutores magnéticos perfeitos.

Ainda, para uma devida representação de uma antena de microfita pelo método da cavidade, se faz necessário levar em consideração as perdas. Isto é realizado por meio da introdução da tangente de perdas efetiva ( $\delta_{eff}$ ) que pode ser determinado pelo inverso do fator de qualidade ( $\delta_{eff} = 1/Q$ ) (BALANIS, 2016).

Como as dimensões da antena (espessura do substrato e *patch*) são pequenas, variações do campo ao longo do substrato são consideradas constantes. Logo, as partes condutoras da antena são consideradas condutores perfeitos. Assim, somente os modos  $TM^X$  (transversal magnético) são considerados dentro da cavidade.

Usando a abordagem do vetor potencial é possível obter os campos no interior da cavidade. Fazendo referência a Figura 11 o volume abaixo do *patch* é modelado como uma cavidade retangular com material dielétrico de permissividade relativa  $\epsilon_r$ . O substrato é truncado não excedendo os lados do *patch*. O vetor potencial  $A_x$  deve satisfazer a Equação 13.

$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0 \quad (13)$$

A solução para a Equação 13 é obtida por meio da técnica da separação de variáveis e é apresentada na Equação 14.

$$A_x = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)][A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)][A_3 \cos(k_z z) + B_3 \sin(k_z z)] \quad (14)$$

Onde  $k_x$ ,  $k_y$  e  $k_z$  são os números de onda para os eixos  $x$ ,  $y$  e  $z$  respetivamente. Os campos elétrico e magnético no interior da cavidade são obtidos por meio da Equação 15 (BALANIS, 2016).

$$\begin{aligned} E_x &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x & H_x &= 0 \\ E_y &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} & H_y &= \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \\ E_z &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z} & H_z &= -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y} \end{aligned} \quad (15)$$

Obedecendo as seguintes condições de contorno:

$$\begin{aligned} E_y(x' = h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) &= 0 \\ H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) &= 0 \\ H_z(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) &= 0 \end{aligned} \quad (16)$$

Onde as coordenadas  $x'$ ,  $y'$  e  $z'$  representam os campos dentro da cavidade. Por meio das condições de contorno apresentadas na Equação 16 os números de onda podem ser determinados, como pode ser visto na Equação 17.

$$\begin{aligned} k_x &= \frac{m\pi}{h}, m = 0, 1, 2, \dots \\ k_y &= \frac{n\pi}{L}, n = 0, 1, 2, \dots \\ k_z &= \frac{p\pi}{W}, p = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (17)$$

Por meio de toda a modelagem e condições apresentadas a forma final do vetor  $A_x$  é apresentada através da Equação 18 (BALANIS, 2016).

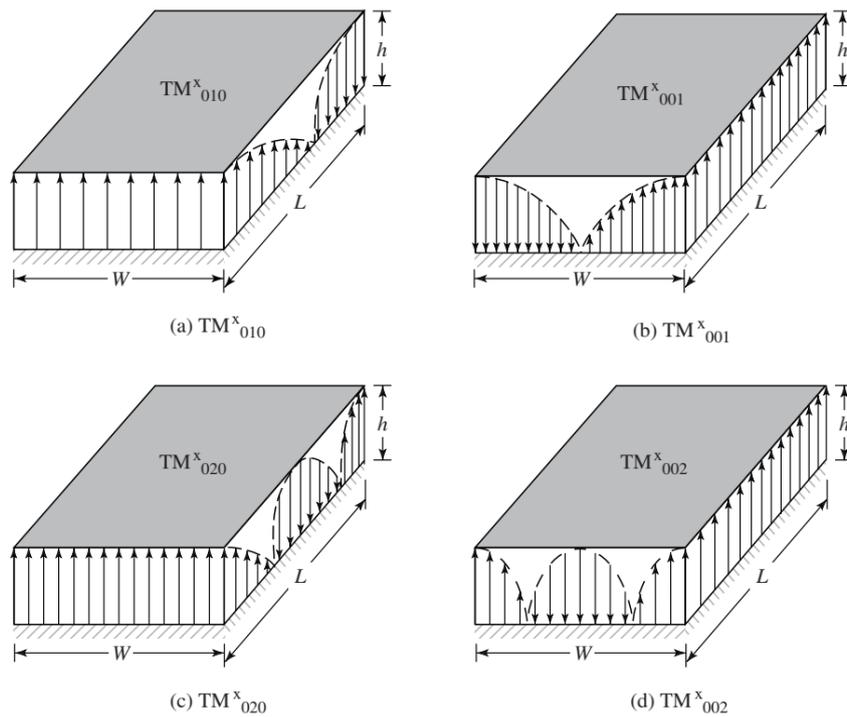
$$A_x = A_{nmp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \quad (18)$$

Onde  $m$ ,  $n$  e  $p$  representam o número de meio-ciclos presente nas direções  $x$ ,  $y$  e  $z$ , respectivamente. De acordo com Balanis (2016) a frequência de ressonância na cavidade é dada por meio da Equação 19.

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{n}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L_0}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (19)$$

A Equação 19 mostra que ao passo que os valores de  $m, n$  e  $p$  variam; a frequência de ressonância também varia, permitindo diversos modos de operação no interior da cavidade. A Figura 13 apresenta os modos de operação  $TM_{010}^x$ ,  $TM_{001}^x$ ,  $TM_{020}^x$  e  $TM_{002}^x$ ; bem como o comportamento do campo elétrico ao longo das paredes laterais da cavidade. Considera-se também que não há efeito de franjamento durante a alimentação da antena e de sua operação.

Figura 13 - Configurações de campo (modos) para uma cavidade retangular



Fonte: BALANIS, 2016

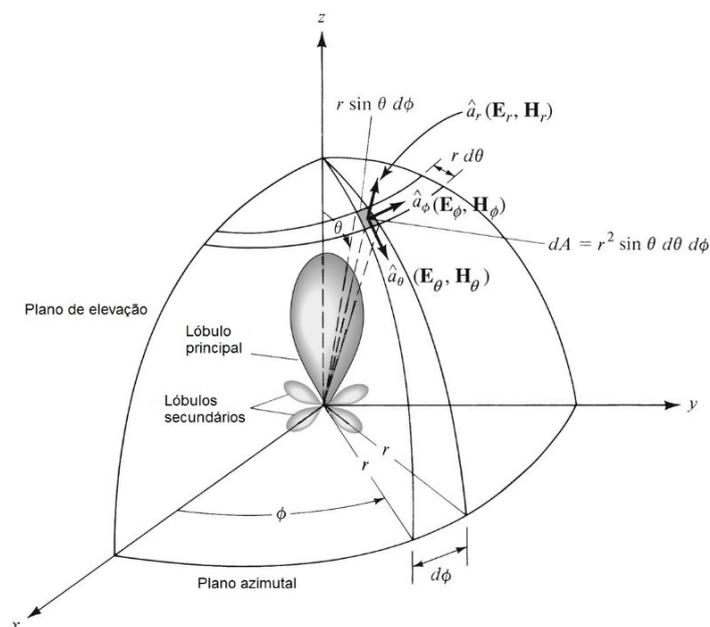
## 2.2 PARÂMETROS E PROPRIEDADES DE ANTENAS

Nesta seção serão apresentados os principais parâmetros e propriedades que definem o comportamento de antenas no espaço livre e como os dispositivos eletrônicos de transmissão e recepção as identificam em seu circuito. Estes parâmetros e propriedades são de grande importância para se definir a aplicabilidade ou não de uma antena em um determinado serviço de telecomunicações bem como para validar o procedimento de projeto das antenas.

### 2.2.1 Diagrama de radiação

O diagrama de radiação ou padrão de radiação trata-se de uma representação gráfica das características de propagação de uma antena no espaço livre em função de coordenadas espaciais. Pode representar os mais diversos parâmetros sendo o mais comum a distribuição do campo eletromagnético irradiado pela antena (STUTZMAN; THIELE, 2012). Segundo Pozar (2011), este parâmetro é obtido por meio da amplitude dos campos distantes em função da posição da antena a uma distância fixa. A Figura 14 representa o sistema de coordenadas comumente utilizado para o diagrama de radiação bem como a disposição dos lóbulos de um diagrama de radiação. O diagrama de radiação é geralmente normalizado em relação ao seu valor máximo e é apresentado em escala logarítmica, comumente em decibel (dB).

Figura 14 - Sistema de coordenadas para análise de antenas

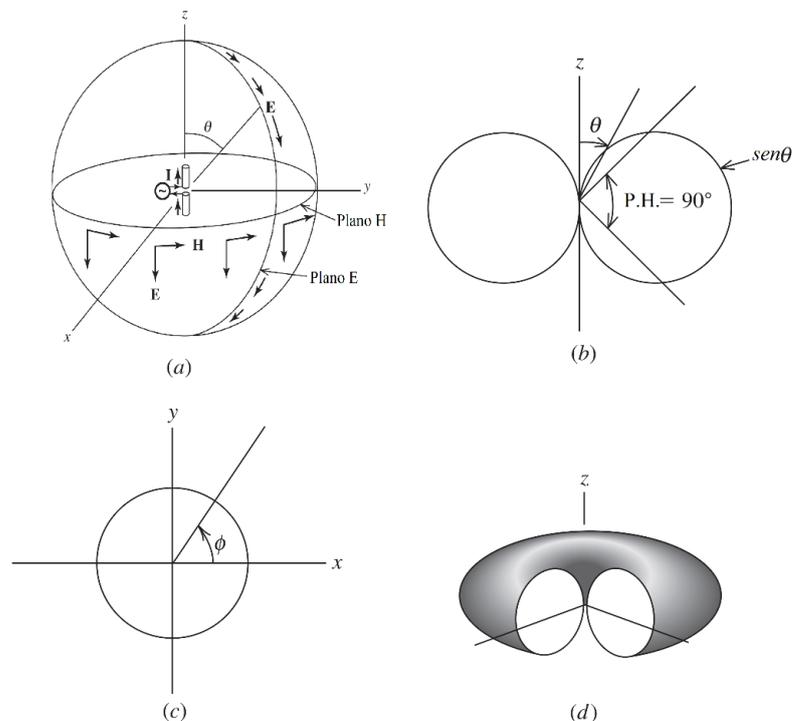


Fonte: BALANIS, 2016

O lóbulo principal indica a direção na qual a antena radia a maior parte da potência enquanto os lóbulos secundários, menores, apresentam a radiação em outras direções; geralmente indesejadas. O lóbulo traseiro, oposto ao lóbulo principal, representa a potência irradiada para trás. A partir do diagrama de radiação e da análise dos lóbulos é possível observar a diretividade de uma antena. Quando o lóbulo traseiro apresenta ganho semelhante (ou idêntico) ao lóbulo principal, a antena é dita omnidirecional. A relação frente-costas é a razão entre o ganho do lóbulo principal e do lóbulo traseiro. (BALANIS, 2016).

Os diagramas de radiação, para melhor visualização, são geralmente representados por planos de corte do diagrama de radiação tridimensional. Os planos de corte comumente adotados são o plano vertical ou de elevação ( $\phi = 0^\circ$  ou  $\phi = 90^\circ$ ) e o plano horizontal ou azimutal ( $\theta = 0^\circ$ ). Para o caso de antenas com polarização linear, estes planos correspondem a planos que contêm o vetor campo elétrico (campo  $\vec{E}$ ) e o vetor campo magnético (campo  $\vec{H}$ ). A Figura 15 representa os cortes de um diagrama de radiação para um dipolo ideal.

Figura 15 - Radiação de um dipolo ideal, (a) componentes de campo. (b) plano E. (c) plano H. (d) diagrama de radiação tridimensional



Fonte: STUTZMAN; THIELE, 2012

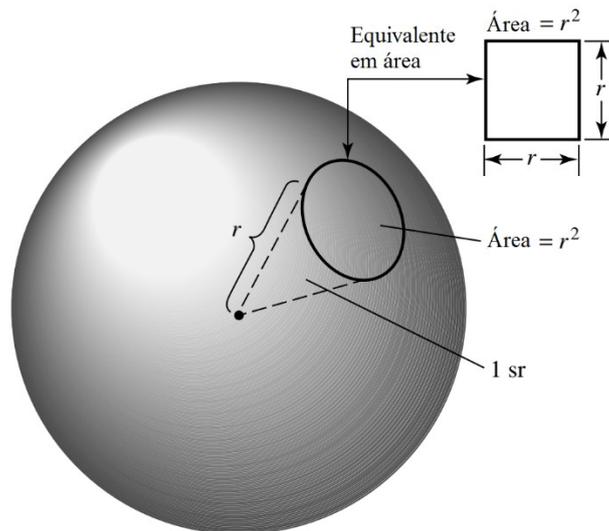
### 2.2.2 Intensidade de radiação

Em uma determinada direção, a intensidade de radiação ( $U(\theta, \varphi)$ ) é definida como a potência radiada por uma antena por unidade de ângulo sólido (esferorradiano (W/sr)). Trata-se de um parâmetro de campo distante e pode ser obtida por meio do produto da densidade de radiação ( $W_{rad}$ ) pelo quadrado da distância correspondente ( $r$ ) (BALANIS, 2016), conforme mostra a Equação 20.

$$U(\theta, \varphi) = r^2 W_{rad} \quad (20)$$

Um esferorradiano é definido como o ângulo sólido com vértice no centro de uma esfera de raio  $r$  que está subentendido por uma área de superfície esférica igual a área de um quadrado de lado  $r$ . A Figura 16 mostra uma representação gráfica do esferorradiano.

Figura 16 - Representação geométrica do esferorradiano



Fonte: BALANIS, 2016

Já que a superfície de uma esfera é  $4\pi r^2$ , a esfera toda corresponde a um ângulo sólido de  $4\pi$  esferorradianos. Desta forma, o valor médio da intensidade de radiação ( $U_{méd}$ ) é dada pela razão entre a potência total radiada ( $P_{rad}$ ) pelo ângulo sólido total ( $4\pi$  sr) (HOLANDA, 2016), como mostra Equação 21.

$$U_{méd} = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (21)$$

### 2.2.3 Diretividade, ganho e eficiência

De acordo com o *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas* (2013), a diretividade ( $D$ ) é definida como a razão entre a intensidade de radiação em uma determinada direção estabelecida ( $U_{m\acute{a}x}$ ) e a intensidade média de radiação ( $U_{m\acute{e}d}$ ), ou seja, em todas as direções. Matematicamente, a diretividade é expressa por meio da Equação 22 (BALANIS, 2016).

$$D = \frac{U_{m\acute{a}x}}{U_{m\acute{e}d}} \quad (22)$$

O cálculo da diretividade não leva em consideração as perdas ôhmicas, que são inerentes a um dispositivo real prático devido as perdas resistivas presentes nas partes metálicas (*patch* e plano de terra) e dielétricos não perfeitos (substrato) de uma antena de microfita. Estas perdas são o motivo pelo qual a potência total radiada difere da potência total inserida nos terminais de uma antena. Segundo Pozar (2012) e eficiência de radiação de uma antena é definida pela Equação 23.

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - P_{loss}}{P_{in}} \quad (23)$$

Onde  $P_{rad}$  é a potência total radiada,  $P_{in}$  é a potência inserida nos terminais da antena e  $P_{loss}$  é a potência referente as perdas ôhmicas. Além das perdas ôhmicas, um outro fator que contribui negativamente para a eficiência de uma antena é a reflexão causada pelo descasamento de impedâncias entre a antena e a linha de transmissão. A eficiência de reflexão ( $\eta_{ref}$ ) pode ser obtida por meio da Equação 24 (BALANIS, 2016).

$$\eta_{ref} = 1 - |\Gamma|^2 \quad (24)$$

Onde o coeficiente de reflexão ( $\Gamma$ ) de tensão na entrada dos terminais de uma antena é dado pela equação é calculado pela Equação 25 (BALANIS, 2016).

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (25)$$

Onde  $Z_{in}$  é a impedância de entrada nos terminais da antena e  $Z_0$  é a impedância característica da linha de transmissão. Assim, a eficiência total de uma antena pode ser expressa pela Equação 26, que leva em conta a eficiência de radiação e a eficiência de reflexão.

$$\eta_{total} = \eta_{rad}\eta_{ref} = \eta_{rad}(1 - |\Gamma|^2) \quad (26)$$

Já o ganho de uma antena é definido como a relação entre a potência radiada por uma determinada antena e uma antena de referência. A antena de referência comumente adotada é a antena isotrópica, que irradia potência uniformemente em todas as direções e, desta forma; o ganho é comumente expresso em dBi (ganho em dB em relação a uma antena isotrópica). O ganho ( $G$ ) pode ser calculado pelo produto da eficiência total da antena pela diretividade, conforme apresenta a Equação 27 (STUTZMAN; THIELE, 2012).

$$G = \eta_{rad}D \quad (27)$$

#### 2.2.4 Perda de retorno

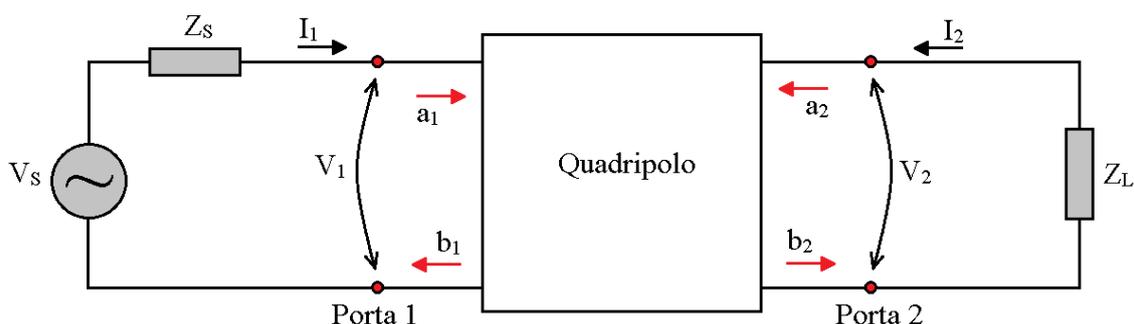
A perda de retorno (RL – *Return Loss*) é um dos parâmetros mais importantes na análise de uma antena pois é a partir dele que é possível observar a faixa de frequência de operação da antena. Este parâmetro indica a razão entre a quantidade de potência que é refletida pelos terminais da antena em função da potência inserida nos terminais da antena. É plotado em função da frequência e expresso pela Equação 28 (POZAR, 2012).

$$RL = -20\log|\Gamma| \quad (28)$$

A perda de retorno pode também ser obtida por meio da matriz de espalhamento (matriz  $S$ ) por esta ser uma melhor representação das medidas de ondas incidentes, refletidas e transmitidas (POZAR, 2012). Assim como utilizado em modelos de linhas de transmissão, a técnica do quadripolo se mostra eficaz pois permite medições em altas frequências (ANDERSON, 1967).

Pelo fato de que a modelagem de linhas de transmissão é também aplicável na alimentação de antenas, os parâmetros da matriz de espalhamento estão intrinsecamente ligados a eficiência da antena em análise (SILVA, 2014). A Figura 17 apresenta o modelo de quadripolo para análise de antenas.

Figura 17 - Modelo de quadripolo



Fonte: HOLANDA, 2016

Onde  $a_1$  e  $a_2$  representam as ondas de tensões complexas normalizadas incidentes,  $b_1$  e  $b_2$  representam as ondas de tensões complexas normalizadas refletidas,  $Z_s$  é a impedância do gerador de sinal e  $Z_L$  é a impedância da carga.

Segundo Anderson (1967), por meio das tensões e correntes de entrada ( $V_1$  e  $I_1$ ) e de saída ( $V_2$  e  $I_2$ ), os parâmetros desconhecidos  $a_1, b_1, a_2$  e  $b_2$  podem ser determinados a partir das Equações 29 e 30.

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{Onda de potência incidente na porta 1}}{2\sqrt{Z_0}} \quad (29)$$

$$a_2 = \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{Onda de potência incidente na porta 2}}{2\sqrt{Z_0}}$$

$$b_1 = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{Onda de potência refletida na porta 1}}{2\sqrt{Z_0}} \quad (30)$$

$$b_2 = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{Onda de potência refletida na porta 2}}{2\sqrt{Z_0}}$$

Onde  $Z_0$  representa uma impedância de referência. Assim, por meio das equações anteriores, é possível obter a seguinte representação matricial para os parâmetros  $a_1, b_1, a_2$  e  $b_2$ :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (31)$$

Onde  $S_{11}$  é o coeficiente de reflexão na porta 1,  $S_{12}$  é o ganho de tensão reversa,  $S_{21}$  o ganho de tensão direta e  $S_{22}$  é o coeficiente de reflexão na porta 2. Segundo

Anderson (1967), os elementos  $S_{ij}$  da matriz são os parâmetros de espalhamento do quadripolo. O termo  $S_{11}$  da matriz está diretamente ligado a perda de retorno pois tem a mesma definição de  $\Gamma$ . Assim, utilizando a Equação 32 é possível calcular a perda de retorno em função de  $S_{11}$ , conforme a seguinte equação (POZAR, 2014):

$$RL = -20\log|S_{11}| \quad (32)$$

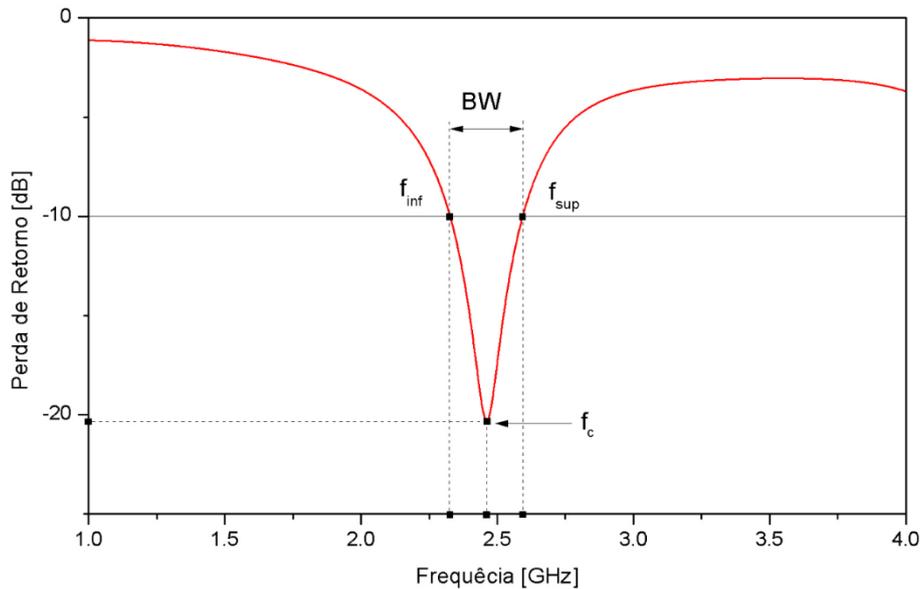
Na prática, para que uma antena funcione efetivamente, esteja ela operando em transmissão como em recepção; a perda de retorno medida deve apresentar valor menor ou igual a -10dB (SILVA, 2014).

### 2.2.5 Frequência de ressonância e largura de banda

A largura de banda (BW - *Bandwidth*) é definida como a faixa de frequência em torno de uma frequência central (frequência de ressonância) na qual o desempenho de uma antena é satisfatório com relação a determinados parâmetros (BALANIS, 2016). Pode ser definida em função do padrão de radiação ou relação de onda estacionária e potência refletida de uma antena (GHAVAMI et al., 2004).

A Figura 18 apresenta um gráfico típico de perda de retorno em função da frequência indicando a frequência de superior e inferior de operação de uma antena bem como a frequência central. Para uma antena, a largura de banda compreende o intervalo de frequências onde a perda de retorno atinge o valor máximo de -10 dB enquanto a frequência de ressonância é o ponto onde a perda de retorno é a menor possível, ou seja, o ponto ótimo de operação da antena.

Figura 18 - Gráfico de perda de retorno em função da frequência ilustrando a largura de banda de uma antena.



Fonte: HOLANDA, 2016

A largura de banda é geralmente expressa em valores percentuais, levando em consideração os limites inferior e superior do intervalo de frequência de operação da antena. De acordo com Ghavami et al., 2004, quando expressa de forma percentual é chamada de largura de banda fracionária. A Equação 33 apresenta a largura de banda fracionária.

$$BW(\%) = 2 \frac{f_{sup} - f_{inf}}{f_{sup} + f_{inf}} \times 100 (\%) \quad (33)$$

Onde  $BW(\%)$  é a largura de banda fracionária,  $f_{sup}$  é a frequência superior de operação e  $f_{inf}$  é a frequência inferior de operação. Desta forma, quanto maior a largura de banda de uma antena maior será seu intervalo de frequência para transmissão ou recepção de sinais. As antenas podem ser classificadas quanto a sua largura de banda de acordo com os seguintes intervalos (HOLANDA, 2016):

- Banda estreita:  $0\% < BW(\%) < 1\%$
- Banda larga:  $1\% \leq BW(\%) \leq 20\%$
- Ultra banda larga:  $BW(\%) > 20\%$

## 2.2.6 Impedância de entrada e carta de Smith

A carta de Smith é uma representação gráfica da variação da impedância normalizada da linha de transmissão ao passo que o sinal de entrada se move ao longo desta (SADIKU, 2004). A carta de Smith é uma importante ferramenta para projetos de antenas pois a partir dela é possível obter a impedância da linha de transmissão e, desta forma, conhecer os valores necessários de compensadores reativos a fim de se obter um casamento de impedância otimizado entre a carga e a linha de transmissão minimizando a perda de retorno (POZAR, 2014).

Além da impedância da linha de transmissão, outros parâmetros podem ser analisados a partir da carta de Smith, tais como: coeficiente de reflexão, conversão de coeficiente de reflexão para sua respectiva impedância normalizada equivalente, dentre outros (POZAR, 2014). De acordo com Chan e Harter (2000), a carta de Smith é obtida por meio da análise da carga no ponto em que se deseja realizar o casamento de impedância. Assim, a apresentação das impedâncias por meio dos coeficientes de reflexão melhor se adequa para uma representação gráfica da relação entre o coeficiente de reflexão e a impedância da carga.

Para a representação da carta de Smith se faz necessário obter a impedância característica ( $Z_0$ ) normalizada, que tem seu formato apresentado na Equação 34.

$$Z = r + jx \quad (34)$$

Onde  $Z$  é a impedância normalizada da carga,  $r$  é a resistência normalizada e  $X$  é a reatância normalizada. A Equação 35 relaciona o coeficiente de reflexão com a impedância normalizada da carga.

$$\Gamma_L = \Gamma_r + \Gamma_i = \frac{r + jx - 1}{r + jx + 1} \quad (35)$$

A Equação 34 pode ser reescrita por meio de suas componentes real e imaginária, em função das impedâncias normalizadas, como mostrado nas Equações 36 e 37.

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (36)$$

$$x = \frac{2\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (37)$$

Rearranjando as Equações 36 e 37, obtêm-se:

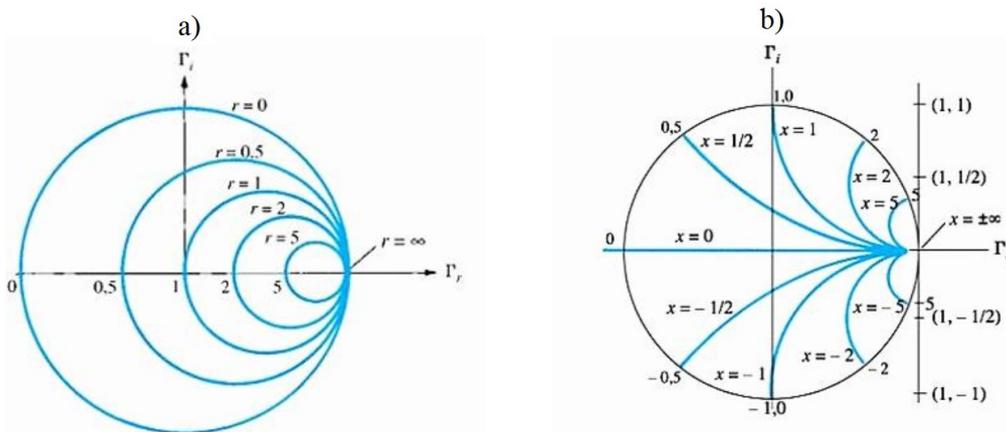
$$\left[\Gamma_r - \frac{r}{1+r}\right]^2 + \Gamma_i^2 = \left[\frac{1}{1+r}\right]^2 \quad (38)$$

$$[\Gamma_r - 1]^2 + \left[\Gamma_i - \frac{1}{x}\right]^2 = \left[\frac{1}{x}\right]^2 \quad (39)$$

As Equações 38 e 39 assemelham-se a equação geral de uma circunferência e descrevem o comportamento dos círculos resistivos e reativos, respectivamente, no plano complexo  $(\Gamma_r, \Gamma_i)$ . Os círculos resistivos estão centrados nas coordenadas  $\left(\frac{r}{r+1}, 0\right)$  e raio igual a  $\frac{1}{1+r}$  enquanto os círculos reativos estão centrados nas coordenadas  $\left(1, \frac{1}{x}\right)$  e raio igual a  $\frac{1}{x}$ .

A solução para a Equação 38 para os valores de  $r$  geram um conjunto de círculos resistivos, como mostra a Figura 19a; enquanto que a solução da Equação 39 para diversos valores de  $x$  gera um conjunto de círculos de reatância, conforme a Figura 19b. A sobreposição dos círculos de resistência e de reatância obtidos formam a carta de Smith (SADIKU, 2004).

Figura 19 – Conjunto de círculos resistivos (a) e de reatância (b)



Fonte: SADIKU, 2004

### 2.2.7 Densidade de corrente elétrica e tangente de perdas

A aplicação de um campo elétrico em um material dielétrico promove o surgimento de momentos de dipolo elétrico devido à polarização das cargas, incrementando o fluxo elétrico. Este comportamento é expresso por meio da Equação 40 (POZAR, 2012).

$$\vec{D} = (\varepsilon' - j\varepsilon'')\vec{E} \quad (40)$$

Onde  $\vec{D}$  é o deslocamento de fluxo elétrico, o termo  $(\varepsilon' - j\varepsilon'')$  representa a permissividade complexa e  $\vec{E}$  é o campo elétrico. Para um campo elétrico incidente ( $\vec{E}$ ) em um material condutor, neste surgirá uma densidade de corrente ( $\vec{j}$ ), dada em ( $A/m^2$ ); diretamente proporcional ao campo elétrico incidente, como descrito na Equação 41, onde  $\sigma$  é a condutividade do material.

$$\vec{j} = \sigma\vec{E} \quad (41)$$

A partir da segunda equação de Maxwell e assumindo uma dependência temporal do tipo  $e^{j\omega t}$  a derivada da equação pode ser substituída por  $j\omega$  e, desta forma, é possível expressar a segunda equação de Maxwell conforme a Equação 42.

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon'\vec{E} + (\sigma + \omega\varepsilon'')\vec{E} \quad (42)$$

O termo  $\sigma + \omega\varepsilon''$  da equação anterior representa a condutividade efetiva total do material. Este termo expressa a relação entre o fator de perdas causado pelo amortecimento elétrico  $\omega\varepsilon'$  e as perdas por condutividade  $\sigma$  e que não pode ser descrita separadamente. A quantidade que utiliza esses termos é chamada de tangente de perdas e é descrita como a relação entre a parte imaginária e real da corrente total de deslocamento (POZAR, 2012), como mostrado na Equação 43.

$$\tan \delta = \frac{\sigma + \omega\varepsilon''}{\omega\varepsilon'} \quad (43)$$

### 2.2.8 Polarização

A polarização da onda eletromagnética transmitida ou recebida por uma antena pode se dá na forma elíptica, linear ou circular sendo a polarização elíptica o caso geral e as demais são derivadas deste. O campo eletromagnético instantâneo de uma onda plana uniforme propagando-se na direção  $z$  e no sentido negativo é expresso por meio da Equação 44 (KUMAR E RAY, 2003).

$$E(z, t) = E_x(z, t)\hat{x} + E_y(z, t)\hat{y} \quad (44)$$

As componentes instantâneas nas coordenadas  $x$  e  $y$  da Equação 44 podem ser expressas de acordo com as Equações 45 e 46.

$$E_x(z, t)\hat{x} = E_x \cos(\omega t + \beta z + \phi_x) \quad (45)$$

$$E_y(z, t)\hat{y} = E_y \cos(\omega t + \beta z + \phi_y) \quad (46)$$

Onde  $E_x$  e  $E_y$  são as amplitudes dos campos em  $x$  e  $y$ , respectivamente;  $\phi_x$  e  $\phi_y$  são os ângulos de fase associados as respectivas componentes  $x$  e  $y$ ,  $\omega$  é a frequência angular e  $\beta$  é a constante de propagação.

De acordo com Kumar e Ray (2003), para que a onda eletromagnética seja classificada como linearmente polarizada a diferença entre os ângulos de fase das componentes  $x$  e  $y$  deve ser um múltiplo inteiro de  $\pi$ , conforme ilustra a Equação 47, onde  $n$  é um número inteiro positivo.

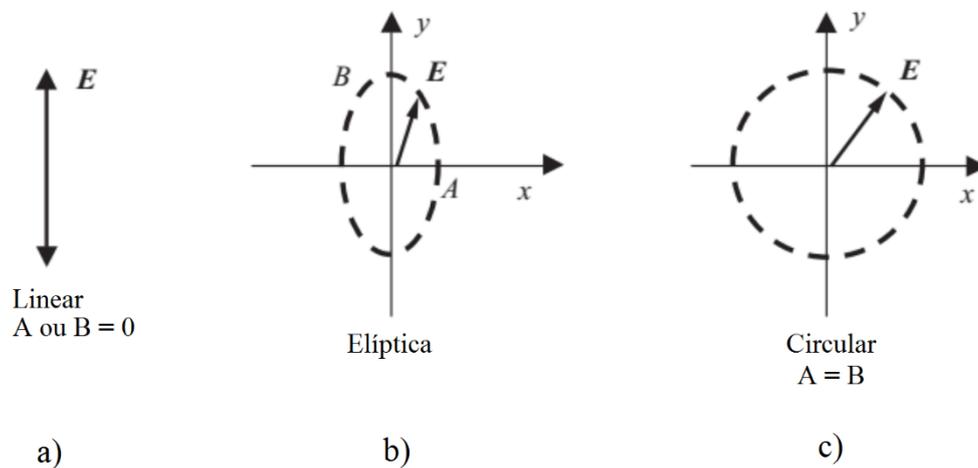
$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n\pi \quad (47)$$

Já para que uma onda eletromagnética se propague com polarização circular as amplitudes das componentes  $x$  e  $y$  devem ser iguais e a diferença de fase entre as componentes é sempre um múltiplo de  $\pi/2$ . Para Huang e Boyle (2008) a polarização circular é uma combinação de dois campos eletromagnéticos com polarização linear. A polarização circular pode se apresentar de duas formas: *right-hand circular polarization* (RHCP) ou *left-hand circular polarization* (LHCP) e as condições para que cada um dos casos ocorra são expressas por meio da Equação 48, onde  $n$  é um inteiro positivo.

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} +\left(2n + \frac{1}{2}\right)\pi, & \text{para RHCP} \\ -\left(2n + \frac{1}{2}\right)\pi, & \text{para LHCP} \end{cases} \quad (48)$$

Por último, para o caso onde as amplitudes das componentes x e y da onda eletromagnética são diferentes ou não satisfizerem as condições da Equação 48 a onda eletromagnética é classificada como elípticamente polarizada. A Figura 20 apresenta o aspecto dos três tipos de polarização das ondas eletromagnéticas sendo A e B os eixos menor e maior da elipse, respectivamente.

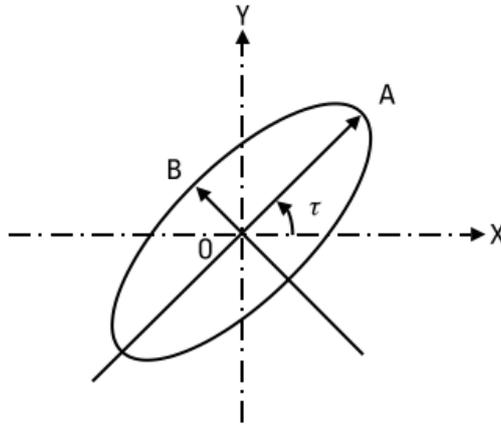
Figura 20 - Tipos de polarização: polarização linear (a), polarização elíptica (b) e polarização circular (c)



Fonte: HUANG E BOYLE, 2008

Para Kumar e Ray (2003) a polarização é definida por meio da medição de razão axial da onda eletromagnética emitida pela antena. Tomando como referência o caso geral da polarização elíptica, a razão axial pode ser definida por meio da razão entre o eixo maior e o eixo menor da elipse, como ilustra a Figura 21.

Figura 21 - Onda polarizada elípticamente



Fonte: KUMAR e RAY, 2003

Assim, fazendo referência a Figura 21, a razão axial é expressa por meio da relação entre os eixos maior e menor da elipse; como mostra a Equação 49.

$$\text{Razão axial} = \frac{OA}{OB} \quad (49)$$

Onde  $OA$  e  $OB$  são expressos por meio das Equações 50 e 51.

$$OA = \left\{ \frac{1}{2} \left[ E_x^2 + E_y^2 + (E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(2\Delta\phi))^{1/2} \right] \right\} \quad (50)$$

$$OB = \left\{ \frac{1}{2} \left[ E_x^2 + E_y^2 - (E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(2\Delta\phi))^{1/2} \right] \right\} \quad (51)$$

E o ângulo de inclinação  $\tau$  é expresso pela Equação 52.

$$\tau = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \tan^{-1} \left( \frac{2E_x E_y}{E_x^2 - E_y^2} \cos(\Delta\phi) \right) \quad (52)$$

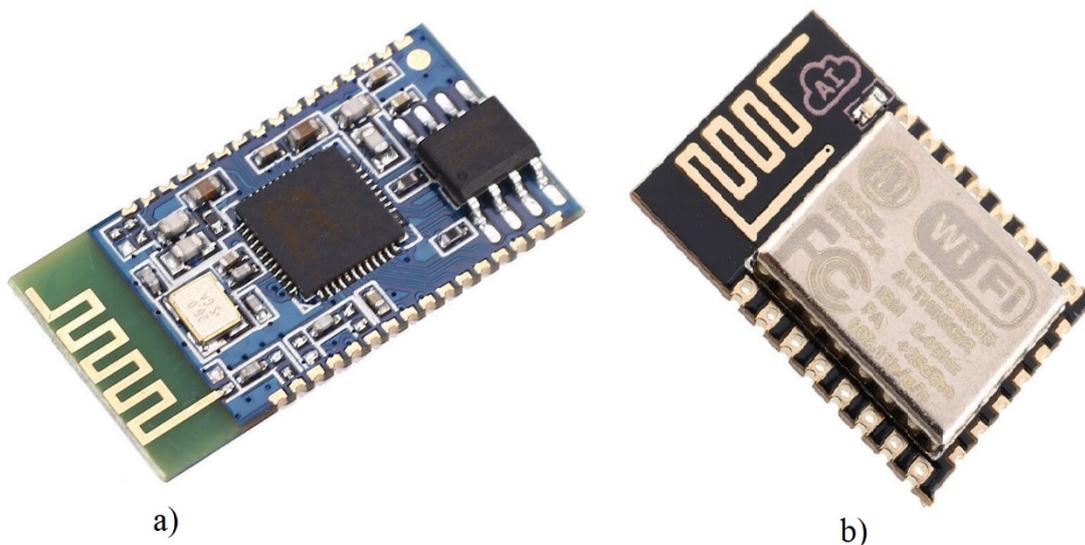
Para que a onda eletromagnética apresente polarização circular o valor da razão axial deverá ser igual a 1, ou seja, ganho de 0 dB. Para o caso da polarização linear, a razão axial tenderá ao infinito. Uma razão axial compreendida entre 3 e 6 dB, em termos práticos, implica polarização elíptica (KUMAR e RAY, 2003). Segundo Luo *et al.* (2017), para que haja uma polarização circular, a razão axial pode atingir um valor limite de até 3 dB dentro da largura de banda em torno da frequência de ressonância da antena.

### 2.3 ANTENAS DE LINHA DOBRADA DE MICROFITA (*MICROSTRIP MEANDER LINE ANTENNAS*)

As antenas de linha dobrada de microfita, mais conhecidas como *Microstrip Meander Line Antennas* (MMLAs) são uma topologia de antenas de microfita. A ideia inicial foi proposta por Rashed e Tai (1991) em artigo intitulado “*A New Class of Resonant Antennas*” para o caso de antenas convencionais de fio, onde buscou-se uma miniaturização de uma antena monopolo filamentar dobrando-a em ângulos de 90° para obter a frequência de ressonância desejada.

Uma MMLA encolhe o comprimento elétrico de um monopolo ou dipolo convencional dobrando este comprimento para frente e para trás em ângulos retos formando múltiplas voltas. Esta topologia é desejável quando se busca a ressonância em frequências baixas pois reduzirá o espaço físico ocupado pela antena. São amplamente utilizadas em dispositivos transmissores e receptores miniaturizados bem como em *tags* de RFID (*Radio - Frequency Identification*). São de fácil integração com o circuito impresso existente e são flexíveis quanto ao seu formato (OLAODE; PALMER; JOINES, 2012). A Figura 22 ilustra o aspecto físico das MMLAs e exemplos de suas aplicações práticas em dispositivos comerciais.

Figura 22 – a) Módulo receptor de áudio *bluetooth* e sua MMLA embarcada, b) Módulo *wi-fi* ESP-15 e sua MMLA embarcada

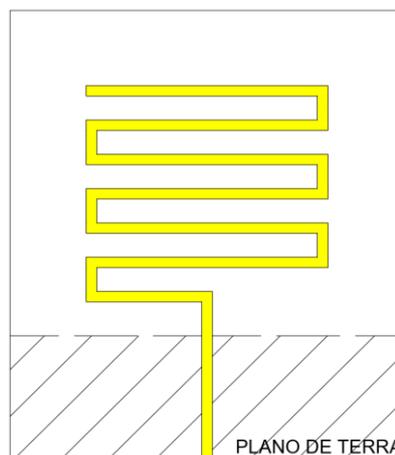


Fonte: a) GROBOTRONICS, 2019; b) EBAY, 2019

As MMLAs apresentam, em geral; baixa eficiência de radiação, baixo ganho e uma largura de banda estreita. Podem apresentar vários modos de operação, sendo boas alternativas para dispositivos de comunicação que utilizam múltiplas bandas de operação. (A MCCORMICK, 2015) Os parâmetros físicos da MMLA, tais como: quantidade de voltas, espaçamento entre voltas, largura, comprimento, altura e permissividade do substrato utilizado, dentre outros; estão diretamente ligados aos parâmetros de desempenho da antena em questão. Parâmetros de desempenho, tais como ganho e polarização podem ser alterados por meio da mudança nos parâmetros físicos da MMLA (SHARAWI; FAOURI; IQBAL, 2011).

Por se tratar de um tipo de antena de microfita deve-se levar em consideração o comprimento de onda guiado ( $\lambda_g = \lambda_0/\epsilon_{ref}$ ) no cálculo de duas dimensões, que são obtidas em função do comprimento de onda na frequência de ressonância desejada. Ou seja, os parâmetros físicos da antena sofrerão uma redução em função da permissividade do substrato adotado (NAKANO et al., 1989). Por este motivo, são antenas leves e de baixo custo (a depender do substrato adotado). A Figura 23 apresenta o aspecto de uma MMLA em sua configuração clássica com plano de terra parcial.

Figura 23 - Antena de linha dobrada

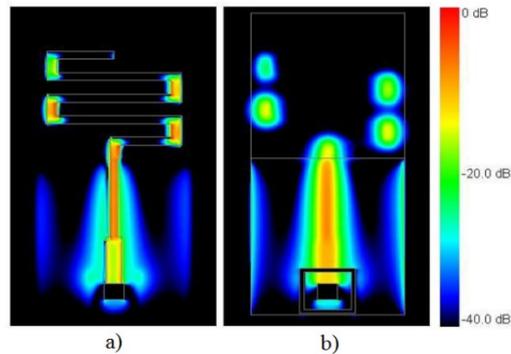


Fonte: Autoria própria

A antena de linha dobrada funciona como um circuito LC em situação de ressonância. Os trechos verticais da antena de linha dobrada funcionam como indutores paralelos a cada par dos trechos horizontais, que atuam como capacitores. A corrente em cada par de trechos horizontais flui em direções opostas e se cancelam na região de campo

distante. A radiação é produzida pela soma da contribuição dos trechos verticais menores. Fazendo referência a Figura 23, a polarização do campo elétrico no campo distante é ao longo do eixo Y (BANCROFT, 2009). A Figura 24 apresenta a densidade de corrente da antena de linha dobrada proposta por Tondare (2014).

Figura 24 - Densidade de corrente no *patch* da antena (a) e no plano de terra (b)

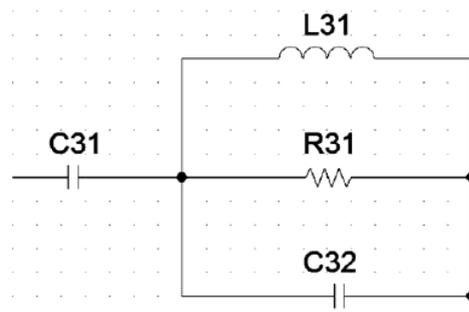


Fonte: TONDARE, 2014

A polarização depende da radiação dos trechos verticais e do espaçamento entre as voltas. Se o espaçamento for pequeno o acoplamento será maior, afetando a pureza da polarização do padrão de radiação resultante. A resistência de radiação, eficiência e largura de banda são diretamente proporcionais à área da antena; e o padrão de radiação é próximo ao omnidirecional para o caso de um plano de terra parcial (OGHEROHWO et al., 2015).

A McCormick (2015) apresenta o circuito equivalente de uma MMLA bem como as equações referentes as contribuições capacitivas, indutivas e frequência de ressonância em função destas contribuições. O circuito equivalente de uma MMLA é uma versão modificada do circuito equivalente do dipolo convencional filamental em linha reta adicionado de algumas modificações. A Figura 25 apresenta o circuito equivalente de um dipolo filamental em linha reta que será adotado para o caso da MMLA.

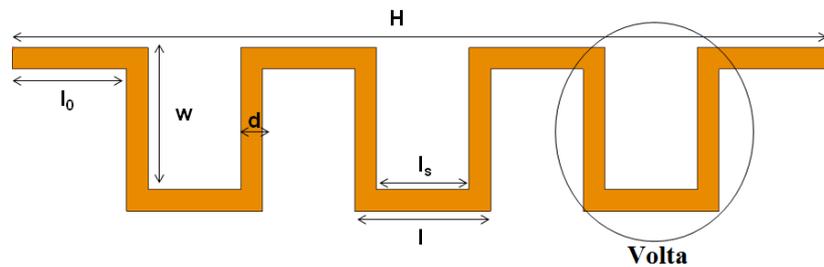
Figura 25 - Circuito equivalente do dipolo em linha reta



Fonte: A MCCORMICK, 2015

A Figura 26 ilustra um dos braços do dipolo dobrado com três voltas e suas respectivas dimensões. A McCormick (2015) define uma volta como uma seção individual composta por três segmentos adicionais, conforme também ilustra a Figura 26. É importante ressaltar que as equações são dependentes do número de voltas e um modelo diferente do apresentado na Figura 26 implicará em equações diferentes.

Figura 26 - Braço do dipolo dobrado



Fonte: A MCCORMICK, 2015

Fazendo referência a Figura 25 e a Figura 26, as Equações 53 a 57 são as equações do circuito equivalente do dipolo filamentar em linha reta adaptadas para caso da antena de linha dobrada.

$$C_{31} = \left\{ \frac{12.0674(L - 2wN)}{\log\left(\frac{2L - 2wN}{a}\right) - 0.7245} \right\} pF \quad (53)$$

$$C_{32} = 2(L - 2wN) \left\{ \frac{0.89075}{\left(\log\frac{2(L - 2wN)}{a}\right)^{0.8006} - 0.861} - 0.02541 \right\} pF \quad (54)$$

$$L_{31} = 0.2L \left\{ \left( 1.4813 \log \left( \frac{2L}{a} \right) \right)^{1.012} - 0.6188 \right\} \mu H \quad (55)$$

Onde  $L$  é o comprimento total do fio em linha reta ( $L = 7l + 6w$ ),  $d$  é a largura da volta,  $N$  é o número de voltas e  $a$  é o raio equivalente do fio. A McCormick (2015) apresenta uma relação entre o raio da antena filamental ( $a$ ) e o equivalente em largura para uma linha de microfita ( $w$ ), que é o caso de uma MMLA, onde: ( $w = d/4$ ).

As Equações 53 e 54 não levam em consideração os segmentos horizontais da antena. A autoindutância de um fio permanece relativamente inalterada desde que o comprimento do segmento horizontal,  $w$ , seja eletricamente pequeno. Desta forma, o valor para  $L_{31}$  é aproximadamente igual à autoindutância de um dipolo reto filamental.

$$C_m = \left\{ \frac{\pi \epsilon_0 w}{\ln \left( \frac{l_s}{a} + \sqrt{\left( \frac{l_s}{a} \right)^2 - 1} \right)} \right\} F \quad (56)$$

A Equação 56 determina a capacitância mútua entre as seções de linha condutoras adjacentes, onde  $l_s$  é o espaçamento entre os dois condutores paralelos que formam uma volta. A Equação 57 apresenta a frequência de ressonância ( $f_0$ ) estimada para a MMLA. Essas equações são aproximadas para um MMLA para um número de voltas entre 1 e 6, com um erro inferior a 15%, apresentando uma boa aproximação para realização do projeto de antenas de linha dobrada.

$$f_0 = \left\{ \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{31} \left( C_{31} + C_{32} + \frac{C_m}{2(2N - 1)} \right)}} \right\} Hz \quad (57)$$

Calla et al. (2008) apresenta equações empíricas aproximadas para o projeto de MMLAs de três voltas. Segundo Calla et al. (2008) o primeiro passo para o cálculo das dimensões aproximadas de uma MMLA com três voltas consiste em determinar o comprimento de onda guiado ( $\lambda_g$ ) no substrato utilizado. A Equação 58 apresenta este cálculo onde  $\lambda$  é o comprimento de onda na frequência de operação da antena ( $f$ ) no

espaço livre,  $c$  é a velocidade da luz no vácuo,  $\epsilon_{ref}$  é a permissividade elétrica relativa e que depende da largura da linha ( $w$ ), da altura do substrato ( $h$ ) e de sua permissividade elétrica efetiva ( $\epsilon$ ).

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} = \frac{c/f}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (58)$$

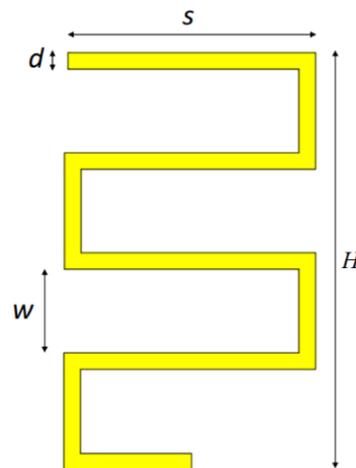
As dimensões do elemento radiante são todas determinadas como uma fração do comprimento de onda guiado ( $\lambda_g$ ) calculado. As Equações de 59 a 61 apresentam estas dimensões sendo  $H$  o comprimento do elemento radiante,  $s$  a largura da antena e  $d$  o espaçamento entre as voltas, respectivamente; conforme ilustra a Figura 27. A largura da linha ( $w$ ) é determinada de forma empírica.

$$H = 0,70\lambda_g \quad (59)$$

$$s = 0,42\lambda_g \quad (60)$$

$$w = 0,16\lambda_g \quad (61)$$

Figura 27 - Modelo de uma MMLA proposta por Calla et al. (2008)



Fonte: Adaptado de CALLA ET AL., (2008)

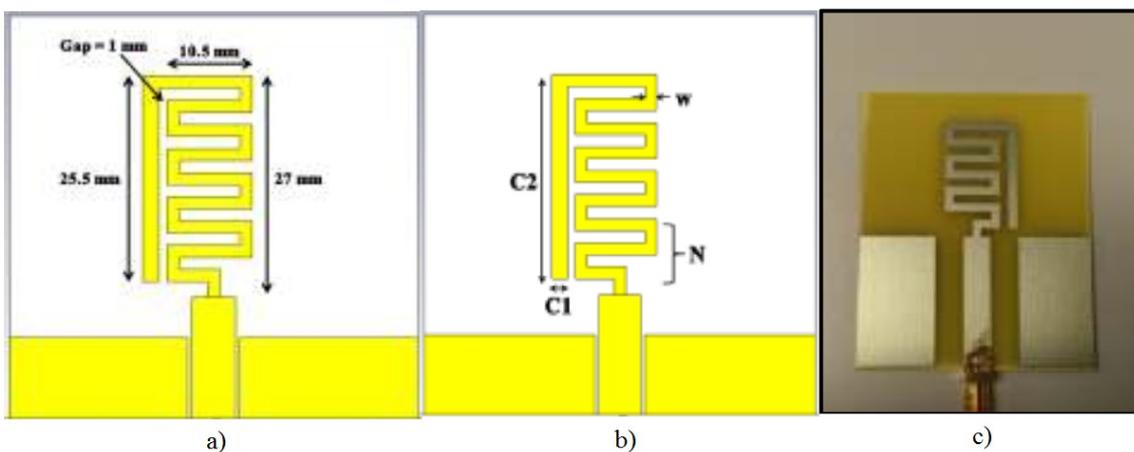
### 2.3.1 Artigos relacionados à MMLAs

Esta seção apresenta artigos apresentados em congressos ou publicados em revistas onde as MMLAs foram propostas com a finalidade de atender as mais diversas necessidades, tais como: aplicações para *energy harvesting*, antenas com baixos níveis de SAR (*Specific Absorption Rate*), antenas com comportamento multibanda e antenas omnidirecionais.

Zakaria et al. (2013) realizou um estudo paramétrico nas dimensões de uma MMLA *dual band* para aplicações em *energy harvesting*. O conceito de *energy harvesting* (colheita de energia) consiste na conversão da energia eletromagnética presente no ambiente em energia elétrica. Para isto, se faz necessário o uso de uma antena eficiente. A antena recebe os sinais de rádio frequência do ambiente e, posteriormente, um circuito retificador extrai a energia desses sinais e os converte em tensão contínua.

A antena proposta por Zakaria et al. (2013) utilizou um substrato com permissividade elétrica  $\epsilon_r = 4,4$  e altura  $h = 1,6$  mm. A alimentação foi feita por meio de uma linha de transmissão CPW (Coplanar Waveguide) de  $50\Omega$ . Uma linha condutora de altura de 25,5 mm foi adicionada ao final da MMLA. A Figura 28 apresenta a antena proposta por Zakaria et al. (2013).

Figura 28 – Antena proposta por Zakaria et al. (2013): a) Dimensões da antena, b) Dimensões que foram variadas, c) Antena construída



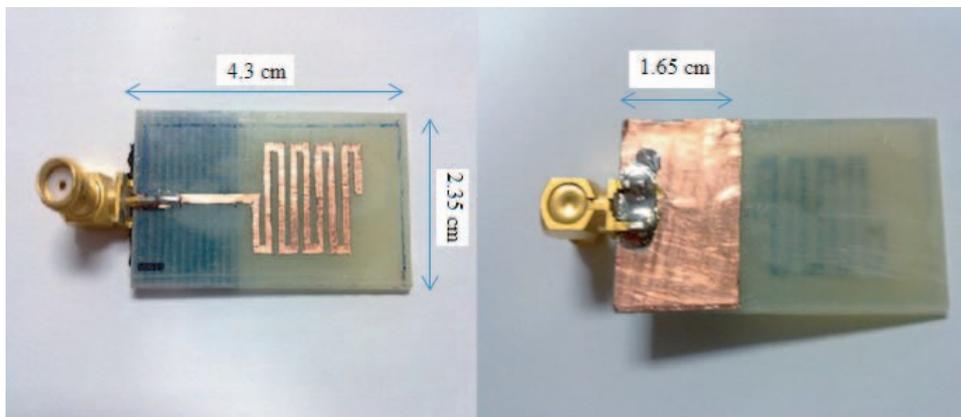
Fonte: Adaptado de ZAKARIA et al. (2013)

As dimensões otimizadas obtidas por meio do estudo paramétrico foram:  $C1 = 2$  mm,  $C2 = 25,5$  mm,  $N = 4$  mm e  $w = 1,5$  mm. Os resultados obtidos por meio de medição

da antena mostraram que a antena apresentou ressonância em duas frequências, sendo elas: 930 MHz (RL = -16,18 dB; BW = 33,1 MHz e ganho = - 0,23 dB) e 1770 MHz (RL = -28,16 dB; BW = 114,2 MHz e ganho = 1,14 dB). Ou seja, uma antena de dimensões reduzidas quando comparadas com os comprimentos de onda das respectivas frequências de ressonância e um valor de largura de banda alto para cada modo. O ganho, no entanto, é relativamente baixo. O diagrama de radiação obtido foi omnidirecional por se tratar de uma configuração CPW.

Sharawi; Faouri; Iqbal (2011) propuseram uma antena eletricamente pequena para a faixa LTE (*Long Term Evolution*) de 800 MHz. Antenas eletricamente pequenas são antenas que podem ser inseridas em uma esfera radiana, o que significa que a relação  $ka < 1$  deve ser satisfeita, onde  $k = 2\pi/\lambda$  e  $a$  é o maior diâmetro do círculo que inclua a antena completa. A MMLA proposta por Sharawi; Faouri; Iqbal (2011) possui configuração clássica com plano de terra parcial. A Figura 29 mostra a antena construída e as dimensões da área ocupada pela antena.

Figura 29 - Antena proposta por Sharawi; Faouri; Iqbal (2011)



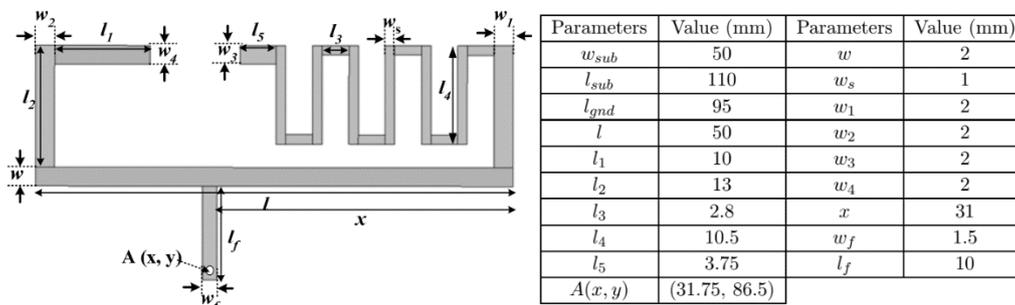
Fonte: SHARAWI; FAOURI; IQBAL (2011)

Foi utilizado um substrato FR4 com permissividade elétrica  $\epsilon_r = 4,4$  e altura  $h = 1,56$  mm. Foi utilizado como porta de alimentação da antena um conector SMA com montagem em ângulo reto. A área ocupada pela antena é aproximadamente 1/4 do tamanho de um dispositivo móvel convencional. Esta é uma grande vantagem pois os aparelhos LTE devem possibilitar o uso de MIMO (*Multiple Inputs Multiple Outputs*), fazendo-se necessário o uso de várias antenas. O fator  $ka$  obtido foi de 0,79 caracterizando a antena como eletricamente pequena.



Bharti et al. (2014) propuseram uma antena multibanda também para aplicações em dispositivos móveis portáteis de uso pessoal. A antena foi caracterizada quanto ao seu comportamento no espaço livre e no ambiente em que foi proposta, dispositivos móveis, a fim de obter os valores de SAR. A antena consiste em dois braços ressonantes sendo um em forma de “C” e uma linha dobrada conectada por uma linha em “L”. O plano de terra possui dimensões compatíveis para um dispositivo móvel a fim de representar a influência deste dispositivo no comportamento da antena. A Figura 31 apresenta o aspecto da antena e suas dimensões.

Figura 31 – Antena proposta por Bharti et al. (2014)



Fonte: BHARTI et al., 2014

A antena foi fabricada utilizando um substrato (FR4) com permissividade elétrica  $\epsilon_r = 4,4$  e altura  $h = 0,8$  mm. As medições mostraram que a antena apresentou ressonância em duas faixas de frequência, sendo elas: 0,885 GHz - 0,962 GHz para aplicações em banda GSM900 e 1,69 GHz - 3,8 GHz para aplicações em GSM, UMTS, IMT 2000, WLAN e WiMAX.

A antena apresentou um diagrama de radiação omnidirecional para toda a largura de banda estudada e um ganho máximo de 4,5 dBi para a frequência de 3,7 GHz de foi obtido. A eficiência de radiação da antena ficou compreendida entre 73 e 93% dentro das frequências que apresentaram boas características de radiação.

Por último, foram realizadas simulações a fim de se obter os valores de taxa de absorção (SAR) máximo da antena em suas frequências de operação. Obteve-se um SAR máximo de 1,16 mW/g na frequência de 0,925 GHz, bem abaixo do valor limite máximo de 1,6 mW/g, indicando que esta antena é uma boa opção para aplicação em dispositivos móveis devido a suas frequências de ressonância de interesse e baixo nível de SAR observado.

### 3 MATERIAIS E MÉTODOS

Este capítulo apresenta a metodologia utilizada para atingir os objetivos deste trabalho. A fim de se observar a influência nos parâmetros de desempenho das antenas foi realizado um estudo paramétrico por meio da simulação de diversas modificações realizadas a partir da MMLA padrão. As antenas simuladas foram então construídas a fim de validar o estudo. Estas topologias são apresentadas ao decorrer do capítulo.

A antena padrão consiste na MMLA clássica com plano de terra parcial e será denominada Antena 1. Esta Foi projetada para uma frequência de ressonância de 2,45 GHz, operando na banda ISM (2,400-2,4835 GHz) devido à grande aplicabilidade desta banda nos mais diversos sistemas de comunicação existentes; tais como *Bluetooth* e o protocolo de comunicação 802.11.

As dimensões do elemento radiante (*patch*) da Antena 1 foram calculadas por meio das Equações 58 a 61. Foi utilizado um substrato de fibra de vidro FR4 com permissividade elétrica  $\epsilon_r = 4,4$  e altura  $h = 1,54$  mm devido ao baixo custo deste substrato. O casamento de impedância entre o *patch* e a linha de transmissão foi realizado por meio da técnica do transformador de impedância, conforme apresenta a Equação 12. A largura do transformador de impedância foi obtida por meio de simulação computacional utilizando a ferramenta *optmetrics* do software Ansys HFSS19® (*High Frequency Structure Simulator*), onde a Antena 1 como um todo também foi simulada. Utilizando a ferramenta *optmetrics*, a largura do transformador de  $\frac{1}{4}$  de onda foi variada de 1 a 10 mm à um passo de 1 mm. A largura que apresentou o melhor casamento de impedância foi então adotada.

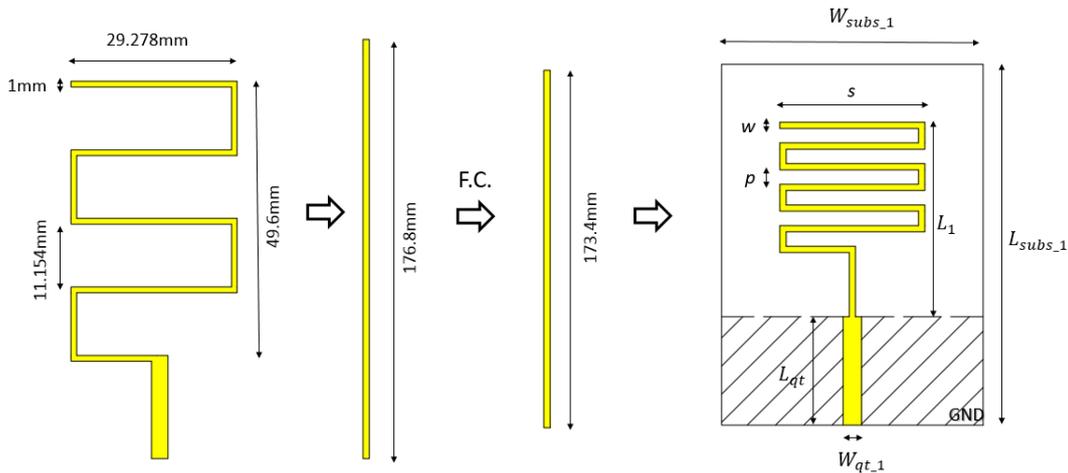
À Antena 1 foi aplicado um fator de compactação (F.C.) a fim de ajusta-la para a frequência de ressonância desejada, 2,45 GHz; tendo em vista o fato de que o método apresentado de cálculo das dimensões não foi preciso o suficiente e a frequência de ressonância simulada obtida foi diferente da desejada. Este fator foi proposto por Oliveira (2008) e pode ser expresso por meio da Equação 62.

$$F. C. = \frac{f_{res (simulada)}}{f_{res (desejada)}} \times 100 \quad (62)$$

O F.C. obtido de 1,92% foi aplicado apenas no comprimento esticado em linha reta (desdobrando-se as voltas) da Antena 1 como um todo. A sua forma geométrica

(espaçamento entre as voltas, quantidade de voltas, largura e comprimento) foi modificada para um melhor aproveitamento do espaço físico ocupado pela antena bem como para um melhor acoplamento entre os elementos horizontais da antena. A Figura 32 ilustra este procedimento.

Figura 32 - Procedimento utilizado para obtenção das dimensões do *patch* da Antena 1



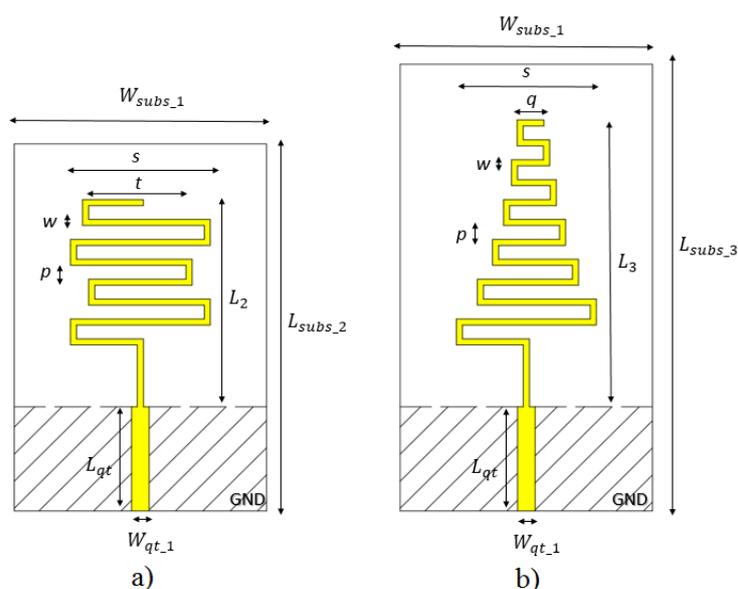
Fonte: Autoria própria

A Tabela 2 apresenta as dimensões da Antena 1. Segundo Gharbi et al. (2017), a fim de se minimizar efeitos de franjamento, as dimensões do substrato são as maiores dimensões da antena no sentido  $x$  e  $y$  acrescidos de  $6 \cdot h$ . Esta consideração foi aplicada ao substrato desta e de todas as outras antenas que serão posteriormente apresentadas.

De posse das dimensões da Antena 1, foram obtidas as antenas MMLA com seus segmentos verticais assimétricos (Antena 2) e a MMLA log-periódica (Antena 3) sendo todos estes três primeiros casos com seus respectivos planos de terra parciais. O procedimento de obtenção das dimensões das Antenas 2 e 3 foi análogo à Antena 1: o comprimento esticado foi rearranjado a fim de obter o formato físico desejado.

Para a Antena 2, os segmentos verticais foram posicionados de forma assimétrica em relação ao eixo de simetria, o que também causou diminuição no comprimento dos segmentos horizontais. A separação entre os segmentos horizontais é a mesma. Para o caso da Antena 3, a separação entre os segmentos horizontais foi mantida a mesma enquanto o comprimento destes segmentos foi diminuído a uma razão log-periódica de 75% e os segmentos verticais mantiveram-se iguais. As dimensões do transformador de  $\frac{1}{4}$  de onda foram mantidas. A Figura 33 apresenta o aspecto das Antenas 2 e 3.

Figura 33 - a) Dimensões da Antena 2, b) Dimensões da Antena 3



Fonte: Autoria própria

A Tabela 2 apresenta os valores das dimensões das Antenas 1, 2 e 3. Todas as dimensões estão em milímetros.

Tabela 2 - Dimensões das Antenas 1, 2 e 3

$s$	$w$	$p$	$t$	$q$	$L_{qt}$	$W_{qt_1}$
23,0	1,0	2,3	17,0	4,4	17,28	2,9
$L_1$	$L_2$	$L_3$	$W_{subs_1}$	$L_{subs_1}$	$L_{subs_2}$	$L_{subs_3}$
31,0	34,35	47,55	41,48	57,57	60,87	64,07

Fonte: Autoria própria

As antenas 1, 2 e 3 foram simuladas utilizando o *software* Ansys HFSS19® e seus parâmetros de desempenho obtidos para fim de comparação entre elas e entre os resultados medidos.

A partir das Antenas 1, 2 e 3 foram derivadas novas três antenas onde a única diferença é o plano de terra que agora é completo para as três novas antenas. Esta mudança, no entanto, provocou um descasamento de impedância entre o *patch* e a alimentação; que foi observado por meio de simulação computacional utilizando o *software* Ansys HFSS19®.

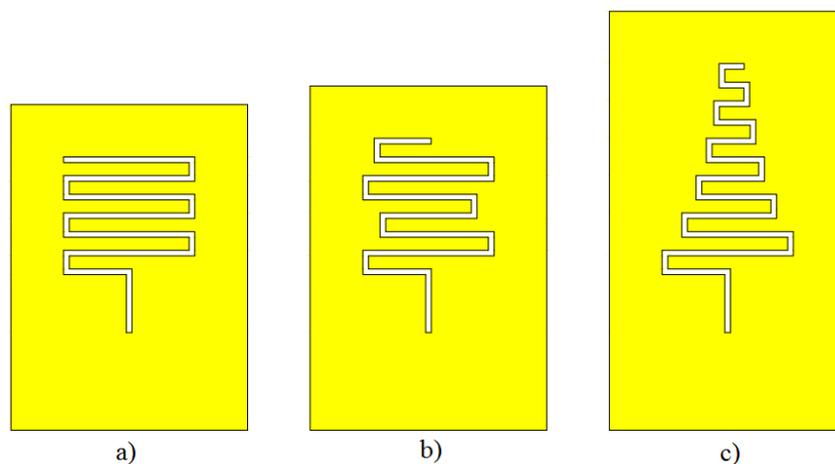
Desta forma, a ferramenta *optmetrics* do *software* Ansys HFSS19® foi novamente utilizada a fim de se obter uma dimensão para a largura do transformador de

quarto de onda onde fosse obtido o devido casamento de impedância entre o *patch* e a linha de alimentação da antena. Este procedimento retornou o valor de  $W_{qt_2} = 6,4 \text{ mm}$ . Essa largura do transformador de  $\frac{1}{4}$  de onda foi adotada para as três novas antenas, agora denominadas Antena 4, Antena 5 e Antena 6. O formato do *patch* destas antenas é o mesmo das Antenas 1, 2 e 3; respectivamente.

A terceira modificação nas Antenas 1, 2 e 3 consistiu em uma nova mudança também no plano de terra destas. O plano de terra passou a ser vazado com o mesmo formato do *patch* para as respectivas antenas. Essas novas antenas são denominadas Antena 7, Antena 8 e Antena 9 e, analogamente ao caso anterior, possuem as mesmas dimensões de *patch* das Antenas 1, 2 e 3; respectivamente.

Novamente, constatou-se na simulação um descasamento de impedância entre o *patch* e a linha de transmissão e a ferramenta *optmetrics* foi novamente utilizada a fim de se obter um valor otimizado para a largura do transformador de  $\frac{1}{4}$  de onda. O valor obtido foi  $W_{qt_3} = 7,6 \text{ mm}$ . Este valor foi adotado nas três novas antenas. A Figura 34 mostra o plano de terra das Antenas 7, 8 e 9; onde a porção em amarelo representa o cobre.

Figura 34 – Vista do plano de terra para: a) Antena 7, b) Antena 8, C) Antena 9



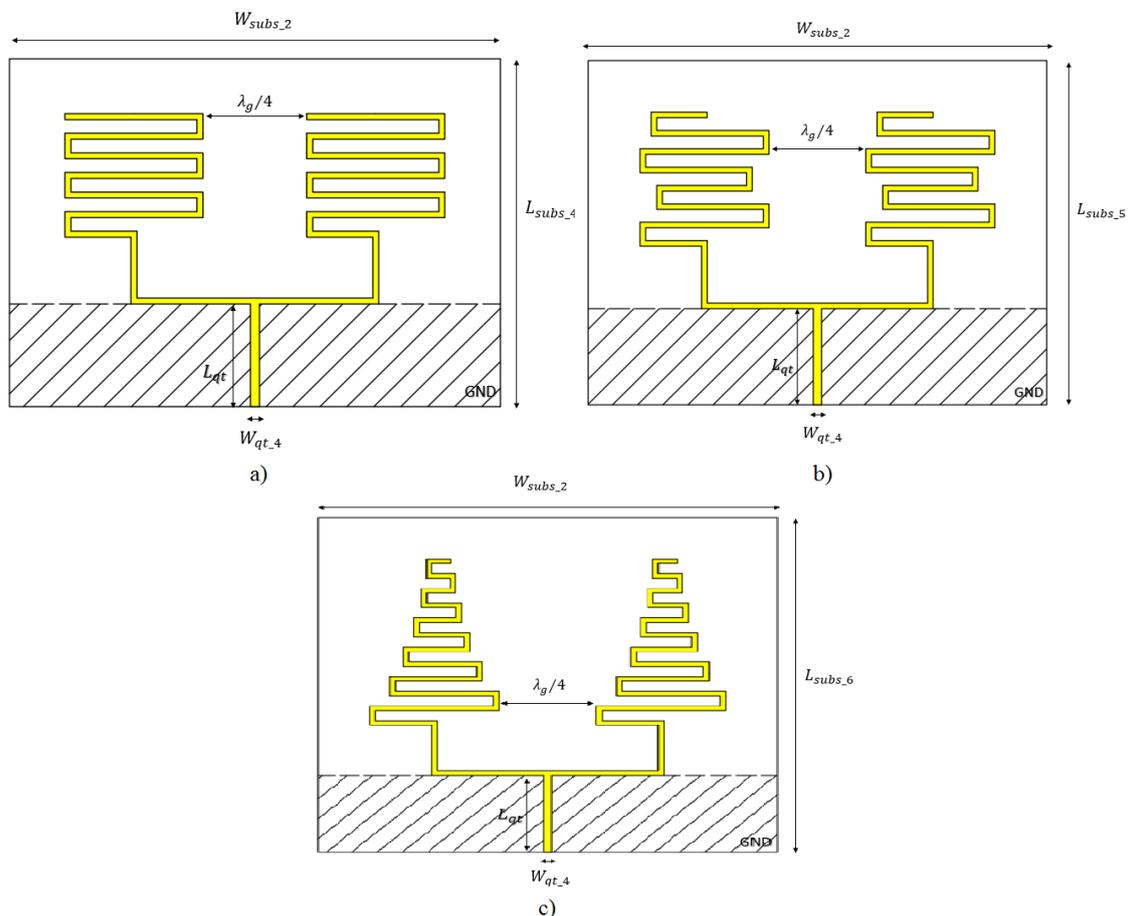
Fonte: Autoria própria

A próxima etapa do estudo consistiu na simulação de antenas análogas as Antenas 1 a 9 apresentadas, porém em nova configuração com braços duplos. As dimensões dos elementos radiantes das respectivas topologias apresentadas foram mantidas e a separação entre os braços é de  $\frac{1}{4}$  do comprimento de onda guiado ( $\lambda_g/4$ ). A largura do transformador de  $\frac{1}{4}$  de onda foi, novamente, obtida utilizando a ferramenta *optmetrics* do

software Ansys High Frequency Structure Simulator HFSS19<sup>®</sup> para cada caso devido ao descasamento de impedância também observado em cada situação de planos de terra.

As Antenas 10 a 12 possuem plano de terra parcial e são, respectivamente; a configuração de MMLA clássica, MMLA assimétrica e MMLA log-periódica. Ou seja, são análogas às Antenas 1 a 3; respectivamente. As simulações mostraram que um valor de  $W_{qt\_4} = 1,5 \text{ mm}$  promove o devido casamento de impedância entre o patch e a linha de transmissão e esta dimensão foi aplicada às Antenas 10 a 12. As dimensões dos substratos são:  $W_{subs\_2} = 81,76 \text{ mm}$  ,  $L_{subs\_4} = 58,57 \text{ mm}$  ,  $L_{subs\_5} = 61,87 \text{ mm}$  ,  $L_{subs\_6} = 75,07 \text{ mm}$ . A Figura 35 mostra o aspecto destas antenas.

Figura 35 – a) Antena 10, b) Antena 11, c) Antena 12



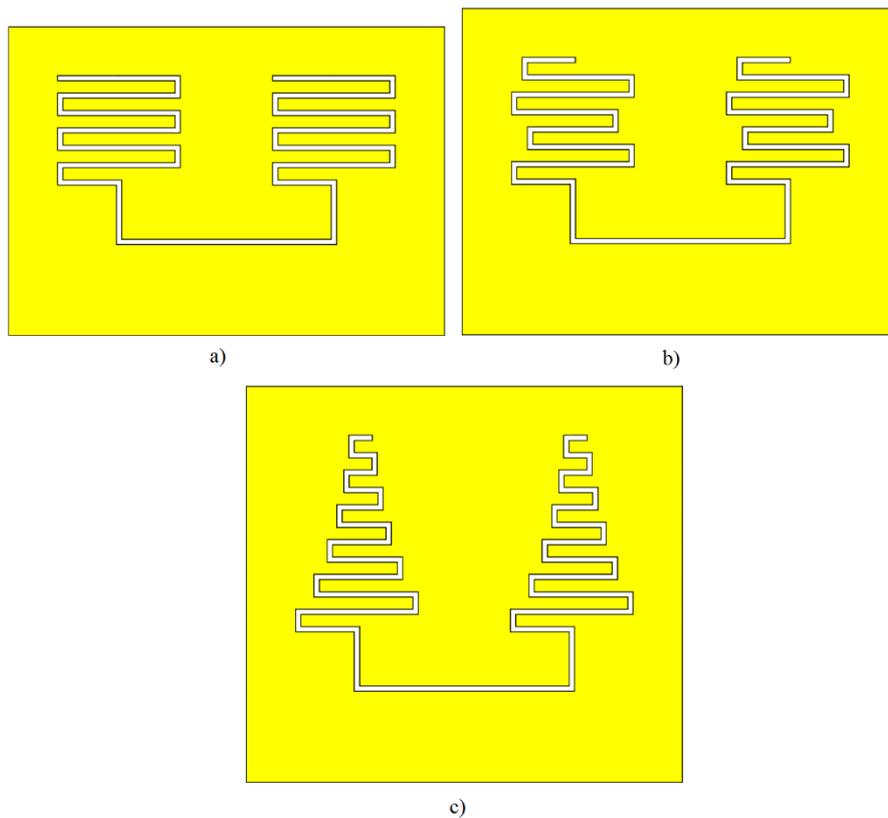
Fonte: Autoria própria

As próximas antenas consistem no mesmo desenho de *patch* das Antenas 10, 11 e 12; mas com plano de terra cheio e novo valor de largura para o transformador de  $\frac{1}{4}$  de onda para realização do casamento de impedância ( $W_{qt\_5} = 9,2 \text{ mm}$ ) entre o *patch* e a linha de transmissão. Este valor de largura é o mesmo para as três antenas. As dimensões

do substrato foram mantidas. Estas antenas são denominadas Antena 13, Antena 14 e Antena 15.

A próxima modificação foi realizada também no plano de terra onde este passou a ser vazado nas mesmas dimensões dos seus respectivos elementos radiantes das Antenas 10, 11 e 12 apresentados na Figura 35. Essas novas antenas são denominadas Antena 16, Antena 17 e Antena 18. A largura obtida por simulação do transformador de  $\frac{1}{4}$  de onda foi  $W_{qt_6} = 5,4 \text{ mm}$  e as dimensões do substrato foram mantidas as mesmas. A Figura 36 mostra o plano de terra das Antenas 16, 17 e 18; onde a porção em amarelo representa o cobre.

Figura 36 - Plano de terra para: a) Antena 16, b) Antena 17, C) Antena 18



Fonte: Autoria própria

A Tabela 3 relaciona o número de cada antena apresentada até aqui com sua respectiva topologia a fim de facilitar a leitura dos resultados que serão apresentados no próximo capítulo.

Tabela 3 – Antenas estudadas e suas respectivas topologias

<b>Antena</b>	<b>Topologia</b>
Antena 1	MMLA Clássica simples com plano de terra parcial
Antena 2	MMLA Assimétrica simples com plano de terra parcial
Antena 3	MMLA Log-periódica simples com plano de terra parcial
Antena 4	MMLA Clássica simples com plano de terra cheio
Antena 5	MMLA Assimétrica simples com plano de terra cheio
Antena 6	MMLA Log-periódica simples com plano de terra cheio
Antena 7	MMLA Clássica simples com plano de terra vazado
Antena 8	MMLA Assimétrica simples com plano de terra vazado
Antena 9	MMLA Log-periódica simples com plano de terra vazado
Antena 10	MMLA Clássica dupla com plano de terra parcial
Antena 11	MMLA Assimétrica dupla com plano de terra parcial
Antena 12	MMLA Log-periódica dupla com plano de terra parcial
Antena 13	MMLA Clássica dupla com plano de terra cheio
Antena 14	MMLA Assimétrica dupla com plano de terra cheio
Antena 15	MMLA Log-periódica dupla com plano de terra cheio
Antena 16	MMLA Clássica dupla com plano de terra vazado
Antena 17	MMLA Assimétrica dupla com plano de terra vazado
Antena 18	MMLA Log-periódica dupla com plano de terra vazado

Fonte: Autoria própria

Após realizadas todas as simulações computacionais e ajustes descritos as Antenas 1 a 10 foram construídas. As antenas 11 a 18 tiveram apenas seus resultados simulados obtidos e que serão posteriormente apresentados. Para construção das antenas foi utilizada uma placa de substrato de características elétricas e físicas anteriormente descritas com seus dois lados cobreados.

Cada desenho foi impresso nos seus respectivos lados utilizando uma impressora ultravioleta (UV). Após impressas, as placas passaram por um processo de corrosão utilizando percloroeto de ferro a fim de se retirar o cobre exposto, deixando apenas os desenhos do *patch* e plano de terra apresentados para cada antena.

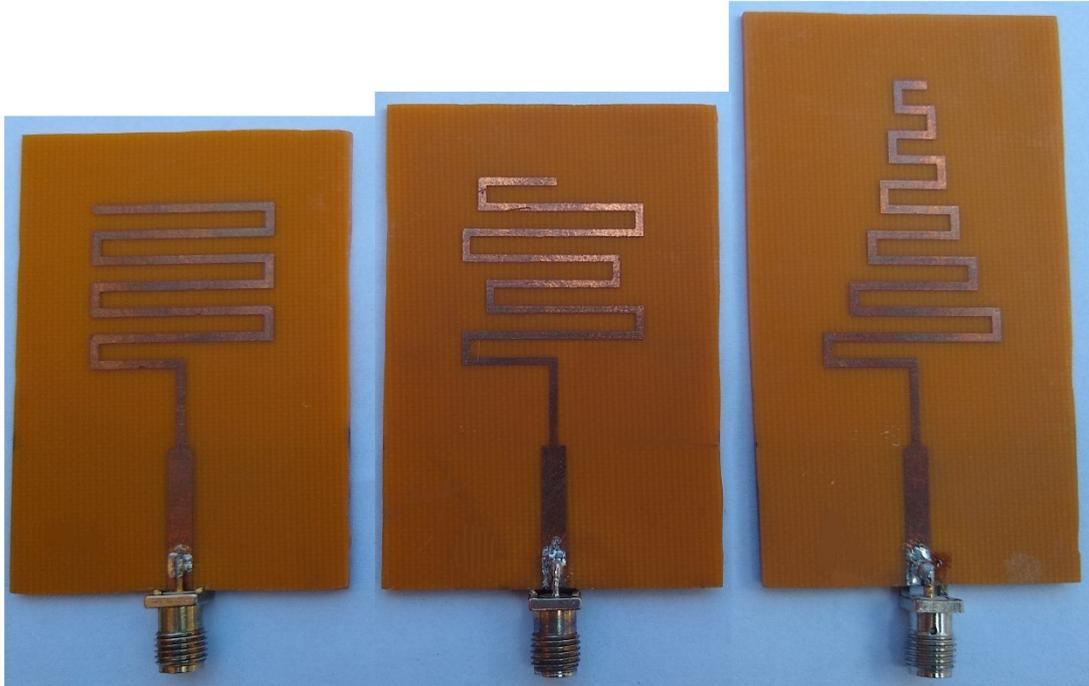
A Figura 37 mostra as vistas superior e posterior das antenas 1 a 3 construídas

Figura 37 - Antenas 1 a 3 construídas

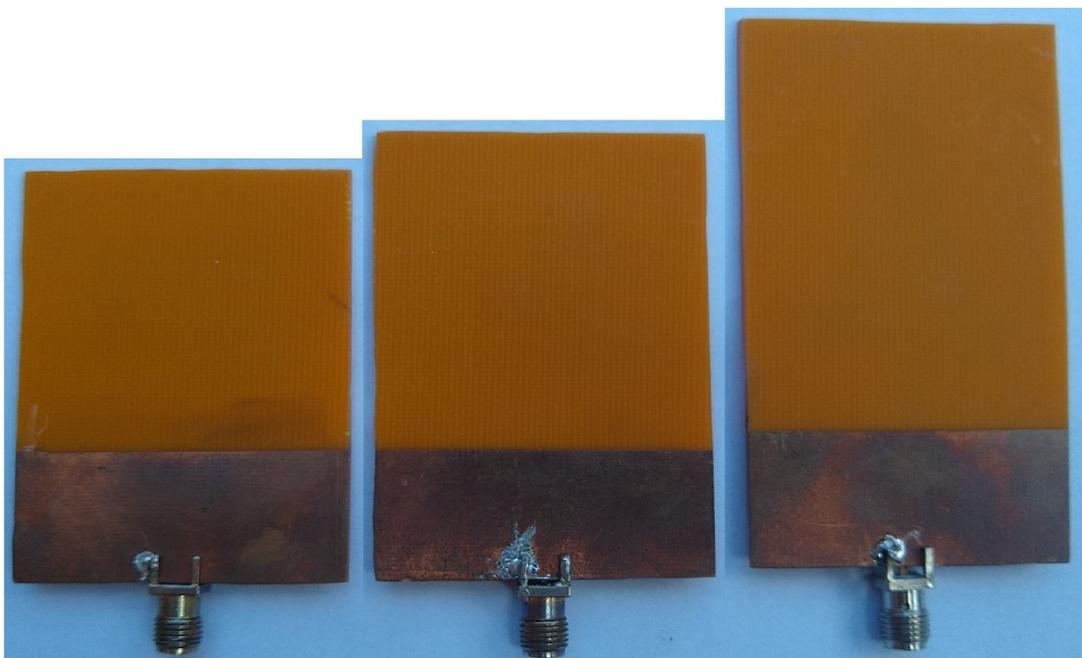
Antena 1

Antena 2

Antena 3



Vista superior



Vista posterior

Fonte: Autoria própria

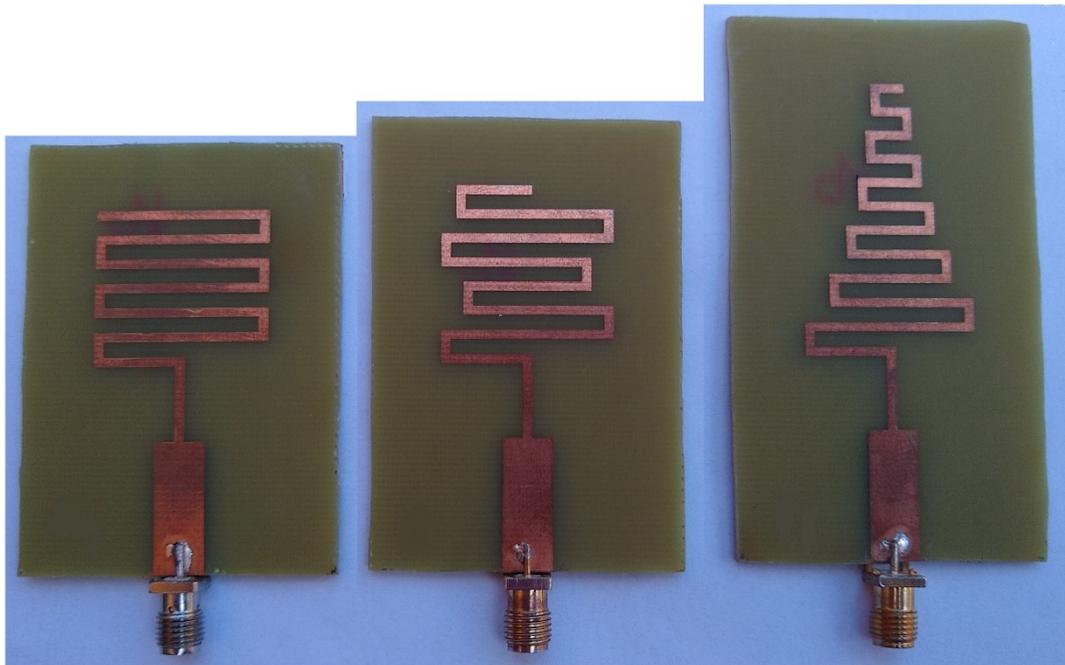
A Figura 38 mostra as vistas superior e posterior das antenas 4 a 6 construídas

Figura 38 - Antenas 4 a 6 construídas

Antena 4

Antena 5

Antena 6



Vista superior



Vista posterior

Fonte: Autoria própria

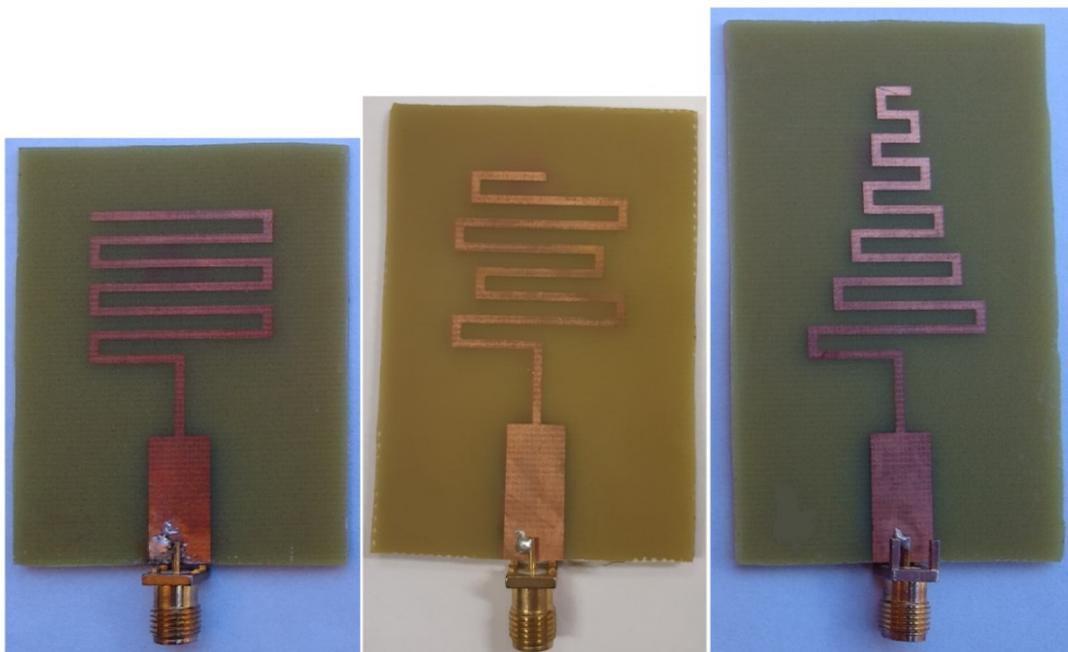
A Figura 39 mostra as vistas superior e posterior das antenas 7 a 9 construídas

Figura 39 - Antenas 7 a 9 construídas

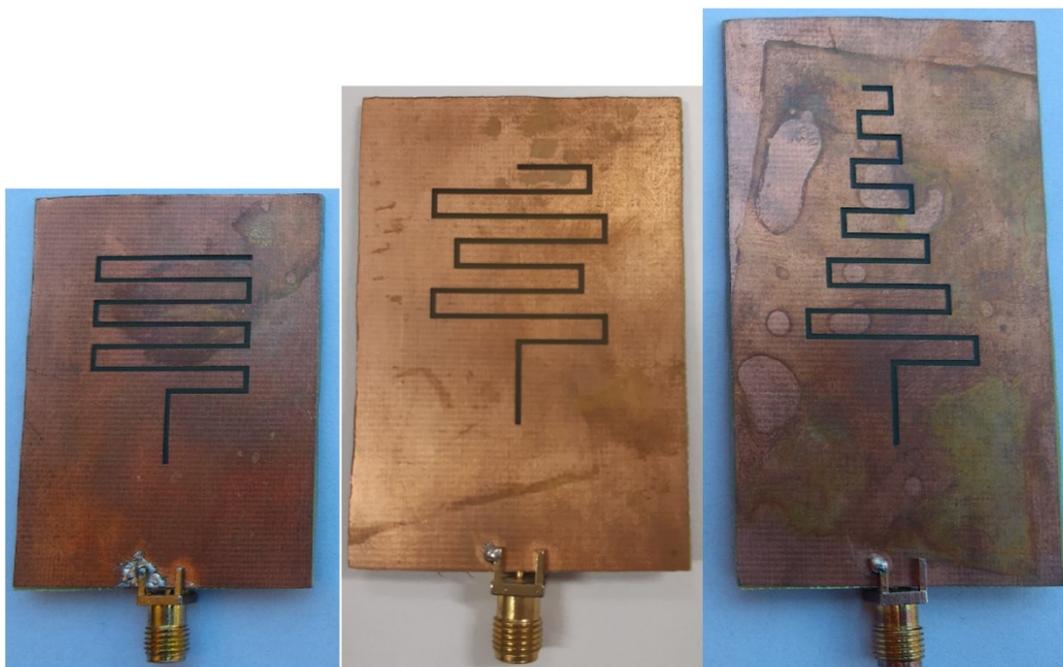
Antena 7

Antena 8

Antena 9



Vista superior

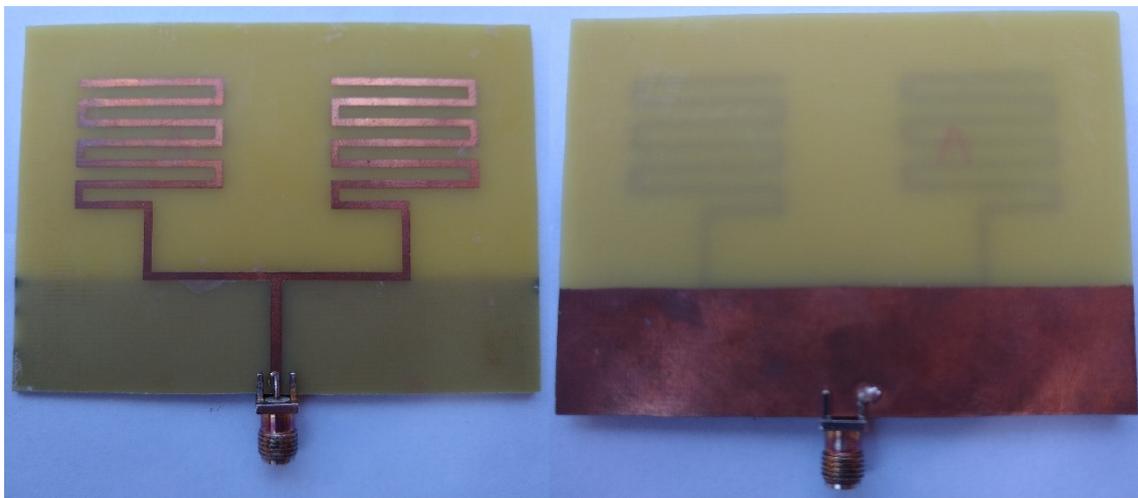


Vista posterior

Fonte: Autoria própria

A Figura 40 mostra as vistas superior e posterior da Antena 10 construída.

Figura 40 - Antena 10 construída



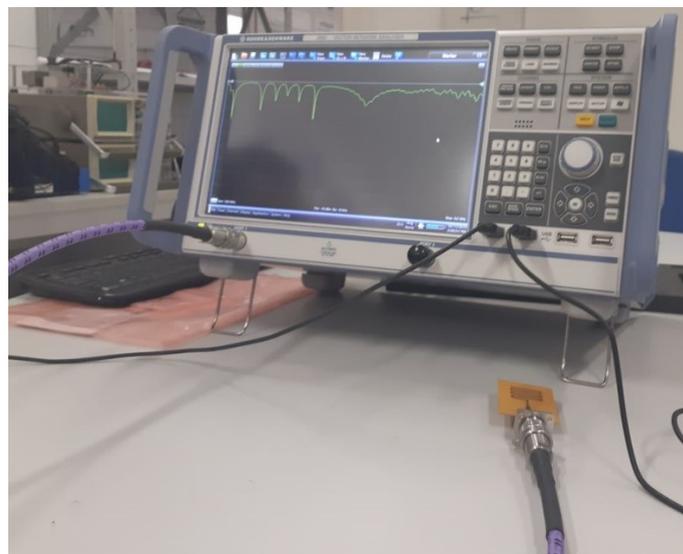
Vista superior

Vista posterior

Fonte: Autorial própria

Construídas as antenas, o próximo passo consistiu na medição dos seus parâmetros com o auxílio de um VNA (*Vector Network Analyzer* – Analisador de Redes Vetoriais) modelo Rohde & Schwarz® ZND, que possui um *range* de operação de 100 kHz a 8 GHz, onde os parâmetros de coeficiente de reflexão e carta de Smith foram obtidos. Utilizou-se um *range* de frequência de 500 MHz a 4 GHz para comparação do coeficiente de reflexão entre os resultados simulados e medidos das antenas que foram construídas. A Figura 41 mostra o VNA utilizado.

Figura 41 – Analisador de redes vetoriais Rohde & Schwarz® ZND



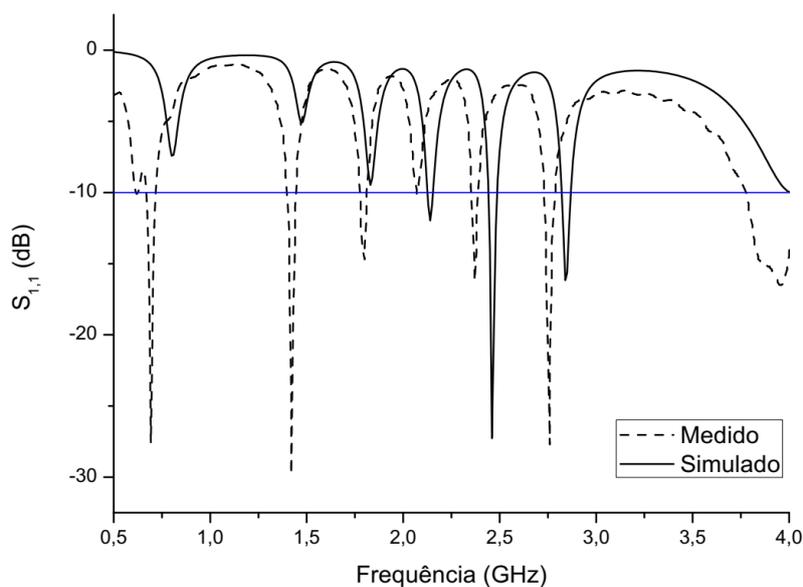
Fonte: Autorial própria

## 4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Este capítulo objetiva a apresentação e interpretação dos resultados com relação a parâmetros de desempenho de antenas obtidos nas simulações e medições das antenas descritas no capítulo anterior bem como a comparação entre esses resultados a fim de se observar a influência na modificação dos parâmetros físicos das antenas apresentados em cada situação apresentada.

Será dada uma maior atenção aos resultados medidos das antenas que foram construídas, Antenas 1 a 10. As antenas foram analisadas quanto aos seus coeficientes de reflexão medidos e simulados, padrão de radiação simulado e impedância de entrada medida por meio da carta de Smith dentro de suas respectivas larguras de banda. A Figura 42 apresenta o comparativo entre os coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 1.

Figura 42 – Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 1



Fonte: Autoria própria

A Tabela 4 apresenta as respectivas frequências de ressonâncias observadas na Figura 42 em ordem crescente em que os modos aparecem bem como os valores de largura de banda (BW) de cada modo.

Tabela 4 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 1

<b>Modo de ressonância</b>	<b>Frequência de ressonância (GHz)</b>	<b>S<sub>1,1</sub> (dB)</b>	<b>BW (MHz)</b>	<b>BW (%)</b>
<b>Simulado</b>				
1	2,14 (2,13 – 2,15)	-12,0	20	0,93
2	2,46 (2,44 – 2,49)	-27,3	50	2,03
3	2,84 (2,82 – 2,87)	-16,2	50	1,76
<b>Medido</b>				
1	0,69 (0,67 – 0,72)	-27,6	50	7,25
2	1,42 (1,4 – 1,45)	-29,8	50	3,52
3	1,8 (1,77 – 1,81)	-14,7	40	2,22
4	2,37 (2,35 – 2,4)	-16,2	50	2,11
5	2,76 (2,73 – 2,8)	-27,7	70	2,54

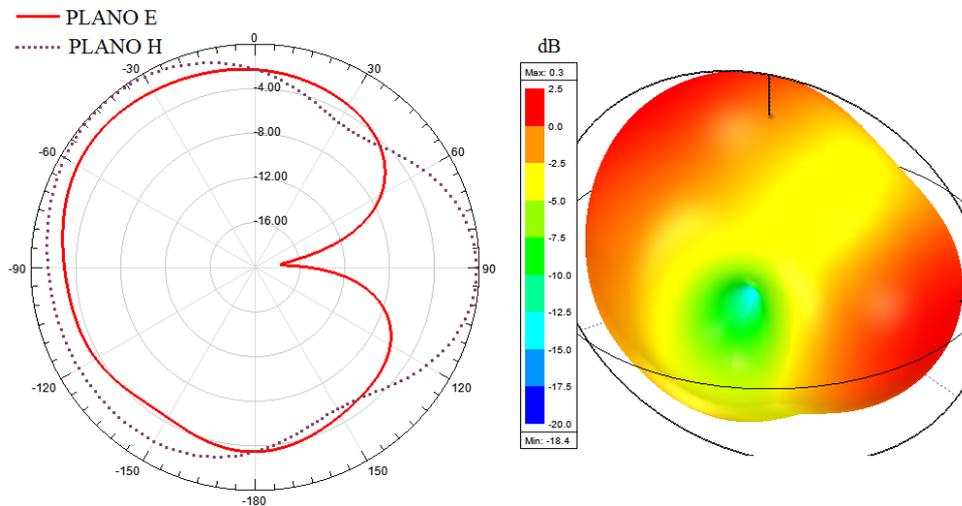
Fonte: Autoria própria

Observa-se por meio da Figura 42 e da Tabela 4 que houve um deslocamento para a esquerda da curva do coeficiente de reflexão medido em relação a curva do coeficiente de reflexão simulado. A Antena 1 apresenta um comportamento multibanda. O primeiro modo de ressonância obtido na simulação não foi obtido na medição, enquanto três novos modos de ressonância inferiores foram obtidos na medição. A frequência de projeto simulada (2,46 GHz) sofreu um deslocamento em relação à medição (2,37 GHz).

Por meio da análise das frequências de ressonância medidas da Antena 1 observa-se uma largura de banda estreita nos seus modos de ressonância (exceto no primeiro modo). A Antena 1, quanto as suas frequências de ressonância, encontra aplicações sistemas de telefonia 4G (banda de 700MHz: 698 - 806MHz e banda de 1,8 GHz: 1,725 – 1,88 GHz) devido ao seu primeiro e terceiro modos de ressonância e na banda ISM (2,4 – 2,4835 GHz) devido ao seu quarto modo de ressonância.

Os diagramas de radiação 2D e 3D da Antena 1 foram obtidos por meio de simulação computacional para a frequência de 2,46 GHz. A Figura 43 apresenta estes diagramas de radiação.

Figura 43 - Diagramas de radiação da Antena 1 em 2,46 GHz: a)2D, b)3D

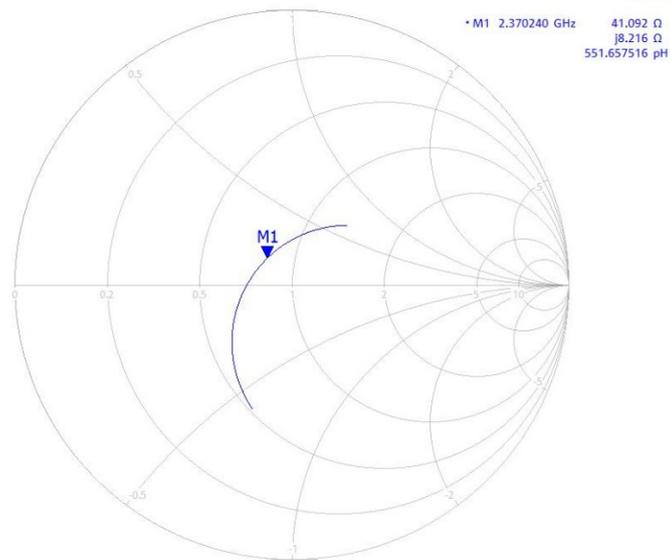


Fonte: Autoria própria

Por meio da análise da Figura 43 observa-se que a Antena 1 apresenta um comportamento próximo omnidirecional quanto a sua propagação em campo distante e tem um ganho máximo de 0,3 dB. Este ganho é relativamente baixo quando comparado a antenas de microfita de *patch* retangular, por exemplo. Um comportamento omnidirecional é interessante quando se deseja a recepção ou transmissão de sinais em todas as direções de propagação.

O outro parâmetro obtido por meio de medição foi a impedância de entrada da Antena 1 por meio da carta de Smith. A Figura 44 apresenta a carta de Smith medida dentro da largura de banda da frequência de 2,37 GHz obtida na medição do coeficiente de reflexão.

Figura 44 - Carta de Smith medida da Antena 1 no intervalo de 2,35 a 2,4 GHz

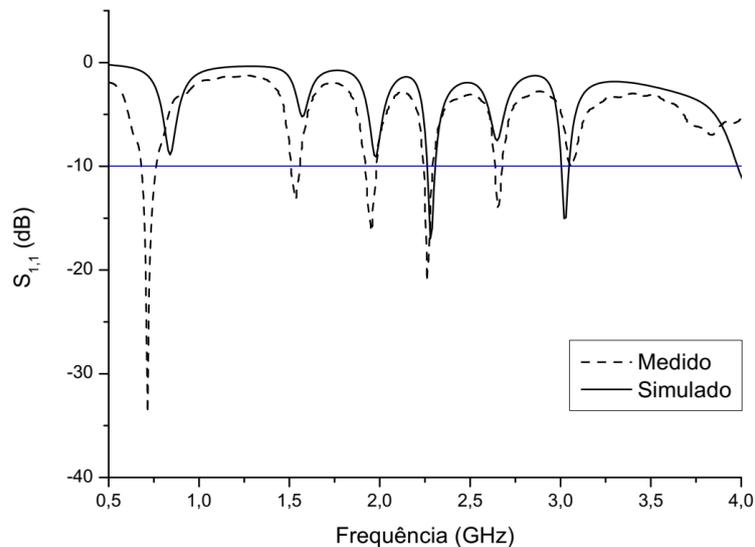


Fonte: Autorial própria

Com base no observado na Figura 44, na frequência central de ressonância de 2,37 GHz, a impedância de entrada medida foi de  $(41,092 + j8,216) \Omega$ . A parte real da impedância está próxima de  $50 \Omega$  enquanto a parte imaginária possui valor baixo, o que explica o bom casamento de impedância observado na medição do baixo coeficiente de reflexão obtido nessa faixa de frequência.

A Figura 45 apresenta o comparativo entre os coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 2.

Figura 45 - Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 2



Fonte: Autorial própria

A Tabela 5 apresenta as respectivas frequências de ressonâncias observadas na Figura 45 em ordem crescente em que os modos aparecem bem como os valores de largura de banda (BW) de cada modo.

Tabela 5 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 2

<b>Modo de ressonância</b>	<b>Frequência de ressonância (GHz)</b>	<b>S<sub>1,1</sub> (dB)</b>	<b>BW (MHz)</b>	<b>BW (%)</b>
<b>Simulado</b>				
1	2,28 (2,26 - 2,31)	-17,0	50	2,2
2	3,02 (3,0 - 3,05)	-15,0	50	1,66
<b>Medido</b>				
1	0,716 (0,68 - 0,766)	-33,8	86	12
2	1,53 (1,51 - 1,56)	-13,3	50	3,27
3	1,95 (1,92 - 1,98)	-16,3	60	3,08
4	2,26 (2,24 - 2,29)	-21,2	50	2,21
5	2,65 (2,63 - 2,68)	-14,1	50	1,89

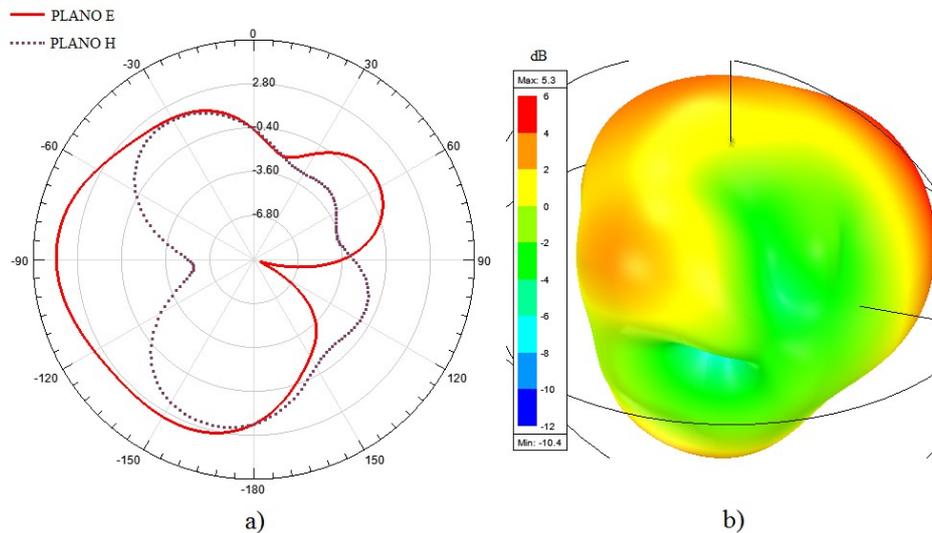
Fonte: Autoria própria

A partir da análise da Figura 45 e da Tabela 5 é possível observar que houve boa concordância entre as curvas do coeficiente de reflexão medido e simulado, apesar de que na medição houve o aparecimento de novos modos de ressonância que não foram obtidos na simulação. Novamente, um comportamento multibanda foi apresentado, o que indica que a modificação na forma geométrica do *patch* realizada não apresentou influência quanto aos modos de ressonância. As frequências de ressonância, no entanto, sofreram um deslocamento para a direita do espectro de frequência com a modificação da forma física do *patch*.

Por meio da análise das frequências de ressonância medidas da Antena 2 também se observa uma largura de banda estreita nos seus modos de ressonância (exceto no primeiro modo). A Antena 2 não apresentou ressonância na frequência de projeto nem dentro da largura de banda ISM. No entanto, com relação as suas frequências de ressonância, a Antena 2 encontra aplicações em sistemas de telefonia 4G (banda de 700MHz: 698 - 806MHz) devido ao seu primeiro modo de ressonância e em aplicações em WiMAX na banda de frequência de 2,5 GHz (2500 MHz - 2690 MHz) devido ao quinto modo de ressonância.

Os diagramas de radiação 2D e 3D da Antena 2 foram obtidos por meio de simulação computacional para a frequência de 2,28 GHz. A Figura 46 apresenta estes diagramas de radiação

Figura 46 - Diagramas de radiação da Antena 2 em 2,28 GHz: a)2D, b)3D

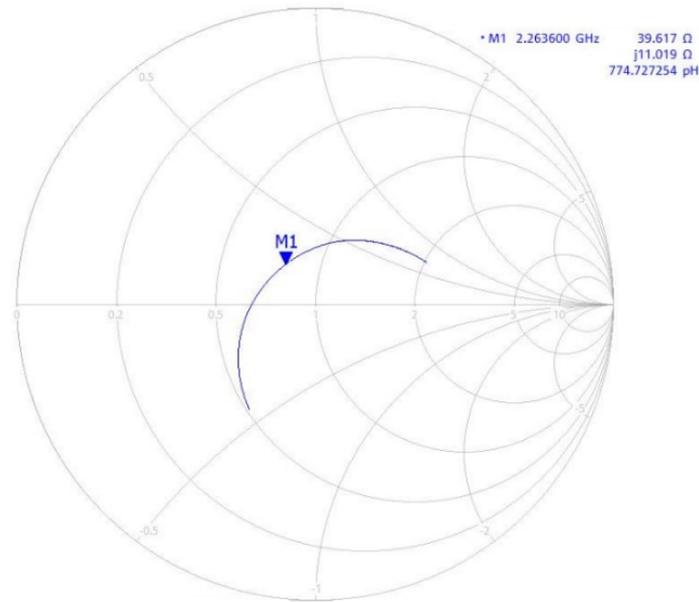


Fonte: Autorial própria

Analisando a Figura 46 observa-se que a Antena 2 também apresenta um comportamento próximo omnidirecional quanto a sua propagação em campo distante, mas há uma maior degradação do diagrama de radiação em relação a Antena 1. O ganho máximo da Antena 2 é de 5,3 dB, o que é consideravelmente superior ao ganho observado para a Antena 1. Ou seja, a nova configuração da MMLA com segmentos assimétricos apresentou uma melhoria no desempenho da antena com relação ao ganho, quando comparado à MMLA clássica.

O outro parâmetro obtido por meio de medição foi a impedância de entrada da Antena 2 por meio da carta de Smith. A Figura 47 apresenta a carta de Smith obtida por meio de medição dentro da largura de banda da frequência de 2,26 GHz apresentada na medição do coeficiente de reflexão.

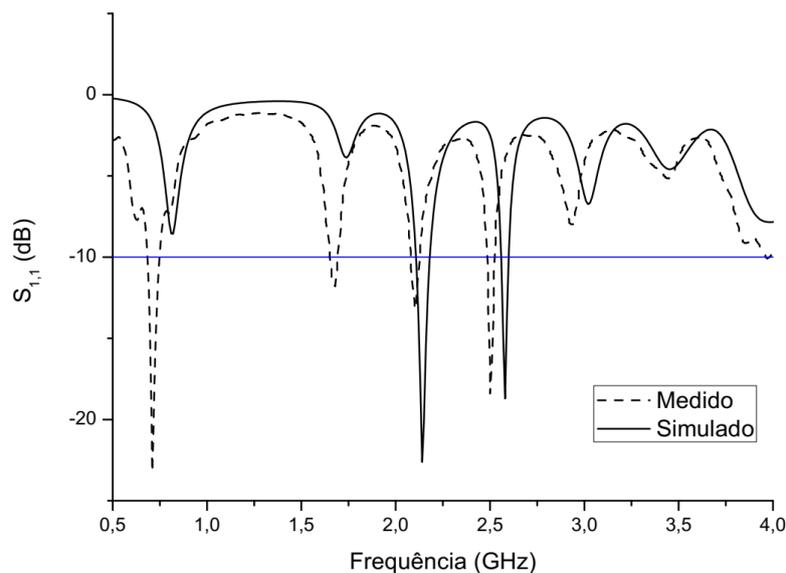
Figura 47 - Carta de Smith medida da Antena 2 no intervalo de 2,24 a 2,29 GHz



Fonte: Autoria própria

Com base no observado na Figura 47, na frequência central de ressonância de 2,26 GHz, a impedância de entrada nos terminais da antena medida foi de  $(39,617 + j11,02) \Omega$ . A parte real da impedância está próxima de  $50 \Omega$  enquanto a parte imaginária possui valor baixo, o que explica o bom casamento de impedância observado na medição do baixo coeficiente de reflexão obtido nessa faixa de frequência. A Figura 48 apresenta o comparativo entre os coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 3.

Figura 48 - Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 3



Fonte: Autoria própria

A Tabela 6 apresenta as respectivas frequências de ressonâncias observadas na Figura 48 em ordem crescente em que os modos aparecem bem como os valores de largura de banda (BW) de cada modo.

Tabela 6 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 3

<b>Modo de ressonância</b>	<b>Frequência de ressonância (GHz)</b>	<b>S<sub>1,1</sub> (dB)</b>	<b>BW (MHz)</b>	<b>BW (%)</b>
<b>Simulado</b>				
1	2,14 (2,11 - 2,18)	-22,6	70	3,27
2	2,58 (2,56 - 2,6)	-18,7	40	1,55
<b>Medido</b>				
1	0,709 (0,684 - 0,748)	-23,1	64	9,03
2	1,68 (1,65 - 1,69)	-11,8	40	2,38
3	2,11 (2,08 - 2,13)	-13,2	50	2,37
4	2,5 (2,49 - 2,52)	-18,4	30	1,20

Fonte: Autoria própria

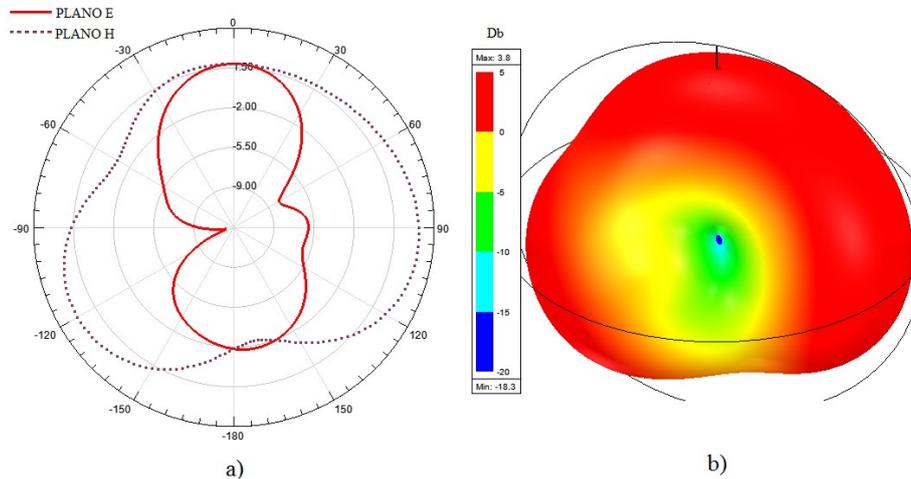
Analisando a Figura 48 e da Tabela 6 é possível observar que houve boa concordância entre as curvas do coeficiente de reflexão medido e simulado, apesar de se observar um pequeno deslocamento entre as curvas, como observado na Antena 1. Novamente, na curva que apresenta a medição, houve o aparecimento de novos modos de ressonância que não foram obtidos na simulação.

O comportamento multibanda foi repetido na Antena 3, o que indica que a nova modificação na forma geométrica do *patch* realizada para o formato log-periódico não apresentou influência quanto aos modos de ressonância. As frequências de ressonância, no entanto, também sofreram um deslocamento para a direita do espectro de frequência com a modificação da forma física do *patch*.

A Antena 3 também não apresentou ressonância na frequência de projeto nem dentro da largura de banda ISM. No entanto, com relação as suas frequências de ressonância medidas, a Antena 3 encontra aplicações em sistemas de telefonia 4G (banda de 700MHz: 698 - 806MHz) devido ao seu primeiro modo de ressonância e em aplicações em WiMAX na banda de frequência de 2,5 GHz (2500 MHz - 2690 MHz) devido ao quarto modo de ressonância.

Os diagramas de radiação 2D e 3D da Antena 3 foram obtidos por meio de simulação computacional para a frequência de 2,14 GHz. A Figura 49 apresenta estes diagramas de radiação.

Figura 49 - Diagramas de radiação da Antena 3 em 2,14 GHz: a)2D, b)3D

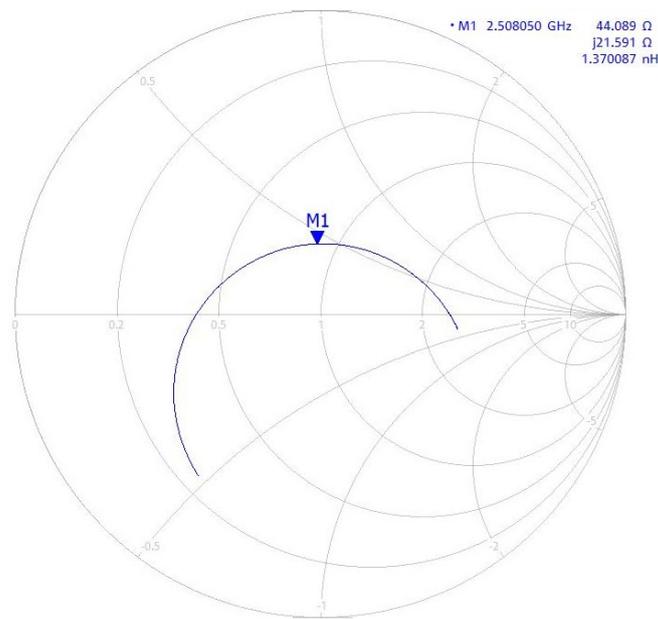


Fonte: Autoria própria

Por meio da Figura 49 observa-se que a Antena 3 também apresenta um comportamento próximo ao omnidirecional quanto a sua propagação em campo distante. Observa-se uma maior distribuição de potência no plano H. O ganho máximo da Antena 3 é de 3,8 dB, o que é consideravelmente superior ao ganho observado para a Antena 1. Ou seja, a nova configuração da MMLA em configuração log-periódica também apresentou uma melhoria no desempenho da antena com relação ao ganho, quando comparado à MMLA clássica.

O outro parâmetro obtido por meio de medição foi a impedância de entrada da Antena 3 por meio da carta de Smith. A Figura 50 apresenta a carta de Smith obtida por meio de medição dentro da largura de banda da frequência de 2,5 GHz apresentada na medição do coeficiente de reflexão.

Figura 50 - Carta de Smith medida da Antena 3 no intervalo de 2,49 a 2,52 GHz

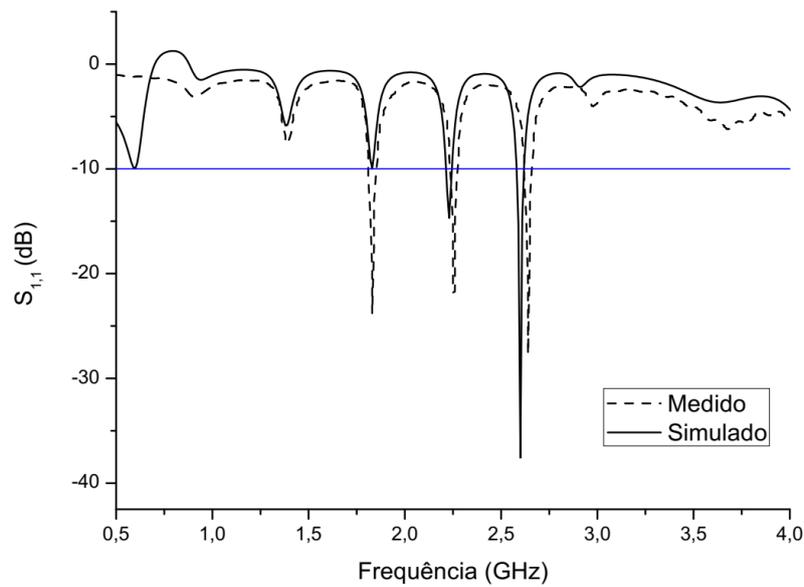


Fonte: Autoria própria

Com base no observado na Figura 50, na frequência central de ressonância de 2,5 GHz, a impedância de entrada nos terminais da antena medida foi de  $(44,089 + j21,591) \Omega$ . A parte real da impedância está próxima de  $50 \Omega$  enquanto a parte imaginária neste caso, apresentou um valor consideravelmente alto. No entanto, conforme observado na curva do coeficiente de reflexão medida, um baixo coeficiente de reflexão foi obtido dentro da largura de banda especificada na carta de Smith; o que implica um devido casamento de impedância.

As Antenas 1 a 3 sofreram modificações apenas em seus elementos radiantes. Já as Antenas 4 a 6 possuem o plano de terra cheio, mas mantem as dimensões dos elementos radiantes das Antenas 1 a 3. A Figura 51 apresenta o comparativo entre os coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 4.

Figura 51 - Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 4



Fonte: Autoria própria

A Tabela 7 apresenta as respectivas frequências de ressonâncias observadas na Figura 51 em ordem crescente em que os modos aparecem bem como os valores de largura de banda (BW) de cada modo.

Tabela 7 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 4

Modo de ressonância	Frequência de ressonância (GHz)	$S_{1,1}$ (dB)	BW (MHz)	BW (%)
<b>Simulado</b>				
1	2,23 (2,21 – 2,24)	-14,7	30	1,34
2	2,6 (2,58 – 2,62)	-37,6	40	1,54
<b>Medido</b>				
1	1,82 (1,81 – 1,85)	-23,8	40	2,2
2	2,25 (2,23 - 2,28)	-21,8	50	2,22
3	2,64 (2,62 - 2,66)	-27,8	40	1,51

Fonte: Autoria própria

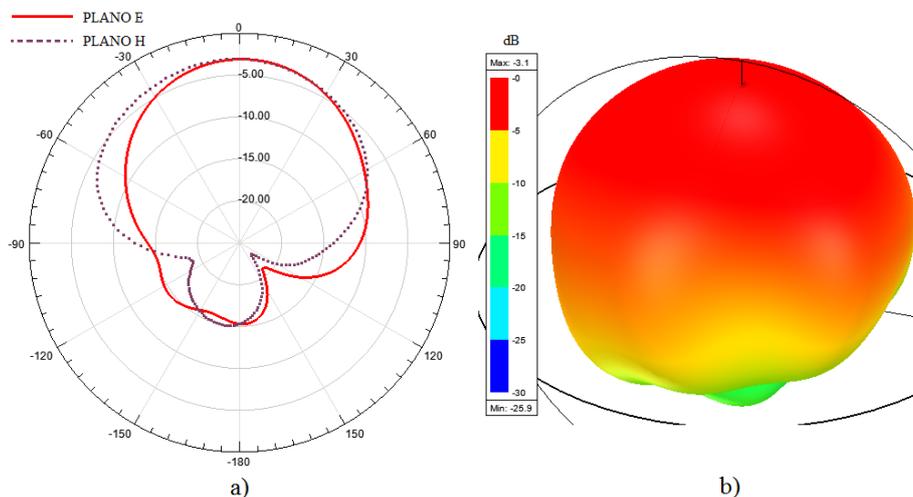
Analisando a Figura 51 e da Tabela 7 é possível observar que houve boa concordância entre as curvas do coeficiente de reflexão medido e simulado. Novamente, na curva que apresenta a medição, houve o aparecimento de um novo modo de ressonância que não havia sido obtido na simulação.

A Antena 4 apresentou três modos de ressonância, ou seja, apresentou um menor número de modos quando comparado a Antena 1 anteriormente analisada, que se trata do mesmo formato do elemento radiante mas com plano de terra parcial. Isto indica que a adição do plano de terra cheio funcionou como um filtro pois limitou o número de modos de ressonância da antena. Quanto a largura de banda, não houve diferenças significativas e a antena continua com um comportamento de banda estreita.

A Antena 4 também não apresentou ressonância na frequência de projeto nem dentro da largura de banda ISM. No entanto, com relação as suas frequências de ressonância medidas, a Antena 4 encontra aplicações em sistemas de telefonia 4G (banda de 1,8 GHz: 1,725 – 1,88 GHz) devido ao seu primeiro modo de ressonância e em aplicações em WiMAX na banda de frequência de 2,5 GHz (2500 MHz - 2690 MHz) devido ao terceiro modo de ressonância.

Os diagramas de radiação 2D e 3D da Antena 4 foram obtidos por meio de simulação computacional para a frequência de 2,6 GHz. A Figura 52 apresenta estes diagramas de radiação.

Figura 52 - Diagramas de radiação da Antena 4 em 2,6 GHz: a)2D, b)3D



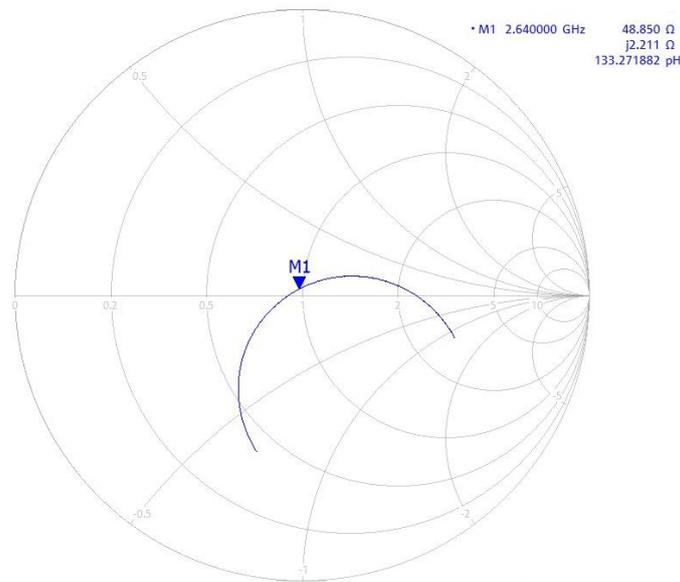
Fonte: Autoria própria

Por meio da Figura 52 observa-se que a Antena 4 apresenta um comportamento diretivo, o que é esperado para uma antena com plano de terra cheio. O ganho máximo da Antena 4 é de -3,1 dB, o que é um resultado inesperado pois toda a potência da antena está direcionada em uma única direção. Ou seja, a Antena 4 apresentou o comportamento

diretivo previsto, mas sua eficiência é baixa devido ao baixo ganho obtido, inferior ao observado nas Antenas 1 a 3.

O outro parâmetro obtido por meio de medição foi a impedância de entrada da Antena 4 por meio da carta de Smith. A Figura 53 apresenta a carta de Smith obtida por meio de medição dentro da largura de banda da frequência de 2,64 GHz apresentada na medição do coeficiente de reflexão.

Figura 53 - Carta de Smith medida da Antena 4 no intervalo de 2,62 a 2,66 GHz

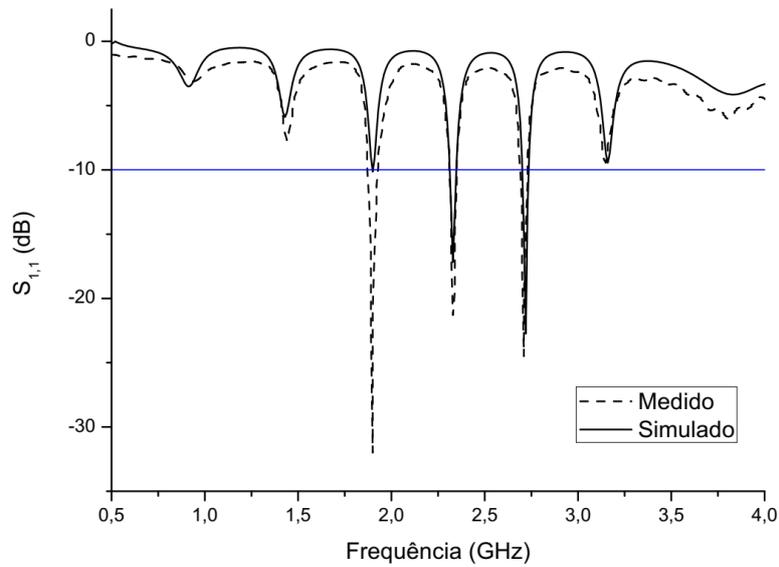


Fonte: Autoria própria

Com base no observado na Figura 53, na frequência central de ressonância de 2,64 GHz, a impedância de entrada nos terminais da antena medida foi de  $(48,85 + j2,211) \Omega$ . A parte real da impedância está próxima de  $50 \Omega$  enquanto a parte imaginária é próximo de zero. Um baixo coeficiente de reflexão foi obtido dentro da largura de banda especificada na carta de Smith, o que implica um devido casamento de impedância.

A Figura 54 apresenta o comparativo entre os coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 5.

Figura 54 - Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 5



Fonte: Autoria própria

A Tabela 8 apresenta as respectivas frequências de ressonâncias observadas na Figura 54 em ordem crescente em que os modos aparecem bem como os valores de largura de banda (BW) de cada modo.

Tabela 8 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 5

Modo de ressonância	Frequência de ressonância (GHz)	$S_{1,1}$ (dB)	BW (MHz)	BW (%)
<b>Simulado</b>				
1	2,33 (2,31 – 2,35)	-17,17	40	1,72
2	2,72 (2,7 – 2,74)	-22,74	40	1,47
<b>Medido</b>				
1	1,89 (1,87 - 1,93)	-32,0	60	3,17
2	2,33 (2,31 - 2,35)	-21,24	40	1,72
3	2,71 (2,69 – 2,73)	-24,55	40	1,48

Fonte: Autoria própria

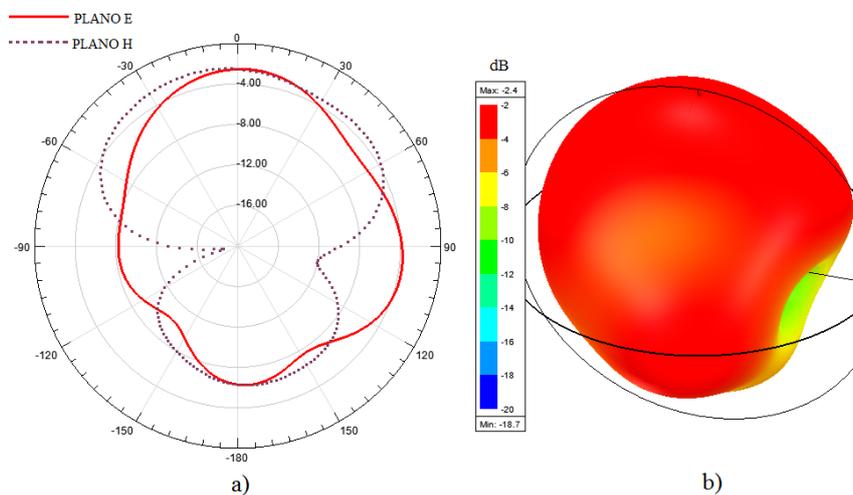
Analisando a Figura 54 e da Tabela 8 é possível observar que houve boa concordância entre as curvas do coeficiente de reflexão medido e simulado. Novamente, na curva que apresenta a medição, houve o aparecimento de um novo modo de ressonância que não havia sido obtido na simulação.

A quantidade de modos de ressonância, três, foi a mesma da Antena 4. Uma menor quantidade de modos foi apresentada quando comparado a Antena 2, que se trata do mesmo formato do elemento radiante, mas com plano de terra parcial. Isto indica que a adição do plano de terra cheio funcionou como um filtro pois limitou o número de modos de ressonância da antena. Quanto a largura de banda, não houve diferenças significativas e a antena continua com um comportamento de banda estreita em todos os modos de ressonância.

A Antena 5 também não apresentou ressonância na frequência de projeto nem dentro da largura de banda ISM. No entanto, com relação as suas frequências de ressonância medidas, a Antena 4 encontra aplicações em sistemas de telefonia 4G (banda de 1,8 GHz: 1,725 – 1,88 GHz) devido ao seu primeiro modo de ressonância e em aplicações em WiMAX na banda de frequência de 2,5 GHz (2500 MHz - 2690 MHz) devido ao terceiro modo de ressonância.

Os diagramas de radiação 2D e 3D da Antena 5 foram obtidos por meio de simulação computacional para a frequência de 2,33 GHz. A Figura 55 apresenta estes diagramas de radiação.

Figura 55 - Diagramas de radiação da Antena 5 em 2,33 GHz: a)2D, b)3D



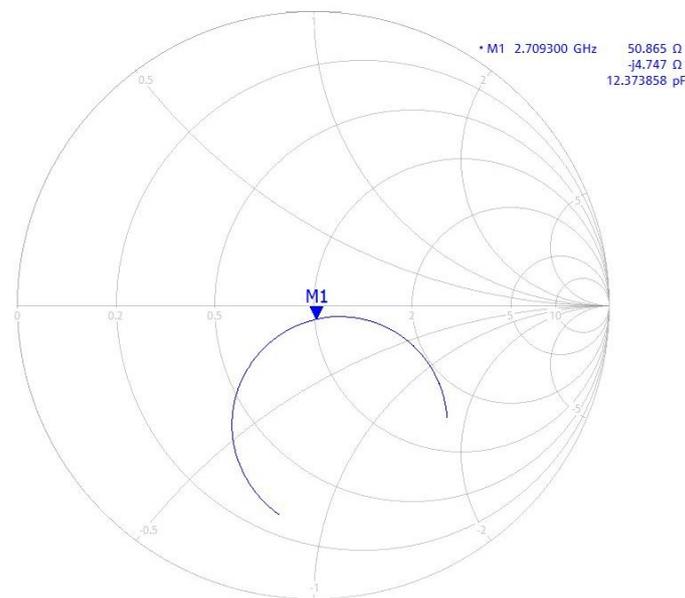
Fonte: Autoria própria

Diferente da Antena 4, apesar de o plano de terra aqui também ser cheio, o comportamento da Antena 5 quanto ao diagrama de radiação não é exatamente diretivo. Lóbulos traseiros indesejado também são observados na Figura 55. O ganho máximo da Antena 5 é de -2,4 dB, o que é um resultado inesperado pois toda a potência da antena

está direcionada em uma única direção. Ou seja, a Antena 5 não apresentou um comportamento exatamente diretivo e sua eficiência também é baixa devido ao baixo ganho obtido, inferior ao observado nas Antenas 1 a 3.

O outro parâmetro obtido por meio de medição foi a impedância de entrada da Antena 5 por meio da carta de Smith. A Figura 56 apresenta a carta de Smith obtida por meio de medição dentro da largura de banda da frequência de 2,71 GHz apresentada na medição do coeficiente de reflexão.

Figura 56 - Carta de Smith medida da Antena 5 no intervalo de 2,69 a 2,73 GHz

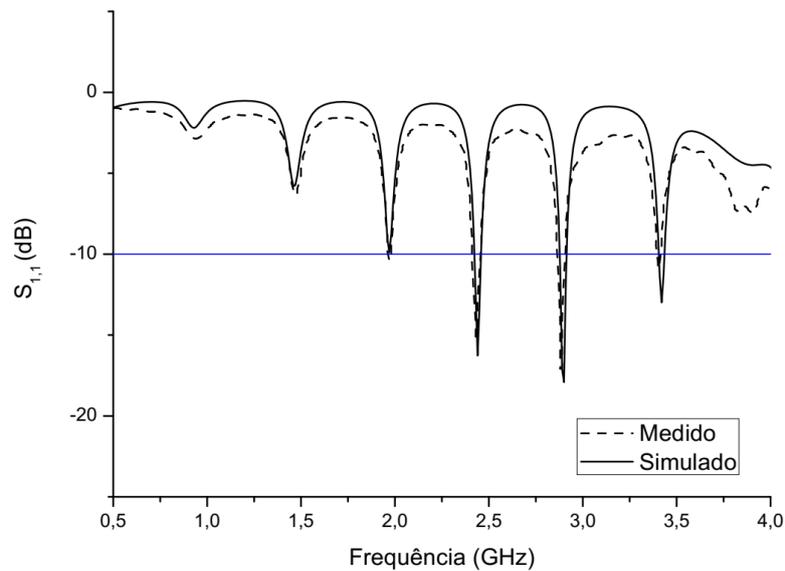


Fonte: Autoria própria

Com base no observado na Figura 53, na frequência central de ressonância de 2,64 GHz, a impedância de entrada nos terminais da antena medida foi de  $(50,865 + j4,747) \Omega$ . A parte real da impedância está próxima de  $50 \Omega$  enquanto a parte imaginária possui um valor baixo. Um baixo coeficiente de reflexão foi obtido dentro da largura de banda especificada na carta de Smith, o que implica um bom casamento de impedância.

A Figura 57 apresenta o comparativo entre os coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 6.

Figura 57 - Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 6



Fonte: Autoria própria

A Tabela 9 apresenta as respectivas frequências de ressonâncias observadas na Figura 57 em ordem crescente em que os modos aparecem bem como os valores de largura de banda (BW) de cada modo.

Tabela 9 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 6

Modo de ressonância	Frequência de ressonância (GHz)	$S_{1,1}$ (dB)	BW (MHz)	BW (%)
<b>Simulado</b>				
1	2,44 (2,42 – 2,46)	-16,27	40	1,64
2	2,9 (2,88 – 2,91)	-18	30	1,03
3	3,42 (3,4 – 3,44)	-13	40	1,17
<b>Medido</b>				
1	2,43 (2,41 – 2,46)	-15,1	50	2,06
2	2,88 (2,87 – 2,91)	-17	40	1,39
3	3,4 (3,39 – 3,42)	-11	30	0,88

Fonte: Autoria própria

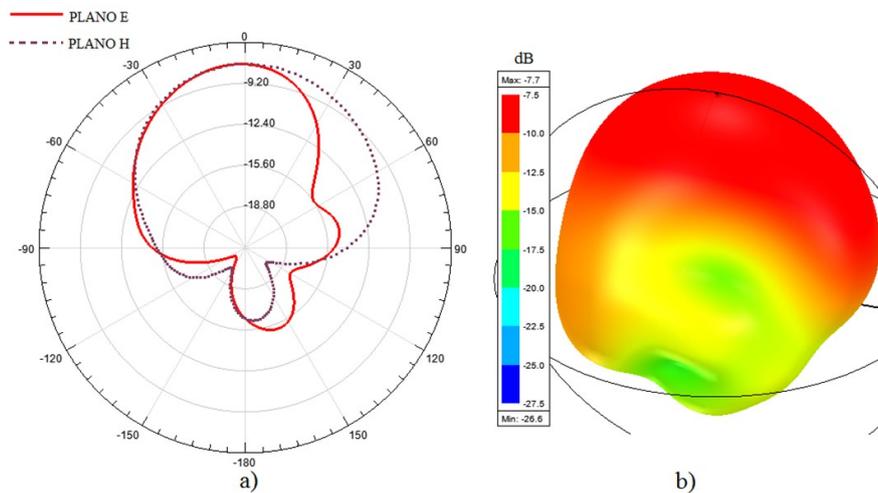
Analisando a Figura 57 e da Tabela 9 é possível observar que houve boa concordância entre as curvas do coeficiente de reflexão medido e simulado. Neste caso, o número de modos obtidos na simulação foi o mesmo da medição. É possível observar uma ótima concordância entre as frequências de ressonância medidas e simuladas para o caso da Antena 6.

A quantidade de modos de ressonância, três, foi a mesma das Antenas 4 e 5. Uma menor quantidade de modos foi apresentada quando comparado a Antena 2, que se trata do mesmo formato do elemento radiante, mas com plano de terra parcial. Isto indica que a adição do plano de terra cheio funcionou como um filtro pois limitou o número de modos de ressonância da antena. Quanto a largura de banda, não houve diferenças significativas e a antena continua com um comportamento de banda estreita em todos os modos de ressonância.

A Antena 6, diferente das Antenas 4 e 5, apresentou ressonância próxima da frequência de projeto de 2,45 GHz. Com relação as suas frequências de ressonância medidas, a Antena 6 encontra aplicações na banda ISM (2,4 – 2,4835 GHz) devido ao seu primeiro modo de ressonância. Também tem utilizada em tecnologias 5G (3,4 – 3,6 GHz) devido ao terceiro modo de ressonância.

Os diagramas de radiação 2D e 3D da Antena 5 foram obtidos por meio de simulação computacional para a frequência de 2,44 GHz. A Figura 58 apresenta estes diagramas de radiação.

Figura 58 - Diagramas de radiação da Antena 6 em 2,44 GHz: a)2D, b)3D

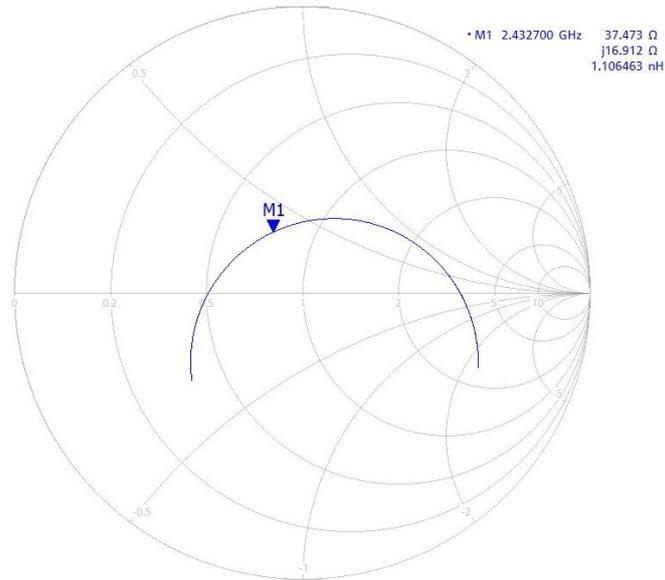


Fonte: Autoria própria

Por meio da Figura 58 observa-se que o comportamento da Antena 6 é diretivo e os lóbulos traseiros são pequenos em comparação à distribuição de ganho como um todo. O ganho máximo da Antena 6 é de -7,7 dB, o que é um resultado inesperado pois toda a potência da antena está direcionada em uma única direção. Ou seja, a Antena 6 apresenta baixa eficiência devido ao baixo ganho obtido, inferior ao observado nas Antenas 1 a 3.

O outro parâmetro obtido por meio de medição foi a impedância de entrada da Antena 6 por meio da carta de Smith. A Figura 59 apresenta a carta de Smith obtida por meio de medição dentro da largura de banda da frequência de 2,43 GHz apresentada na medição do coeficiente de reflexão.

Figura 59 - Carta de Smith medida da Antena 6 no intervalo de 2,41 a 2,46 GHz

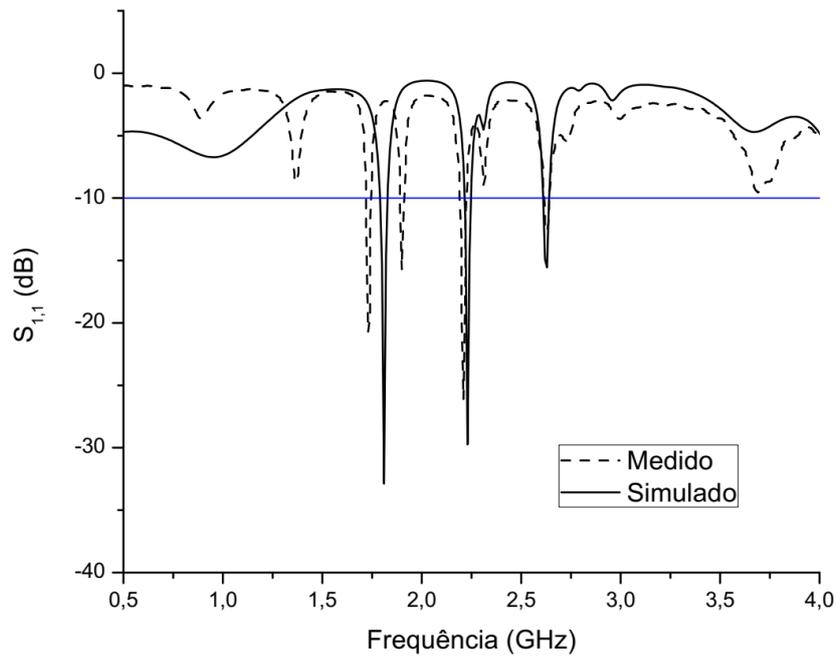


Fonte: Autorial própria

Com base no observado na Figura 59, na frequência central de ressonância de 2,43 GHz, a impedância de entrada nos terminais da antena medida foi de  $(37,473 + j16,912) \Omega$ . A parte real da impedância não está tão próxima de  $50 \Omega$  enquanto a parte imaginária possui um valor alto. Isto pode explicar a baixa eficiência da antena, apesar do bom casamento de impedância observado por meio do baixo coeficiente de reflexão obtido dentro da largura de banda especificada na carta de Smith.

A Figura 60 apresenta o comparativo entre os coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 7.

Figura 60 - Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 7



Fonte: Autoria própria

A Tabela 10 apresenta as respectivas frequências de ressonâncias observadas na Figura 60 e Figura 48 em ordem crescente em que os modos aparecem bem como os valores de largura de banda (BW) de cada modo.

Tabela 10 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 7

Modo de ressonância	Frequência de ressonância (GHz)	$S_{1,1}$ (dB)	BW (MHz)	BW (%)
<b>Simulado</b>				
1	1,81 (1,79 – 1,83)	-32,8	40	2,21
2	2,23 (2,22 – 2,25)	-29,7	30	1,34
3	2,63 (2,61 – 2,64)	-15,5	30	1,14
<b>Medido</b>				
1	1,73 (1,72 – 1,75)	-20,7	30	1,73
2	1,9 (1,89 – 1,91)	-15,7	20	1,05
3	2,2 (2,19 – 2,22)	-26,1	30	1,36
4	2,63 (2,61 – 2,64)	-12,7	30	1,14

Fonte: Autoria própria

Analisando a Figura 60 e a Tabela 10 é possível observar que houve boa concordância entre as curvas do coeficiente de reflexão medido e simulado, apesar de haver um pequeno deslocamento da curva medida em relação à simulação. Novamente,

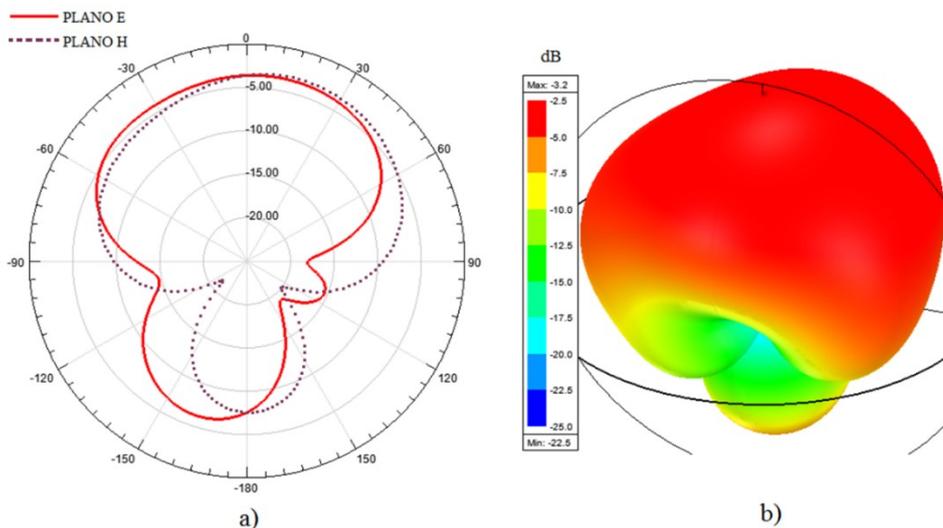
na curva que apresenta a medição, houve o aparecimento de novos modos de ressonância que não foram obtidos na simulação.

O comportamento multibanda foi repetido na Antena 7, o que indica que a nova modificação no plano de terra da Antena 1, que passou a ser vazado, não alterou o comportamento do dispositivo em relação a quantidade de modos de ressonância. As frequências de ressonância medidas sofreram uma pequena divergência em relação a simulação.

A Antena 7 não apresentou ressonância na frequência de projeto nem dentro da largura de banda ISM. No entanto, com relação as suas frequências de ressonância medidas, a Antena 7 encontra aplicações em sistemas de telefonia 4G (banda de 1,8 GHz: 1,725 – 1,88 GHz) devido ao seu primeiro modo de ressonância e em aplicações em WiMAX na banda de frequência de 2,5 GHz (2500 MHz - 2690 MHz) devido ao quarto modo de ressonância.

Os diagramas de radiação 2D e 3D da Antena 7 foram obtidos por meio de simulação computacional para a frequência de 2,23 GHz. A Figura 61 apresenta estes diagramas de radiação.

Figura 61 - Diagramas de radiação da Antena 7 em 2,23 GHz: a)2D, b)3D



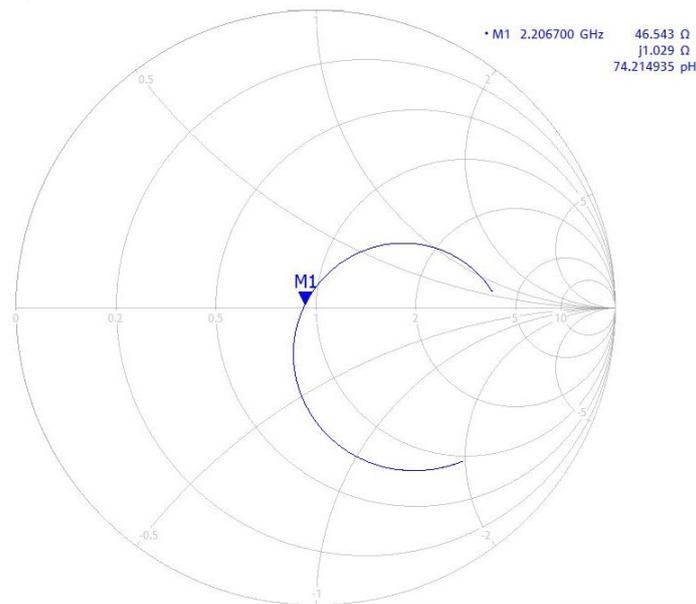
Fonte: Autoria própria

Por meio da Figura 61 observa-se um comportamento relativamente diretivo, mas com lóbulos traseiros apresentando uma boa parcela do ganho da Antena 7. Isso pode ser explicado devido ao plano de terra vazado da Antena 7. O ganho máximo foi de -3,2 dB,

bem abaixo do observado nas Antenas 1 a 3, o que indica uma baixa eficiência da Antena 7.

O outro parâmetro obtido, desta vez por meio de medição, foi a impedância de entrada da Antena 7 a partir da carta de Smith. A Figura 59 apresenta a carta de Smith obtida por meio de medição dentro da largura de banda da frequência de 2,2 GHz apresentada na medição do coeficiente de reflexão.

Figura 62 - Carta de Smith medida da Antena 7 no intervalo de 2,19 a 2,22 GHz

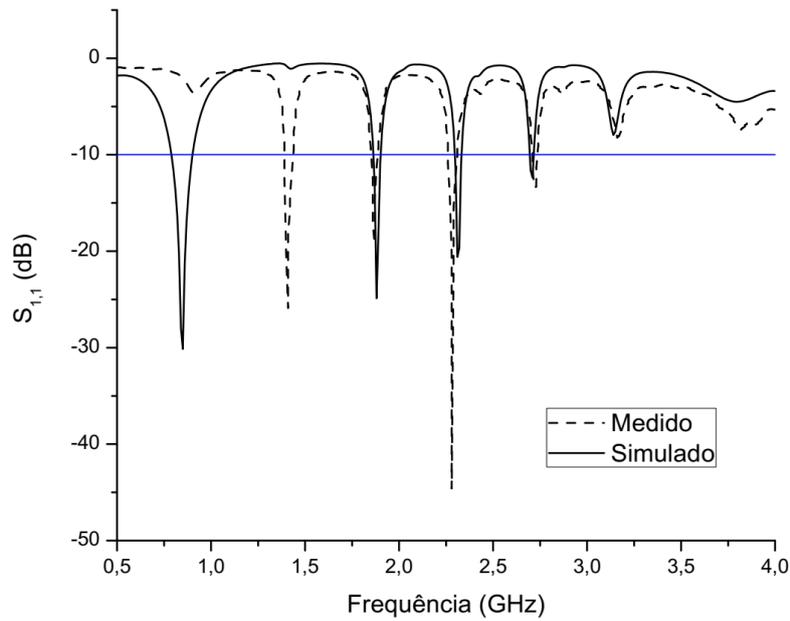


Fonte: Autoria própria

Com base no observado na Figura 62, na frequência central de ressonância de 2,2 GHz, a impedância de entrada nos terminais da antena medida foi de  $(46,543 + j1,029) \Omega$ . A parte real da impedância está próxima de  $50 \Omega$  enquanto a parte imaginária possui um valor baixo. Um baixo coeficiente de reflexão foi obtido dentro da largura de banda especificada na carta de Smith, o que implica um bom casamento de impedância observado na Figura 62.

A Figura 63 apresenta o comparativo entre os coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 8.

Figura 63 - Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 8



Fonte: Autoria própria

A Tabela 11 apresenta as respectivas frequências de ressonâncias observadas na Figura 63 Figura 48 em ordem crescente em que os modos aparecem bem como os valores de largura de banda (BW) de cada modo.

Tabela 11 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 8

Modo de ressonância	Frequência de ressonância (GHz)	$S_{1,1}$ (dB)	BW (MHz)	BW (%)
<b>Simulado</b>				
1	0,85 (0,79 – 0,9)	-30,1	110	12,9
2	1,88 (1,86 – 1,9)	-24,9	40	2,13
3	2,31 (2,3 – 2,33)	-20,6	30	1,3
4	2,71 (2,7 – 2,72)	-12,4	20	0,74
<b>Medido</b>				
1	1,41 (1,39 – 1,44)	-25,8	50	3,55
2	1,87 (1,85 – 1,89)	-19,1	40	2,14
3	2,28 (2,26 – 2,31)	-44,5	50	2,19
4	2,72 (2,71 – 2,74)	-13,4	30	1,1

Fonte: Autoria própria

Analisando a Figura 63 e a Tabela 11 é possível observar que houve boa concordância entre as curvas do coeficiente de reflexão medido e simulado, mas alguns modos de ressonância divergiram na medição em relação a simulação. A quantidade de

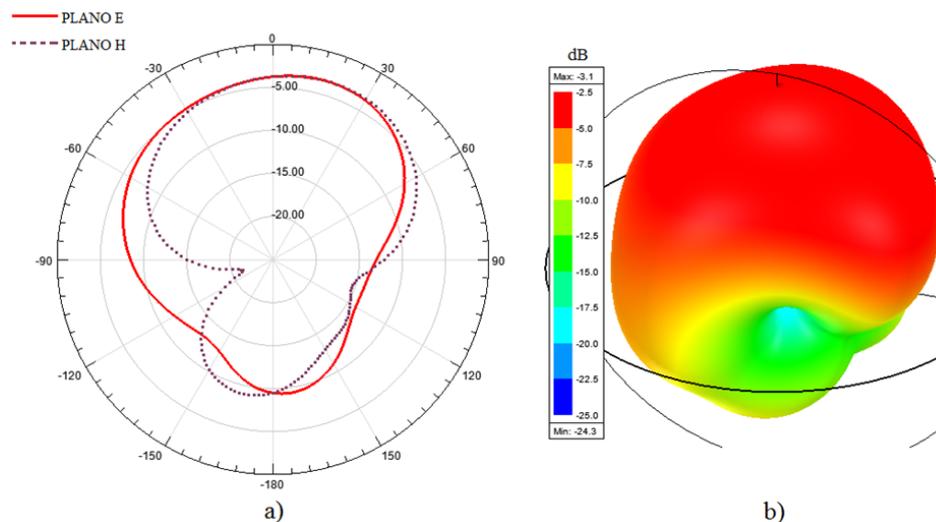
modos de ressonância foi a mesma, mas as frequências de ressonância do primeiro modo obtido por medição divergiram da simulação

O comportamento multibanda foi repetido na Antena 8, o que indica que a nova modificação no plano de terra da Antena 2, que passou a ser vazado, não alterou o comportamento do dispositivo em relação a quantidade de modos de ressonância.

A Antena 8 não apresentou ressonância na frequência de projeto nem dentro da largura de banda ISM. No entanto, com relação as suas frequências de ressonância medidas, a Antena 8 encontra aplicações em sistemas de telefonia 4G (banda de 1,8 GHz: 1,725 – 1,88 GHz) devido ao seu segundo modo de ressonância.

Os diagramas de radiação 2D e 3D da Antena 8 foram obtidos por meio de simulação computacional para a frequência de 2,31 GHz. A Figura 64 apresenta estes diagramas de radiação.

Figura 64 - Diagramas de radiação da Antena 8 em 2,31 GHz: a)2D, b)3D

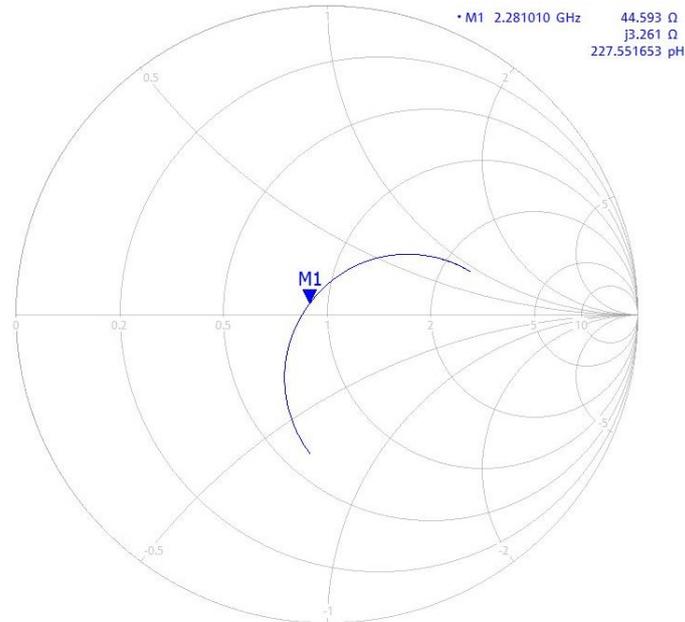


Fonte: Autoria própria

A Figura 64 apresenta um diagrama de radiação da Antena 8 relativamente diretivo pois lóbulos traseiros com uma boa parcela do ganho total da antena são também observados. Isso pode ser explicado devido ao plano de terra vazado da Antena 7. O ganho máximo foi de -3,1 dB, bem abaixo do observado nas Antenas 1 a 3, o que indica uma baixa eficiência da Antena 8.

O outro parâmetro obtido, desta vez por meio de medição, foi a impedância de entrada da Antena 8 a partir da carta de Smith. A Figura 65 apresenta a carta de Smith obtida por meio de medição dentro da largura de banda da frequência de 2,28 GHz apresentada na medição do coeficiente de reflexão.

Figura 65 - Carta de Smith medida da Antena 8 no intervalo de 2,26 a 2,31 GHz

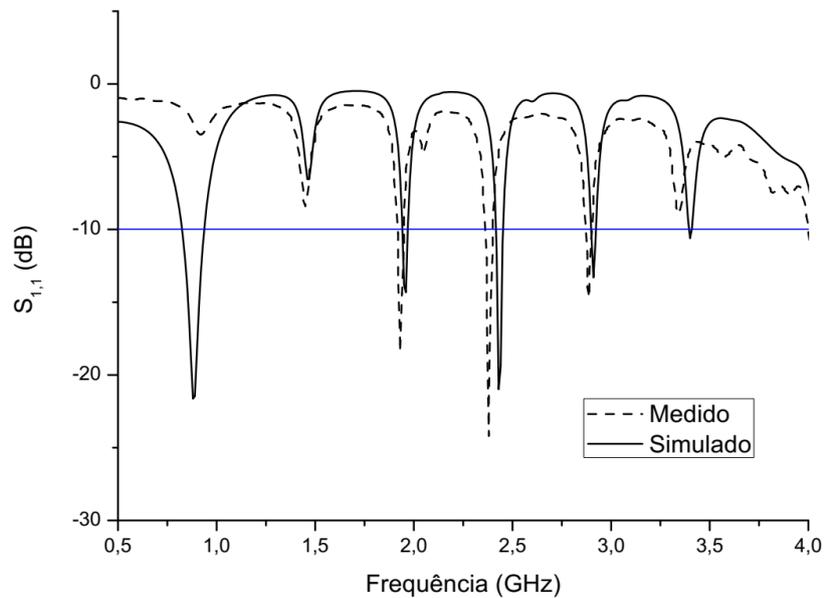


Fonte: Autoria própria

Com base no observado na Figura 65, na frequência central de ressonância de 2,28 GHz, a impedância de entrada nos terminais da antena medida foi de  $(44,593 + j3,261) \Omega$ . A parte real da impedância está próxima de  $50 \Omega$  enquanto a parte imaginária possui um valor baixo. Um baixo coeficiente de reflexão foi obtido dentro da largura de banda especificada na carta de Smith, o que implica um bom casamento de impedância observado na Figura 65.

A Figura 66 apresenta o comparativo entre os coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 9, que foi a última configuração de antenas simples estudada.

Figura 66 - Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 9



Fonte: Autoria própria

A Tabela 12 apresenta as respectivas frequências de ressonâncias observadas na Figura 66 em ordem crescente em que os modos de ressonância aparecem bem como os valores de largura de banda (BW) de cada modo.

Tabela 12 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 9

Modo de ressonância	Frequência de ressonância (GHz)	$S_{1,1}$ (dB)	BW (MHz)	BW (%)
<b>Simulado</b>				
1	0,88 (0,82 – 0,94)	-21,6	120	13,64
2	1,96 (1,94 – 1,97)	-14,3	30	1,53
3	2,43 (2,42 – 2,45)	-21	30	1,23
4	2,91 (2,9 – 2,92)	-13,3	20	0,69
<b>Medido</b>				
1	1,93 (1,92 – 1,95)	-18,4	30	1,55
2	2,38 (2,36 – 2,4)	-24,1	40	1,68
3	2,88 (2,87 – 2,9)	-14,6	30	1,04

Fonte: Autoria própria

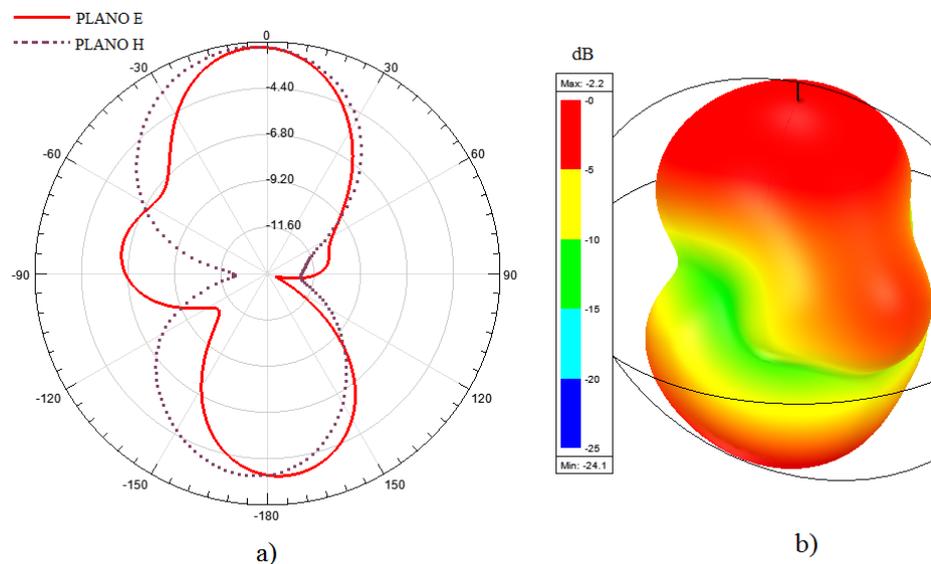
Analisando a Figura 66 e a Tabela 12 é possível observar que houve boa concordância entre as curvas do coeficiente de reflexão medido e simulado, apesar de um pequeno deslocamento nos modos de ressonância. Na curva do coeficiente de reflexão medido houve a supressão do primeiro modo de ressonância apresentado na curva do coeficiente de reflexão simulado.

O comportamento multibanda foi repetido na Antena 9, o que indica que a nova modificação no plano de terra da Antena 3, que passou a ser vazado, não alterou o comportamento do dispositivo em relação a quantidade de modos de ressonância.

A Antena 9 apresentou ressonância dentro da largura de banda ISM (2,4 – 2,4835 GHz) em seu segundo modo de operação. Com relação as outras frequências de ressonância medidas.

Os diagramas de radiação 2D e 3D da Antena 9 foram obtidos por meio de simulação computacional para a frequência de 2,43 GHz. A Figura 67 apresenta estes diagramas de radiação.

Figura 67 - Diagramas de radiação da Antena 9 em 2,43 GHz: a)2D, b)3D

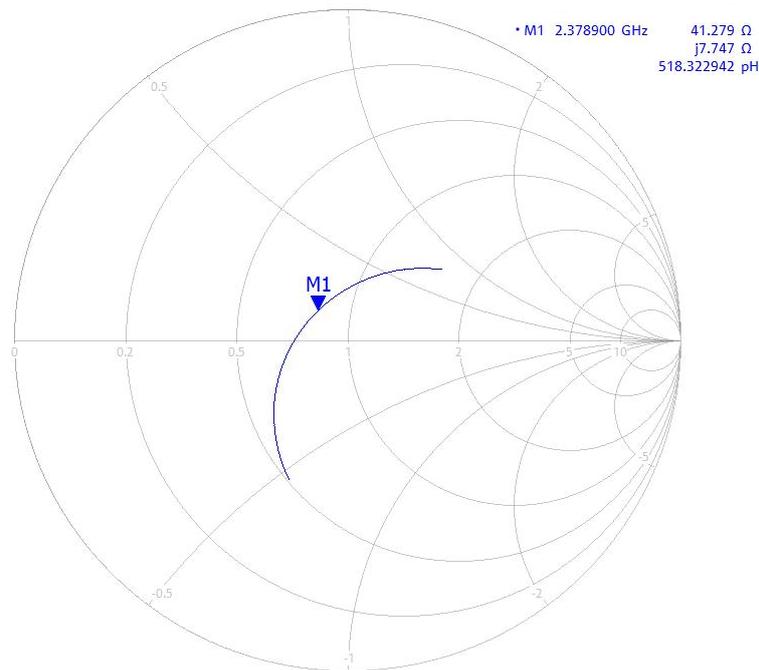


Fonte: Autoria própria

A Figura 67 apresenta um diagrama de radiação da Antena 9 que, diferente das Antenas 7 e 8, é relativamente omnidirecional pois é possível observar uma distribuição igualitária entre o lóbulo principal e o lóbulo traseiro. Isso pode ser explicado devido ao plano de terra vazado da Antena 9. O ganho máximo foi de -2,2 dB, bem abaixo do observado nas Antenas 1 a 3, o que indica uma baixa eficiência da Antena 9.

O outro parâmetro obtido, desta vez por meio de medição, foi a impedância de entrada da Antena 9 a partir da carta de Smith. A Figura 68 apresenta a carta de Smith obtida por meio de medição dentro da largura de banda da frequência de 2,38 GHz apresentada na medição do coeficiente de reflexão.

Figura 68 - Carta de Smith medida da Antena 9 no intervalo de 2,36 a 2,4 GHz



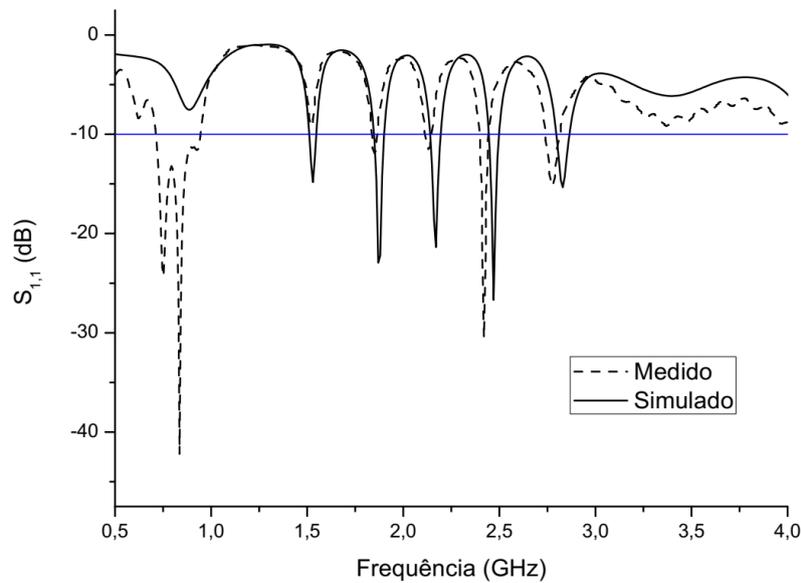
Fonte: Autoria própria

Com base no observado na Figura 68, na frequência central de ressonância de 2,38 GHz, a impedância de entrada nos terminais da antena medida foi de  $(41,279 + j7,747) \Omega$ . A parte real da impedância está próxima de  $50 \Omega$  enquanto a parte imaginária possui um valor baixo. Um baixo coeficiente de reflexão foi obtido dentro da largura de banda especificada na carta de Smith, o que implica um bom casamento de impedância observado na Figura 68.

Até aqui foram abordadas as antenas de *patch* simples (Antenas 1 a 9). Estas foram simuladas e construídas. Como descrito no capítulo de metodologia, as Antenas 10 a 18 são as configurações análogas às Antenas 1 a 9, porém com seus respectivos elementos radiantes duplos. Dentre essas antenas, apenas a Antena 10 foi simulada e construída e, desta forma, a Antena 10 terá seus resultados abordados de maneira mais aprofundada. Para as antenas 11 a 18 serão apresentados apenas resultados simulados.

A Figura 69 apresenta o comparativo entre os coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 10, que foi a primeira configuração de antenas duplas estudada.

Figura 69 - Coeficientes de reflexão medido e simulado da Antena 10



Fonte: Autoria própria

A Tabela 13 apresenta as respectivas frequências de ressonâncias observadas na Figura 69 e na Figura 48 em ordem crescente em que os modos de ressonância aparecem bem como os valores de largura de banda (BW) de cada modo.

Tabela 13 - Frequências de ressonância medidas e simuladas da Antena 10

<b>Modo de ressonância</b>	<b>Frequência de ressonância (GHz)</b>	<b>S<sub>1,1</sub> (dB)</b>	<b>BW (MHz)</b>	<b>BW (%)</b>
<b>Simulado</b>				
1	1,53 (1,51 – 1,55)	-14,8	40	2,61
2	1,87 (1,85 – 1,9)	-22,9	50	2,67
3	2,17 (2,14 – 2,19)	-21,4	50	2,3
4	2,47 (2,45 – 2,5)	-26,7	50	2,02
5	2,83 (2,8 – 2,86)	-15,3	60	2,12
<b>Medido</b>				
1	0,837 (0,714 – 0,944)	-42,1	230	27,48
2	1,85 (1,83 – 1,87)	-12	40	2,16
3	2,13 (2,11 – 2,14)	-11,5	30	1,41
4	2,42 (2,39 – 2,44)	-30,5	50	2,07
5	2,77 (2,74 – 2,82)	-15,2	80	2,89

Fonte: Autoria própria

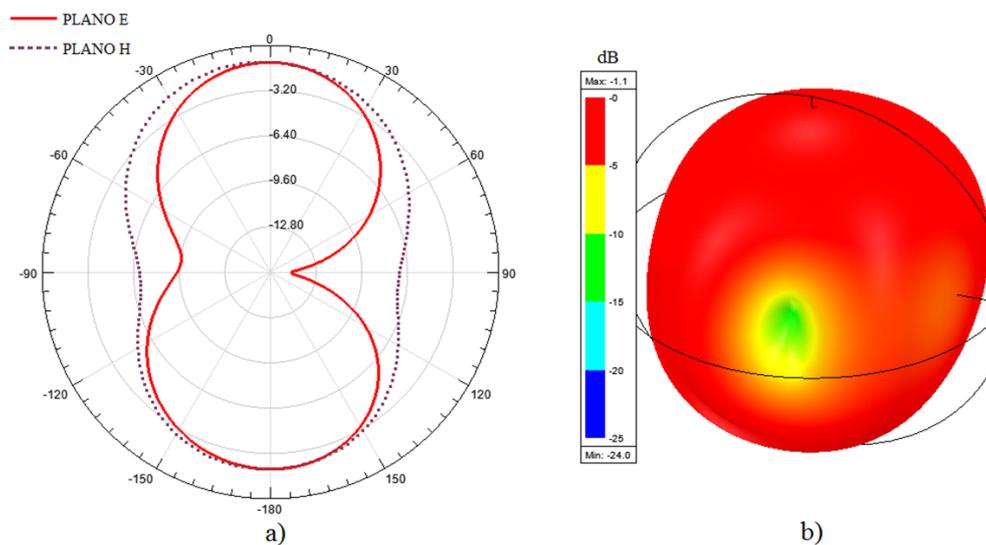
Observa-se por meio da Figura 69 e da Tabela 13 que a Antena 10 apresenta um comportamento bem semelhante à Antena 1 quanto as curvas dos coeficientes de reflexão medido e simulado. Houve boa concordância entre as curvas do coeficiente de reflexão

medido e simulado, apesar de um pequeno deslocamento nos modos de ressonância. Na curva do coeficiente de reflexão medido houve a supressão do segundo modo de ressonância apresentado na curva do coeficiente de reflexão simulado enquanto houve o aparecimento de um novo modo de ressonância na medição (primeiro modo). O comportamento multibanda observado na Antena 1 foi também obtido na Antena 10

A Antena 10 apresentou ressonância dentro da largura de banda ISM (2,4 – 2,4835 GHz) em seu quarto modo de operação. Com relação as outras frequências de ressonância medidas, a Antena 10 também encontra aplicações em sistemas de telefonia 4G (banda de 700MHz: 698 - 806MHz e banda de 1,8 GHz: 1,725 – 1,88 GHz) devido ao seu primeiro e segundo modos de ressonância.

Os diagramas de radiação 2D e 3D da Antena 10 foram obtidos por meio de simulação computacional para a frequência de 2,47 GHz. A Figura 70 apresenta estes diagramas de radiação.

Figura 70 - Diagramas de radiação da Antena 10 em 2,47 GHz: a)2D, b)3D

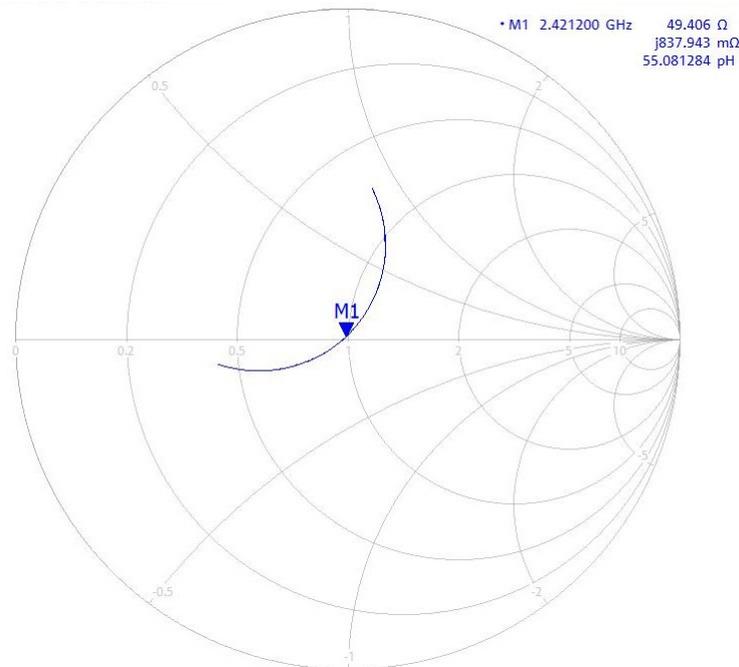


Fonte: Autoria própria

O diagrama de radiação da Antena 10 observado na Figura 70 mostra-se omnidirecional, indicando que está havendo uma interferência construtiva entre os dois elementos radiantes da Antena 10. O ganho máximo é de -1,1, bem abaixo do observado na Antena 1. Isso é inesperado para uma configuração dupla pois nestes casos espera-se um aumento do ganho em relação à mesma antena com elemento radiante simples. Ou seja, a Antena 10 também apresenta uma baixa eficiência.

O outro parâmetro obtido, desta vez por meio de medição, foi a impedância de entrada da Antena 10 a partir da carta de Smith. A Figura 71 apresenta a carta de Smith obtida por meio de medição dentro da largura de banda da frequência de 2,42 GHz apresentada na medição do coeficiente de reflexão.

Figura 71 - Carta de Smith medida da Antena 10 no intervalo de 2,39 a 2,44 GHz

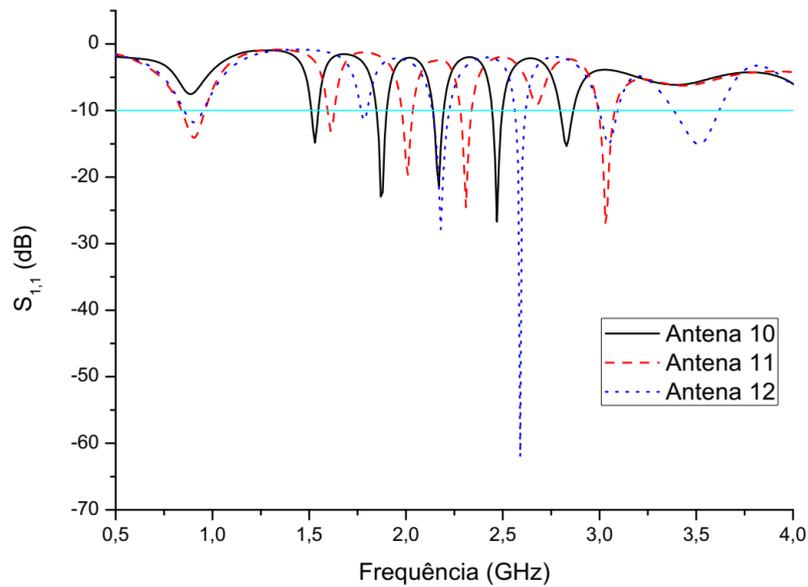


Fonte: Autoria própria

Com base no observado na Figura 71, na frequência central de ressonância de 2,42 GHz, a impedância de entrada nos terminais da antena medida foi de  $(49,406 + j837,943m) \Omega$ . A parte real da impedância está próxima de  $50 \Omega$  enquanto a parte imaginária é quase nula. Um baixo coeficiente de reflexão foi obtido dentro da largura de banda especificada na carta de Smith, o que implica um bom casamento de impedância observado na Figura 71.

A Figura 72 apresenta as curvas do coeficiente de reflexão simuladas das Antenas 10, 11 e 12. A curva do coeficiente de reflexão simulado da Antena 10 foi repetida para fins de comparação com as Antenas 11 e 12.

Figura 72 - Coeficientes de reflexão simulados das Antenas 10, 11 e 12



Fonte: Autoria própria

A Tabela 14 apresenta as respectivas frequências de ressonâncias observadas na Figura 72 para cada antena Figura 48 em ordem crescente em que os modos de ressonância aparecem bem como os valores de largura de banda (BW) de cada modo.

Tabela 14 - Frequências de ressonância simuladas das Antenas 10, 11 e 12

<b>Modo de ressonância</b>	<b>Frequência de ressonância (GHz)</b>	<b>S<sub>1,1</sub> (dB)</b>	<b>BW (MHz)</b>	<b>BW (%)</b>
<b>Antena 10</b>				
1	1,53 (1,51 – 1,55)	-14,8	40	2,6
2	1,87 (1,85 – 1,9)	-22,9	50	2,7
3	2,17 (2,14 – 2,19)	-21,4	50	2,3
4	2,47 (2,45 – 2,5)	-26,7	50	2,0
5	2,83 (2,8 – 2,86)	-15,3	60	2,1
<b>Antena 11</b>				
1	0,91 (0,84 – 0,96)	-14	120	13,2
2	1,61 (1,6 – 1,63)	-13,1	30	1,86
3	2,01 (1,98 – 2,04)	-19,7	60	3,0
4	2,31 (2,28 – 2,34)	-24,5	60	2,6
5	3,03 (2,99 – 3,08)	-27	90	3,0
<b>Antena 12</b>				
1	0,9 (0,85 – 0,95)	-11,76	100	11,1
2	1,78 (1,77 – 1,8)	-11,45	30	1,7
3	2,18 (2,14 – 2,22)	-27,8	80	3,7
4	2,59 (2,56 – 2,62)	-62	60	2,3

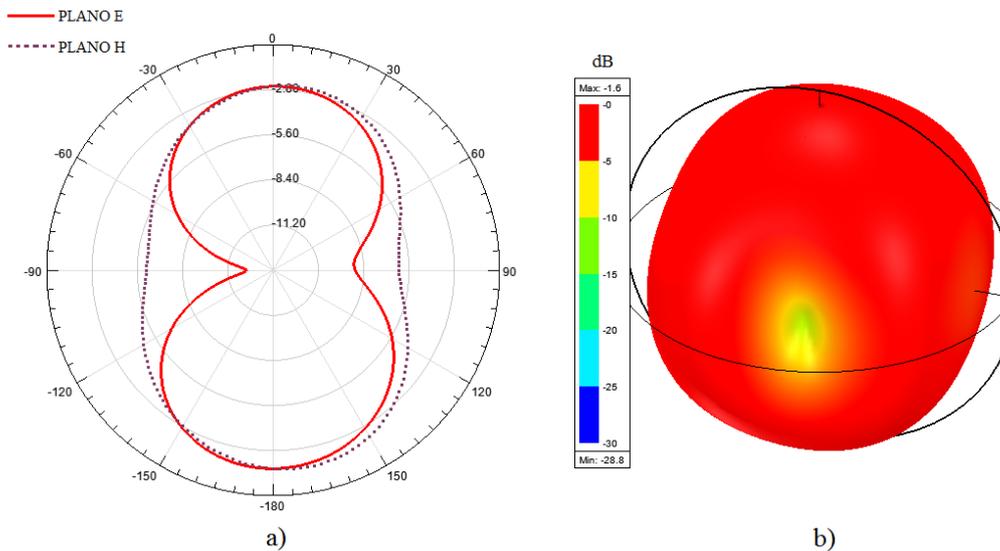
5	3,05 (3,0 – 3,09)	-15,1	90	2,9
6	3,51 (3,38 – 3,62)	-15,1	240	6,8

Fonte: Autoria própria

A Figura 72 e a Tabela 14 mostram que as Antenas 11 e 12 possuem comportamento semelhante quanto a curva do coeficiente de reflexão quando comparadas com a Antena 10, mas há uma considerável diferença entre suas respectivas ressonâncias. Não há diferenças significativas quanto ao número de modos que cada antena apresenta e a largura de banda percentual é semelhante para os três casos, caracterizando-as como dispositivos de banda estreita (excetuando-se o primeiro modo das Antenas 11 e 12). Ou seja, a mudança na forma física do elemento radiante provocou um deslocamento nas frequências de ressonância, apesar de o comprimento total em linha reta de cada elemento radiante ser o mesmo.

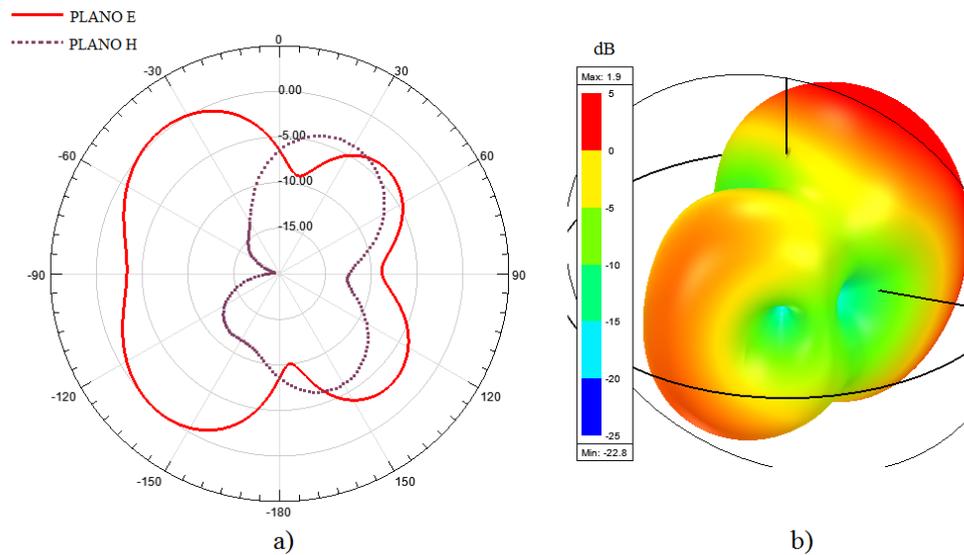
Os diagramas de radiação 2D e 3D das Antenas 11 e 12 foram obtidos por meio de simulação computacional para as frequências de 2,31 GHz e 2,59 GHz, respectivamente. A Figura 73 e a Figura 74 apresentam estes diagramas de radiação. Os diagramas de radiação 2D e 3D da Antena 10 já foram anteriormente apresentados na Figura 70.

Figura 73 - Diagramas de radiação da Antena 11 em 2,31 GHz: a)2D, b)3D



Fonte: Autoria própria

Figura 74 - Diagramas de radiação da Antena 12 em 2,59 GHz: a)2D, b)3D

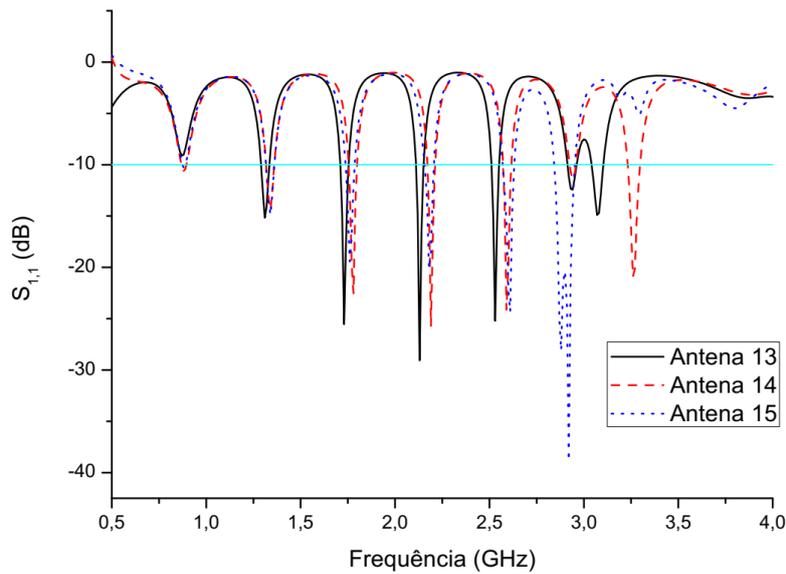


Fonte: Autoria própria

A Figura 73 e a Figura 74 mostram que os diagramas de radiação das Antenas 11 e 12 também apresentam um diagrama próximo ao omnidirecional quando comparado com a Antena 10. Novamente, para a Antena 11, observa-se um ganho abaixo do esperado para uma configuração de antena dupla onde esta apresentou um ganho máximo de -1,6 dB. Já a Antena 12 apresentou um ganho máximo um pouco mais alto, de 1,9 dB, o que ainda assim é relativamente baixo para uma configuração dupla. Ou seja, as antenas 11 e 12 também apresentam uma baixa eficiência, principalmente quando comparadas às Antenas 1,2 e 3.

A Figura 75 apresenta o comparativo entre os coeficientes de reflexão simulados das Antenas 13, 14 e 15. Estas antenas, como anteriormente descrito, possuem os mesmos elementos radiantes das Antenas 10, 11 e 12, respectivamente; mas com seus planos de terra cheios.

Figura 75 - Coeficientes de reflexão simulados das Antenas 13, 14 e 15



Fonte: Autoria própria

A Tabela 15 apresenta as respectivas frequências de ressonâncias observadas na Figura 75 para cada antena Figura 48 em ordem crescente em que os modos de ressonância aparecem bem como os valores de largura de banda (BW) de cada modo.

Tabela 15 - Frequências de ressonância simuladas das Antenas 13, 14 e 15

Modo de ressonância	Frequência de ressonância (GHz)	$S_{1,1}$ (dB)	BW (Mhz)	BW (%)
<b>Antena 13</b>				
1	1,31 (1,29 – 1,33)	-15,2	40	3,0
2	1,73 (1,71 – 1,75)	-25,5	40	2,3
3	2,13 (2,11 – 2,15)	-29	40	1,9
4	2,53 (2,51 – 2,55)	-25,2	40	1,6
5	2,94 (2,91 – 2,96)	-12,4	50	1,7
6	3,07 (3,04 - 3,1)	-15	60	1,9
<b>Antena 14</b>				
1	0,88 (0,87 – 0,9)	-10,6	30	3,4
2	1,34 (1,32 – 1,36)	-14,4	40	3,0
3	1,78 (1,75 – 1,8)	-22,5	50	2,2
4	2,19 (2,17 – 2,21)	-25,7	40	1,8
5	2,59 (2,57 – 2,62)	-24,1	50	1,9
6	2,94 (2,92 – 2,96)	-11,4	40	1,4
7	3,26 (3,23 – 3,3)	-21	70	2,1
<b>Antena 15</b>				
1	0,88 (0,87 – 0,89)	-10,3	20	2,3

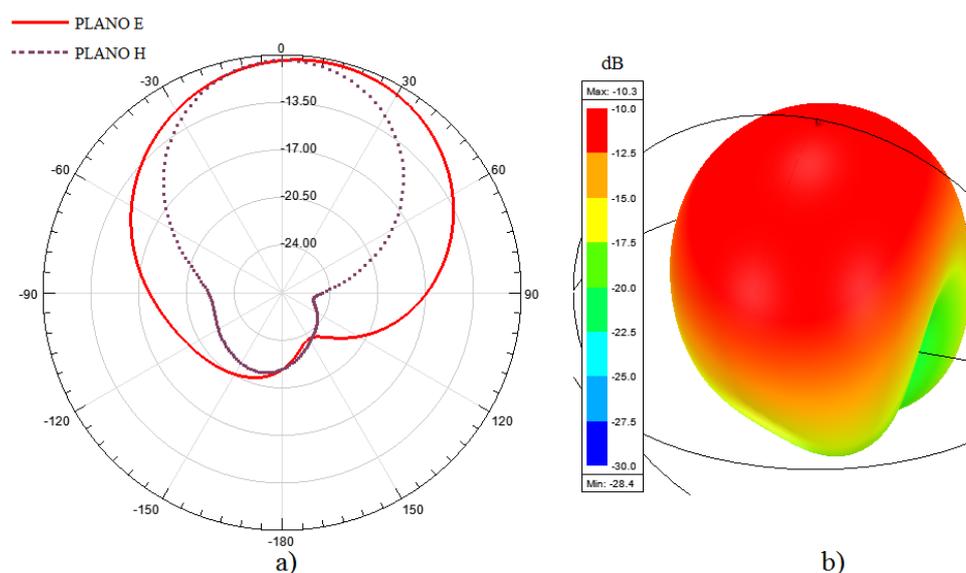
2	1,34 (1,32 – 1,36)	-14,9	40	3,0
3	1,76 (1,74 – 1,79)	-19,4	50	2,8
4	2,18 (2,16 – 2,21)	-20,1	50	1,8
5	2,61 (2,57 – 2,63)	-24,3	60	2,3
7	2,92 (2,84 – 2,95)	-38,8	110	3,8

Fonte: Autoria própria

Por meio da Figura 75 e Tabela 15 percebe-se que as curva dos coeficientes de reflexão das Antenas 13, 14 e 15 além de possuírem um comportamento semelhante, apresentam frequências de ressonâncias bem próximas entre cada antena. Não há diferenças significativas quanto ao número de modos que cada antena apresenta e a largura de banda percentual, baixa, é semelhante para os três casos; caracterizando-as como dispositivos de banda estreita. Ou seja, para o caso de antenas duplas com plano de terra cheio, a forma física dos elementos das antenas não apresentou influência significativa quanto as frequências de ressonância das antenas como foi observado nas Antenas 10, 11 e 12.

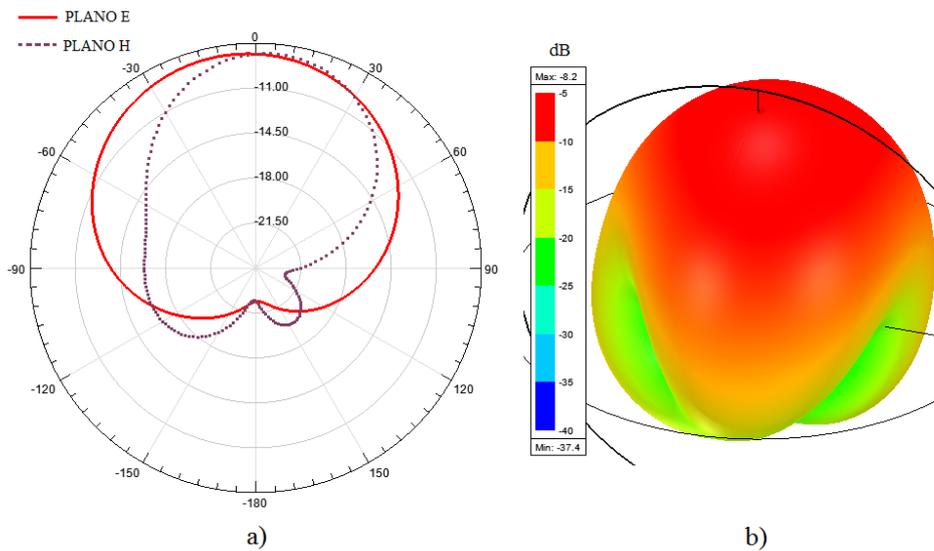
Os diagramas de radiação 2D e 3D das Antenas 13, 14 e 15 foram obtidos por meio de simulação computacional para as frequências de 2,53 GHz, 2,59 GHz e 2,61 GHz; respectivamente. A Figura 76, Figura 77 e a Figura 78 apresentam estes diagramas de radiação.

Figura 76 - Diagramas de radiação da Antena 13 em 2,53 GHz: a)2D, b)3D



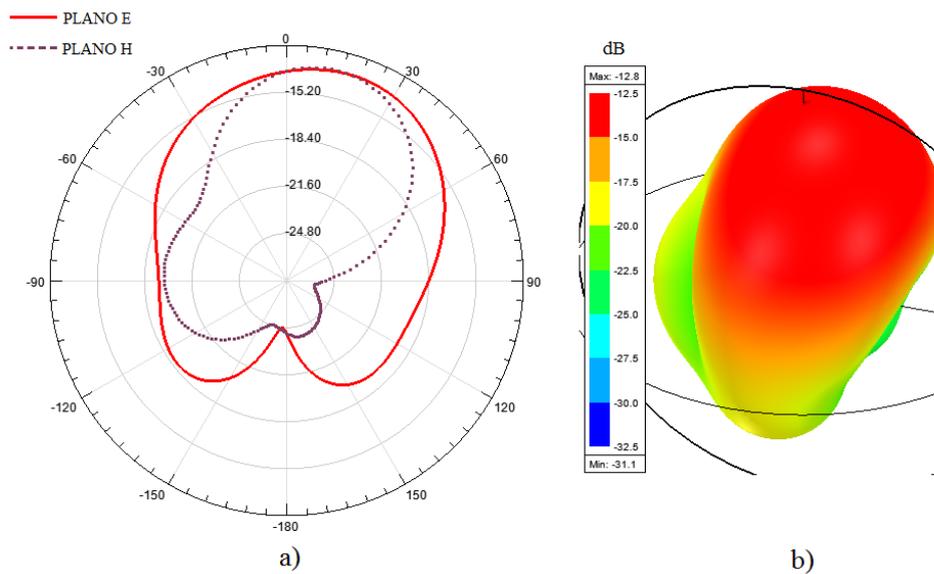
Fonte: Autoria própria

Figura 77 - Diagramas de radiação da Antena 14 em 2,59 GHz: a)2D, b)3D



Fonte: Autoria própria

Figura 78 - Diagramas de radiação da Antena 15 em 2,61 GHz: a)2D, b)3D

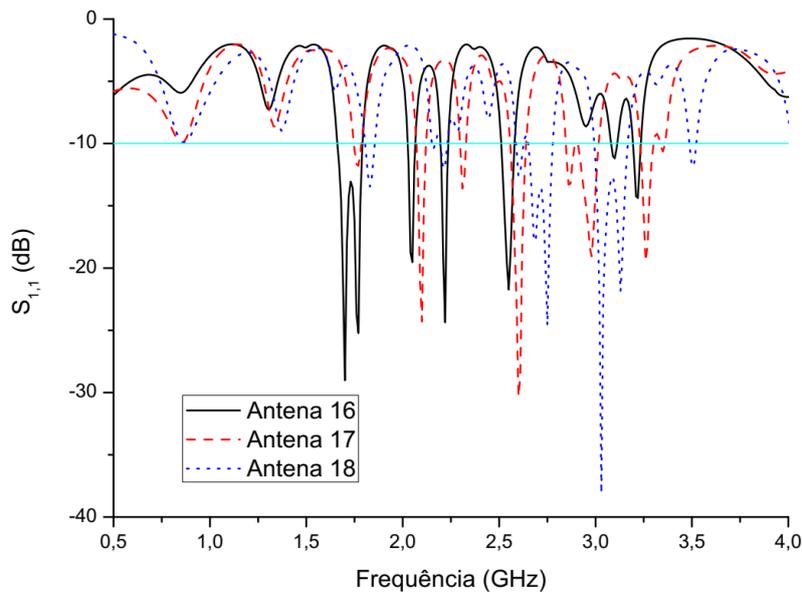


Fonte: Autoria própria

Os diagramas de radiação das Antenas 13, 14 e 15 apresentam-se diretivos, com pouca concentração de potência nos lóbulos traseiros. No entanto, o ganho foi bem abaixo do esperado para uma antena dupla. A antena 13 apresenta um ganho máximo de -10,3 dB, a Antena 14 apresenta um ganho máximo de -8,2 dB e a Antena 15 apresenta um ganho máximo de -12,8 dB. Em comparação com as Antenas 10, 11 e 12; o diagrama de radiação passou a ser diretivo, como esperado para uma situação de plano de terra cheio, mas o baixo ganho denota uma baixa eficiência destas antenas. Novamente, este é um resultado inesperado.

A Figura 79 apresenta o comparativo entre os coeficientes de reflexão simulados das Antenas 16, 17 e 18. Estas antenas, como anteriormente descrito, possuem os mesmos elementos radiantes das Antenas 10, 11 e 12, respectivamente; mas com seus planos de terra vazados no mesmo formato dos respectivos elementos radiantes.

Figura 79 - Coeficientes de reflexão simulados das Antenas 16, 17 e 18



Fonte: Autoria própria

A Tabela 16 apresenta as respectivas frequências de ressonâncias observadas na Figura 79 para cada antena Figura 48 em ordem crescente em que os modos de ressonância aparecem bem como os valores de largura de banda (BW) de cada modo.

Tabela 16 - Frequências de ressonância simuladas das Antenas 16, 17 e 18

Modo de ressonância	Frequência de ressonância (GHz)	S <sub>1,1</sub> (dB)	BW (Mhz)	BW (%)
<b>Antena 16</b>				
1	1,7 (1,66 – 1,79)	-29	130	7,6
2	2,05 (2,03 – 2,07)	-19,5	40	1,9
3	2,22 (2,2 – 2,24)	-24,4	40	1,8
4	2,55 (2,51 – 2,58)	-21,7	70	2,7
5	3,22 (3,19 – 3,24)	-14,4	50	1,6
<b>Antena 17</b>				
1	1,77 (1,75 – 1,79)	-11,8	40	2,3
2	2,1 (2,07 – 2,12)	-24,3	50	2,4
3	2,31 (2,3 – 2,33)	-13,6	30	1,3

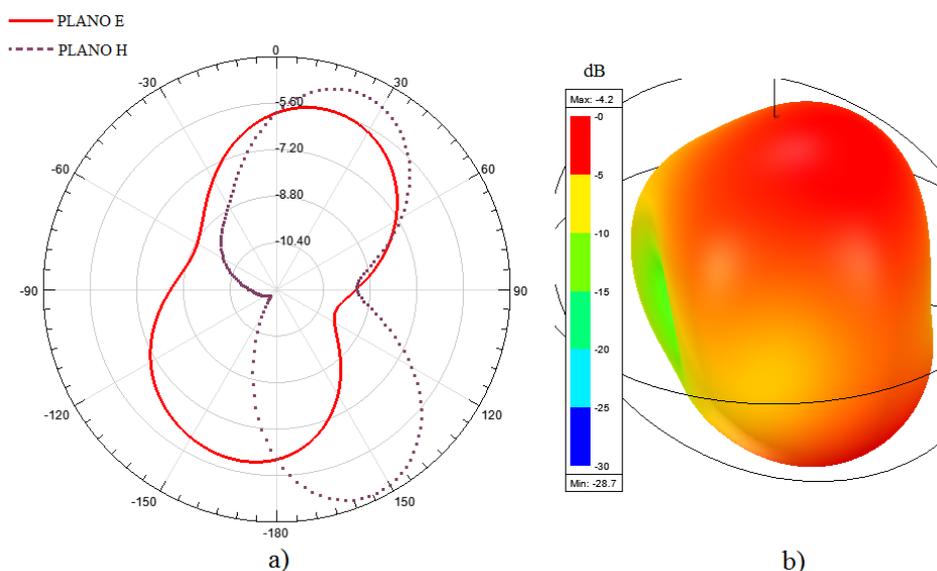
4	2,6 (2,56 – 2,64)	-30,3	80	3,1
5	2,98 (2,85 – 3,02)	-19	170	5,7
6	3,26 (3,23 – 3,3)	-19,5	70	2,1
<b>Antena 18</b>				
1	1,83 (1,8 – 1,86)	-13,5	60	3,3
2	2,75 (2,65 – 2,78)	-24,6	130	4,7
3	3,03 (2,99 – 3,17)	-38	180	5,9
4	3,51 (3,49 – 3,52)	-11,8	30	0,9

Fonte: Aatoria própria

Por meio da Figura 79 e da Tabela 16 observa-se que as curvas dos coeficientes de reflexão apresentam comportamento semelhante, mas diferentes frequências de ressonância foram observadas. Não há diferenças significativas quanto ao número de modos que cada antena apresenta e a largura de banda percentual é semelhante para os três casos, caracterizando-as como dispositivos de banda estreita (excetuando-se o primeiro modo da Antena 16, o quinto modo da Antena 17 e o terceiro modo da Antena 18). Ou seja, a mudança no plano de terra das antenas provocou o aparecimento de uma maior largura de banda em alguns modos das antenas.

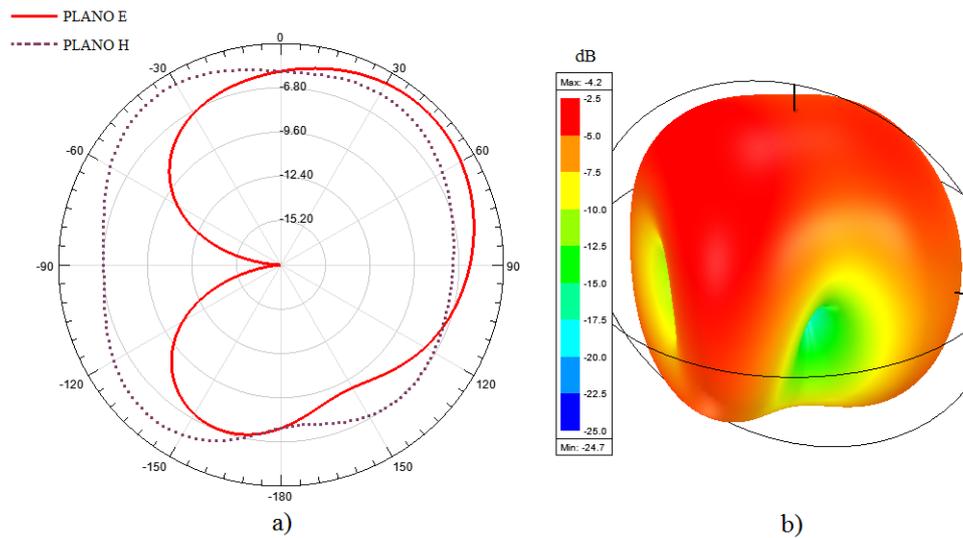
Os diagramas de radiação 2D e 3D das Antenas 16, 17 e 18 foram obtidos por meio de simulação computacional para as frequências de 2,55 GHz, 2,6 GHz e 2,75 GHz; respectivamente. A Figura 80, Figura 81 e Figura 82 apresentam estes diagramas de radiação.

Figura 80 - Diagramas de radiação da Antena 16 em 2,55 GHz: a)2D, b)3D



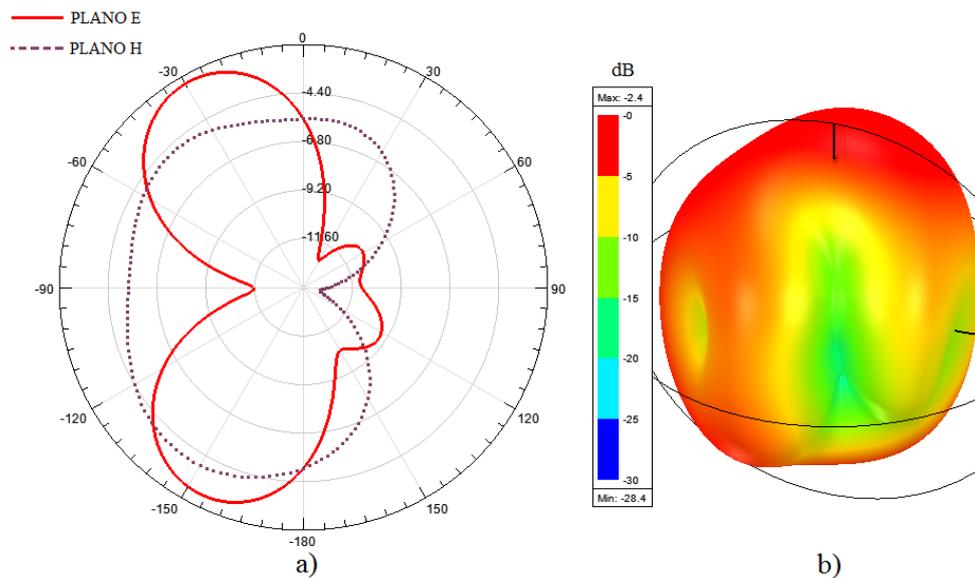
Fonte: Aatoria própria

Figura 81 - Diagramas de radiação da Antena 17 em 2,6 GHz: a)2D, b)3D



Fonte: Autoria própria

Figura 82 - Diagramas de radiação da Antena 18 em 2,75 GHz: a)2D, b)3D



Fonte: Autoria própria

A Figura 80, Figura 81 e a Figura 82 mostram que os diagramas de radiação das Antenas 16, 17 e 18 apresentam um diagrama próximo ao omnidirecional. No entanto, o ganho foi bem abaixo do esperado para antenas duplas. A Antena 16 apresenta um ganho máximo de -4,2 dB, a Antena 17 também apresenta um ganho máximo de -4,2 dB e a Antena 18 apresenta um ganho máximo de -2,8 dB. Estes valores de ganho são relativamente superiores ao observado nas Antenas 13, 14 e 15; mas ainda é baixo para o caso de antenas duplas. Novamente, este é um resultado inesperado e indesejado. Em

comparação com as Antenas 10, 11 e 12; o diagrama de radiação permanece próximo ao omnidirecional, indicando que a forma vazada do plano de terra também possibilita um diagrama de radiação próximo ao omnidirecional.

Os gráficos de razão axial foram suprimidos dos resultados finais para todas as dezoito antenas apresentadas devido ao fato de que, para todas as antenas estudadas dentro das respectivas larguras de banda de cada modo de ressonância, a razão axial esteve compreendida em valores acima de 6 dB; caracterizando assim um campo eletromagnético transmitido com polarização linear para todas as antenas.

## 5 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou um estudo paramétrico acerca de antenas de linha dobrada de microfita. Diversas configurações desta topologia de antena foram simuladas, construídas e seus resultados comparados entre si. Os resultados obtidos por meio das medições realizadas, sobretudo quanto as frequências de ressonância das antenas, estão em concordância com o obtido por meio de simulação computacional para a maioria dos casos; sendo possível afirmar que o processo de construção e medição das antenas mostrou-se satisfatório.

Por meio deste estudo foi possível observar que a modificação do elemento radiante (*patch*) padrão de uma antena de linha dobrada apresenta influência significativa na(s) frequência(s) de ressonância desta antena. O mesmo pode ser dito sobre o plano de terra, que para o caso padrão possui configuração parcial. Observou-se também que o plano de terra apresenta grande influência na impedância de entrada da antena tendo em vista o descasamento de impedância que houve com a adição do plano de terra cheio e vazado quando em comparação ao plano de terra parcial, fazendo-se necessário a utilização de um novo transformador de  $\frac{1}{4}$  de onda para realizar o casamento de impedância entre o *patch* e a linha de transmissão.

Ainda sobre o estudo realizado quanto ao plano de terra, observou-se que as MMLAs abordadas neste estudo só apresentaram uma boa eficiência quando o seu plano de terra foi parcial pelo fato de que a adição de um plano de terra cheio ou vazado provocou uma baixa eficiência destas antenas nas frequências de ressonância observadas nos diagramas de radiação simulados apresentados. A forma dos diagramas de radiação foi compatível para cada caso, onde o plano de terra parcial e vazado apresentaram um diagrama próximo ao omnidirecional (principalmente as antenas de plano de terra parcial) enquanto as antenas com plano de terra cheio apresentaram um comportamento diretivo.

Já realizando uma comparação apenas entre as antenas com plano de terra parcial e *patches* diferentes, observou-se que as configurações de elemento radiante assimétrico e log-periódico apresentaram uma significativa melhoria no ganho quando comparado a MMLA padrão. Estes resultados quanto ao diagrama de radiação, no entanto, não foram validados por meio de medição, apenas por simulação computacional.

Observou-se, por meio dos resultados computacionais e validação experimental, que as modificações realizadas em todas as antenas apresentaram um comportamento multibanda. Ou seja, as modificações realizadas no plano de terra e patch não apresentaram influência sobre esta característica da antena MMLA padrão. As antenas duplas, no entanto, apresentaram mais modos de ressonância do que as antenas simples. Os modos de ressonância apresentaram largura de banda estreita para a maioria dos casos, sobretudo nas antenas simples. As antenas com plano de terra parcial apresentaram largura de banda estreita, o que é uma vantagem tendo em vista que antenas de microfita nesta configuração são comumente dispositivos de banda larga. Ou seja, um comportamento multibanda com diagrama de radiação omnidirecional foi obtido.

## 5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Com base nos resultados obtidos por meio deste estudo é possível realizar sugestões pertinentes para trabalhos futuros acerca deste tipo de antena:

- Estudo paramétrico acerca das dimensões físicas (largura da linha de microfita, espaçamento entre as voltas, largura e comprimento) apenas da antena padrão com plano de terra parcial;
- Aplicação de alimentação do tipo CPW para comparação com o plano de terra parcial a fim de se observar a eficiência das antenas;
- Comparação entre as antenas simples apresentadas em configuração monopolo com a mesma disposição física, mas em configuração de dipolo;
- Aplicação de reconfigurabilidade no elemento radiante a fim de se observar aparição ou supressão dos modos de ressonância;
- Estudo mais aprofundado acerca da eficiência das antenas;
- Aplicação de técnicas para melhoria de ganho destas antenas.

## REFERÊNCIAS

A MCCORMICK, Seth. **Simulation Comparisons of Three Different Meander Line Dipoles**. Adelphi: U.s. Army Research Laboratory, 2015. 18 p.

ANDERSON, D. L. **S-Parameter Theory and Applications**. Hewlett-Packard Journal. 1967.

Ansoft. *ANSYS HFSS 19.0*. online: [www.ansoft.com](http://www.ansoft.com).

ARAÚJO G. L. R., SILVA, S. G. **Efeito da Variação da Largura de Banda com a Inclinação do Plano de Terra em uma Antena de Microfita com Elementos Parasitas Fractais**. XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações – SBrT. vol. 11. out. 2011.

BALANIS, Constantine A.. **Antenna Theory: Analysis and Design**. 4. ed. New Jersey: Wiley & Sons, 2016. 1095 p.

BHARTI, Pradutt Kumar et al. A COMPACT MULTIBAND PLANAR MONOPOLE ANTENNA FOR SLIM MOBILE HANDSET APPLICATIONS. **Progress In Electromagnetics Research B**, [s.l.], v. 61, p.31-42, 2014. EMW Publishing.

BANCROFT, Randy. **Microstrip and Printed Antenna Design**. 2. ed. Raleigh: Scitech Publishing, 2009. 266 p.

BATISTA, Fabrício Ferreira e JR., Paulo Fernandes Silva. “**Técnicas de casamento de impedâncias por linha de Microfita em Antenas Patch Circular para Tecnologia ISM em 2,4 GHz**” 12º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo 17º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica LAWOFs 2016 - *Latin American Workshop on Optical Fiber Sensors, At Porto Alegre, Rio Grande do Sul – Brazil*.

CALLA, O. P. N. et al. Empirical relation for designing the meander line antenna. **2008 International Conference On Recent Advances In Microwave Theory And Applications**, [s.l.], p.695-698, nov. 2008. IEEE.

CHAN, K-C., HARTER, Alphonse. **Impedance matching and the Smith chart – The fundamentals**. RF antennas tx/rx. p. 52-66. jul. 2000.

CHEN, I-fong; PENG, Chia-mei. Compact Modified Pentaband Meander-Line Antenna for Mobile Handsets Applications. **Ieee Antennas And Wireless Propagation Letters**, [s.l.], v. 10, p.607-610, 2011. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE).

EBAY: **Adaptadores e dongles USB**. Disponível em: <<https://www.ebay.com/itm/8D5F-Wireless-Bluetooth-4-0-Stereo-Speaker-Amplifier-Audio-Receiver-PCB-Board-/332899369807>> Acesso em: 14 Ago. 2019.

GARG, Ramesh et al. **Microstrip Antenna Design Handbook**. Norwood: Artech House, 2001. 875 p.

GHARBI, Ilhem et al. Design of patch array antennas for future 5G applications. **2017 18th International Conference On Sciences And Techniques Of Automatic Control And Computer Engineering (sta)**, [s.l.], p.674-678, dez. 2017. IEEE.

GHAVAMI, M. et al. **Ultra Wideband: Signals and Systems in Communication Engineering**. West Sussex: John Wiley & Sons. p. 278. 2004

GROBOTRONICS: **Wifi modules**. Disponível em: <<https://grobotronics.com/esp8266-wifi-module-esp-12.html?sl=en>>. Acesso em: 14 Ago. 2019.

HOLANDA, Samanta Mesquita de. **Estudo e Desenvolvimento de Antenas de Microfita Utilizando Tecido de Malha a Base de Fibras Têxteis Compostas**. Universidade Federal Rural do Semi-Árido, Mossoró, 2016.

HUANG, Yi, BOYLE, Kevin. **Antennas from Theory to Practice**. United Kingdom: John Wiley & Sons, 2008.

KUMAR, Girish, RAY., K.P. **Broadband Microstrip Antennas**. Boston/London: Artech House, 2003.

LUO, QI., GAO, Steven., SOBHY, Mohammed., LI, Jianzhou., WEI, Gao., Xu, Jiadong. **A Broadband Printed Monofilar Square Spiral Antenna**. **IEEE Antennas & Propagation Magazine**, April 2017.

NAKANO, H. et al. Numerical analyses of printed line antennas. **Iee Proceedings H Microwaves, Antennas And Propagation**, [s.l.], v. 136, n. 2, p.98-104, 1989. Institution of Engineering and Technology (IET). <http://dx.doi.org/10.1049/ip-h-2.1989.0019>.

OGHEROHWO, Ogherohwo et al. Design and Analysis of Meander Microstrip Antenna at Wireless Band. **International Journal Of Computer Applications**, [s.l.], v. 111, n. 6, p.1-4, 18 fev. 2015. Foundation of Computer Science.

OLAODE, O. O.; PALMER, W. D.; JOINES, W. T.. Characterization of Meander Dipole Antennas With a Geometry-Based, Frequency-Independent Lumped Element Model. **Ieee Antennas And Wireless Propagation Letters**, [s.l.], v. 11, p.346-349, 2012. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/lawp.2012.2191380>.

OLIVEIRA, Elder Eldervitch Carneiro de. **Antenas de Microfita com Patch QuaseFractal para Aplicações em Redes WPAN/WLAN**. . Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e da Computação, Natal, Dezembro de 2008.

POZAR, David M.. **Microwave Engineering**. 4. ed. New Jersey: Wiley & Sons, 2011. 752 p.

RAMESH, M., YIP, K. B. **Design Inset-Feed Microstrip Patch Antennas**. 2003. Disponível em: <<http://mwrf.com/components/design-inset-fed-microstrip-patch-antennas>>. Acesso em 30/01/2018.

RASHED, J.; TAI, C.-t.. A new class of resonant antennas. **Ieee Transactions On Antennas And Propagation**, [s.l.], v. 39, n. 9, p.1428-1430, 1991. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE).

SADIKU, M. N. O. **Elementos de eletromagnetismo**. 3ª ed. Porto Alegre: Bookman, 2004.

SHARAWI, Mohammad S.; FAOURI, Yanal S.; IQBAL, Sheikh S.. **Design of an electrically small meander antenna for LTE mobile terminals in the 800 MHz band**. In: 2011 IEEE GCC CONFERENCE AND EXHIBITION (GCC), 6., 2011, Dubai: IEEE, 2011.

SILVA, I. B. T. **Projeto e Análise de Antena de Microfita com Utilização de Metamaterial do Tipo CSRR**. Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação da UFERSA. Mossoró, 2014.

SOARES, M. D. **Tutoriais Banda Larga: WLAN X Sistemas Móveis Celulares.** (2004). Disponível em: [https://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialwlanx/pagina\\_3.asp](https://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialwlanx/pagina_3.asp). Acesso: Set. de 2018.

STUTZMAN, Warren L.; THIELE, Gary A.. **Antenna Theory and Design.** 3. ed. New Jersey: John Wiley & Sons, 2012. 822 p.

TONDARE, Shivshankar. Meander Line Antenna for LTE Communications. **International Journal On Recent And Innovation Trends In Computing And Communication.** Bikaner, p. 411-416. mar. 2014.

WENTWORTH, Stuart M.. **Eletromagnetismo Aplicado:** Abordagem antecipada das linhas de transmissão. Porto Alegre: Bookman, 2008. 672 p.

ZAKARIA, Z. et al. A parametric study on dual-band meander line monopole antenna for RF energy harvesting. **2013 Ieee International Conference On Rfid-technologies And Applications (rfid-ta)**, [s.l.], p.1-5, set. 2013. IEEE. <http://dx.doi.org/10.1109/rfid-ta.2013.6694523>.