



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

FRANCISCO JOSÉ DANTAS DE OLIVEIRA

ANÁLISE PARAMÉTRICA DE ANTENAS ANELARES DE MICROFITA

MOSSORÓ

2019

FRANCISCO JOSÉ DANTAS DE OLIVEIRA

ANÁLISE PARAMÉTRICA DE ANTENAS ANELARES DE MICROFITA

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: Idalmir de Souza Queiroz Júnior,
Prof. Dr.

Co-orientador: Humberto Dionísio de Andrade,
Prof. Dr.

MOSSORÓ

2019

©Todos os direitos estão reservados à 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 tornar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata, exceto as pesquisas que estejam vinculadas ao processo de patenteamento. Esta investigação será base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) seja devidamente citado e mencionado os seus créditos bibliográficos.

Ficha catalográfica elaborada pelo Sistema de Bibliotecas
da Universidade Federal Rural do Semi-Árido, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

O48a OLIVEIRA, FRANCISCO JOSÉ DANTAS DE.
ANÁLISE PARAMÉTRICA DE ANTENAS ANELARES DE
MICROFITA / FRANCISCO JOSÉ DANTAS DE OLIVEIRA. -
2019.
91 f. : il.

Orientador: IDALMIR DE SOUZA QUEIROZ JÚNIOR.
Coorientador: HUMBERTO DIONÍSIO DE ANDRADE.
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Programa de Pós-graduação em
Sistemas de Comunicação e Automação, 2019.

1. ANTENAS DE MICROFITA. 2. ANTENAS ANELARES.
3. ANTENAS PLANARES. I. QUEIROZ JÚNIOR, IDALMIR DE
SOUZA, orient. II. ANDRADE, HUMBERTO DIONÍSIO DE,
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.

FRANCISCO JOSÉ DANTAS DE OLIVEIRA

ANÁLISE PARAMÉTRICA DE ANTENAS ANELARES DE MICROFITA

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

Defendida em: 27/02/2019.

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Júnior, Presidente e Orientador (UFERSA)



Prof. Dr. André Pedro Fernandes Neto, Membro Interno (UFERSA)



Prof. Dr. Marinaldo Pinheiro de Sousa Neto, Membro Externo (IFRN)

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus pelo dom da vida, sabedoria e pela oportunidade de conseguir vencer mais uma etapa da minha vida.

Agradeço também à minha família pela paciência e compreensão devido às horas de ausência.

A meu orientador, Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Júnior, e meu co-orientador, Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade, pelos conhecimentos repassados e apoio na redação e finalização deste artigo.

Finalmente, agradeço a Alexandre e Raymundo, pelo apoio dado para a medição das antenas na UFCG.

RESUMO

Os sistemas de comunicação wireless vêm se desenvolvendo constantemente. Devido às constantes buscas por velocidades mais elevadas de comunicação e atendimento a vários serviços em diversas frequências, as implementações de vários métodos são estudadas para resolver os problemas e aumentar a versatilidade, confiabilidade e escalabilidade das antenas. Este trabalho tem por objetivo realizar o estudo do comportamento de antenas anelares de microfita baseadas em uma antena planar de microfita padrão projetada para a faixa de frequência 5,8 GHz, nas quais foram feitas alterações na sua estrutura metálica, efetuando simulações com software computacional e desenvolvendo alguns protótipos de antenas com a finalidade de verificar as características de radiação e ganhos obtidos por cada modelo, além de comparar a fidedignidade entre os resultados simulados e os medidos pelas antenas confeccionadas. Foram utilizados um analisador de redes vetoriais e uma câmara anecoica para efetuar a medição dos parâmetros das antenas. Os resultados obtidos foram analisados com o auxílio de programas computacionais para comparar os dados, construir gráficos, além de facilitar a visualização e o entendimento dos resultados. Foi possível constatar, com os resultados adquiridos, que a maioria das antenas apresentaram vários modos ressonantes e, em alguns casos, havia a tendência da largura de banda aumentar e o coeficiente de reflexão ser menor à medida que a frequência era aumentada.

Palavras-chave: Antenas de microfita. Antenas anelares. Antenas planares

ABSTRACT

Wireless communication systems have been developing continuously. Due frequent higher communication speed demands and fitting to several services in various frequencies, a lot of implementation methods are being studied to solve problems and increasing antennas versatility, reliability and scalability. This paper aims to perform a study of microstrip ring antennas behavior based on a standard planar microstrip antenna projected to the frequency range of 5.8 GHz. Changes on metallic structure were made, simulating with computational software and developing some ring microstrip antennas prototypes, checking your radiation patterns and gain acquired from each one, comparing the similarity between simulated and measured built antennas results. A vector network analyzer and an anechoic chamber were used to measure the antennas parameters. The obtained results were analyzed with computational programs aid in order to compare datas, create charts and make visualization and results understanding easier. It was possible to certify, with acquired results, that most of antennas presented several resonant modes and, in some cases, there was a tendency of bandwidth raising and reflection coefficient falling as soon as the frequency was getting increased.

Keywords: Microstrip antennas, Ring antenna, Planar antenna.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1-Circuito equivalente do sistema de transmissão.....	17
Figura 2-Antenas filamentosas.	19
Figura 3-Antena loop.	20
Figura 4-Estrutura construtiva de antena Yagi.....	21
Figura 5-Antena Yagi-Uda.....	21
Figura 6-Modos de operação das antenas helicoidais.....	22
Figura 7-Modelos de antenas de abertura.	23
Figura 8-Tipos de abertura das antenas corneta.	23
Figura 9-Configurações de antenas refletoras.....	24
Figura 10-Algumas configurações de antenas tipo lente	25
Figura 11-Antena tipo lente.....	25
Figura 12-Antenas invertidas.	26
Figura 13-Antena ressonadora.....	28
Figura 14-Antena fractal monopolo tipo Sierpinski.	28
Figura 15-Arranjos de antenas.....	29
Figura 16-Estrutura da antena de microfita.....	30
Figura 17-Formatos mais comuns de patch em antenas de microfita.....	31
Figura 18-Sistema de coordenadas para análise de antenas.....	32
Figura 19-Diagrama de radiação 2D.....	33
Figura 20-Diagrama de radiação 3D.....	33
Figura 21-Conceito de esferoradiano.....	34
Figura 22-Largura de banda de um sinal senoidal.....	36
Figura 23-Largura de feixe de meia potência (HPBW).	36
Figura 24-Gráfico Coeficiente de reflexão.....	37
Figura 25-VSWR: Relação entre valores máximos e mínimos de tensão.	38
Figura 26-Tipos de polarizações.....	39
Figura 27-Parâmetros de impedância para uma linha de transmissão fechada.	40
Figura 28-Círculo unitário no qual a carta de Smith é baseada.....	41
Figura 29-Carta de Smith (Círculo resistivo).	42
Figura 30-Carta de Smith (Círculo reativo).	42
Figura 31-Transformador de um quarto de onda.....	43

Figura 32-Modelo equivalente de uma antena microfita retangular pelo método da cavidade.	45
Figura 33-Formato da antena anelar (Apenas borda)	47
Figura 34-Antena anelar fendida	47
Figura 35-Impressora utilizada para auxiliar a confecção das antenas.....	48
Figura 36-Antenas confeccionadas	49
Figura 37-Analisador de redes vetoriais (VNA) utilizado para medição das antenas.....	50
Figura 38-Preparação do VNA para interligação às antenas.....	51
Figura 39-Antena 1 conectada ao VNA com espaçador.	51
Figura 40-Conexão das antenas 1 e 2 ao VNA.....	52
Figura 41-Tela de medição do VNA para a antena 1.	52
Figura 42-Conexão das antenas 3 a 6 no VNA.	53
Figura 43-Visão frontal da câmara anecoica.....	56
Figura 44-Visão longitudinal da câmara anecoica.....	56
Figura 45-Painel de controle da câmara anecoica	57
Figura 46-Visão interior da câmara anecoica.....	57
Figura 47-Superfície de rotação da câmara anecoica.	58
Figura 48-Painéis de conexão da câmara anecoica.....	58
Figura 49-Posicionamento e alinhamento das antenas de transmissão e recepção.	59
Figura 50-Parâmetros dimensionais da antena.....	60
Figura 51-Parâmetros da linha de transmissão.....	62
Figura 52-Parâmetros do inset-feed.....	63
Figura 53-Dimensões das antenas.	64
Figura 54-Antena 1: S11 (Medido x Simulado).....	67
Figura 55-Antena 2: S11 (Medido x Simulado).....	68
Figura 56-Antena 3: S11 (Medido x Simulado).....	69
Figura 57-Antena 4: S11 (Medido x Simulado).....	70
Figura 58-Antena 5: S11 (Medido x Simulado).....	71
Figura 59-Antena 6: S11 (Medido x Simulado).....	72
Figura 60-Carta de Smith da antena 1.....	73
Figura 61-Carta de Smith da antena 2.....	73
Figura 62-Carta de Smith da antena 3.....	74
Figura 63-Carta de Smith da antena 4.....	75
Figura 64-Carta de Smith da antena 5.....	75

Figura 65-Carta de Smith da antena 6.....	76
Figura 66-Diagrama de radiação da antena 1 em 5,872 GHz nos planos E e H.	77
Figura 67-Diagrama de radiação da antena 1 em 8,042 GHz nos planos E e H.	77
Figura 68-Diagrama de radiação da antena 1 em 13,810 GHz nos planos E e H.	78
Figura 69-Diagrama de radiação da antena 2 em 8,301 GHz nos planos E e H.	78
Figura 70-Diagrama de radiação da antena 2 em 9,337 GHz nos planos E e H.	79
Figura 71-Diagrama de radiação da antena 2 em 12,256 GHz nos planos E e H.	79
Figura 72-Diagrama de radiação da antena 3 em 6,488 GHz nos planos E e H.	80
Figura 73-Diagrama de radiação da antena 3 em 11,479 GHz nos planos E e H.	80
Figura 74-Diagrama de radiação da antena 3 em 14,076 GHz nos planos E e H.	81
Figura 75-Diagrama de radiação da antena 4 em 6,586 GHz nos planos E e H.	81
Figura 76-Diagrama de radiação da antena 4 em 10,926 GHz nos planos E e H.	82
Figura 77-Diagrama de radiação da antena 4 em 14,713 GHz nos planos E e H.	82
Figura 78-Diagrama de radiação da antena 5 em 7,937 GHz nos planos E e H.	83
Figura 79-Diagrama de radiação da antena 6 em 8,427 GHz nos planos E e H.	83
Figura 80-Diagrama de radiação da antena 6 em 9,281 GHz nos planos E e H.	84
Figura 81-Diagrama de radiação da antena 6 em 11,647 GHz nos planos E e H.	84
Figura 82-Diagrama de radiação da antena 6 em 14,335 GHz nos planos E e H.	85

LISTA DE TABELAS

Tabela 1-Características da antena receptora de referência.	55
Tabela 2-Parâmetros dimensionais da antena e constantes das equações.....	60
Tabela 3-Resultados da antena 1.	67
Tabela 4-Resultados da antena 2.	68
Tabela 5-Resultados da antena 3.	69
Tabela 6-Resultados da antena 4.	70
Tabela 7-Resultados da antena 5.	71
Tabela 8-Resultados da antena 6.	72
Tabela 9-Características das antenas medidas.....	85

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- RHCP Polarização circular em sentido horário (*Right hand circular polarization*)
RHEP Polarização elíptica em sentido horário (*Right hand elliptical polarization*)
UFCG Universidade Federal de Campina Grande
VNA Analisador de redes vetoriais (*Vector network analyzer*)

LISTA DE SÍMBOLOS

λ	Comprimento de onda
$S_{11}(\Gamma)$	Coefficiente de reflexão
W	Largura do <i>patch</i>
L	Comprimento do <i>patch</i>
L_{ef}	Comprimento efetivo do <i>patch</i> (Considerando os efeitos de franjeamento)
h	Altura do substrato (dielétrico)
W_s	Largura do substrato
W_{smin}	Largura mínima do substrato
L_s	Comprimento do substrato
L_{smin}	Comprimento mínimo do substrato
ΔL	Comprimento adicional efetivo do <i>patch</i> (Considerando os efeitos de franjeamento)
ϵ_r	Permissividade elétrica (Constante dielétrica) relativa
ϵ_{ref}	Permissividade elétrica (Constante dielétrica) relativa efetiva (Considerando os efeitos de franjeamento)
f_r	Frequência de ressonância
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo
ϵ_0	Permissividade elétrica no vácuo
Z_c	Impedância característica da antena
w_f	Largura da linha de transmissão
L_f	Comprimento da linha de transmissão
x_0	Largura do inset-feed
y_0	Comprimento do inset-feed

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	15
2. ANTENAS	17
2.1. TIPOS DE ANTENAS.....	18
2.1.1. Antenas filamentosas	18
2.1.2. Antenas de abertura	22
2.1.3. Antenas impressas	26
2.2. ARRANJOS DE ANTENAS.....	29
2.3. ANTENAS DE MICROFITA	30
2.4. PARÂMETROS DE ANTENAS	32
2.4.1. Diagrama de radiação	32
2.4.2. Densidade de potência de radiação	33
2.4.3. Intensidade de radiação	33
2.4.4. Diretividade.....	34
2.4.5. Eficiência	35
2.4.6. Ganho.....	35
2.4.7. Largura de banda (BW)	35
2.4.8. Largura de feixe de meia potência (HPBW)	36
2.4.9. Perda de retorno (Return loss).....	37
2.4.10. Razão de onda de tensão estacionária (VSWR)	37
2.4.11. Polarização	38
2.5. LINHAS DE TRANSMISSÃO.....	39
2.5.1. Impedância de entrada.....	39
2.5.2. Casamento de impedâncias	40
2.6. MÉTODOS DE ANÁLISE	44
3. MATERIAIS E MÉTODOS	46
3.1. PROJETO DA ANTENA	59
3.1.1. Patch e substrato.....	61
3.1.2. Linha de transmissão	61
3.1.3. Inset-feed.....	63
3.2. DIMENSÕES DAS ANTENAS	64
4. RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	66
4.1. COEFICIENTES DE REFLEXÃO (S_{11}).....	66
4.1.1. Antena 1:	66
4.1.2. Antena 2:	67
4.1.3. Antena 3:	68
4.1.4. Antena 4:	69

4.1.5.	<i>Antena 5:</i>	70
4.1.6.	<i>Antena 6:</i>	71
4.2.	CARTAS DE SMITH	72
4.2.1.	<i>Antena 1:</i>	72
4.2.2.	<i>Antena 2:</i>	73
4.2.3.	<i>Antena 3:</i>	74
4.2.4.	<i>Antena 4:</i>	74
4.2.5.	<i>Antena 5:</i>	75
4.2.6.	<i>Antena 6:</i>	75
4.3.	DIAGRAMAS DE RADIAÇÃO	76
4.3.1.	<i>Antena 1:</i>	76
4.3.2.	<i>Antena 2:</i>	78
4.3.3.	<i>Antena 3:</i>	79
4.3.4.	<i>Antena 4:</i>	81
4.3.5.	<i>Antena 5:</i>	82
4.3.6.	<i>Antena 6:</i>	83
4.4.	RESUMO:	85
5.	CONSIDERAÇÕES FINAIS	88
	REFERÊNCIAS	89

1. INTRODUÇÃO

Este trabalho fará uma explanação geral sobre antenas, identificando os principais modelos existentes. Serão dadas algumas informações sobre os parâmetros de antenas e como eles são calculados. Em seguida, será demonstrada a metodologia utilizada para simular e desenvolver fisicamente algumas antenas anelares de microfita, através de modificações realizadas com base em uma antena padrão. Foram realizadas as medições dessas antenas e comparados os resultados medido e simulado.

O tema em questão foi escolhido porque atualmente só existe conhecimento equacional da antena planar padrão, portanto, todas as alterações realizadas em outras antenas baseadas nas antenas planares de microfita são feitas de forma empírica e através da observação dos resultados adquiridos pelos testes efetuados. Dessa forma, foi levantada a necessidade de observar e analisar os efeitos de radiação ocasionados pelas modificações nos parâmetros dimensionais e com retirada de material metálico das antenas, transformando a antena padrão em antenas anelares de microfita, auxiliando a comunidade acadêmica com informações sobre os comportamentos de radiação obtidos, caso seja utilizada alguma antena desse tipo, além de agilizar o desenvolvimento de outras antenas baseadas nesta.

Com a finalidade de diminuir o tamanho da antena e obter melhores características de radiação, como ganho, diretividade, casamento de impedância, entre outros, vários trabalhos, como (BEKTAS, AKBAL, *et al.*, 2016), (GUPTA, LI, *et al.*, 2002), (SZE e PAN, 2011), (MAJID, RAHIM, *et al.*, 2015), (NUGROHO, ZULKIFLI e RAHARDJO, 2014) e (TSAI e ROW, 2013) foram publicados nos últimos anos usando as antenas anelares retangulares e as antenas anelares fendidas, que são uma particularidade das antenas anelares, e serão discutidas mais adiante neste trabalho.

Pretende-se, com este trabalho, utilizar como base o projeto de uma antena planar padrão com *patch* retangular e linha de transmissão em microfita na faixa de 5,8 GHz para efetuar alterações na sua estrutura física, retirando material metálico, a fim de transformá-la em antena anelar de microfita, e estudar o seu comportamento de radiação e ganho obtidos, através da simulação em software computacional e confecção de 6 modelos de antenas, comparando os resultados medido e simulado para atestar sua validade possibilitando, dessa forma, contribuir com a comunidade acadêmica para o desenvolvimento de novos modelos de antenas, que

possuam melhores características de radiação, como largura de banda, melhores ganhos e utilização em faixas de frequências alocadas para novos serviços de telecomunicações.

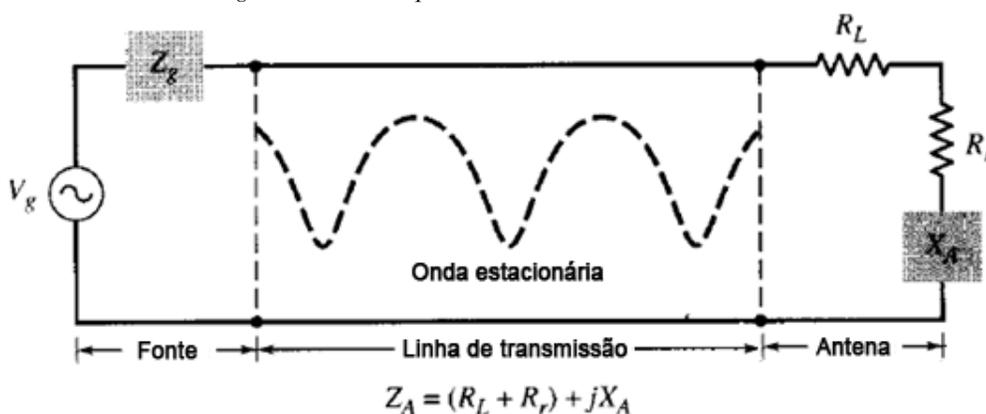
2. ANTENAS

De acordo com (IEEE STANDARDS ASSOCIATION, 2013), as antenas podem ser definidas como “a parte de um sistema de transmissão ou recepção projetado para irradiar ou receber ondas eletromagnéticas”. Portanto, quando se desejam efetuar transmissões ou recepções de dados, as antenas são utilizadas como dispositivo para propagá-los no espaço livre com ajuda de um meio guiado, também conhecido como linha de transmissão, que é utilizada para transportar energia eletromagnética da fonte de transmissão para a antena ou desta para o receptor (BALANIS, 1997). Na primeira situação, pode-se dizer que a antena é transmissora e, na seguinte condição, é definida como uma antena receptora. O rádio, que pode trabalhar como fonte ou receptor da transmissão, possibilita a radiocomunicação entre dispositivos, ou seja, comunicação de dados através do ar (espaço livre) via radiofrequências.

As antenas transmissoras enviam os sinais através da propagação de dois campos: O campo elétrico e o campo magnético. Daí vem o nome das ondas eletromagnéticas. Esses campos se deslocam no espaço e quando chegam a uma interface elétrica condutora (antenas receptoras) com dimensões proporcionais ao comprimento de onda referente à frequência de transmissão das ondas, é gerada, por indução eletromagnética, uma diferença de potencial (ddp) entre os condutores da antena e, conseqüentemente, são criadas correntes elétricas.

O circuito equivalente de Thévenin para o sistema de transmissão é exibido na Figura 1 abaixo:

Figura 1-Circuito equivalente do sistema de transmissão.



Fonte: Adaptado de Balanis (1997).

Ele é composto por uma fonte, representada por um gerador ideal; uma linha de transmissão, que apresenta uma impedância característica e pode se tornar indutiva, capacitiva ou resistiva, dependendo de características do meio; e a antena, que é representada como uma carga no circuito e também pode apresentar comportamento indutivo, capacitivo e/ou resistivo.

Idealmente, toda energia gerada pela fonte deveria ser irradiada pela antena mas, como todos os dispositivos reais, há perdas que se apresentam nas formas dielétrica, de condução e de reflexão, que são ocasionadas por descasamento de impedância entre a antena e sua linha de transmissão, fazendo com que as ondas que se propagam da fonte para a antena apresentem interferências construtivas ou destrutivas na forma de onda dos campos eletromagnéticos. Essas interferências são chamadas de ondas estacionárias e criam pontos de armazenamento de energia, ao invés de guiar o sinal transmitido para a antena e, posteriormente, para o espaço livre.

2.1. Tipos de Antenas

As antenas podem ser classificadas de acordo com o seu formato, materiais e maneira de fabricação, características de radiação, entre outros.

Essencialmente, elas são classificadas em dois grupos: Direcionais e Isotrópicas. As antenas direcionais (diretivas) transmitem em apenas uma direção ou setor. Já as antenas isotrópicas têm a característica de transmitir para todos os lados, omnidirecionalmente.

Há uma infinidade de modelos de antenas disponíveis no mercado. Os tipos mais comuns são: Filamentares, antenas de abertura, microfita, arranjos de antenas, refletoras e tipo lente, Yagi, de fenda, helicoidais, cornetas, espirais, fractais. O tipo de aplicação e projeto a ser implementado determinarão qual o tipo de antena mais adequado para utilização.

A antena considerada ideal deveria irradiar toda a potência transmitida pela fonte em uma ou mais direções desejadas, mas, devido às imperfeições e perdas existentes ao longo de todo o caminho no sistema de transmissão, essa performance não é obtida. Assim, os resultados práticos de radiação são aproximados e a escolha da antena irá depender das premissas e resultados desejados.

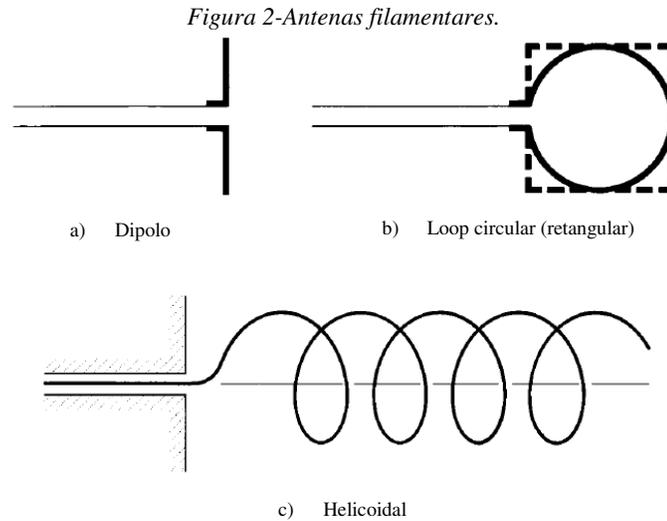
Nos subtópicos a seguir serão explicados alguns dos principais tipos de antenas.

2.1.1. Antenas filamentos

As antenas filamentos são as mais comuns e estão presentes em quase todos os locais, como prédios, automóveis, aviões, naves espaciais, brinquedos a controle remoto, etc. Elas possuem vários formatos, como monopolos, dipolos, de quadro (loop), helicoidais e Yagi-Uda. Geralmente, elas possuem baixo ganho e são mais usadas em frequências menores (HF a UHF).

Suas principais vantagens são o baixo peso, baixo custo e facilidade de implementação (POZAR, 2012).

A Figura 2 exibe alguns modelos de antenas filamentos:



Fonte: Adaptado de Balanis (1997).

2.1.1.1. Antenas de quadro (loop)

As antenas de quadro são um tipo de antena filamentar e podem ter as formas retangular, circular, quadra, elíptica entre outras. Devido à facilidade de fabricação, o modelo mais comum delas é o tipo circular.

Esse tipo de antena pode ser aplicado em equipamentos de detecção de ondas eletromagnéticas de campo próximo, medição de compatibilidade eletromagnética e acoplamento de energia dentro e fora de cavidades (FUSCO, 2006).

A Figura 3 demonstra uma antena loop:

Figura 3-Antena loop.



Fonte: Wikipédia (2015)¹.

2.1.1.2. Antenas Yagi-Uda (*Yagi*)

As antenas Yagi-Uda, mais conhecidas como Yagi, receberam esse nome em homenagem a Hidet Sugu Yagi, um engenheiro eletricitista japonês, natural de Osaka que, juntamente com seu colega Shintaru Uda, criaram esse modelo de antena em 1926 (FUSCO, 2006).

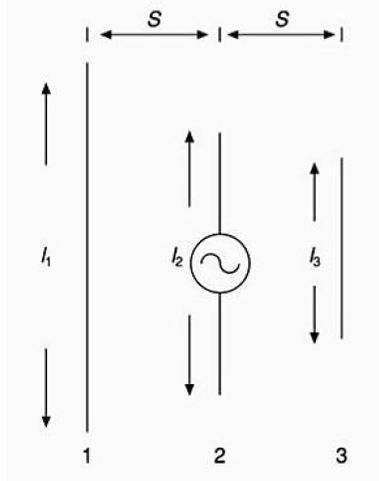
São utilizadas em várias aplicações em UHF (*Ultra High Frequency*) e micro-ondas, pois seu formato proporciona baixa resistência ao vento, ganho elétrico satisfatório, operação multifrequencial e diagrama direcional de radiação polar.

Suas características construtivas se baseiam na alimentação de apenas um elemento de um arranjo linear, no caso da Figura 4, o segundo elemento, que é um dipolo de meia onda. A distância entre os elementos 1 e 2 é de $0,25\lambda$ (Dimensão de 25% do comprimento de onda, representado pela letra grega “ λ ”) e o tamanho do primeiro elemento (à esquerda da figura), conhecido como refletor, é maior do que o segundo para acomodar a reatância indutiva ocasionada pelo acoplamento mútuo entre eles. Os demais elementos existentes à direita do elemento alimentado são menores do que este e espaçados, tipicamente em $0,37\lambda$, o que gera comportamento capacitivo entre eles, fazendo-os trabalhar como diretores de sinal, além de seletores de frequência. Os elementos não alimentados são conhecidos como elementos parasitas; quando eles são maiores do que o elemento alimentado, possuem efeito indutivo, fazendo-os trabalhar como refletores do sinal; analogamente, quando são menores, apresentam

¹ Disponível em: <https://pt.wikipedia.org/wiki/Antena_loop#/media/File:Loop_antenna.jpg>. Acesso em: 01 Outubro, 2017.

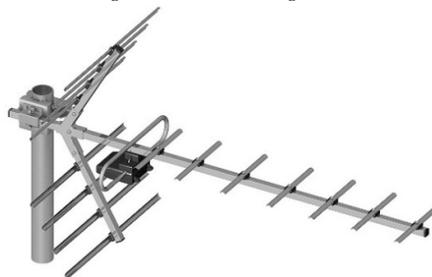
efeito capacitivo, fazendo-os trabalhar como diretores de sinal. À medida que a quantidade de elementos parasitas inseridos vai aumentando, o ganho da antena Yagi também aumentará e os elementos diretores seguintes vão sendo menores, o que geram reatâncias indutivas maiores (FUSCO, 2006).

Figura 4-Estrutura construtiva de antena Yagi.



Fonte: Fusco (2006).

Figura 5-Antena Yagi-Uda.



Fonte: El cajon de la verdad.²

2.1.1.3. Antenas helicoidais

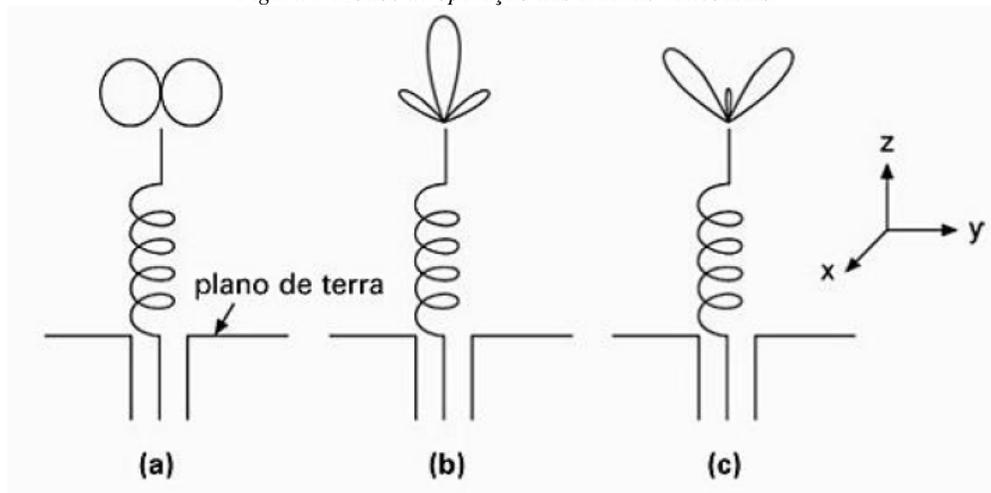
As antenas helicoidais possuem as formas de hélices ou espirais a partir de um ou vários condutores e operam no modo de radiação omnidirecional, longitudinal axial e cônico, com polarização circular conforme demonstrado na Figura 6. Elas geram ondas que se deslocam em formato espiral, apresentam grandes larguras de banda e impedâncias praticamente reais.

Quando a circunferência da espiral for aproximadamente o comprimento de onda, a antena irradia no modo axial, muito utilizada para enlaces ponto a ponto. Quando a dimensão for menor do que o comprimento de onda, ocorre o modo normal de radiação, que é omnidirecional e utilizado para comunicações móveis. Já quando a espiral for maior do que o comprimento de onda, a antena irradia em modos de mais alta ordem, como o modo cônico.

A seguir são exibidos os modos de radiação das antenas helicoidais:

² Disponível em: <<http://elcajondelaverdad.blogspot.com.br/2013/02/antena-yagi-uda.html>>. Acesso em: 01 Outubro, 2017.

Figura 6-Modos de operação das antenas helicoidais.



Fonte: Fusco (2006).

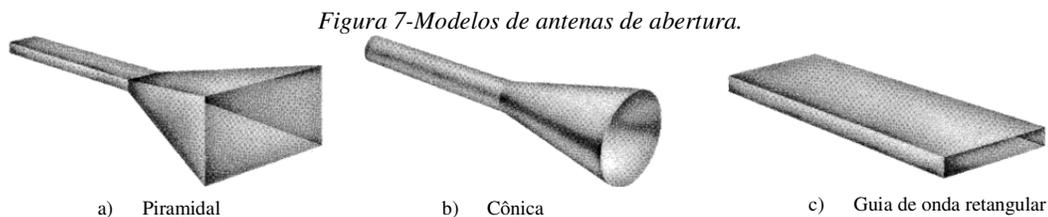
2.1.1.4. Antenas de onda progressiva (não-ressonantes) de fio retilíneo

As antenas de onda progressiva são tipos de antenas não-ressonantes, que possuem maior largura de banda do que as antenas ressonantes. Esse tipo de antena possui, idealmente, uma distribuição uniforme de corrente e atraso progressivo de fase ao longo de seu comprimento. Existe um resistor na extremidade no fio para casar a impedância, evitando reflexões de possíveis potências residuais que não foram radiadas e, conseqüentemente, novas irradiações indesejadas.

2.1.2. Antenas de abertura

As antenas de abertura são úteis para aplicações aeronáuticas e espaciais devido à possibilidade de serem montadas na fuselagem de aviões e naves espaciais, bem como serem cobertas por materiais dielétricos para proteção das condições ambientais (BALANIS, 1997). Esse tipo de antena inclui os guias de onda abertos, as antenas de chifre circulares e retangulares, as refletoras, lentes e os arranjos refletores. Geralmente são utilizadas em micro-ondas e ondas de frequência milimétricas. Seus ganhos vão de moderados a altos (POZAR, 2012).

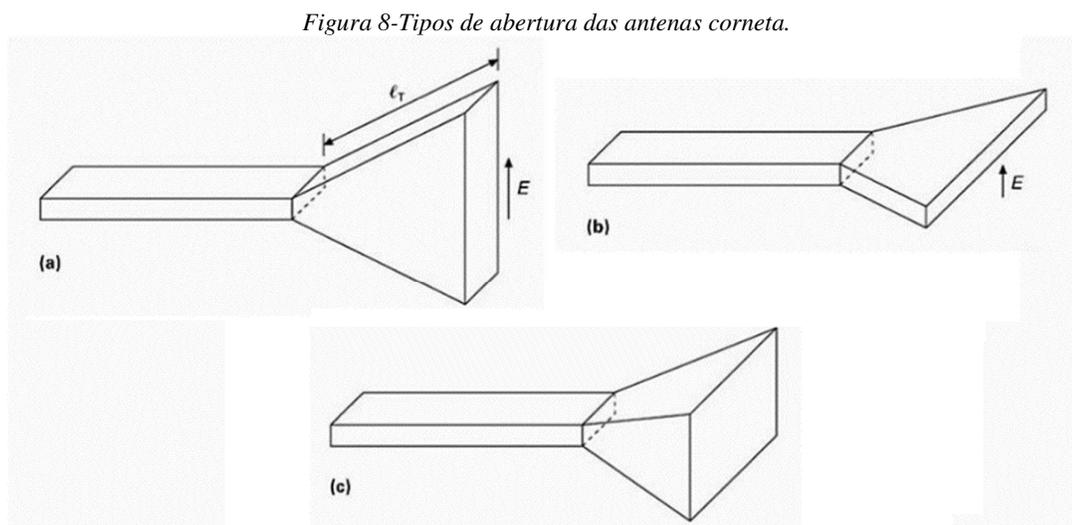
A seguir são demonstradas algumas configurações das antenas de abertura:



Fonte: Adaptado de Balanis (1997).

2.1.2.1. Antenas tipo corneta (*horn*)

As antenas tipo corneta possuem processos de fabricação simples, através da abertura de um guia de onda, seja ele retangular ou circular, em uma de suas extremidades, proporcionando o casamento de impedância entre a antena e o espaço livre, gerando altos ganhos. A abertura quadrada pode ser efetuada no plano elétrico (E), no magnético (H) ou em ambos (corneta piramidal). O segundo caso apresenta largura de banda maior do que o primeiro porque, neste, o campo elétrico na abertura possui distribuição uniforme. Devido ao fato de que o comprimento da corneta é maior do que a abertura, há distribuição de fase diminui o ganho por causa dos lóbulos laterais (FUSCO, 2006). As antenas tipo corneta podem ser aplicadas em antenas de calibração para testes de medição, face à sua qualidade de radiação e previsibilidade de ganho.



Fonte: Fusco (2006).

2.1.2.2. Antenas refletoras

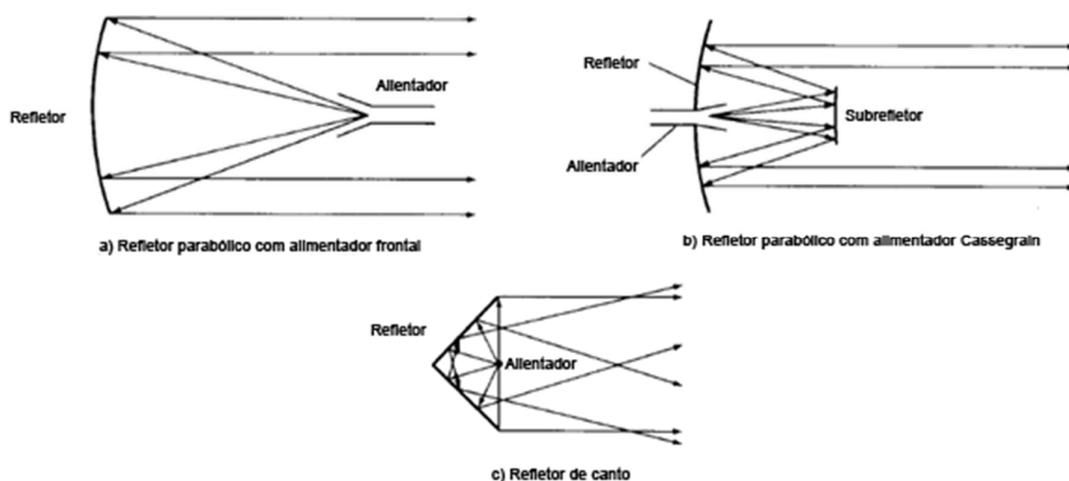
As antenas refletoras são muito utilizadas na faixa micro-ondas porque, devido ao pequeno comprimento de onda nessas frequências, a abertura relativa aumenta, o que alcança

ângulos de feixe estreitos e proporciona altos ganhos. Assim, as antenas refletoras podem ser utilizadas em aplicações que envolvem grandes distâncias.

As parábolas, utilizadas nas antenas refletoras parabólicas, atuam como superfícies que convertem uma onda plana em esférica e a focaliza em um único ponto, chamado de foco (FUSCO, 2006). Isso possibilita que as antenas refletoras parabólicas sejam uma das melhores formas de se obter um feixe estreito tornando, conseqüentemente, a transmissão e a recepção mais seletivas, diminuindo a possibilidade de interferências.

A seguir são demonstradas algumas configurações de antenas refletoras:

Figura 9-Configurações de antenas refletoras.



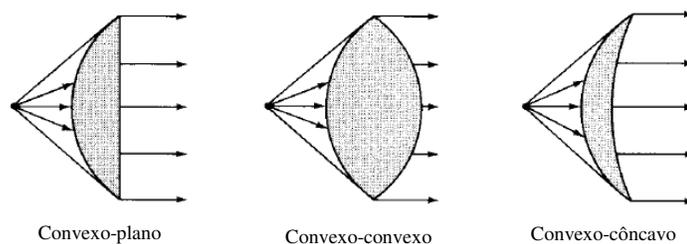
Fonte: Adaptado de Balanis (1997).

2.1.2.3. Antenas tipo lente

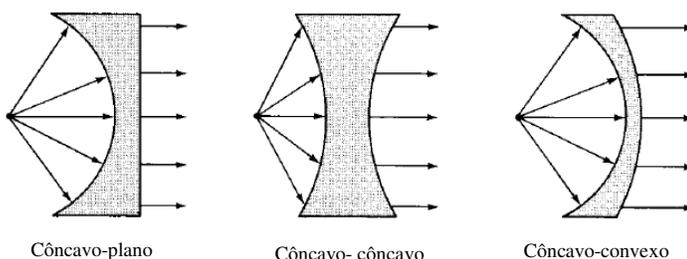
As lentes conseguem concentrar um feixe disperso de energia em um ponto, conhecido como foco. De acordo com a escolha correta do formato geométrico e os materiais dos quais a antena é projetada, pode-se transformar esses feixes divergentes em ondas planas (BALANIS, 1997). As antenas tipo lente podem ser utilizadas em quase as mesmas aplicações dos refletores parabólicos, principalmente quando se utilizam altas frequências, pois é possível absorver as ondas eletromagnéticas que incidem na parábola e concentrá-las no foco das antenas refletoras, além de que, para altas frequências, o comprimento de onda é menor e, conseqüentemente, o tamanho da antena é mais reduzido em relação a frequências mais baixas.

A Figura 10 contém alguns dos formatos geométricos utilizados em antenas tipo lente. Na sequência, é apresentada a Figura 11, que demonstra uma antena existente no comércio:

Figura 10-Algumas configurações de antenas tipo lente



a) Antenas tipo lente com índice de refração $n > 1$



b) Antenas tipo lente com índice de refração $n < 1$

Figura 11-Antena tipo lente



Fonte: CJP Telecom.³

2.1.2.4. Antenas de arranjo refletor

Os arranjos refletores são adequados para aplicações em micro-ondas e ondas milimétricas. As perdas nos elementos alimentados são altas.

³ Disponível em: <<https://tienda.cjp.mx/compra/an500a-antena-tipo-lente-5-4-ghz-8-dbi-cambium-32073>>
Acesso em: 30 Setembro, 2017.

2.1.3. Antenas impressas

Nessa classificação, incluem-se as antenas impressas de slots e dipolos, além da lâmina (plaqueta) de microfita (*microstrip patch*), que será abordada com mais detalhes posteriormente. As antenas impressas geralmente são utilizadas em micro-ondas e ondas de frequências milimétricas, podendo ser feitos arranjos para melhorar a diretividade, o ganho e, conseqüentemente, as características de radiação.

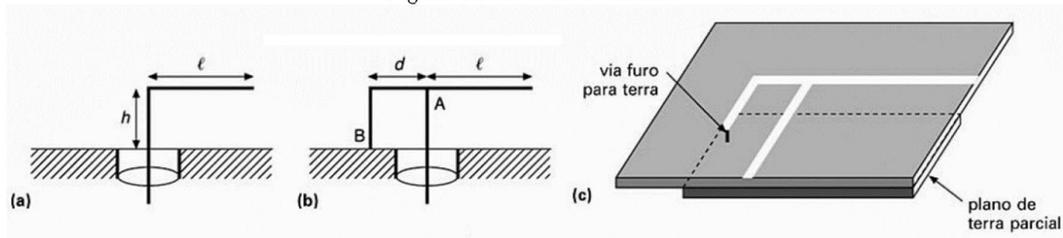
2.1.3.1. Antenas planares invertidas em F (APIF) e em L

As antenas planares invertidas possuem baixo perfil e apresentam largura de banda estreita, que está associada à altura h entre a trilha ressonante superior e o plano de terra: Quanto maior a altura, maior a largura de banda. Esse tipo de antena é muito utilizado em aparelhos de comunicações móveis.

A antena tipo L, representada na Figura 12a possui uma seção vertical com antena monopolo capacitivamente carregada para distribuir uniformemente a corrente; tipicamente $h + l \ll \lambda/4$. O fio capacitivo possibilita a diminuição no tamanho do monopolo e geração de uma frequência ressonante, produzindo radiação omnidirecional (FUSCO, 2006).

A antena tipo L, exibida na Figura 12b, possui, em relação à antena em L, a inserção de uma seção, representada por AB, responsável pelo casamento de impedância da antena, através da característica indutiva obtida; tipicamente $h + l \approx \lambda/4$ e $d \ll \lambda$. Se for utilizado um substrato com permissividade elétrica relativa (constante dielétrica) $\epsilon_r > 1$, pode-se diminuir o tamanho da antena e evitar a necessidade de *balun*. É possível inserir elementos parasitas nesse tipo de antena para aumentar a largura de banda e gerar comportamento multifrequencial (multibanda), conforme cita (FUSCO, 2006).

Figura 12-Antenas invertidas.



Fonte: Fusco (2006).

2.1.3.2. Antenas de fenda (*slot*)

Esse tipo de antena é construído a partir da abertura de uma fenda efetuada em uma lâmina metálica por onde a onda eletromagnética é irradiada. Ela pode ser considerada uma antena dipolo dupla, pois os campos elétricos são trocados pelos campos magnéticos na fenda.

Para que haja irradiação na antena de fenda, é necessário que haja um campo elétrico para alimentar a abertura da fenda, fazendo com que o campo magnético seja parcialmente alinhado à sua borda.

Nos casos em que o comprimento de onda for muito maior do que a largura W da fenda, as bordas das fendas irão transportar correntes iguais e opostas, cancelando os campos irradiados nessas bordas. Se o comprimento L da fenda tiver meio comprimento de onda, as correntes nas bordas estarão em fase, mas a eficiência de radiação não será satisfatória devido à pequena relação entre a largura da fenda e o comprimento de onda. No entanto, devido ao espalhamento das correntes na folha do metal, algumas áreas aumentam as componentes verticais dos campos, o que irá melhorar a radiação de campo distante (FUSCO, 2006).

2.1.3.3. Antenas ressonadoras dielétricas

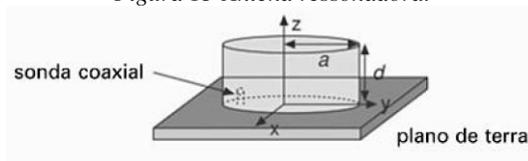
Ressonadores dielétricos são materiais cerâmicos tridimensionais com altas constantes dielétricas, aproximadamente $\epsilon_r \approx 40$. A descontinuidade entre as partes interna e externa do ressonador reflete energia na interface e gera vários modos ressonantes, que depende das características físicas do ressonador. Quando trabalha sem revestimento de blindagem, há perda de energia que o torna útil como antena (FUSCO, 2006).

Essas antenas possuem pequenas dimensões, pois a permissividade elétrica relativa do material geralmente utilizado nesse tipo de antena é bastante grande. Isso desperta o interesse desse tipo de antena para aplicações em APIF. Dependendo do modo de excitação, conseguem-se padrões de radiação de campos distantes diferentes, o que se torna útil para rastreamento terrestre ou satélite utilizando apenas uma antena.

As vantagens desse tipo de antena é que as perdas nos condutores são baixas, pois elas se concentram quase exclusivamente no dielétrico; possibilidade de miniaturização da antena, alta eficiência de radiação, no caso de não haver perdas de no condutor ou ondas de superfície; suporte a vários modos de propagação, possibilitando o uso de apenas uma antena para se obter vários padrões de radiação (FUSCO, 2006).

A seguir é demonstrado um modelo desse tipo de antena:

Figura 13-Antena ressonadora.



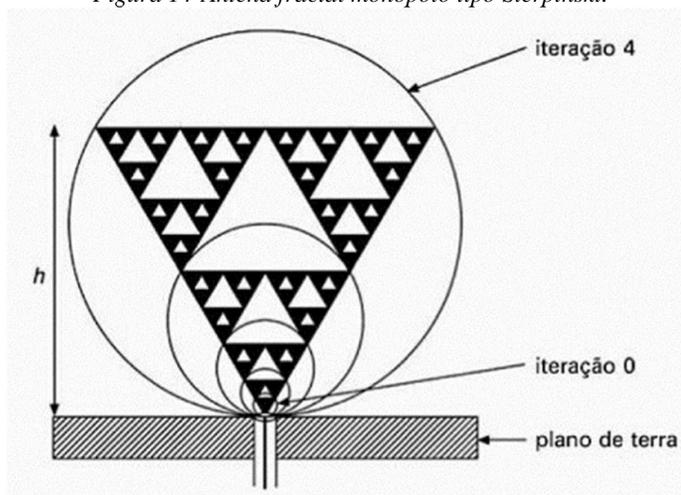
Fonte: Fusco (2006).

2.1.3.4. Antenas fractais

As antenas fractais tiveram origem na década de 1990, que recorreram à combinação da geometria fractal, originada na década de 1970, e a teoria de antenas, nas quais as antenas eram confeccionadas baseadas em objetos geométricos com formatos similares e dimensões variadas, ou seja, possui diferentes cópias de si mesmas com diferentes escalas. Com isso, é possível se obter comportamento multibanda e redução nas dimensões da antena. O casamento de impedância é efetuado na entrada da antena, assim, os circuitos de casamento de impedância são menos complexos e ela apresenta casamento de impedância essencialmente próprio.

A Figura 14 exibe uma antena monopolo com algoritmo fractal tipo Sierpinski (PUENTE-BALIARDA, 1998) com 5 iterações (escalas diferentes), numeradas de 0 a 4:

Figura 14-Antena fractal monopolo tipo Sierpinski.



Fonte: Fusco (2006).

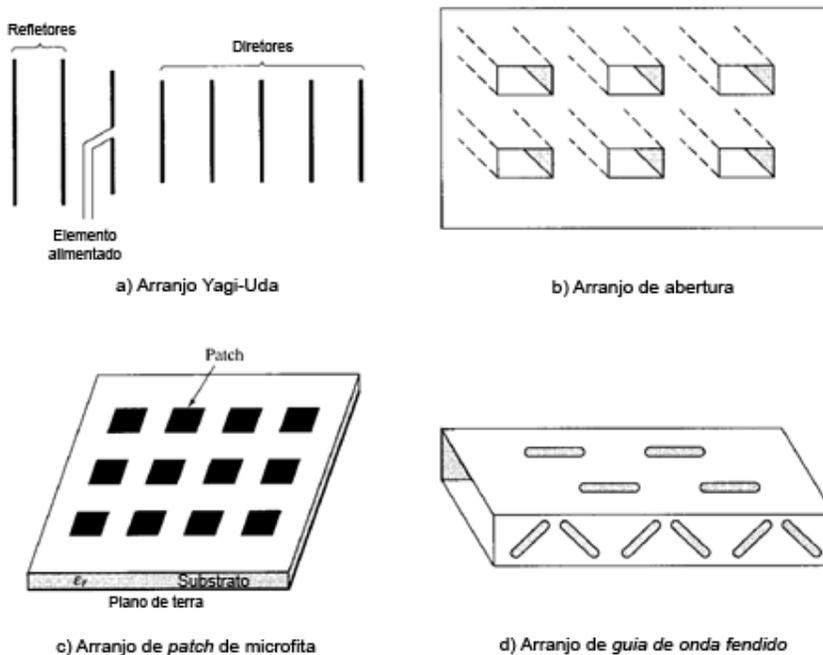
O formato da antena acima é baseada no modelo bow-tie (SLAGE, SMITH e MALONEY, 1994), que é uma antena dipolo de banda mais larga. Sem considerar as áreas brancas da imagem, cada iteração gera uma versão de formato com escala de uma antena bow-tie simples, operando em uma frequência ressonante própria (FUSCO, 2006).

2.2. Arranjos de antenas

Algumas vezes, uma única antena não consegue atender a requisitos de projetos ou não apresenta padrões de radiação, ganho e diretividade satisfatórios. Nessas condições, uma alternativa seria implementar um arranjo (agrupamento) de antenas, agregando elementos para direcionar seletivamente a direção da radiação.

Na Figura 15 são exibidos alguns modelos de arranjos de antenas:

Figura 15-Arranjos de antenas.



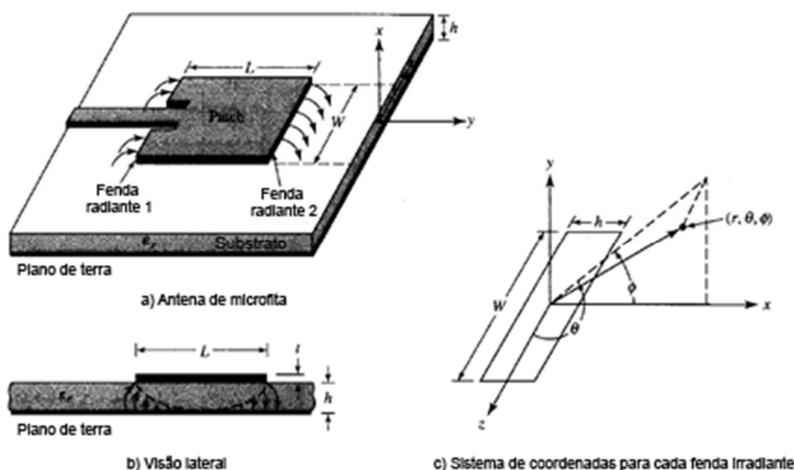
Fonte: Adaptado de Balanis (1997).

2.3. ANTENAS DE MICROFITA

O conceito de antenas de microfita se iniciou na década de 1950 e sua popularização se deu a partir da década de 1970, quando começaram a ser amplamente utilizadas em aplicações que exigiam alta performance, como aeronaves, espaçonaves, satélites e mísseis. Suas vantagens permitiram a expansão de sua utilização para fins governamentais, comerciais e acadêmicos.

A estrutura de uma antena de microfita é baseada em uma plaqueta metálica muito fina, conhecida como *patch*, e um plano de terra, separados por uma camada dielétrica, chamada de substrato. Sua radiação ocorre, essencialmente, na direção perpendicular ao *patch*, no sentido “para cima” (eixo x) da figura abaixo:

Figura 16-Estrutura da antena de microfita

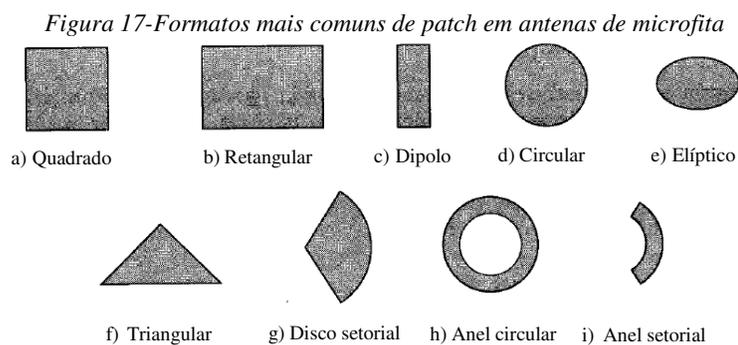


Fonte: Adaptado de Balanis (1997).

Os substratos são compostos por materiais dielétricos que possuem permissividade elétrica relativa (ϵ_r), tipicamente, entre 2,2 e 12. Atualmente existem vários fabricantes de estruturas para antenas de microfita, cada uma contendo uma ϵ_r diferente e com altura de substrato (h) diferentes. As características mais desejadas para as antenas se baseiam em substratos mais grossos com menores permissividades, pois é possível proporcionar melhor eficiência, maior largura de banda e melhores radiações dos campos no espaço, embora isso exija que as dimensões da antena sejam maiores. Substratos mais finos com constantes dielétricas maiores minimizam radiações indesejadas e acoplamentos, fazendo com que haja a miniaturização dos elementos e, conseqüentemente, maior utilização em circuitos de micro-

ondas, embora haja maiores perdas, menor eficiência e larguras de banda menores (POZAR, 1992).

As antenas de microfita podem ser projetadas utilizando diversos formatos para o *patch*, mas geralmente possui os formatos retangular e circular, devido à facilidade de fabricação e análise, além das características de radiação satisfatórias, como baixa polarização cruzada. Também são comuns arranjos de antenas, com uma ou várias alimentações, a fim de aumentar a diretividade, o ganho e a utilização em várias frequências (BALANIS, 1997). A Figura 17 demonstra os formatos de *patch* mais utilizados:



Fonte: Adaptado de Balanis (1997).

As principais vantagens das antenas de microfita são suas dimensões reduzidas, baixo custo de fabricação, peso leve, baixo perfil, facilidade de instalação e integração com circuitos impressos, bem como facilidade para acomodação à estrutura de montagem

As maiores desvantagens das antenas de microfita são suas baixas potência, eficiência e largura de banda, alto Q , pobre performance de varredura e pureza de polarização, além de apresentar a linha de transmissão com radiações espúrias.

2.4. PARÂMETROS DE ANTENAS

Existem vários parâmetros que devem ser observados e levados em consideração, a fim de que sejam projetadas antenas com as características e desempenho desejados.

A seguir serão demonstradas algumas das principais características de antenas:

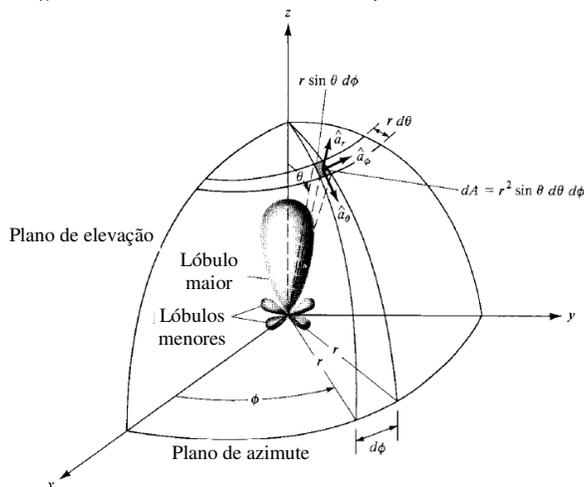
2.4.1. Diagrama de radiação

O diagrama de radiação, também conhecido como padrão de radiação, representa as propriedades de radiação da antena, indicando as distâncias de campo distante (*far field*) em que os campos irradiados conseguem alcançar a partir da antena em coordenadas bidimensionais ou tridimensionais.

Os diagramas de radiação podem conter informações como densidade de fluxo de potência, intensidade de radiação, amplitude (força) do sinal (campos elétrico ou magnético), potência irradiada, diretividade, fase ou polarização (BALANIS, 1997).

A Figura 18 demonstra o sistema de coordenadas utilizado para representar as distâncias de análise das antenas nos diversos eixos:

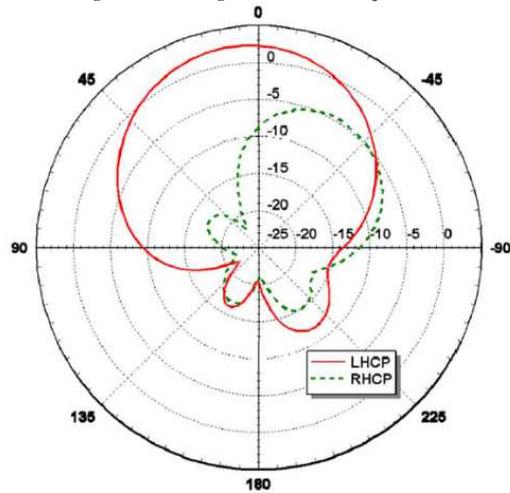
Figura 18-Sistema de coordenadas para análise de antenas



Fonte: Adaptado de Balanis (1997).

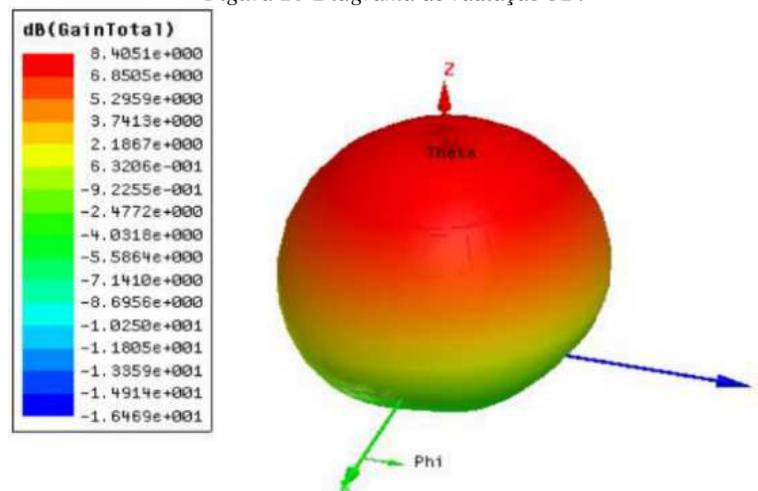
Exemplos de diagramas de radiação 2D (Bidimensionais) e 3D (Tridimensionais) típicos são exibidos nas figuras a seguir:

Figura 19-Diagrama de radiação 2D.



Fonte: Jung (2012).

Figura 20-Diagrama de radiação 3D.



Fonte: Rajya Lakshmi (2016).

2.4.2. Densidade de potência de radiação

A densidade de potência de radiação é um valor que quantifica a potência de uma onda eletromagnética, que transporta informações pelo ar ou através de um guia de onda, e representa o rotacional entre os campos elétrico e magnético, sendo definido pelo Vetor Poynting (\vec{W}):

$$\vec{W} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (1)$$

2.4.3. Intensidade de radiação

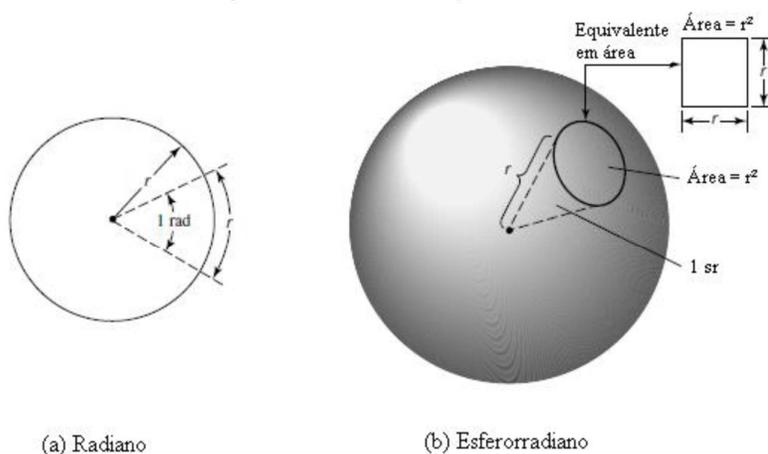
A intensidade de radiação ($U(\theta, \phi)$) é um parâmetro de campo distante definido como a potência irradiada, em uma determinada direção, de uma antena por unidade de ângulo sólido

(W/sr) que pode ser obtida pela multiplicação entre a densidade de radiação e o quadrado da distância (BALANIS, 1997). Assim:

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2)$$

O ângulo sólido, chamado de esferorradiano, representa uma figura geométrica com vértice no centro de uma esfera de tal forma que sua superfície possua área igual ao quadrado do raio. Devido ao fato de que a área da esfera corresponde a $4\pi r^2$, seu ângulo sólido total é de 4π esferorradianos (HOLANDA, 2016). A Figura 21 demonstra o conceito de esferorradiano:

Figura 21- Conceito de esferorradiano



Fonte: Holanda (2016).

O valor médio da intensidade de radiação (U_{med}) é dado pela razão entre a potência total irradiada (P_{rad}) e o ângulo sólido total, dado em esferorradiano (HOLANDA, 2016):

$$U_{med} = U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (3)$$

2.4.4. Diretividade

A diretividade de antenas (D) é definida como a razão da intensidade de radiação em uma determinada direção (U) da antena em relação à intensidade de radiação média (U_0) sobre todas as direções (IEEE STANDARDS ASSOCIATION, 2013). Quando uma direção de referência não é citada para fazer a razão de obtenção da diretividade, considera-se a direção de máxima intensidade de radiação (BALANIS, 1997):

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (4)$$

2.4.5. Eficiência

A eficiência total de uma antena (e_0) é utilizada para calcular a quantidade de potência recebida pela fonte que é efetivamente irradiada pela antena, considerando as perdas ôhmicas (condução e dielétrica) e de reflexão. Ela pode ser definida como a multiplicação das eficiências de condução (e_c), dielétrica (e_d) e reflexão (e_r) causada pelo descasamento de impedância da antena com a linha de transmissão, que pode ser definida pelo coeficiente de reflexão (Γ). Devido ao fato da dificuldade de implementação computacional das perdas ôhmicas, pode ser feita a medição experimental, levando à junção das perdas ôhmicas no cálculo da eficiência, definindo a eficiência de radiação da antena que é considerada como $e_{cd} = e_c e_d$. Assim, o cálculo da eficiência total é obtido por:

$$e_0 = e_r e_c e_d = e_r e_{cd} = (1 - |\Gamma|^2) e_{cd} \quad (5)$$

2.4.6. Ganho

O ganho absoluto é uma medida que descreve a performance de uma antena baseada na sua eficiência e diretividade e representa a razão entre a intensidade de radiação em uma determinada direção ($U(\theta, \phi)$) e a intensidade de radiação que seria produzida se a potência da antena (P_{in}) fosse irradiada isotropicamente:

$$Ganho = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (6)$$

Comumente se utiliza, ao invés do ganho absoluto, o ganho relativo, que é a razão entre o ganho da antena em uma determinada direção e o ganho de uma antena de referência (IEEE STANDARDS ASSOCIATION, 2013), cujo valor é calculado ou conhecido.

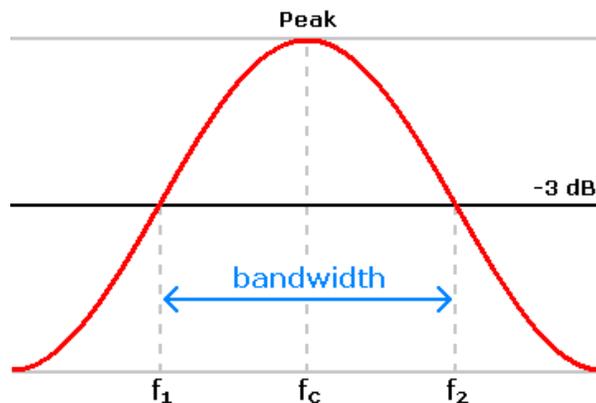
Assim como na diretividade, o ganho é referido à direção de máxima radiação, quando está não é claramente definida (BALANIS, 1997).

2.4.7. Largura de banda (BW)

A largura de banda (*Bandwidth*) representa a faixa de frequências na qual a performance de uma antena está de acordo com um padrão especificado, de acordo com algumas características, tais como impedância de entrada, padrão de radiação, largura de feixe, polarização, nível do lóbulo lateral, ganho, direção do feixe, eficiência de radiação, entre outros (IEEE STANDARDS ASSOCIATION, 2013) e (BALANIS, 1997).

A Figura 22 demonstra o conceito de largura de banda para uma onda senoidal:

Figura 22-Largura de banda de um sinal senoidal.



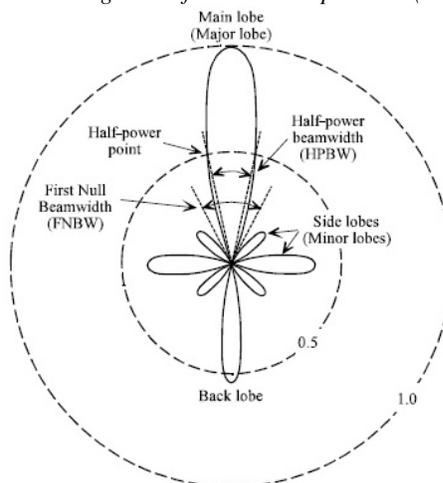
Fonte: Wikimedia⁴.

2.4.8. Largura de feixe de meia potência (HPBW)

O HPBW (*Half-Power Beamwidth*) indica o ângulo entre duas direções nas quais a intensidade de radiação é a metade da máxima representando em um diagrama de radiação contendo a direção máxima do lóbulo principal (IEEE STANDARDS ASSOCIATION, 2013).

A seguir é exibida a Figura 23, que demonstra o conceito de largura de feixe de meia potência (HPBW):

Figura 23-Largura de feixe de meia potência (HPBW).



⁴ Disponível em: <<https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Bandwidth.png>> Acesso em: 09 Novembro, 2017.

Fonte: *Test and Measurement World*⁵.

2.4.9. Perda de retorno (*Return loss*)

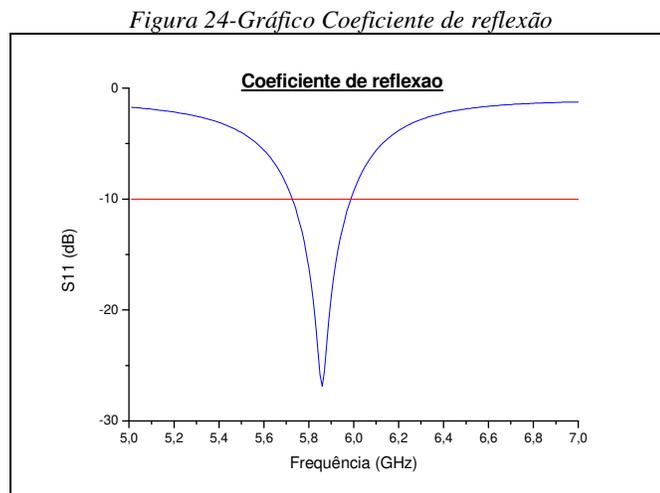
Quando as impedâncias do gerador, da linha de transmissão e da antena não estão casadas, parte da potência não é entregue à carga, ocasionando reflexões ao longo do sistema irradiante. Essas reflexões são conhecidas como perdas de retorno (RL), cuja unidade é dada em decibel (dB), e definidas como:

$$RL = -20 \log|\Gamma| \quad (7)$$

Assim, quando as impedâncias estão casadas ($\Gamma = 0$), a perda de retorno tende a infinito. Quando toda a potência incidente é refletida ($\Gamma = 1$), a perda de retorno tende a zero (POZAR, 2012).

É necessário que o valor do coeficiente de reflexão (S_{11}) seja inferior a -10 dB para ser possível haver transmissão e recepção e, assim, o dispositivo seja considerado como uma antena.

A seguir é exibido um gráfico contendo o coeficiente de reflexão em função da frequência:



Fonte: *Autoria própria.*

2.4.10. Razão de onda de tensão estacionária (VSWR)

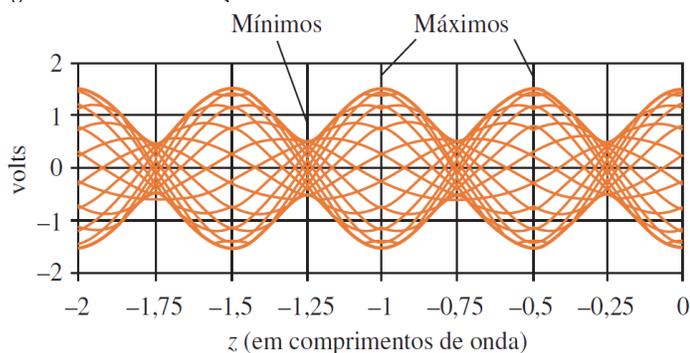
Quando a impedância da antena não está casada com a linha de transmissão, há uma reflexão do sinal ($\Gamma \neq 0$), que retorna para a linha de transmissão e cria um padrão de onda

⁵ Disponível em: <<http://www.test-and-measurement-world.com/Terminology/FNBW-vs-HPBW.html>> Acesso em: 09 Novembro, 2017.

estacionária. Observando-se os níveis de tensão ao longo da linha, haverá picos maiores ou menores de tensão, dependendo se a interferência entre as ondas incidente e refletida possuem características construtivas ou destrutivas, conforme Figura 25. A relação entre esses pontos com níveis de tensão máximos e mínimos é chamado de VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*) e é representada pela seguinte equação:

$$VSWR = \frac{V_{m\acute{a}x}}{V_{m\acute{i}n}} = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|} \quad (8)$$

Figura 25-VSWR: Relação entre valores máximos e mínimos de tensão.



Fonte: Wentworth (2009).

2.4.11. Polarização

A polarização de uma antena indica a polarização da onda transmitida pela antena em uma determinada direção. Quando não houver explicitação da direção, considera-se a polarização na direção de maior ganho (IEEE STANDARDS ASSOCIATION, 2013). Devido ao fato da polarização da energia irradiada variar com a direção do centro da antena, diferentes partes do diagrama de radiação possuem diferentes polarizações (BALANIS, 1997).

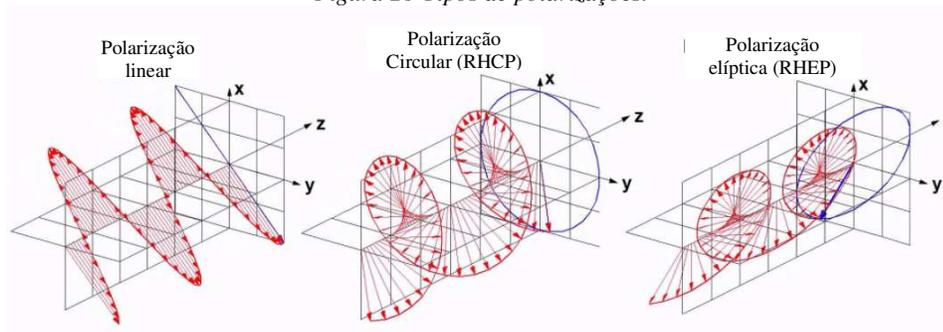
A polarização da onda irradiada pela antena em uma direção representa a polarização de uma onda plana usada para representar a onda irradiada no campo distante (IEEE STANDARDS ASSOCIATION, 2013). Geralmente quando se refere à polarização de uma onda, considera-se a polarização do campo elétrico no espaço, ao longo do sentido de propagação.

Existem 3 tipos de polarização, considerando sempre o sentido do campo elétrico: Linear, circular e elíptica. Geralmente, a irradiação do campo elétrico no espaço possui formato elíptico. As polarizações linear e circular são casos particulares da polarização elíptica. A

polarização linear pode ser feita nas direções vertical e horizontal. A polarização circular pode ser efetuada nos sentidos horário (RHCP – *Right Hand Circular Polarization*) e anti-horário (LHCP – *Left Hand Circular Polarization*). A polarização elíptica também pode ser efetuada nos sentidos horário (RHEP – *Right Hand Elliptical Polarization*) e anti-horário (LHEP – *Left Hand Elliptical Polarization*).

A seguir é demonstrada uma figura que constam as formas dos campos para as polarizações linear, circular e elíptica:

Figura 26-Tipos de polarizações.



Fonte: Sol Physics⁶.

2.5. LINHAS DE TRANSMISSÃO

2.5.1. Impedância de entrada

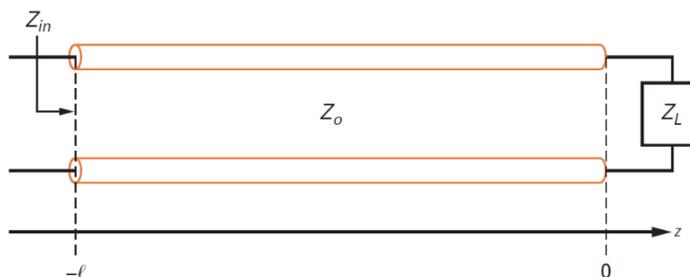
A impedância de entrada (Z_{in}) representa a impedância nos terminais de uma antena, ou a relação entre a tensão e a corrente em seus terminais de entrada (IEEE STANDARDS ASSOCIATION, 2013) e (BALANIS, 1997).

A impedância de entrada de uma antena geralmente é dependente da frequência de operação, da geometria da antena, forma de alimentação e proximidade com objetos, fazendo com que o casamento de impedância da antena com outros elementos do circuito, como linha de transmissão, não seja compatível em todas as frequências de operação da antena.

A Figura 27-Parâmetros de impedância para uma linha de transmissão fechada. Figura 27 demonstra os parâmetros de impedância para uma linha de transmissão fechada:

⁶ Disponível em: <<http://solphysics.blogspot.com.br/2016/01/polarizacao-de-ondas-luminosas.html>> Acesso em: 18 Novembro, 2017.

Figura 27-Parâmetros de impedância para uma linha de transmissão fechada.



Fonte: Wentworth (2009).

Na figura acima, Z_0 representa a impedância característica da linha de transmissão e Z_L indica a impedância da carga que, neste caso, é representada pela antena.

A impedância de entrada é definida como:

$$Z_{in} = \frac{V_s}{I_s} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \cdot \operatorname{tgh}(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \cdot \operatorname{tgh}(\gamma l)} \quad (9)$$

, onde:

V_s : Tensão da fonte de excitação

I_s : Corrente da fonte de excitação

γ : Constante de propagação da onda eletromagnética

Quando for considerado o caso sem perdas, pode ser feita a simplificação:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \cdot \operatorname{tg}(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \cdot \operatorname{tgh}(\beta l)} \quad (10)$$

, onde:

β : Constante de fase

2.5.2. Casamento de impedâncias

O casamento de impedâncias possibilita a anulação ou diminuição das reflexões na linha de transmissão, a fim de que toda a potência injetada pela fonte de excitação na linha seja efetivamente irradiada pela antena. Diz-se que a impedância da rede está casada com a impedância da linha de transmissão. Idealmente, deseja-se que a rede de casamento de impedância seja efetuada apenas através da utilização de elementos reativos, de tal forma que nenhuma potência será dissipada em local diferente da carga (antena), e que a implementação da rede de casamento seja o mais simples possível (WENTWORTH, 2009).

Os principais métodos de casamento de impedância são: transformadores de quarto de onda, sintonizador de toco simples (em paralelo), sintonizador de elementos concentrados, e

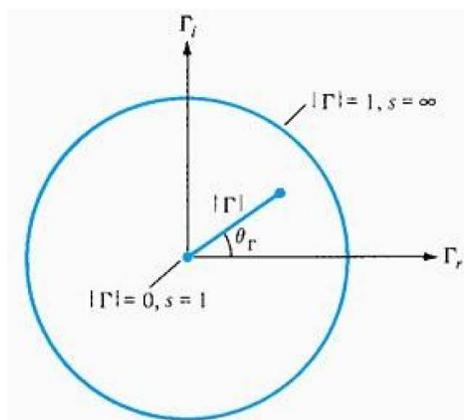
transformadores multiseção. Esses métodos são auxiliados por um gráfico muito útil e amplamente utilizado, chamado Carta de Smith, que será discutido na próxima seção .

2.5.2.1. Carta de Smith

A carta de Smith é um gráfico que possibilita verificar a impedância da linha de transmissão ao longo de seu comprimento (SADIKU, 2004), coeficiente de reflexão e projetar circuitos compensadores para otimizar o casamento de impedância entre a linha de transmissão e a carga (POZAR, 2012).

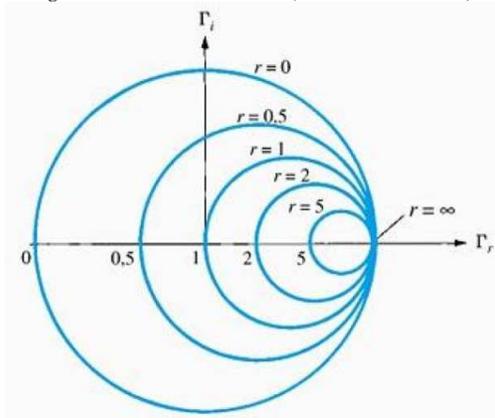
Para se utilizar a carta de Smith, é necessário normalizar a impedância da carga com relação à impedância característica da linha de transmissão e utilizar o círculo unitário no qual a carta de Smith é baseada (Figura 28), que é composta pelas componentes resistivas (Figura 29) e reativas (Figura 30). A seguir são representados os círculos com essas componentes:

Figura 28-Círculo unitário no qual a carta de Smith é baseada.



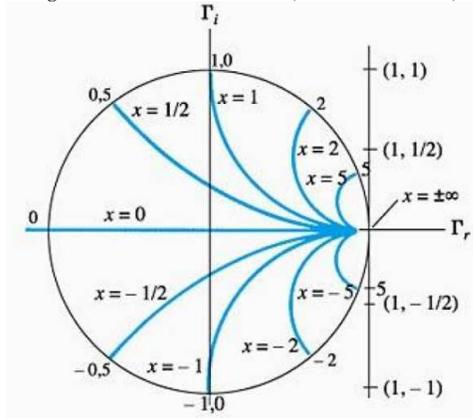
Fonte: Sadiku (2004).

Figura 29-Carta de Smith (Círculo resistivo).



Fonte: Sadiku (2004).

Figura 30-Carta de Smith (Círculo reativo).



Fonte: Sadiku (2004).

A carta de Smith se torna mais útil quando é utilizada de forma manual se for considerado que a linha de transmissão não apresente perdas. Embora seja possível o seu uso com linhas que apresentem perdas, isso praticamente não é utilizado (WENTWORTH, 2009).

2.5.2.2. Transformador de quarto de onda

O transformador de quarto de onda pode ser utilizado quando não houver nenhum componente reativo na carga. Para isso, deve-se considerar, inicialmente, uma linha com impedância sem perdas (Z_S), terminada em uma carga resistiva, que é definida como:

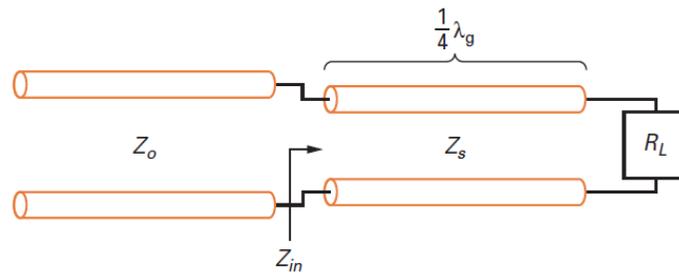
$$Z_S = \sqrt{Z_0 \cdot R_L} \quad (11)$$

Além disso, deve-se determinar a impedância que contenha $1/4$ do comprimento de onda ($l = \lambda_g/4$), fazendo com que a equação (9) se resuma a:

$$Z_{in} = \frac{Z_S^2}{R_L} = Z_0 \quad (12)$$

A figura a seguir demonstra o circuito de um transformador de um quarto de onda:

Figura 31-Transformador de um quarto de onda.



Fonte: Wentworth (2009).

2.6. MÉTODOS DE ANÁLISE

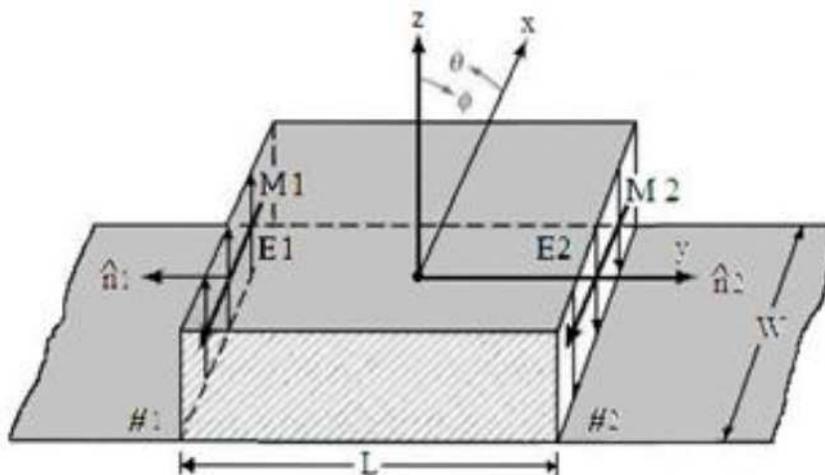
Existem vários métodos computacionais para simular o comportamento e os valores dos campos eletromagnéticos em função do tempo e da distância. Eles são divididos, essencialmente, entre métodos empíricos, ou aproximados, e métodos de onda completa (PEREIRA e HECKLER, 2012). O primeiro caso apresenta resultados menos precisos, embora sejam razoavelmente aproximados e aceitos como válidos até certos valores de frequência, e os cálculos são realizados de forma mais simples e rápida. Já no segundo caso, os cálculos são mais rigorosos, levam em consideração mais parâmetros, exigem maior processamento computacional e, conseqüentemente, mais tempo de processamento e resolução dos cálculos, o que possibilita resultados mais precisos, inclusive para frequências mais elevadas. Alguns fenômenos adicionalmente considerados no método da onda completa são a propagação das ondas de superfície, a dispersão e análise no domínio da frequência (FEITOZA, 2005). Entre os modelos de onda completa estão o Método dos elementos finitos (FEM – *Finite Element Method*), Método dos momentos (MoM – *Method of Moments*), Diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD – *Finite differences time domain*), método da imitância, modelo da linha de transmissão equivalente e método dos potenciais vetoriais de Hertz. Alguns modelos aproximados incluem o Modelo da Linha de Transmissão e o Modelo da Cavidade.

O sistema computacional que foi empregado na simulação das antenas (HFSS) utiliza como método numérico para cálculo dos resultados o método dos elementos finitos (FEM) que, conforme informado anteriormente, é um método de onda completa. Este projeto contemplará a utilização do Método da Cavidade para os cálculos, que possui formas de cálculo mais simplificadas e será explicado mais detalhadamente a seguir.

O método de cavidade pode ser utilizado, a princípio, em antenas *patch* de qualquer formato. Esse modelo aproxima a antena a uma cavidade contendo paredes elétricas e magnéticas. As faces superior e inferior da antena, ou seja, a microfita e o plano de terra, representam as paredes elétricas. As faces laterais representam as paredes magnéticas. Assim, a antena pode ser simulada como uma cavidade fechada que pode apresentar infinitos modos ressonantes (FEITOZA, 2005).

A geometria do modelo da cavidade é apresentada na figura a seguir:

Figura 32-Modelo equivalente de uma antena microfita retangular pelo método da cavidade.



Fonte: Pereira (2012).

O diagrama de irradiação é obtido pela soma vetorial dos campos magnéticos, gerados pelas correntes magnéticas fictícias M1 e M2. Os campos nas duas fendas não irradiantes se anulam na direção máxima de radiação (eixo z) e geram polarizações cruzadas nas outras regiões do espaço (PEREIRA e HECKLER, 2012).

3. MATERIAIS E MÉTODOS

Este trabalho irá analisar o comportamento de antenas anelares baseadas no projeto de uma antena padrão de microfita (Antena *patch* retangular) com frequência de ressonância na faixa de 5,8 GHz, através de modificações nas características dimensionais e alterações nos seus formatos, retirando partes metálicas da antena, analisando o efeito dessas mudanças no diagrama de radiação, frequência de operação, largura de banda e coeficiente de reflexão.

Inicialmente, foi efetuado o projeto de uma antena *patch* padrão que ressoasse na frequência centrada em 5,8 GHz. Os cálculos foram efetuados através da utilização de um programa desenvolvido com o software Matlab®, cujos resultados proporcionaram a obtenção das dimensões físicas da antena. A seguir, foi efetuada a simulação da referida antena com as dimensões obtidas pelo programa citado anteriormente no software Ansoft HFSS® (ANSYS, 2015).

Efetuiu-se o truncamento do plano de terra para possibilitar uma maior largura de banda e casamento de impedância, além de aumentar a omnidirecionalidade. Sua altura ficou com 12,4695 mm, tamanho coincidente com metade da altura do *patch*.

Foram realizadas algumas alterações nos desenhos das antenas simuladas, de forma que as antenas apresentassem um dos dois aspectos:

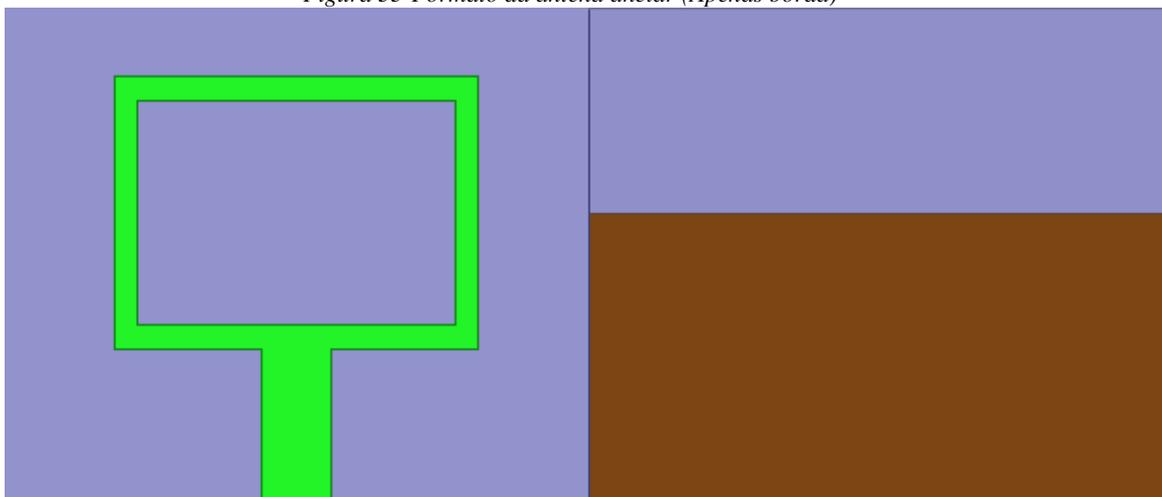
1. Antena anelar (Apenas borda);
2. Antena anelar (Com fenda), nomeada neste trabalho como “antena anelar fendida”.

A antena anelar (Apenas borda) foi feita de forma que a parte interna do *patch* teve seu material metálico completamente removido, de forma que apresenta apenas a extremidade do *patch* com metal formando, como o próprio nome diz, uma espécie de anel metálico, possuindo um formato retangular. Para a antena anelar fendida, o mesmo conceito é aplicado, mas com o diferencial de existir outra área metálica na parte interna do *patch*, com um espaçamento entre o anel externo e o material metálico interno.

Decidiu-se simular algumas antenas, definindo variações padrões de 1 mm nos espaçamentos (*gaps*) para as antenas. Esses espaçamentos incluem a largura do anel externo e a distância entre este e o metal interno, para o caso das antenas anelares fendidas.

A Figura 33 demonstra o formato da antena anelar.

Figura 33-Formato da antena anelar (Apenas borda)

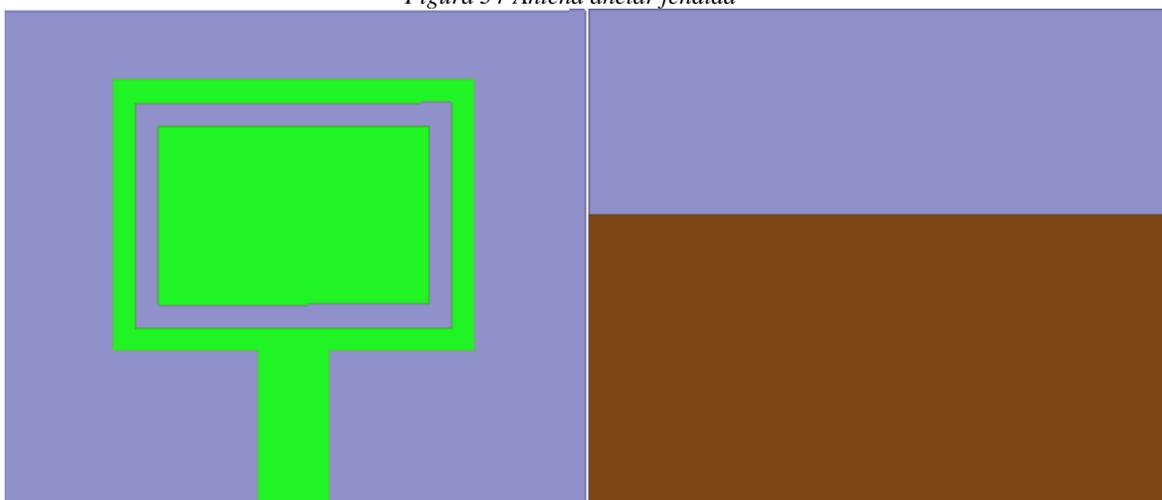


Fonte: Autoria própria

A antena com fenda possui a mesma característica da anterior, por isso pode ser considerada um tipo de antena anelar mas, no interior do *patch*, apresenta uma superfície metálica, separada do anel por uma fenda, que foi efetuada através da retirada de material metálico.

A Figura 34 demonstra a antena anelar com fenda.

Figura 34-Antena anelar fendida



Fonte: Autoria própria

Após o projeto das antenas ter sido modelado no HFSS[®], foi feita a análise das características de radiação e efetuada a confecção das antenas de acordo com suas melhores propriedades, que foram numeradas conforme a seguir para melhor identificação posterior:

- Antena 1: Antena padrão de 5,8 GHz;

- Antena 2: Antena padrão de 5,8 GHz com plano de terra truncado e altura igual a 12,4695 mm;
- Antena 3: Antena anelar fendida com presença de metal interno, largura da borda de 1 mm e largura do *gap* de 1 mm entre o anel exterior; plano de terra truncado com altura igual a 12,4695 mm;
- Antena 4: Antena anelar (Apenas borda) com largura de 1 mm e plano de terra truncado com altura igual a 12,4695 mm;
- Antena 5: Antena anelar (Apenas borda) com largura de 4 mm e plano de terra truncado com altura igual a 12,4695 mm;
- Antena 6: Antena anelar (Apenas borda) com largura de 5 mm e plano de terra truncado com altura igual a 12,4695 mm;

Para confecção das antenas, foi feito o desenho no software AutoCAD®, da Autodesk, feita a exportação desse desenho para o Corel Draw®, da Corel e, em seguida, feita a impressão do formato das antenas na impressora térmica modelo UJF-3042FX, do fabricante Mimaki, exibida na Figura 35.

Figura 35- Impressora utilizada para auxiliar a confecção das antenas



Fonte: Autoria própria

Foi utilizada a placa de FR4 de 1,6 mm como substrato (dielétrico), coberta por dupla camada de material metálico (Nas faces superior e inferior da placa) para confecção das antenas. A impressão realizada nas placas possibilitou que fosse facilitada a corrosão das placas das antenas utilizando a solução ácida de percloroeto de ferro, tendo em vista que este iria corroer apenas as partes metálicas da placa, que foram cobertas pela tinta utilizada na impressão. Assim, após o fim da corrosão, restaram apenas o material dielétrico (isolante) FR4 e a tinta da

impressão. Na sequência, foi retirada a tinta preta impressa nas placas, deixando a parte metálica exposta e, em seguida, efetuada a soldagem do conector tipo SMA na antenna pronta, tornando-a pronta para fazer as medições, a fim de analisar suas características de radiação.

A seguir, são exibidas algumas figuras referentes aos passos do processo de confecção das antenas, desde a escolha da placa até o momento da conectorização, onde são exibidas, inclusive, visões frontal e traseira:

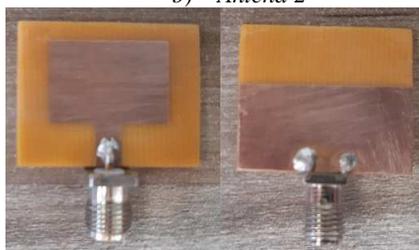
Figura 36-Antenas confeccionadas

a) Antena 1



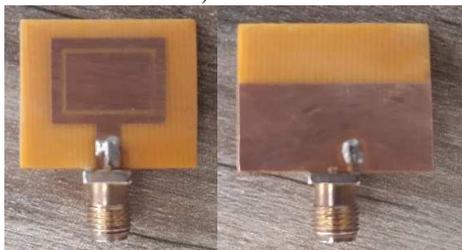
Fonte: Autoria própria

b) Antena 2



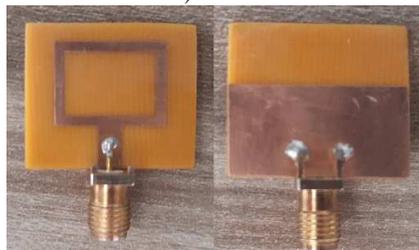
Fonte: Autoria própria

c) Antena 3



Fonte: Autoria própria

d) Antena 4



Fonte: Autoria própria

e) Antena 5



Fonte: Autoria própria

f) Antena 6



Fonte: Autoria própria

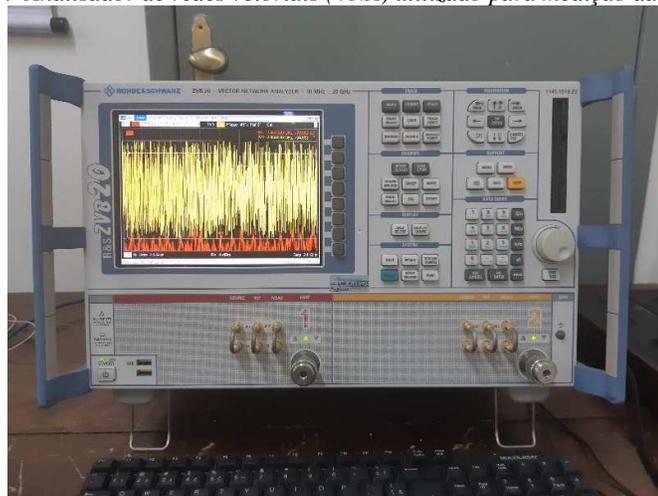
As medições das características de radiação da antena (coeficiente de reflexão, carta de Smith e diagrama de radiação) foram obtidas no campus da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG). Para a medição do coeficiente de reflexão (S_{11}) e impedância, efetuada através da carta de Smith, foi utilizado o analisador de redes vetoriais (VNA - *Vector Network Analyzer*)

modelo ZVB20, do fabricante Rohde & Schwarz, capaz de operar na faixa de frequência entre 10 MHz e 20 GHz. Para efetuar as medições de diagrama de radiação, onde são demonstrados os ganhos em cada sentido, foi utilizada a câmara anecoica, juntamente com o VNA.

A seguir, serão exibidas algumas fotos referentes à medição dos parâmetros das antenas utilizando o VNA.

A Figura 37 demonstra o analisador de redes vetoriais (VNA) no momento em que foi ligado, antes de ser efetuada a calibração do instrumento.

Figura 37-Analisador de redes vetoriais (VNA) utilizado para medição das antenas.



Fonte: Autoria própria.

Após a calibração, foi interligado, na porta 1 do VNA, o cabo que, posteriormente, foi conectado às antenas, conforme pode ser verificado na Figura 38. A antena 1 foi conectada ao cabo com um espaçador metálico, conforme exibido na Figura 39, na tentativa de diminuir o centro de massa e, conseqüentemente, a interferência do conector tipo “N” do cabo na radiação dos sinais nas antenas. Na seqüência, foi efetuada a medição das antenas 1 e 2 sem o espaçador, conforme exibido na Figura 40. Como foi possível constatar na Figura 41, a diferença entre os sinais com e sem espaçador tiveram pouca diferença e que essa diferença se apresentou apenas nas altas frequências, optou-se em fazer as medições sem o espaçador.

Figura 38-Preparação do VNA para interligação às antenas.



Fonte: Autoria própria.

Figura 39-Antena 1 conectada ao VNA com espaçador.



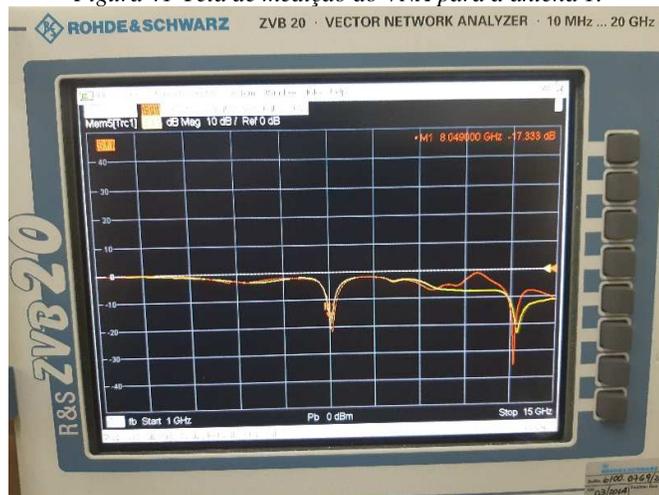
Fonte: Autoria própria.

Figura 40-Conexão das antenas 1 e 2 ao VNA.



Fonte: Autoria própria

Figura 41-Tela de medição do VNA para a antena 1.



Fonte: Autoria própria.

A partir de então, foram efetuadas as medições das antenas 3 a 6, conforme exibido na Figura 42.

Figura 42-Conexão das antenas 3 a 6 no VNA.

a) Conexão da antena 3 ao VNA.



Fonte: Autoria própria.

b) Conexão da antena 4 ao VNA.



Fonte: Autoria própria.

c) Conexão da antena 5 ao VNA.



Fonte: Autoria própria.

d) Conexão da antena 6 ao VNA.



Fonte: Autoria própria.

No dia seguinte, foi utilizada a câmara anecoica, com o auxílio do VNA, e uma antena transmissora para permitir a medição do diagrama de radiação das antenas. A metodologia procedimental de medição foi feita da seguinte maneira:

- Efetuado o posicionamento da antena transmissora no cavalete de suporte para que ela ficasse apontada diretamente para o eixo de rotação onde seria instalada a antena receptora a ser medida;
- Inserido o cavalete da antena receptora sobre o eixo de rotação;
- Feita a instalação e alinhamento da antena receptora sobre o cavalete posicionado no eixo de rotação;
- Efetuadas as conexões físicas dos cabos e a calibração do VNA;
- Definida a origem de alinhamento entre as antenas transmissora e receptora na câmara anecoica;
- Rotação com ângulo de alinhamento entre as antenas a passos 10° ;
- Medição vertical dos parâmetros de radiação da antena;
- Posicionamento da antena receptora na direção horizontal;
- Rotação com ângulo de alinhamento entre as antenas a passos 10° ;
- Medição horizontal dos parâmetros de radiação da antena;
- Medição da antena de referência para comparação com as antenas a serem estudadas.

Devido ao fato de terem sido utilizados os cabos previamente instalados da câmara anecoica, foi necessário efetuar uma nova calibração do VNA para a condição atual, utilizando as cargas de teste de circuito aberto (*open*), curto-circuito (*short*) e fim a fim (*through*). Esta última carga tem como objetivo desconsiderar os efeitos dos cabos de fim a fim, ou seja, desde a entrada (conexão) da antena de transmissão até a entrada da antena de recepção, antes do conector SMA das antenas confeccionadas para este projeto.

A antena transmissora foi conectada à porta 1 do VNA e do painel de conexão e a antena receptora foi conectada à porta 2 de ambos os dispositivos citados. Foi gerado um sinal da porta 1 do VNA para a antena transmissora, que era monitorado pela antena receptora e seu resultado era disponibilizado na porta 2 do VNA, para efeitos de medição desse sinal. Inicialmente, foram efetuadas as medições de cada antena posicionada na direção vertical (Polarização vertical do campo elétrico) com o ângulo entre as antenas alterado pelo painel de controle do VNA, sendo definido um passo de 10° para os ângulos de varredura do diagrama de radiação. Assim, era efetuada a medição em cada ângulo, de 0° a 360° . Após a finalização das medições com a polarização vertical nos 360° de cada antena com passos de 10° , as antenas foram posicionadas de forma horizontal (Polarização horizontal do campo elétrico) e medidos os ganhos nos mesmos ângulos do processo anterior.

Utilizou-se, em seguida, uma antena log-periódica modelo SAS-510-7, da A.H. Systems como referência para fazer a comparação com as antenas confeccionadas neste trabalho com o objetivo de efetuar a medição do ganho das antenas em estudo pelo método da comparação. As características de radiação da antena log-periódica de referência são as seguintes:

Tabela 1- Características da antena receptora de referência.

Faixa de frequência	290 MHz a 7 GHz
Fator da antena	15 a 47 dB
Ganho	5,8 dBi
Campo elétrico máximo irradiado	200 V/m
Tipo de radiação	Direcional
HPBW (Campo elétrico)	35°
HPBW (Campo magnético)	100°
Impedância	50 Ω
VSWR típico	1,65:1
VSWR máximo	2,5:1
Tipo de conector	N Fêmea
Comprimento	61,2 cm
Largura	51,1 cm
Peso	0,64 kg

Fonte: A.H. Systems (2019).

As figuras seguintes demonstram a câmara anecoica e os dispositivos utilizados para medição das antenas:

Figura 43-Visão frontal da câmara anecoica.



Fonte: Autoria própria.

Figura 44-Visão longitudinal da câmara anecoica.



Fonte: Autoria própria.

Devido ao fato de que o VNA composto no painel de controle da câmara anecoica, exibido na Figura 45, não atendia à frequência máxima de amostragem (15 GHz), foi utilizado outro VNA externo, cuja frequência de medição era até 20 GHz.

Figura 45-Painel de controle da câmara anecoica



Fonte: Autoria própria.

A parte interna da câmara anecoica era composta de superfícies puntiformes (Figura 46) que permitem a reflexão dos sinais que incidam na superfície interna da câmara. Havia a presença de um eixo de com uma circunferência, demonstrado na Figura 47, que possibilitou a amostragem dos sinais da antena, através da rotação da antena a cada 10° .

Figura 46-Visão interior da câmara anecoica.



Fonte: Aatoria própria.

Figura 47-Superfície de rotação da câmara anecoica.



Fonte: Aatoria própria.

Havia dois painéis de conexão que permitiram efetuar a ligação física dos equipamentos externos com os equipamentos internos (Figura 48), possibilitando o envio do sinal da antena transmissora para a antena receptora (Figura 49).

Figura 48-Painéis de conexão da câmara anecoica.

a) Painel de conexão externo da câmara anecoica. b) Painel de conexão interno da câmara anecoica.



Fonte: Aatoria própria.



Fonte: Aatoria própria.

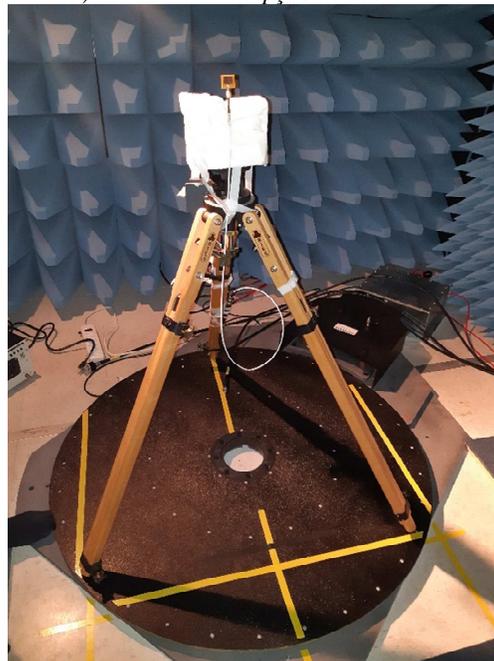
Figura 49-Posicionamento e alinhamento das antenas de transmissão e recepção.

a) Posicionamento das antenas.



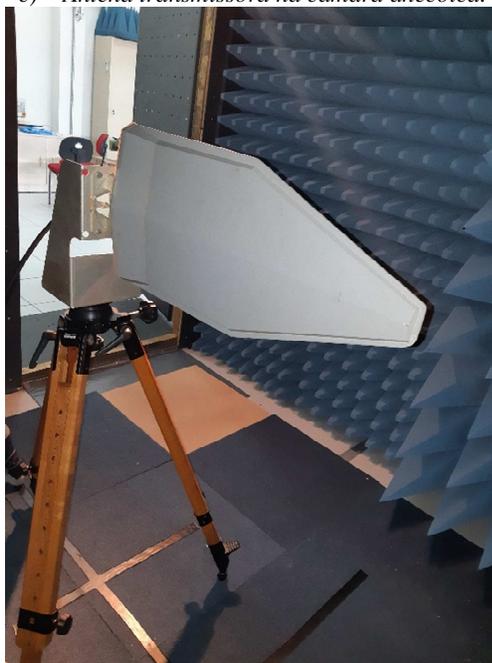
Fonte: Autoria própria.

b) Antena de recepção no cavalete.



Fonte: Autoria própria.

c) Antena transmissora na câmara anecoica.

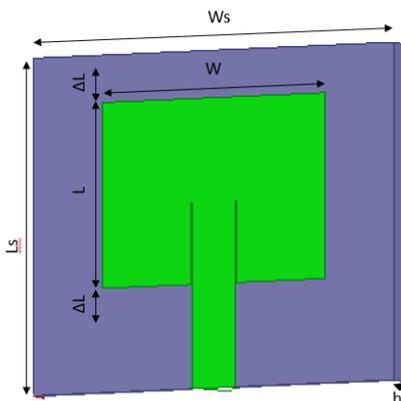


Fonte: Autoria própria.

3.1. Projeto da antena

Para realizar o projeto da antena, algumas equações são utilizadas, que possibilitam determinar seus parâmetros dimensionais. Conforme a Figura 50, os principais parâmetros são ilustrados e, na Tabela 2, são detalhados os seus significados, bem como definidas as constantes e conceitos que são utilizados no projeto.

Figura 50-Parâmetros dimensionais da antena.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 2-Parâmetros dimensionais da antena e constantes das equações.

Parâmetro	Definição
W	Largura do <i>patch</i>
L	Comprimento do <i>patch</i>
L_{ef}	Comprimento efetivo do <i>patch</i> (Considerando os efeitos de franjeamento)
h	Altura do substrato (dielétrico)
W_s	Largura do substrato
W_{smin}	Largura mínima do substrato
L_s	Comprimento do substrato
L_{smin}	Comprimento mínimo do substrato
ΔL	Comprimento adicional efetivo do <i>patch</i> (Considerando os efeitos de franjeamento)
ϵ_r	Permissividade elétrica (Constante dielétrica) relativa
ϵ_{ref}	Permissividade elétrica (Constante dielétrica) relativa efetiva (Considerando os efeitos de franjeamento)
f_r	Frequência de ressonância
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo
ϵ_0	Permissividade elétrica no vácuo

Z_c	Impedância característica da antena
w_f	Largura da linha de transmissão
L_f	Comprimento da linha de transmissão
x_0	Largura do inset-feed
y_0	Comprimento do inset-feed
λ	Comprimento de onda

Fonte: Autoria própria.

3.1.1. Patch e substrato

Os cálculos da largura e do comprimento do *patch* são definidos, respectivamente, pelas seguintes equações:

$$W = \frac{\sqrt{\left(\frac{2}{e_r+1}\right)}}{2f_r\sqrt{\mu_0 \cdot e_0}} \quad (13)$$

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{e_{r_{ef}}}\sqrt{\mu_0 \cdot e_0}} - 2\Delta L \quad (14)$$

Para se definirem os tamanhos mínimos possíveis para o substrato, os seguintes requisitos devem ser respeitados:

$$W_{s_{min}} = 6h + W \quad (15)$$

$$L_{s_{min}} = 6h + L \quad (16)$$

Para se calcularem o comprimento elétrico efetivo do *patch*, as seguintes equações são definidas:

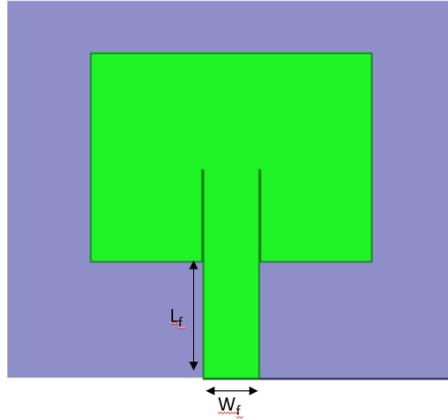
$$L_{ef} = L + 2\Delta L \quad (17)$$

$$\Delta L = \frac{0,412h \left((e_{r_{ef}} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right) \right)}{(e_{r_{ef}} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (18)$$

3.1.2. Linha de transmissão

Os parâmetros necessários para cálculo que irá definir a linha de transmissão são a sua largura (W_f) e o comprimento (L_f), conforme demonstrado na Figura 51.

Figura 51-Parâmetros da linha de transmissão.



Fonte: Autoria própria.

Para projetar a linha de transmissão, devem ser definidos a permissividade elétrica relativa efetiva e a impedância da antena, que são estabelecidas de acordo com a relação entre a largura do patch (W) e a altura do substrato (h). Assim, quando a relação entre elas é maior do que 1 ($\frac{W}{h} > 1$), são utilizadas as seguintes equações:

$$e_{r_{ef}} = \frac{e_r + 1}{2} + \frac{e_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (19)$$

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{e_{r_{ef}}} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right)\right]} \quad (20)$$

Caso a relação entre W e h seja menor ou igual a 1 ($\frac{W}{h} \leq 1$), são utilizadas as seguintes equações:

$$e_{r_{ef}} = \frac{e_r + 1}{2} + \frac{e_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right] \quad (21)$$

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{e_{r_{ef}}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) \quad (22)$$

Com isso, podem ser calculada a largura da linha de transmissão, que também é calculada baseada no seguinte parâmetro:

- $\frac{W}{h} > 2$:

$$w_f = \frac{2h}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{e_r - 1}{2e_r} \left(\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{e_r} \right) \right] \quad (23)$$

- $\frac{W}{h} \leq 2$:

$$w_f = \frac{8he^A}{e^{2A} - 2} \quad (24)$$

, onde:

$$A = \frac{Z_c}{60} \sqrt{\frac{e_r + 1}{2} + \frac{e_r - 1}{e_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{e_r}\right)} \quad (25)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_c\sqrt{e_r}} \quad (26)$$

Para este projeto, será definido o comprimento de onda da linha de transmissão como sendo equivalente a $\frac{1}{4}$ do comprimento de onda na frequência de ressonância, ou seja:

$$L_f = \lambda/4 \quad (27)$$

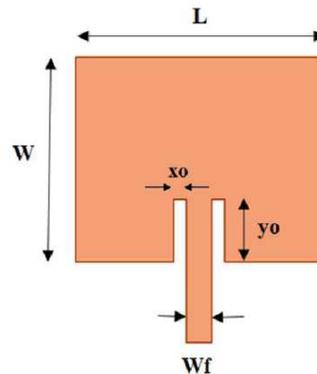
3.1.3. Inset-feed

A Figura 52 apresenta a largura (x_0) e o comprimento (y_0) do inset-feed, que são definidos como sendo, respectivamente:

$$x_0 = \frac{c}{\sqrt{2e_{r_{ef}}}} \frac{4,65 \cdot 10^{-12}}{f_r} \quad (28)$$

$$y_0 = \frac{L}{2} 10^4 (0,001699 \cdot e_r^7 + 0,1376 \cdot e_r^6 - 6,1783 \cdot e_r^5 + 93,187 \cdot e_r^4 - 682,69 \cdot e_r^3 + 2561,9 \cdot e_r^2 - 4043 \cdot e_r + 6697) \quad (29)$$

Figura 52-Parâmetros do inset-feed.



Fonte: Research Gate⁷

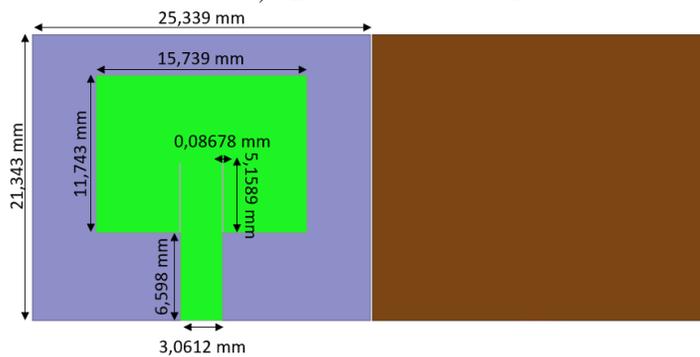
⁷ Disponível em: <https://www.researchgate.net/figure/The-side-radiating-microstrip-inset-feed-antenna_fig1_309731350>. Acesso em: 01 Outubro, 2018.

3.2. Dimensões das antenas

A seguir são exibidas as dimensões das 6 antenas projetadas:

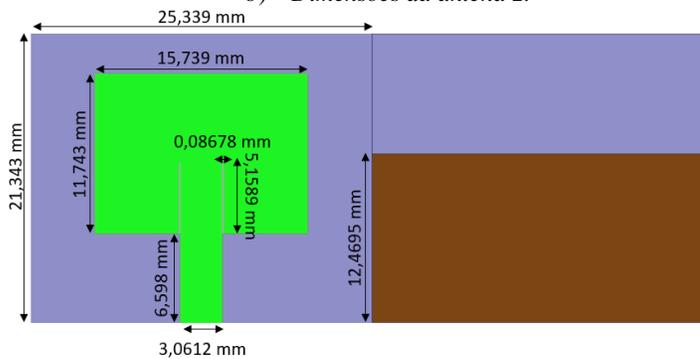
Figura 53-Dimensões das antenas.

a) Dimensões da antena 1.



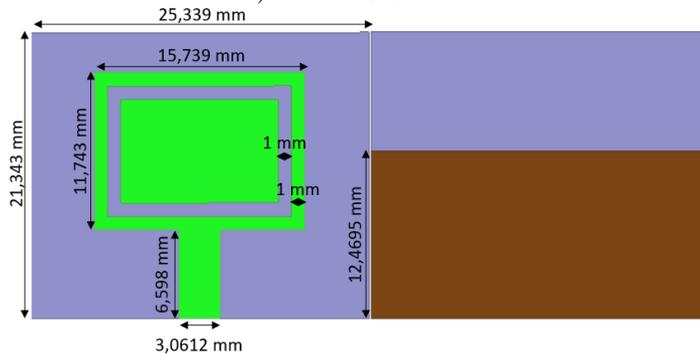
Fonte: Autoria própria.

b) Dimensões da antena 2.



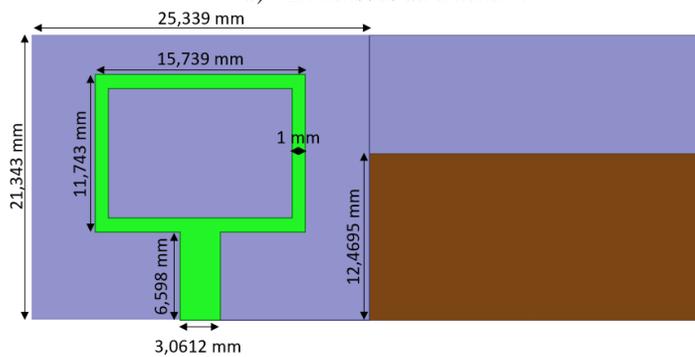
Fonte: Autoria própria.

c) Dimensões da antena 3.



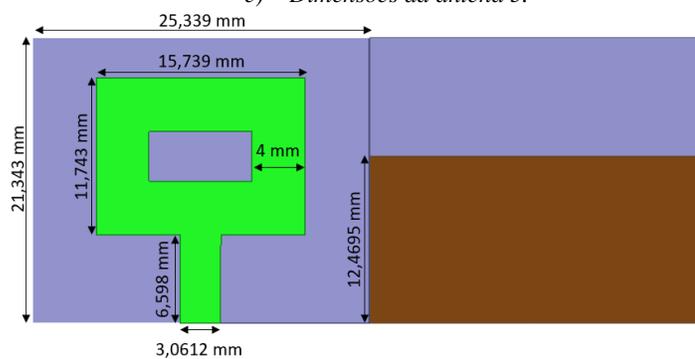
Fonte: Autoria própria.

d) Dimensões da antena 4.



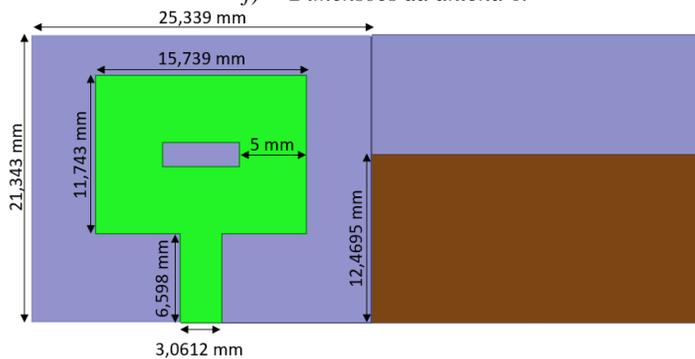
Fonte: Autoria própria.

e) Dimensões da antena 5.



Fonte: Autoria própria.

f) Dimensões da antena 6.



Fonte: Autoria própria.

4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Após terem sido feitas as medições das antenas, os dados gerados pelo VNA e pela câmara anecoica foram analisados e comparados com os valores simulados, a fim de comprovar a similaridade e compatibilidade entre os resultados obtidos pela simulação e pelas medições.

Observou-se que houve equivalência entre os gráficos dos dados simulados e medidos em algumas antenas.

Os subcapítulos a seguir irão discutir sobre os principais resultados dos parâmetros obtidos através dos dados das medições e das simulações das antenas.

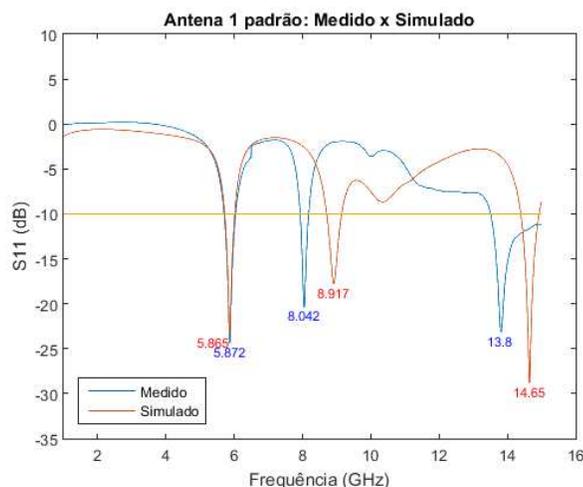
4.1. Coeficientes de reflexão (S_{11})

A seguir são exibidos os resultados obtidos pelas antenas, com relação a frequências de ressonância, coeficientes de reflexão (S_{11}) e largura de banda das antenas (BW), demonstrando a comparação entre os valores medido e simulado:

4.1.1. Antena 1:

De acordo com os resultados obtidos pela Figura 54, referente à antena 1, foi possível observar que houve 3 modos ressonantes em ambas as antenas (medida e simulada). Todas as características (frequência de ressonância, largura de banda e S_{11}) do primeiro modo se aproximaram muito entre as duas situações, mas houve uma pequena diferença entre as frequências e coeficiente de reflexão nos demais modos. As larguras de banda nos demais modos se apresentaram de forma muito diferente. No entanto, pode-se constatar que houve grande similaridade entre os resultados medido e simulado. A Tabela 3 demonstra as frequências de ressonância, níveis de S_{11} e larguras de banda obtidos na antena 1, comparando os resultados apresentados pela simulação e pela medição.

Figura 54-Antena 1: S11 (Medido x Simulado).



Fonte: Autoria própria.

Tabela 3-Resultados da antena 1.

Antena medida			Antena simulada		
Frequência (GHz)	Largura de banda (MHz)	S11 (dB)	Frequência (GHz)	Largura de banda (MHz)	S11 (dB)
5,872	329	-24,329	5,865	280	-23,277
8,042	238	-20,360	8,917	427	-17,784
13,800	1490	-23,150	14,650	525	-28,884

Fonte: Autoria própria.

4.1.2. Antena 2:

De acordo com os resultados obtidos pela Figura 55, referente à antena 2, foi possível observar que houve 3 modos ressonantes na antena medida e 2 modos na simulada mas, no último modo ressonante desta, houve 2 pontos de mínimo S_{11} , que apresentou tendência a ser um terceiro modo, no entanto, ao invés de apresentar esse modo ressonante adicional, houve aumento na largura de banda. De forma análoga à antena 1, as características do primeiro modo da antena 2 se aproximou muito entre os resultados medido e simulado. O formato das curvas do último modo da antena simulada se assemelhou aos dois últimos modos da antena medida, mas apresentou um deslocamento à direita em relação a esta, inclusive, o coeficiente de reflexão do segundo modo nas antenas simulada e medida ficaram quase iguais. Assim, pode-se constatar que houve boa semelhança entre os resultados medido e simulado, especialmente no primeiro modo. A Tabela 4 demonstra as frequências de ressonância, níveis de S_{11} e larguras

de banda obtidos na antena 2, comparando os resultados apresentados pela simulação e pela medição.

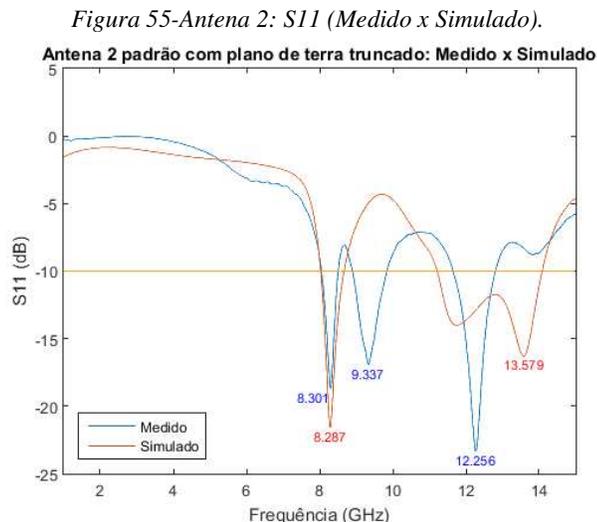


Tabela 4-Resultados da antena 2.

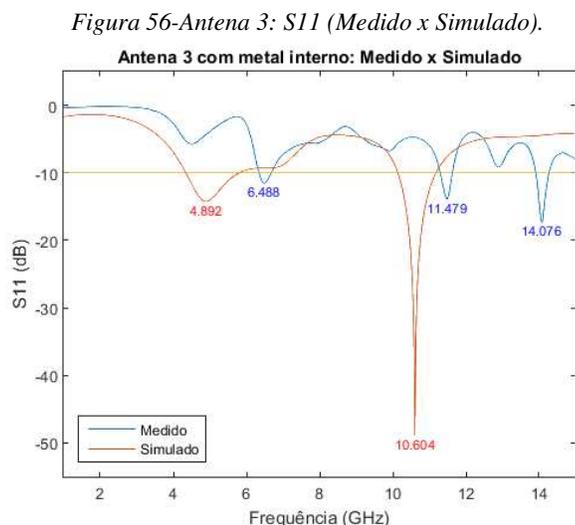
Antena medida			Antena simulada		
Frequência (GHz)	Largura de banda (MHz)	S11 (dB)	Frequência (GHz)	Largura de banda (MHz)	S11 (dB)
8,301	448	-18,662	8,287	630	-21,567
9,337	931	-16,922	13,579	2863	-16,291
12,256	1155	-23,333			

Fonte: Autoria própria.

4.1.3. Antena 3:

De acordo com os resultados obtidos pela Figura 56, referente à antena 3, assim como na antena anterior, foi possível observar que houve 3 modos ressonantes na antena medida e 2 modos na simulada. Verificou-se, também, que as frequências dos menores coeficientes de reflexão ficaram pouco distantes, mas os valores medidos tiveram os níveis muito piores do que os valores simulados por causa de descasamento de impedância, que foi mantido de forma intencional, a fim de analisar apenas os efeitos gerados pela alteração no *patch*. Assim, constatou-se que, excetuando-se as frequências de ressonância, houver grandes diferenças e os resultados simulados obtiveram melhor comportamento do que os resultados medidos. A

Tabela 5 demonstra as frequências de ressonância, níveis de S_{11} e larguras de banda obtidos na antena 3, comparando os resultados apresentados pela simulação e pela medição.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 5-Resultados da antena 3.

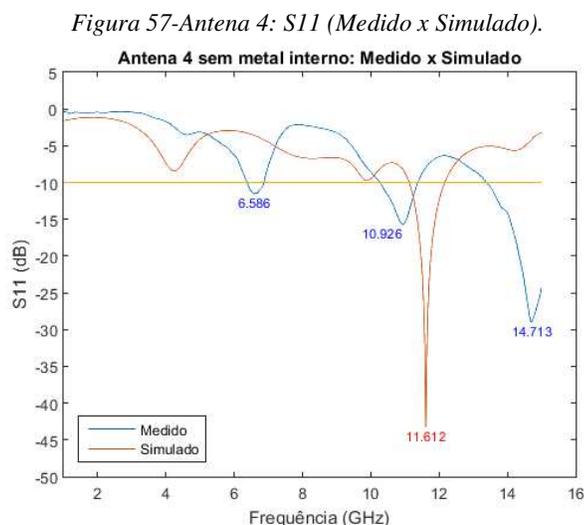
Antena medida			Antena simulada		
Frequência (GHz)	Largura de banda (MHz)	S_{11} (dB)	Frequência (GHz)	Largura de banda (MHz)	S_{11} (dB)
6,488	329	-11,513	4,892	1456	-14,240
11,479	322	-13,866	10,604	1036	-48,838
14,076	357	-17,278			

Fonte: Autoria própria.

4.1.4. Antena 4:

De acordo com os resultados obtidos pela Figura 57, referente à antena 4, foi possível observar que houve 3 modos ressonantes na antena medida e apenas 1 modo na antena simulada. Verificou-se, também, que os valores medidos tiveram os níveis piores do que os valores simulados por causa de descasamento de impedância, que foi mantido de forma intencional, a fim de analisar apenas os efeitos gerados pela alteração apenas no *patch*. A faixa de frequência que compreende 14,713 GHz obteve uma largura de banda considerável pois, na faixa de frequência de amostragem, que foi definida até 15 GHz, registrou um valor de 1603 MHz e, como pode se observar pela figura, ainda aparenta possuir uma largura de banda maior, tendendo a obter quase o dobro desse valor. Além disso, as curvas das antenas simuladas e

medidas apresentam formatos parecidos, apresentando 3 pontos de mínimo, e a diferença se estabeleceu apenas no nível do coeficiente de reflexão e o deslocamento de frequência para a direita na antenna medida em relação à antenna simulada. Assim, pôde-se constatar que esta foi a antenna que apresentou maior largura de banda entre todas as antenas estudadas. A Tabela 6 demonstra as frequências de ressonância, níveis de S_{11} e larguras de banda obtidos na antenna 4, comparando os resultados apresentados pela simulação e pela medição.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 6-Resultados da antenna 4.

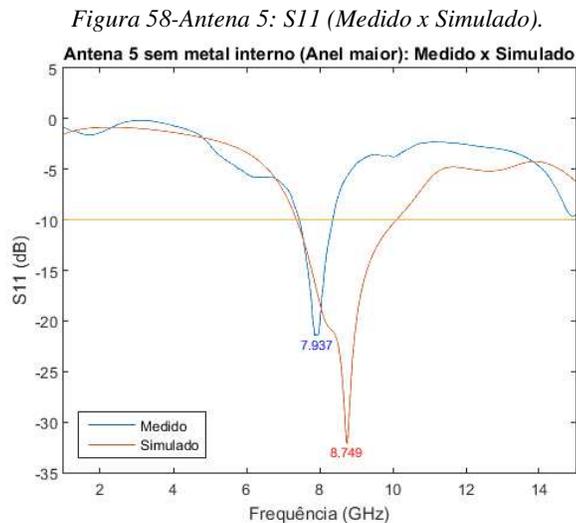
Antena medida			Antena simulada		
Frequência (GHz)	Largura de banda (MHz)	S_{11} (dB)	Frequência (GHz)	Largura de banda (MHz)	S_{11} (dB)
6,586	483	-11,529	11,612	1036	-43,204
10,926	1099	-15,732			
14,713	1603	-29,015			

Fonte: Autoria própria.

4.1.5. Antena 5:

De acordo com os resultados obtidos pela Figura 58, referente à antenna 5, foi possível observar que houve apenas um modo ressonante em ambas as antenas (medida e simulada). Verificou-se, também, que o valor medido teve o nível ligeiramente pior do que o valor simulado, mas a frequência de ressonância de ambas apresentou valores aproximados. Esta antenna foi a que apresentou maior similaridade nos formatos das curvas medida e simulada

entre todas as antenas estudadas. A Tabela 7 demonstra as frequências de ressonância, níveis de S_{11} e larguras de banda obtidos na antena 5, comparando os resultados apresentados pela simulação e pela medição.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 7-Resultados da antena 5.

Antena medida			Antena simulada		
Frequência (GHz)	Largura de banda (MHz)	S_{11} (dB)	Frequência (GHz)	Largura de banda (MHz)	S_{11} (dB)
7,937	910	-21,499	8,749	2723	-32,127

Fonte: Autoria própria.

4.1.6. Antena 6:

De acordo com os resultados obtidos pela Figura 59, referente à antena 6, foi possível observar que houve 4 modos ressonantes na antena medida e apenas 1 modo na antena simulada. Verificou-se, também, que os valores medidos tiveram níveis de menor intensidade do que o valor simulado por causa de descasamento de impedância, que foi mantido de forma intencional, a fim de analisar apenas os efeitos gerados pela alteração apenas no *patch*. Além disso, constatou-se que a faixa de frequência da antena simulada compreendeu quase todas as faixas da antena medida, obtendo largura de banda maior e coeficiente de reflexão melhor do que dos valores medidos. A Tabela 8 demonstra as frequências de ressonância, níveis de S_{11} e larguras de banda obtidos na antena 6, comparando os resultados apresentados pela simulação e pela medição.

Figura 59-Antena 6: S11 (Medido x Simulado).

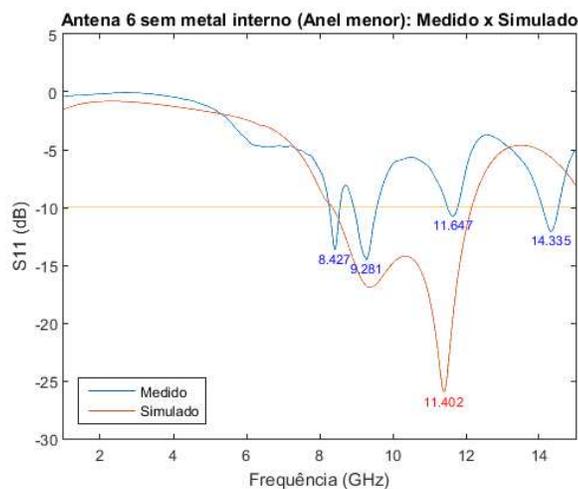


Tabela 8-Resultados da antena 6.

Antena medida			Antena simulada		
Frequência (GHz)	Largura de banda (MHz)	S11 (dB)	Frequência (GHz)	Largura de banda (MHz)	S11 (dB)
8,427	287	-13,631	11,402	0	-25,986
9,281	623	-14,490			
11,647	266	-10,739			
14,335	427	-12,062			

Fonte: Autoria própria.

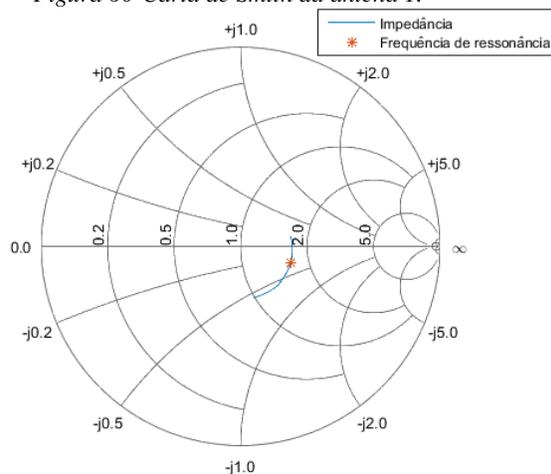
4.2. Cartas de Smith

A seguir são exibidas as cartas de Smith das antenas:

4.2.1. Antena 1:

De acordo com os resultados obtidos pela Figura 60, referente à antena 1, foi possível observar que a Carta de Smith do primeiro modo ressonante demonstrou um comportamento capacitivo, cuja parte real da impedância aproximou-se de 100Ω . Assim, pôde-se constatar que a antena possuía um discreto descasamento de impedância.

Figura 60-Carta de Smith da antena 1.

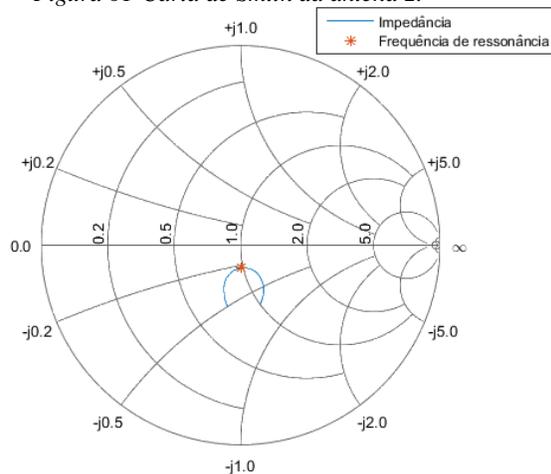


Fonte: Autoria própria.

4.2.2. Antena 2:

De acordo com os resultados obtidos pela Figura 61, referente à antena 2, foi possível observar que a Carta de Smith do primeiro modo ressonante demonstrou um comportamento capacitivo, cuja parte real da impedância teve o valor exato de 50Ω . Assim, pôde-se constatar que o casamento de impedância da antena estava coerente.

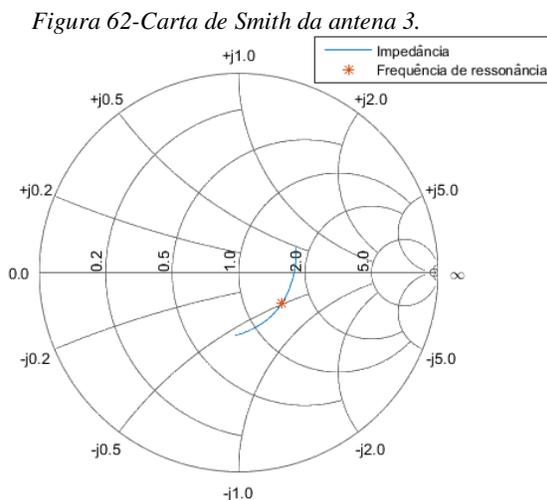
Figura 61-Carta de Smith da antena 2.



Fonte: Autoria própria.

4.2.3. Antena 3:

De acordo com os resultados obtidos pela Figura 62, referente à antena 3, foi possível observar que a Carta de Smith do primeiro modo ressonante demonstrou um comportamento capacitivo, cuja parte real da impedância aproximou-se de 75Ω . Assim, pôde-se constatar que a antena possuía um regular descasamento de impedância.

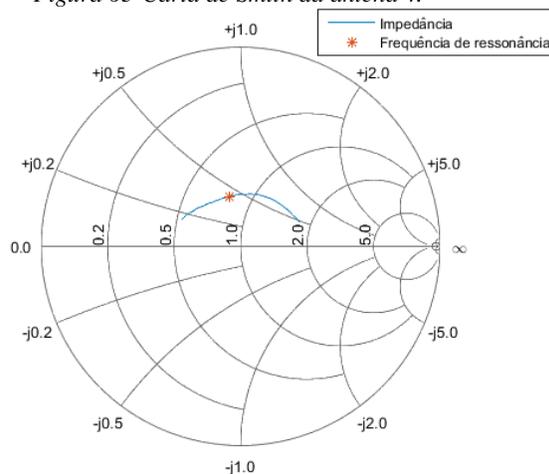


Fonte: Autoria própria.

4.2.4. Antena 4:

De acordo com os resultados obtidos pela Figura 63, referente à antena 4, foi possível observar que a Carta de Smith do primeiro modo ressonante demonstrou um comportamento indutivo, cuja parte real da impedância aproximou-se de 50Ω . Assim, pôde-se constatar que a antena possuía um casamento de impedância razoavelmente satisfatório.

Figura 63-Carta de Smith da antena 4.

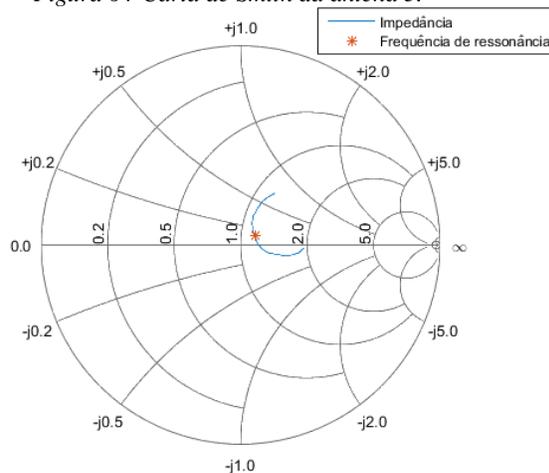


Fonte: Autoria própria.

4.2.5. Antena 5:

De acordo com os resultados obtidos pela Figura 64, referente à antena 5, foi possível observar que a Carta de Smith do primeiro modo ressonante demonstrou um comportamento ligeiramente indutivo, cuja parte real da impedância aproximou-se de 50 Ω. Assim, pôde-se constatar que a antena possuía um casamento de impedância satisfatório.

Figura 64-Carta de Smith da antena 5.



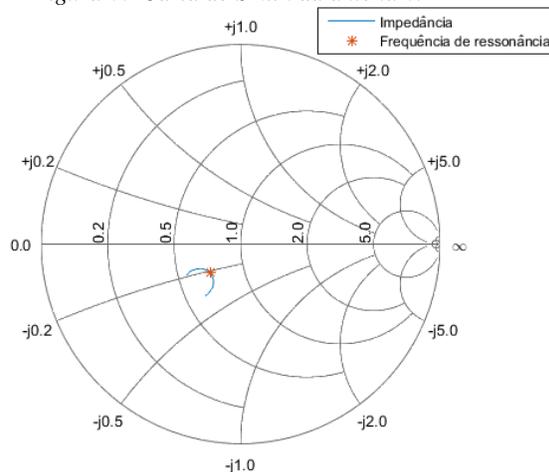
Fonte: Autoria própria.

4.2.6. Antena 6:

De acordo com os resultados obtidos pela Figura 65, referente à antena 6, foi possível observar que a Carta de Smith do primeiro modo ressonante demonstrou um comportamento

capacitivo, cuja parte real da impedância aproximou-se de 35Ω . Assim, pôde-se constatar que a antena possuía um regular descasamento de impedância.

Figura 65-Carta de Smith da antena 6.



Fonte: Autoria própria.

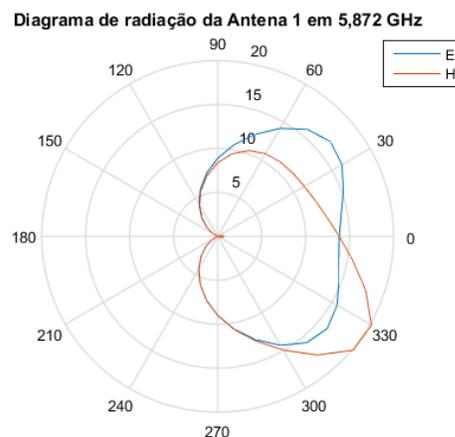
4.3. Diagramas de radiação

Os diagramas de radiação das antenas possibilitam nortear o conhecimento prévio sobre sua diretividade, bem como demonstrar o ganho em cada sentido de radiação. Isso possibilita ao engenheiro projetista a facilidade de escolha para a antena mais adequada em cada caso. Para demonstrar o comportamento das 6 antenas medidas, são exibidos, a seguir, os diagramas de radiação das antenas fabricadas.

4.3.1. Antena 1:

No primeiro modo ressonante da antena 1 (Frequência central de 5,872 GHz), pôde-se verificar que, no plano E (Campo elétrico), o maior ganho foi de 16,75 dB, obtido na direção de 40° . Para o plano H (Campo magnético), o maior ganho foi de 20,20 dB, obtido direcionado no ângulo de 330° . A Figura 66 demonstra o gráfico de potência da antena citada:

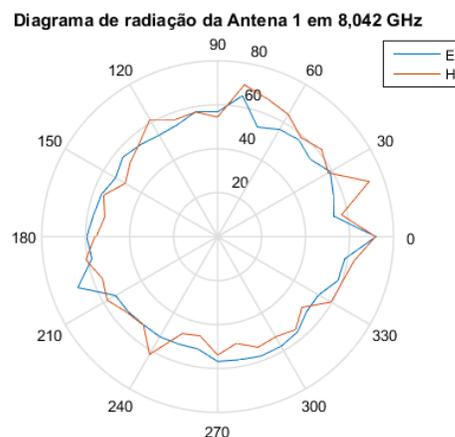
Figura 66-Diagrama de radiação da antena 1 em 5,872 GHz nos planos E e H.



Fonte: Autoria própria.

No segundo modo ressonante da antena 1 (Frequência central de 8,042 GHz), pôde-se verificar que, no plano E (Campo elétrico), o maior ganho foi de 71,93 dB, obtido na direção de 0°. Para o plano H (Campo magnético), o maior ganho foi de 73,33 dB, direcionado no ângulo de 20°. A Figura 67 demonstra o gráfico de potência da antena citada:

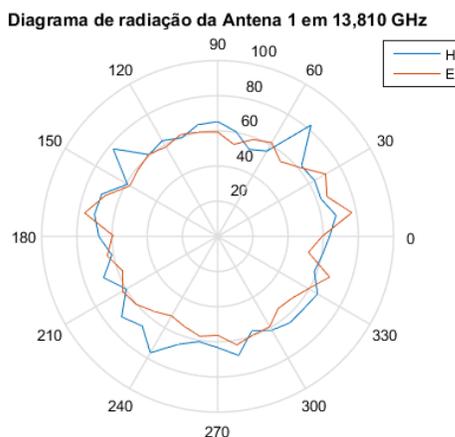
Figura 67-Diagrama de radiação da antena 1 em 8,042 GHz nos planos E e H.



Fonte: Autoria própria.

No terceiro modo ressonante da antena 1 (Frequência central de 13,810 GHz), pôde-se verificar que, no plano E (Campo elétrico), o maior ganho foi de 77,45 dB, obtido na direção de 10°. Para o plano H (Campo magnético), o maior ganho foi de 82,64 dB, direcionado no ângulo de 50°. A Figura 68 demonstra o gráfico de potência da antena citada:

Figura 68-Diagrama de radiação da antena 1 em 13,810 GHz nos planos E e H.

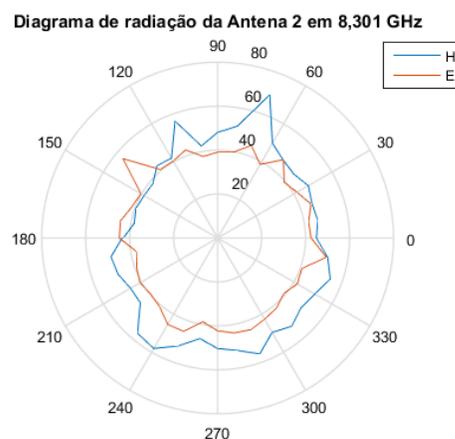


Fonte: Autoria própria.

4.3.2. Antena 2:

No primeiro modo ressonante da antena 2 (Frequência central de 8,301 GHz), pôde-se verificar que, no plano E (Campo elétrico), o maior ganho foi de 56,18 dB, obtido na direção de 140°. Para o plano H (Campo magnético), o maior ganho foi de 69,32 dB, direcionado no ângulo de 70°. A Figura 69 demonstra o gráfico de potência da antena citada:

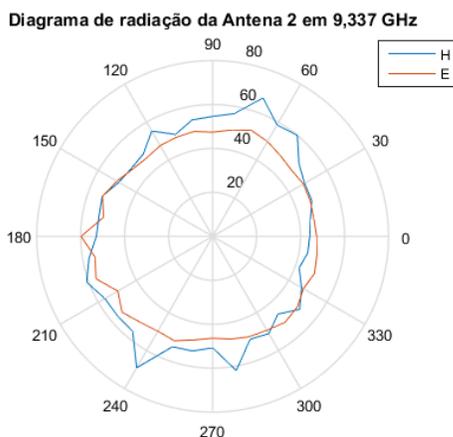
Figura 69-Diagrama de radiação da antena 2 em 8,301 GHz nos planos E e H.



Fonte: Autoria própria.

No segundo modo ressonante da antena 2 (Frequência central de 9,337 GHz), pôde-se verificar que, no plano E (Campo elétrico), o maior ganho foi de 59,81 dB, obtido na direção de 180°. Para o plano H (Campo magnético), o maior ganho foi de 69,08 dB, direcionado no ângulo de 240°. A Figura 70 demonstra o gráfico de potência da antena citada:

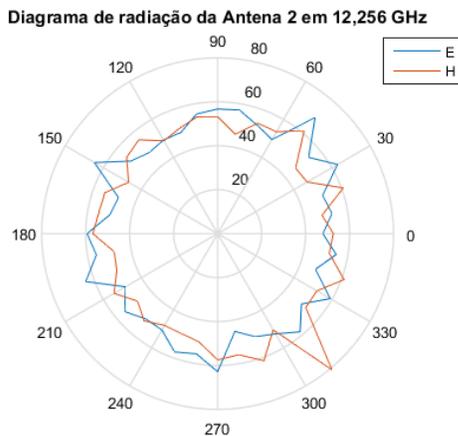
Figura 70-Diagrama de radiação da antena 2 em 9,337 GHz nos planos E e H.



Fonte: Autoria própria.

No terceiro modo ressonante da antena 2 (Frequência central de 12,256 GHz), pôde-se verificar que, no plano E (Campo elétrico), o maior ganho foi de 68,98 dB, obtido na direção de 50°. Para o plano H (Campo magnético), o maior ganho foi de 80,90 dB, direcionado no ângulo de 310°. A Figura 71 demonstra o gráfico de potência da antena citada:

Figura 71-Diagrama de radiação da antena 2 em 12,256 GHz nos planos E e H.

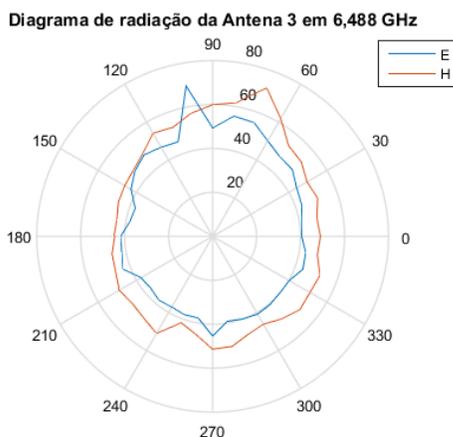


Fonte: Autoria própria.

4.3.3. Antena 3:

No primeiro modo ressonante da antena 3 (Frequência central de 6,488 GHz), pôde-se verificar que, no plano E (Campo elétrico), o maior ganho foi de 69,49 dB, obtido na direção de 100°. Para o plano H (Campo magnético), o maior ganho foi de 71,89 dB, direcionado no ângulo de 70°. A Figura 72 demonstra o gráfico de potência da antena citada:

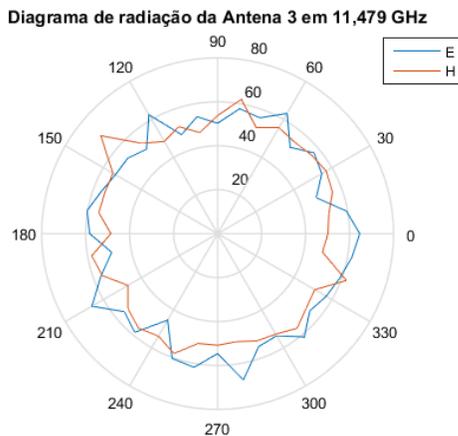
Figura 72-Diagrama de radiação da antena 3 em 6,488 GHz nos planos E e H.



Fonte: Autoria própria.

No segundo modo ressonante da antena 3 (Frequência central de 11,479 GHz), pôde-se verificar que, no plano E (Campo elétrico), o maior ganho foi de 67,57 dB, obtido na direção de 280°. Para o plano H (Campo magnético), o maior ganho foi de 69,33 dB, direcionado no ângulo de 140°. A Figura 73 demonstra o gráfico de potência da antena citada:

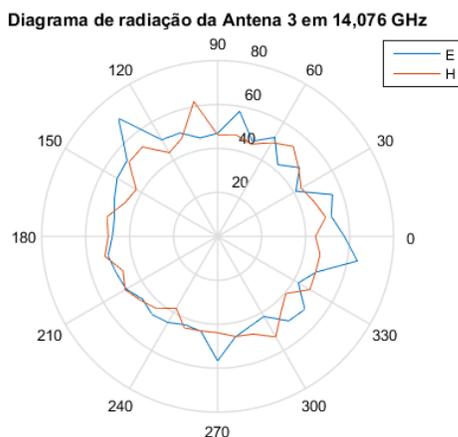
Figura 73-Diagrama de radiação da antena 3 em 11,479 GHz nos planos E e H.



Fonte: Autoria própria.

No terceiro modo ressonante da antena 3 (Frequência central de 14,076 GHz), pôde-se verificar que, no plano E (Campo elétrico), o maior ganho foi de 70,06 dB, obtido na direção de 130°. Para o plano H (Campo magnético), o maior ganho foi de 62,32 dB, direcionado no ângulo de 100°. A Figura 74 demonstra o gráfico de potência da antena citada:

Figura 74-Diagrama de radiação da antena 3 em 14,076 GHz nos planos E e H.

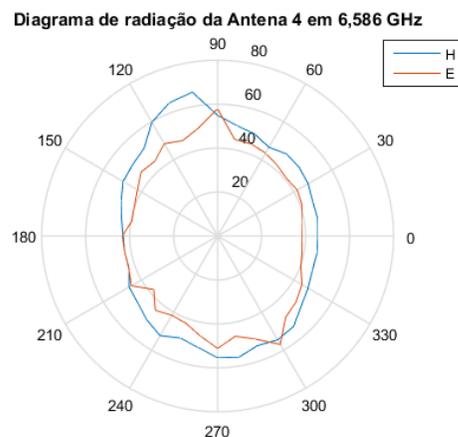


Fonte: Autoria própria.

4.3.4. Antena 4:

No primeiro modo ressonante da antena 4 (Frequência central de 6,586 GHz), pôde-se verificar que, no plano E (Campo elétrico), o maior ganho foi de 57,86 dB, obtido na direção de 90°. Para o plano H (Campo magnético), o maior ganho foi de 66,48 dB, direcionado no ângulo de 100°. A Figura 75 demonstra o gráfico de potência da antena citada:

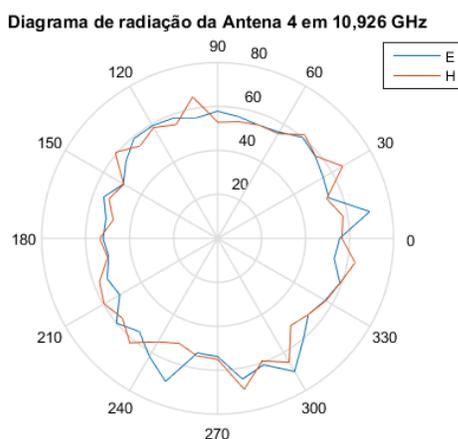
Figura 75-Diagrama de radiação da antena 4 em 6,586 GHz nos planos E e H.



Fonte: Autoria própria.

No segundo modo ressonante da antena 4 (Frequência central de 10,926 GHz), pôde-se verificar que, no plano E (Campo elétrico), o maior ganho foi de 70,25 dB, obtido na direção de 10°. Para o plano H (Campo magnético), o maior ganho foi de 69,74 dB, direcionado no ângulo de 280°. A Figura 76 demonstra o gráfico de potência da antena citada:

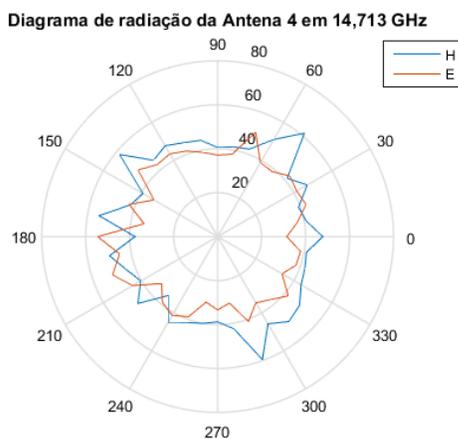
Figura 76-Diagrama de radiação da antena 4 em 10,926 GHz nos planos E e H.



Fonte: Autoria própria.

No terceiro modo ressonante da antena 4 (Frequência central de 14,713 GHz), pôde-se verificar que, no plano E (Campo elétrico), o maior ganho foi de 54,53 dB, obtido na direção de 180°. Para o plano H (Campo magnético), o maior ganho foi de 61,40 dB, direcionado no ângulo de 50°. A Figura 77 demonstra o gráfico de potência da antena citada:

Figura 77-Diagrama de radiação da antena 4 em 14,713 GHz nos planos E e H.

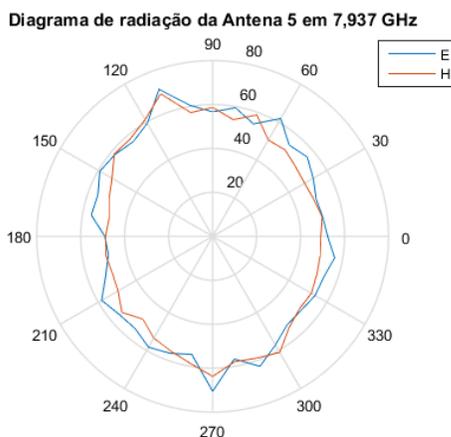


Fonte: Autoria própria.

4.3.5. Antena 5:

Para a antena 5, que só obteve um modo ressonante, na frequência central de 7,937 GHz, pôde-se verificar que, no plano E (Campo elétrico), o maior ganho foi de 71,20 dB, obtido na direção de 110°. Para o plano H (Campo magnético), o maior ganho foi de 69,05 dB, direcionado no ângulo de 110°. A Figura 78 demonstra o gráfico de potência da antena citada:

Figura 78-Diagrama de radiação da antena 5 em 7,937 GHz nos planos E e H.

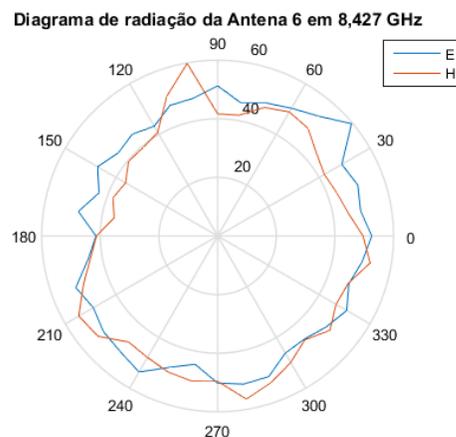


Fonte: Autoria própria.

4.3.6. Antena 6:

No primeiro modo ressonante da antena 6 (Frequência central de 8,427 GHz), pôde-se verificar que, no plano E (Campo elétrico), o maior ganho foi de 59,62 dB, obtido na direção de 40°. Para o plano H (Campo magnético), o maior ganho foi de 59,81 dB, direcionado no ângulo de 100°. A Figura 79 demonstra o gráfico de potência da antena citada:

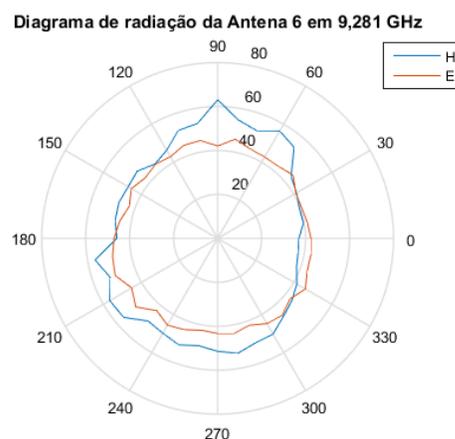
Figura 79-Diagrama de radiação da antena 6 em 8,427 GHz nos planos E e H.



Fonte: Autoria própria.

No segundo modo ressonante da antena 6 (Frequência central de 9,281 GHz), pôde-se verificar que, no plano E (Campo elétrico), o maior ganho foi de 49,54 dB, obtido na direção de 200°. Para o plano H (Campo magnético), o maior ganho foi de 63,01 dB, direcionado no ângulo de 90°. A Figura 80 demonstra o gráfico de potência da antena citada:

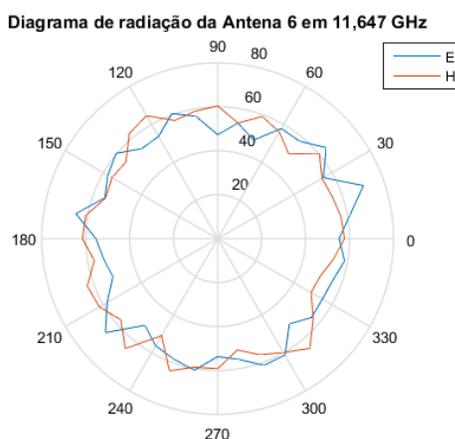
Figura 80-Diagrama de radiação da antena 6 em 9,281 GHz nos planos E e H.



Fonte: Autoria própria.

No terceiro modo ressonante da antena 6 (Frequência central de 11,647 GHz), pôde-se verificar que, no plano E (Campo elétrico), o maior ganho foi de 70,58 dB, obtido na direção de 20°. Para o plano H (Campo magnético), o maior ganho foi de 65,29 dB, direcionado no ângulo de 230°. A Figura 81 demonstra o gráfico de potência da antena citada:

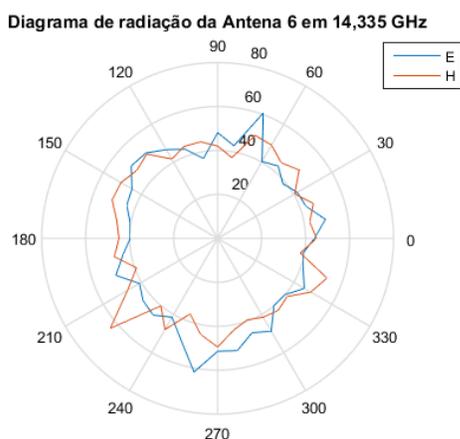
Figura 81-Diagrama de radiação da antena 6 em 11,647 GHz nos planos E e H.



Fonte: Autoria própria.

No quarto modo ressonante da antena 6 (Frequência central de 14,335 GHz), pôde-se verificar que, no plano E (Campo elétrico), o maior ganho foi de 61,76 dB, obtido na direção de 260°. Para o plano H (Campo magnético), o maior ganho foi de 63,72 dB, direcionado no ângulo de 220°. A Figura 82 demonstra o gráfico de potência da antena citada:

Figura 82-Diagrama de radiação da antena 6 em 14,335 GHz nos planos E e H.



Fonte: Autoria própria.

4.4. Resumo:

A Tabela 9 possui um resumo com as principais características das antenas medidas:

Tabela 9- Características das antenas medidas.

ANTENA	MODOS RESSONANTES	LARGURA DE BANDA (MHz)	FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA (GHz)	S11 (dB)
1	3	329	5,872	-24,329
		1.631	8,042	-20,360
		259	13,800	-23,150
2	3	448	8,301	-18,662
		931	9,337	-16,922
		1.155	12,256	-23,333
3	3	329	6,488	-11,513
		322	11,479	-13,866
		357	14,076	-17,278
4	3	483	6,586	-11,529
		1.099	10,926	-15,732
		1.603	14,713	-29,015
5	1	910	7,937	-21,499

6	4	287	8,427	-13,631
		623	9,281	-14,490
		266	11,647	-10,739
		427	14,335	-12,062

Fonte: Autoria própria.

Foi possível observar que, para a antena 1 (Antena padrão), o melhor coeficiente de reflexão, causado pelo melhor casamento de impedância, medida na faixa pesquisada (1 a 15 GHz) foi de -24,329 dB na frequência de 5,872 GHz, obtendo largura de banda de 329 MHz, compreendido entre 5,704 e 6,033 GHz. A maior largura de banda adquirida pela antena na faixa de amostragem, 1,49 GHz, ocorreu na faixa de frequência compreendida entre 13,509 e 15 GHz, cuja ressonância foi apresentada na frequência de 13,8 GHz, e coeficiente de reflexão, -23,15 dB. Pelo gráfico do coeficiente de reflexão da antena 1, é possível observar que ainda há uma tendência à largura de banda ser um pouco maior que o valor medido, tendo em vista que a frequência de amostragem só foi definida até o limite de 15 GHz.

A antena 2, que equivale à padrão com plano de terra truncado, obteve uma largura de banda máxima de 1,155 GHz, compreendida entre 11,647 e 12,802 GHz, com frequência de ressonância em 12,256 GHz e coeficiente de reflexão de -23,33 dB, apresentando uma certa similaridade entre os sinais medidos e simulados, especialmente na faixa de frequência mais baixa. Assim como na antena 1, as frequências mais altas tiveram melhor desempenho do que as mais baixas, onde se pôde observar que a largura de banda era maior para as frequências mais elevadas.

A antena 3, que foi a única que possuía o anel fendido, obteve formas de onda razoavelmente similares entre o medido e calculado, com a exceção do fato que a simulada apresentou coeficientes de reflexão muito mais satisfatórios e a linearidade da largura de banda na antena medida não foi constatada. Neste caso, o coeficiente de reflexão foi se tornando maior à medida em que a frequência de ressonância era aumentada. A antena medida apresentou características de radiações mais úteis na frequência mais elevada, 14,076 GHz, cujo coeficiente de reflexão foi de -17,28 dB e largura de banda obtida foi de 357 MHz, na faixa entre 13,915 e 14,272 GHz.

Houve semelhanças entre as curvas medida e simulada da antena 4, bem como melhorias nas características de radiação à medida que a frequência era aumentada, ocorrendo otimizações na largura de banda e no coeficiente de reflexão. A melhor condição foi obtida na frequência de 14,713, cujo coeficiente de reflexão foi de -29,02 dB e a largura de banda nessa faixa, compreendida entre 13,397 e 15 GHz, foi de 1,603 GHz. O coeficiente de reflexão se apresentou

menor do que -10 dB após o limite pesquisado de 15 GHz, portanto, a largura de banda pode ser considerada maior.

Entre todas as antenas fabricadas, a que apresentou melhor equivalência entre os valores medido e simulado foi a antena 5, que exibiu apenas um modo ressonante de -21,50 dB em 7,937 GHz, com largura de banda de 910 MHz, compreendido entre 7,447 e 8,357 GHz.

Devido ao fato do coeficiente de reflexão nas antenas simuladas apresentarem melhores características de reflexão do que nas antenas medidas, embora haja muita semelhança entre as curvas de ambas as antenas, pôde-se observar que as curvas simuladas da antena 6 obtiveram uma largura de banda superior, face ao fato de que a antena medida obteve coeficiente de reflexão maior e chegou à condição de *notch*. Isso fez com que, ao invés de apresentar apenas um modo ressonante com largura de banda maior, fossem exibidos vários modos ressonantes com pequenas amplitudes e larguras de banda. Entre os casos apresentados, a melhor situação foi exibida na frequência de 9,281 GHz, cujo coeficiente de reflexão obtido foi de -14,49 dB e a largura de banda de 623 MHz, no intervalo entre 8,938 e 9,561 GHz.

Dentre as confeccionadas, excetuando-se a antena padrão, antena 4 apresentou melhor desempenho pois, além da obter maior largura de banda (1,603 GHz), também exibiu o melhor coeficiente de reflexão (-29,01 dB) na faixa de frequência entre 13,397 e 15 GHz. Como o diagrama do coeficiente de reflexão desta antena sugere que ela ainda refletiria em frequências acima dos 15 GHz amostrados, essa largura de banda tende a ser um valor maior.

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Com o desenvolvimento deste projeto, foi possível verificar que, para algumas antenas, há uma certa similaridade entre os resultados simulados e medidos em várias antenas. Observou-se, também, que algumas antenas obtiveram desempenho melhor do que outras, ressoando em várias frequências, com larguras de banda maiores e coeficientes de reflexão menores. Pôde-se constatar que, para as antenas que obtiveram várias frequências ressonantes, as faixas de frequências posteriores foram aproximadas, ficando o segundo modo ressonante na faixa de 9 a 11 GHz, e o terceiro, entre 11 e 14 GHz.

Devido ao fato de que não é possível definir com precisão o casamento de impedância para as antenas alteradas em relação à antena padrão, verificou-se, através da carta de Smith, que houve algumas antenas que não estavam bem casadas mas que, mesmo assim, conseguiram obter resultados aplicáveis para produção e utilização. Outro problema que causa o descasamento de impedância são as soldas e conectores, que não têm comportamento ideal, como no método simulado, gerando ruídos e interferências no meio físico.

Finalmente, com os resultados medidos das antenas, pôde-se concluir que as antenas anelares confeccionadas apresentaram vários modos ressonantes, tiveram ganhos em largura de banda e coeficiente de reflexão e apresentam-se como opção para aplicação de antenas de microfita.

REFERÊNCIAS

- ANATEL - AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES. Atribuição de faixas de frequências no Brasil, 2016. Disponível em: <<http://www.anatel.gov.br/Portal/verificaDocumentos/documento.asp?numeroPublicacao=314474&assuntoPublicacao=null&caminhoRel=null&filtro=1&documentoPath=314474.pdf>>. Acesso em: 25 Outubro 2017.
- ANATEL - AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES. Plano de atribuição, destinação e distribuição de frequências no Brasil, 2016. Disponível em: <<http://www.anatel.gov.br/Portal/verificaDocumentos/documento.asp?numeroPublicacao=346331&assuntoPublicacao=null&caminhoRel=null&filtro=1&documentoPath=346331.pdf>>. Acesso em: 25 Outubro 2017.
- ANSYS, I. **Ansoft HFSS versão 18.0**: Software de planejamento de projetos eletromagnéticos. Estados Unidos: [s.n.], 2015.
- BALANIS, C. A. **Antenna Theory: Analysis and Design**. 2ª. ed. Nova Iorque: John Wiley & Sons, INC., 1997. Acesso em: 24 Agosto 2017.
- BEKTAS, M. et al. Dual-Fed Rectangular Ring Slotted Patch Antenna. **IEEE**, Honolulu, HI, USA, Março 2016.
- CHRISTODOULOU, C. G. et al. Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 100, n. 7, Julho 2012.
- COSTANTINE, J. et al. Reconfigurable Antennas: Design and Applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 103, n. 3, Março 2015.
- FEITOZA, G. M. **Análise de antenas de microfita com patches circulares sobre substratos anisotrópicos usando o método de potenciais de Hertz**. Natal: [s.n.], 2005.
- FUSCO, V. F. **Teoria e técnicas de antenas**: Princípio e prática. Tradução de José Lucimar do Nascimento. 1ª. ed. Porto Alegre: Bookman, 2006.
- GUPTA, K. C. et al. Design of Frequency-Reconfigurable Rectangular Slot Ring Antennas. **IEEE**, Salt Lake City, UT, USA, Agosto 2002.
- HOLANDA, S. M. D. **Estudo e Desenvolvimento de Antenas de Microfita utilizando tecido de malha a base de fibra têxteis compostas**. Mossoró: [s.n.], 2016. Acesso em: 01 Outubro 2017.
- IEEE STANDARDS ASSOCIATION. **IEEE Standard for Definitions of Terms**. 145-2013. ed. Nova Iorque: IEEE, 2013. 5 p. Acesso em: 30 Setembro 2017.

- JIANG, Z.; YANG, F. Reconfigurable sensing antennas integrated with thermal switches for wireless temperature monitoring. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 12, p. 914-917, 2013.
- LIU, L.; LANGLEY, R. J. Liquid crystal tunable microstrip patch antenna. **IET Electronics Letter**, v. 44, n. 20, p. 1179-1180, 2008.
- MAJID, H. A. et al. Frequency Reconfigurable Square Ring Slot Antenna. **IEEE International RF and Microwave Conference**, Dezembro 2015.
- NUGROHO, B. S.; ZULKIFLI, F. Y.; RAHARDJO, E. T. Lossy-Transmission-Line Analysis of Frequency Reconfigurable Rectangular-Ring Microstrip Antenna. **International Journal of Microwave Science and Technology**, Indonésia, Novembro 2014.
- PEREIRA, L. S.; HECKLER, M. V. T. Ferramenta Computacional para Projeto e Análise Rápida de Antenas de Microfita Simples. **XXX SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES**, v. 12, p. 2, 2012.
- PERRUISSEAU-CARRIER, J. et al. Resonant and leaky-wave reconfigurable antennas based on graphene plasmonics. **Proceedings International Symposium of Antennas Propagation**, p. 136-137, 2013.
- POZAR, D. M. Microstrip Antennas. **Proc. IEEE**, v. 80, n. 1, p. 79-81, Janeiro 1992.
- POZAR, D. M. **Microwave Engineering**. 4ª. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2012. Acesso em: 30 Setembro 2017.
- PUENTE-BALIARDA, C. On the behavior of the Sierpinski multiband fractal antenna. **IEEE Transactions on Antenna and Propagation**, v. 46, n. 4, p. 517-25, 1998.
- RAPPAPORT, T. S. **Wireless Communications: Principles and Practice**. Estados Unidos: Prentice Hall PTR, 2002.
- SADIKU, M. N. O. **Elementos de eletromagnetismo**. 3. ed. Porto Alegre: Bookman, 2004.
- SLAGE, K. L.; SMITH, G. S.; MALONEY, J. G. Optimization of bow-tie antennas for pulse radiation. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 42, n. 7, p. 975-82, 1994.
- SYSTEMS, A. H. SAS-510-7 Log Periodic Antenna | A.H. Systems. Disponível em: <<https://www.ahsystems.com/catalog/SAS-510-7.php>>. Acesso em: 30 janeiro 2019.
- SZE, J.-Y.; PAN, S.-P. DESIGN OF BROADBAND CIRCULARLY POLARIZED SQUARE SLOT ANTENNA WITH A COMPACT SIZE. **Progress In Electromagnetics Research**, v. 120, 2011.
- TSAI, J.-F.; ROW, J.-S. Reconfigurable Square-Ring Microstrip Antenna. **IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION**, v. 61, Maio 2013.

WENTWORTH, S. M. **Eletromagnetismo Aplicado**: Abordagem Antecipada das Linhas de Transmissão. Tradução de Fernando Henrique Silveira. Porto Alegre: Bookman, 2009.