



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO E
AUTOMAÇÃO

ALEXANDRE DE MORAES ARAÚJO

**PROJETO DE ANTENA DE MICROFITA COM POLARIZAÇÃO
CIRCULAR PARA APLICAÇÃO EM VEÍCULOS AÉREOS NÃO
TRIPULADOS**

Mossoró - RN

Fevereiro, 2018

ALEXANDRE DE MORAES ARAÚJO

**PROJETO DE ANTENA DE MICROFITA COM POLARIZAÇÃO
CIRCULAR PARA APLICAÇÃO EM VEÍCULOS AÉREOS NÃO
TRIPULADOS**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Sistemas de Comunicação e Automação.

Linha de Pesquisa: Telecomunicações e Electromagnetismo Aplicado

Orientador: Prof Dr Andre Pedro Fernandes Neto

Coorientador: Prof Dr Glauco Fontgalland

Mossoró - RN

Fevereiro, 2018

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

AA663 Araújo, Alexandre de Moraes.
PP Projeto De Antena De Microfita Com Polarização
Circular Para Aplicação Em Veículos Aéreos Não
Tripulados / Alexandre de Moraes Araújo. - 2018.
78 f. : il.

Orientador: André Pedro Fernandes Neto.
Coorientador: Glauco Fontgalland.
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Programa de Pós-graduação em
Sistemas de Comunicação e Automação, 2018.

1. Antena de Microfita. 2. Polarização
Circular. 3. Patch Triangular. I. Fernandes Neto,
André Pedro, orient. II. Fontgalland, Glauco , co-
orient. III. Título.

ALEXANDRE DE MORAES ARAÚJO

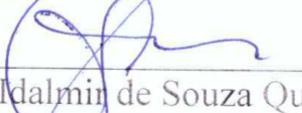
**PROJETO DE ANTENA DE MICROFITA COM POLARIZAÇÃO
CIRCULAR PARA APLICAÇÃO EM VEÍCULOS AÉREOS NÃO
TRIPULADOS**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Sistemas de Comunicação e Automação.

Trabalho Aprovado em Mossoró - RN, 28 de Fevereiro de 2018.


Prof. Dr. André Pedro Fernandes Neto


Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade


Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Júnior


Prof. Dr. Marinaldo Pinheiro de Sousa Neto

Mossoró - RN

Fevereiro, 2018

*À minha família,
pelo apoio incondicional que foi dado para que eu chegasse até aqui.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço, acima de tudo, à família que Deus me deu. Sem ela, não conseguiria me posicionar onde estou hoje. À minha mãe, pela mulher que foi e é em plenitude de caráter e uma personalidade materna incrível. À minha madrinha, Dedê, que desde o início acreditou em mim e nos ajudou sempre da melhor maneira possível. A Flavia e Orlando, pela acolhida em sua casa como filho nos tempos em que passei por Mossoró.

Aos meus orientadores André Pedro, pela disponibilidade e presteza em me atender sempre que necessário, e Humberto Dionísio pelas palavras de incentivo e trocas de ideias nos momentos que passei em sua convivência. Aos dois por me aceitarem quando caí de pára-quedas na UFERSA em 2016.

Aos amigos da UFRN Kaio, Daniel e Helder, que mesmo com a distância sempre foram solícitos para a troca de informações e compartilhamento de conhecimento.

Aos Amigos da UFERSA, Thomas Tadeu, Alexandre Henrique, José de Arimateia, Diego Pires, Anamaria Sena, Samanta, Juan Guerra, Matheus, Tales Amony, Bruno Marcel, Kaick e Francisco Magno, pelo apoio, momentos de descontração e suporte nas horas mais difíceis.

Aos amigos e colegas de trabalho do IFRN, Leonardo, Renata, Rodrigo, Ralyson e Vinicius, pela convivência diária e trocas de experiências.

Cada uma dessas pessoas foram e são parte da minha formação como homem e como profissional, por isso, dedico a elas esse trabalho e os meus mais sinceros agradecimentos.

“Um homem prudente deve empreender sempre os caminhos trilhados por grandes homens e tomar por modelo os que foram excelentes, a fim de que, mesmo que não consiga alcançar as mesmas virtudes e glória, possa, ao menos, reproduzir seus princípios.“

(O Príncipe, Nicolau Maquiavel)

RESUMO

A demanda em redes de comunicação sem fio tem aumentado consideravelmente nos últimos anos. Consequentemente, o estudo dos componentes dos sistemas também aumentou. Dentro desse contexto, as antenas são elementos fundamentais na camada física em comunicações via radiofrequência, e o seu estudo tornou-se uma área de pesquisa com grandes avanços. A necessidade em determinados sistemas por antenas de menor porte e mais adaptabilidade no espaço tornam as antenas de microfita em potenciais substitutos das antenas tradicionais. Diante disso, esse trabalho objetiva encontrar protótipos de antenas de microfita que possuam características físicas e elétricas, como ganho e polarização, superiores às antenas comerciais de um sistema de comunicação em FPV (*First Person View*), operando em 5.8 GHz. A metodologia utilizada nessa pesquisa consiste em um levantamento teórico acerca das antenas de polarização circular, projetar, simular e construir estas antenas utilizando diferentes substratos a fim de verificar seu desempenho e embarcá-las em um sistema FPV. Os resultados obtidos através da simulação são comparados com os resultados experimentais a fim de atestar o modelo em questão com base na literatura empregada neste trabalho. Preliminarmente, os resultados simulados e medidos mostram que as Antenas *Patch* Triangular possuem todas as características desejáveis para operação no sistema FPV, sendo possível embarcá-las para a obtenção de imagens e análise de desempenho do sistema com as mesmas.

Palavras-chave: Antena de Microfita. Polarização Circular. *Patch* Triangular.

ABSTRACT

Demand in wireless networks has increased considerably in recent years. Consequently, the study of system components has also increased. Within this context, antennas are fundamental elements in the physical layer in radiofrequency communications, and their study has become a research area with great advances. The need in certain systems for smaller antennas and more adaptability in the space makes the microstrip antennas in potential substitutes of the traditional antennas. This work aims to find prototypes of microfite antennas that have physical and electrical characteristics, such as gain and polarization, superior to the commercial antennas of a FPV communication system (First Person View) operating at 5.8 GHz. The methodology used in this research consists of a theoretical survey about circular polarization antennas, design, simulate and construct these antennas using different substrates in order to verify their performance and to ship them in an FPV system. The results obtained through the simulation are compared with the experimental results in order to attest to the model in question based on the literature used in this work. Preliminarily, the simulated and measured results show that the Triangular Patch Antennas have all the desirable characteristics for operation in the FPV system, being possible to board them for the obtaining of images and analysis of the performance of the system.

Keywords: Microstrip Antennas. Circular Polarization. Triangular Patch.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Representação de uma Antena de Microfita	20
Figura 2 – Tipos de <i>Patch</i> de Antena de Microfita	20
Figura 3 – Diagrama de Radiação de Antena de Microfita	21
Figura 4 – Carta de Smith	25
Figura 5 – Modelo de Quadripolo	26
Figura 6 – Onda plana circularmente polarizada	27
Figura 7 – Razão Axial	29
Figura 8 – Linha de Microfita	30
Figura 9 – Sonda Coaxial	30
Figura 10 – Acoplamento por abertura	31
Figura 11 – Acoplamento por proximidade	32
Figura 12 – Comprimento físico e elétrico de um <i>patch</i> retangular	34
Figura 13 – Fluxo de Elétrons e Densidade de Corrente	35
Figura 14 – Polarização circular em <i>patch</i> quadrado	37
Figura 15 – Polarização circular em <i>patch</i> circular	38
Figura 16 – <i>Patch</i> quase quadrado para Polarização Circular	39
Figura 17 – Polarização Circular com um ponto de excitação	40
Figura 18 – Modificações no <i>patch</i> quadrado para obtenção de polarização circular	41
Figura 19 – Antena <i>patch</i> triangular	42
Figura 20 – Localização do <i>probe</i> em antena <i>patch</i> triangular	43
Figura 21 – <i>Curtis N-9 Aerial Torpedo</i>	45
Figura 22 – <i>Buzz Bomb</i>	45
Figura 23 – Elementos de um sistema aéreo não tripulado	46
Figura 24 – VANT de Asa Fixa	47
Figura 25 – Quadrotor DJI F450	48
Figura 26 – Diagrama de blocos de um quadrotor	49
Figura 27 – Graus de liberdade de um quadrotor	49
Figura 28 – Sistema de Comunicação de um VANT	51
Figura 29 – Diagrama de radiação de uma antena omnidirecional	52
Figura 30 – Fluxograma de desenvolvimento da pesquisa	54
Figura 31 – Microcontroladora e Radio	55
Figura 32 – Motor <i>brushless</i> 1000 kv e ESC	55
Figura 33 – Componentes do sistema de captura e transmissão de imagens	56
Figura 34 – Antenas do sistema de transmissão de vídeo	56

Figura 35 – Antena <i>patch</i> triangular projetada	58
Figura 36 – Impressora UV Mimaki UJF-3042FX	59
Figura 37 – Solução de percloreto de ferro utilizada para corrosão	60
Figura 38 – Antena após corrosão	60
Figura 39 – Antena conectorizada	61
Figura 40 – <i>Rohde & Schwarz ZVB20</i>	62
Figura 41 – Sistema Aéreo Não Tripulado	62
Figura 42 – Esquemático da ligação do DVR no receptor	63
Figura 43 – Simulação dos Coeficientes de Reflexão da Antena de FR4	64
Figura 44 – Diagramas de Radiação 2D e 3D da Antena de FR4	65
Figura 45 – Razão Axial da Antena de FR4	66
Figura 46 – Simulação das Perdas de Retorno da Antena de RT/Duroid 5870	66
Figura 47 – Diagramas de Radiação 2D e 3D da Antena de RT/Duroid 5870	67
Figura 48 – Razão Axial da Antena de RT/Duroid 5870	68
Figura 49 – Comparação entre as perdas de retorno simuladas	68
Figura 50 – Comparação entre a perda de retorno medida e simulada da antena de FR4	70
Figura 51 – Carta de Smith da Antena de FR4	71
Figura 52 – Comparação entre as perdas de retorno das antenas dipolo, helicoidal e de microfita	72
Figura 53 – Cartas de Smith das Antenas Helicoidal e Dipolo	73
Figura 54 – Região de Teste da Antena no Sistema de Transmissão de Vídeo	73
Figura 55 – Imagem capturada com a antena de microfita a 300 metros de distância do transmissor	74

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Disposição de Frequências no FPV	57
Tabela 2 – Parâmetros para Projeto das Antenas de Microfita	58
Tabela 3 – Dimensões das Antenas Projetadas	59
Tabela 4 – Comparação entre os resultados simulados das Antenas	69
Tabela 5 – Resultados da comparação entre a perda de retorno medida e simulada da antena de FR4	71
Tabela 6 – Resultados da comparação entre as perdas de retorno das antenas dipolo, helicoidal e de microfita	72

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANAC	Agência Nacional de Aviação Civil
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
APM	<i>ArduPilot</i> Mega
ARP	Aeronave Remotamente Pilotada
BLOS	<i>Beyond Line-of-Sight</i>
DVR	<i>Digital Video Recorder</i>
ESC	<i>Electronic Speed Control</i>
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
FPV	<i>First Person View</i>
GCS	<i>Ground Control Station</i>
IFRN	Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Norte
ISM	<i>Industrial Scientific and Medical</i>
LHCP	<i>Left-Handed Circularly Polarized</i>
LEMA	Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado
LOS	<i>Line-of-Sight</i>
RHCP	<i>Right-Handed Circularly Polarized</i>
SANT	Sistema Aéreo Não Tripulado
SMA	<i>SubMiniature Version A</i>
UAV	<i>Unmanned Aerial Vehicle</i>
UFCG	Universidade Federal de Campina Grande
UFERSA	Universidade Federal Rural do Semi-Árido
UFRN	Universidade Federal do Rio Grande do Norte

UV	Ultravioleta
UWB	<i>Ultra Wide Band</i>
VANT	Veículo Aéreo Não Tripulado
VNA	<i>Vector Network Analyzer</i>
VTOL	<i>Vertical Takeoff and Landing</i>

SUMÁRIO

Lista de ilustrações	9
Lista de tabelas	11
Sumário	14
1 INTRODUÇÃO	16
1.1 OBJETIVOS	17
1.1.1 Geral	17
1.1.2 Específicos	17
1.2 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO	17
2 ANTENAS	19
2.1 ANTENAS DE MICROFITA	19
2.1.1 Parâmetros de Desempenho de Antenas de Microfita	21
2.1.1.1 Diagrama de Radiação	21
2.1.1.2 Diretividade, Eficiência e Ganho	22
2.1.1.3 Carta de Smith	23
2.1.1.4 Perda de Retorno	26
2.1.1.5 Polarização	27
2.1.2 Métodos de Alimentação	29
2.1.2.1 Linha de Microfita	29
2.1.2.2 Sonda Coaxial	30
2.1.2.3 Acoplamento por Abertura	31
2.1.2.4 Acoplamento por Proximidade	31
2.1.3 Métodos de Análise	32
2.1.3.1 Método da Linha de Transmissão	33
2.1.3.2 Método da Cavidade	35
2.2 ANTENAS DE MICROFITA COM POLARIZAÇÃO CIRCULAR	37
2.2.1 Antena <i>Patch</i> Triangular	41
3 VEÍCULOS AÉREOS NÃO TRIPULADOS	44
3.1 SISTEMA AÉREO NÃO TRIPULADO	46
3.1.1 O Veículo Aéreo Não Tripulado	46
3.1.1.1 Quadrotores	48
3.2 ENLACE DE COMUNICAÇÃO EM SANT's	50

4 METODOLOGIA	54
4.1 ESPECIFICAÇÕES DO SISTEMA AÉREO NÃO TRIPULADO	54
4.2 PROJETO, SIMULAÇÃO E CONSTRUÇÃO DAS ANTENAS	57
4.3 MEDIÇÃO DAS ANTENAS E APLICAÇÃO NO SANT	61
5 RESULTADOS	64
5.1 RESULTADOS COMPUTACIONAIS	64
5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	70
6 CONSIDERAÇÕES FINAIS	75
6.1 RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	76
Referências	77

1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos houve uma crescente demanda pela transmissão de dados em multimídia. Em especial, sistemas de monitoramento remoto que utilizam vídeos em tempo real foram desenvolvidos, como os Veículos Aéreos Não Tripulados (VANT's), que é um dos setores na indústria aeroespacial que mais cresceu na última década devido a sua versatilidade. Os VANT's podem ser aplicados para fins militares, segurança doméstica, agropecuária, interesses privados e até mesmo como hobby para entusiastas de aeromodelismo. Tudo isso é acentuado pela queda dos custos de utilização dessa tecnologia, e pelas diversas vantagens sobre veículos tripulados (CAVOUKIAN, 2012).

Para melhorar o desempenho do transmissor de vídeo de um drone é necessário saber que dentro de um enlace de comunicação sem fio existe um limite de distância a partir do qual o sistema torna-se inoperante e as perdas impedem a continuidade da transmissão. Essa distância é função direta de alguns parâmetros do sistema como frequência de operação, potência do transmissor, sensibilidade do receptor e ganho das antenas tanto do transmissor como do receptor (RAPAPORT, 2009). Além disso, as antenas do tipo dipolo, mais comuns em enlaces móveis devido ao seu diagrama de radiação omnidirecional, irradiam ondas eletromagnéticas polarizadas linearmente (BALANIS, 2005).

Estruturas planares de micro-ondas, em geral, têm ganhado atenção especial nos estudos de eletromagnetismo aplicado. Particularmente, as antenas de microfita se destacam nesse contexto pois há uma constante necessidade por elementos de baixo custo, fácil manuseio e construção, e adaptabilidade à superfícies planas e não planas (BALANIS, 2011).

A utilização de antenas dipolo de baixo ganho e polarização linear embarca no sistema duas limitações ao funcionamento do mesmo. Primeiramente, o ganho da antena é parâmetro fundamental para determinar a distância entre um transmissor e um receptor. Dessa maneira, antenas com ganhos mais altos permitem um maior distanciamento entre os rádios (RAPAPORT, 2009). Já a polarização define a orientação correta que os campos eletromagnéticos devem ter ao serem recebidos. Isso faz com que as antenas necessitem ter sua orientação fixas entre si, o que não ocorre em sistemas onde há mobilidade.

Dessa forma, é proposto uma investigação na literatura acerca de antenas que propiciem ao sistema características como ganho, polarização circular e largura de banda otimizadas, afim de prover ao enlace um melhor desempenho. A simulação e construção de protótipos de antenas serão feitas para aferir os resultados encontrados na teoria de antenas, além de verificar o desempenho do sistema com os dois modelos.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Geral

O presente trabalho visa o projeto de uma antena de microfita com polarização circular para veículos aéreos não tripulados afim de prover melhorias na comunicação.

1.1.2 Específicos

- Analisar a plataforma mais viável e que melhor se adeque à transmissão de vídeo em tempo real, estabelecendo, assim, a frequência de operação da antena e os requisitos mínimos para o funcionamento da mesma.
- Analisar a teoria eletromagnética, de antenas e de engenharia de micro-ondas para desenvolvimento de uma estrutura planar capaz de atender aos requisitos de operação do sistema de comunicação.
- Projetar e simular uma antena que possa ser aplicada no sistema escolhido.
- Construir um protótipo a fim de realizar medições e alocá-lo no sistema de comunicação.
- Comparar os resultados medidos das antenas comerciais do equipamento com a antena desenvolvida.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Esse trabalho está dividido em seis capítulos. Sua estrutura foi planejada de uma maneira que o leitor possa ter um breve apanhado da literatura acerca do tema estudado, as antenas de microfita, e da sua aplicação em Veículos Aéreos Não Tripulados.

O capítulo 1 visou a apresentação do tema do trabalho de maneira geral, a fim de dar motivação para a continuidade e desenvolvimento do mesmo. Foram apresentados os objetivos gerais e específicos que se pretende alcançar nessa dissertação.

No capítulo 2 é apresentada a teoria de antenas de microfita, que dá ao leitor embasamento para o projeto dos diversos tipos de *patch* e suas diferentes formas de análise. Também são estudados os parâmetros fundamentais da aplicação de antenas em sistemas de comunicação.

No capítulo 3 é feito um breve levantamento histórico da evolução dos Sistemas Aéreos Não Tripulados, bem como suas principais aplicações. É dado uma atenção especial aos quadrotores e à comunicação nesses sistemas.

No capítulo 4 é apresentada a metodologia de desenvolvimento dessa pesquisa. Nele são descritas as etapas para alcançar os objetivos específicos propostos na seção anterior.

São apresentados as etapas de projeto, construção, medição e os métodos utilizados para aplicação da antena no VANT.

No capítulo 5 são descritos os resultados computacionais e práticos obtidos ao longo do desenvolvimento desse trabalho. É feita uma comparação entre os dois e uma análise dos mesmos, apontando a viabilidade, ou não, de aplicação da antena proposta no VANT. Ainda, é mostrado um teste de alcance realizado com o transmissor e receptor de um kit FPV comercial, bem como a comparação de suas antenas com a que foi desenvolvida nesse trabalho.

No capítulo 6 é feito um fechamento dessa dissertação, onde buscar-se-á apontar se os objetivos foram alcançados, sintetizar os resultados obtidos além de apresentar os principais percalços no desenvolvimento do trabalho. Também é feito um apontamento de sugestões para trabalhos futuros.

2 ANTENAS

Os primeiros estudos na área de comunicação sem fio datam do século XIX. Desde então, a evolução das pesquisas envolvendo esses sistemas passaram por diversas fases até a obtenção dos primeiros dispositivos funcionais. Um destes dispositivos foi criado pelo Padre Roberto Landell de Moura, que, em praça pública, em junho de 1900, enviou sinais telegráficos e transmitiu a voz humana a uma distância de 8 km, utilizando exclusivamente as ondas eletromagnéticas.

2.1 ANTENAS DE MICROFITA

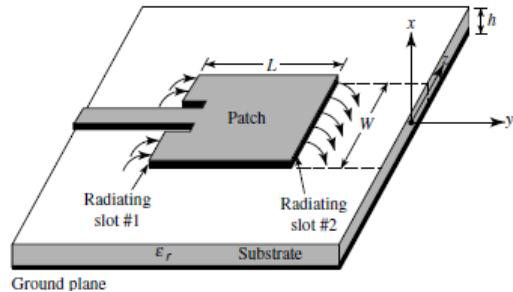
Após a consolidação do telégrafo sem fio e da utilização da radiocomunicação como meio de transporte de informações um dos principais elementos que começou a ganhar notoriedade entre os pesquisadores devido a sua importância foram as antenas. Diversos modelos surgiram para as diferentes aplicações existentes. Entre esses modelos os mais comuns são os dipolos hertzianos, as antenas refletoras, antenas em *loop*, e as cornetas. Deschamps e Sichak (1953), entretanto, propôs um novo paradigma no desenvolvimento de elementos ressoadores. O mesmo sugeriu a construção de antenas de baixo peso e baixo custo através do uso de linhas de transmissão construídas em microfita. Os trabalhos de Munson (1974) e Kerr (1978) consolidaram a ideia de Deschamps e trouxeram novas técnicas para a construção das antenas de microfita (CARVER; MINK, 1981).

O uso de uma estrutura planar como elemento radiador de ondas eletromagnéticas torna-se um atrativo quando o local onde a antena será instalada tem limitação de espaço e de massa embarcada, como é o caso de aplicações em satélite, vants e dispositivos móveis. Além disso, as antenas do tipo microfita possuem maior flexibilidade para ajustes nos parâmetros eletromagnéticos como frequência de ressonância, polarização, diagrama de radiação, casamento de impedância e largura de banda (BALANIS, 2011).

Uma antena de microfita consiste em uma estrutura planar composta por duas camadas metálicas minimamente espessas separadas por uma camada dielétrica, chamada de substrato. A fita metálica acima do substrato é chamada de *Patch*, é através desta que as ondas se desprendem da antena e irradiam no espaço livre. O *Patch* também possui relação direta com a distribuição de corrente e dos campos eletromagnéticos no substrato. Já o metal posto abaixo do substrato é denominado plano de terra e funciona como um aterramento para a antena, além de funcionar como um refletor, suprimindo, assim, a criação de lóbulos laterais e secundários (BALANIS, 2011). A estrutura de uma antena de microfita padrão está representada na Figura 1.

Onde, h é a altura do substrato, ϵ_r é a permissividade relativa do dielétrico e W e

Figura 1 – Representação de uma Antena de Microfita

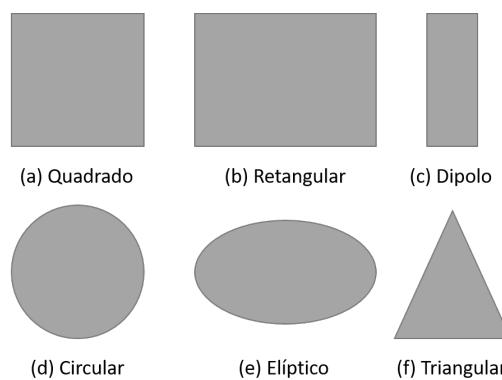


Fonte: Adaptado de Balanis (2005)

L correspondem, respectivamente, à largura e o comprimento do *patch* quadrado.

O mesmo pode assumir diferentes formas. Cada uma delas corresponde a um diferente modelo matemático para análise do comportamento eletromagnético da antena. As formas mais comuns, como o *Patch* retangular e circular são utilizadas com mais frequência no desenvolvimento de pesquisas onde o formato do mesmo não é elemento fundamental na variação dos parâmetros de desempenho da antena (BALANIS, 2011). Enquanto os outros formatos têm um comportamento menos generalista, sendo destinados a aplicações com características bem específicas, como é o caso do *Patch* triangular equilátero, que é um dos objetos de estudo desse trabalho. A Figura 2 ilustra alguns dos diversos tipos de formatos que o *patch* pode assumir.

Figura 2 – Tipos de *Patch* de Antena de Microfita



Fonte: Adaptado de Balanis (2005)

O substrato é o principal elemento para projeto da antena. Os seus parâmetros estão diretamente relacionados ao tamanho do dispositivo e à eficiência da antena. Entre os materiais disponíveis são desejados para um bom desempenho aqueles de maior espessura

e menor constante dielétrica, a custo de um tamanho maior do dispositivo (BALANIS, 2011). Contudo, se o tamanho do elemento for condição chave para o sistema, substratos menos espessos e com constante dielétrica maior são menos eficientes, porém diminuem consideravelmente o tamanho do dispositivo.

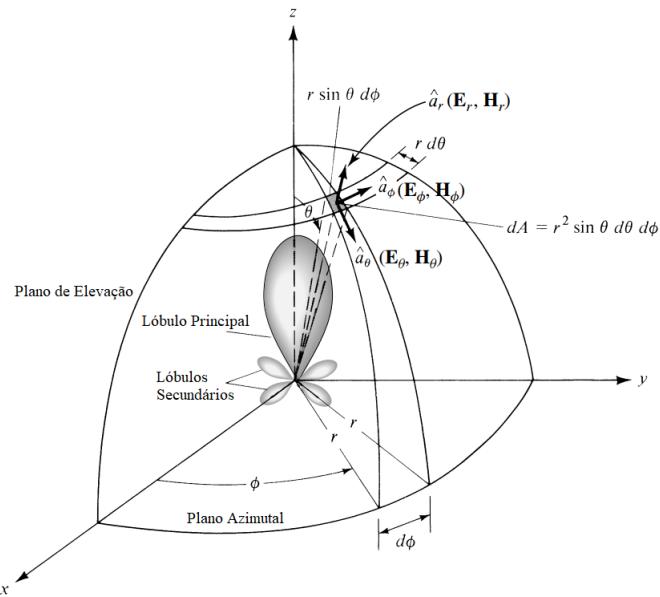
2.1.1 Parâmetros de Desempenho de Antenas de Microfita

Nessa seção serão analisados os principais parâmetros que determinam o comportamento eletromagnético de uma antena. Entre elas, características como diagrama de radiação, ganho, perda de retorno, largura de banda, Carta de Smith e polarização.

2.1.1.1 Diagrama de Radiação

O diagrama de radiação de uma antena é definido por Balanis (2011) como uma função matemática ou representação gráfica das propriedades de radiação de uma antena em função de coordenadas espaciais φ (ângulo de elevação) e θ (ângulo de azimute). A determinação do padrão de radiação de uma antena é feita a partir da força medida em campos distantes em relação à antena (POZAR, 2009). A Figura 3 representa o sistema de coordenadas para análise do padrão de radiação de uma antena.

Figura 3 – Diagrama de Radiação de Antena de Microfita



Fonte: Adaptado de Balanis (2005)

A representação do padrão de radiação de uma antena pode ser feita tanto em duas como em três dimensões, sendo a primeira uma representação dos planos de cortes realizados no diagrama 3D. O plano vertical ou de elevação é representado por φ e normalmente

corresponde a 0° ou 90° , enquanto o plano horizontal ou azimutal é representado por θ e para uma melhor visualização é definido em 90° (BALANIS, 2011).

A leitura do diagrama de radiação permite a obtenção de parâmetros importantes para caracterizar a aplicabilidade de uma antena. Através dele é possível conhecer a diretividade, analisando o lóbulo principal e a formação de lóbulos laterais e traseiros. Não há uma relação ideal entre esses lóbulos para todas as antenas, podendo estas serem divididas em duas classes principais, as antenas omnidirecionais e as diretivas, onde cada uma possui aplicações distintas, a depender da cobertura desejada (BALANIS, 2011).

2.1.1.2 Diretividade, Eficiência e Ganho

A diretividade é um parâmetro definido por Balanis (2011) como a razão entre a intensidade de radiação em uma direção e a média das intensidades de radiação em todas as direções, onde a intensidade de radiação de uma fonte isotrópica é dada por:

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.1)$$

Relacionando as intensidades de radiação de acordo com a definição de Diretividade, tem-se:

$$D = \frac{U}{U_0} \quad (2.2)$$

Logo,

$$D = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.3)$$

Observa-se a partir da equação anterior que para uma antena isotrópica a Diretividade terá valor unitário, pois a intensidade radiada em uma única direção é igual à média de todas as intensidades. Contudo, Pozar (2009) ressalta que o cálculo da diretividade deve ser associado à eficiência da antena em questão, pois as equações anteriores desconsideram as perdas resistivas causadas pelos materiais metálicos e dielétricos. De acordo com Balanis (2011), a eficiência de uma antena é dada por:

$$\eta_0 = \eta_{cd}(1 - \eta_\Gamma)^2 \quad (2.4)$$

A equação 2.4 relaciona a eficiência total η_0 com as eficiências de radiação (η_{cd}) e de reflexão (η_Γ). A associação da diretividade com a eficiência de uma antena fornece um terceiro parâmetro de fundamental importância para aplicação em enlaces de comunicação sem fio, o ganho. Balanis (2011) afirma que o ganho de uma antena é a relação entre a

intensidade irradiada em uma direção e a intensidade obtida se toda a potência de entrada (P_{in}) fosse irradiada por uma fonte isotrópica.

$$U_0 = \frac{P_{in}}{4\pi} \quad (2.5)$$

Logo, o ganho é dado por

$$G = \frac{4\pi U}{P_{in}} \quad (2.6)$$

Observa-se pela semelhança entre as equações a relação entre ganho e diretividade. Esses dois parâmetros diferem devido à eficiência da antena não ser unitária, de forma que nem toda a potência de entrada (P_{in}) é convertida em potência radiada (P_{rad}). Assim, a seguinte equação pode ser escrita.

$$P_{rad} = \eta_{cd} P_{in} \quad (2.7)$$

Substituindo esta na equação do ganho, obtém-se

$$G = \eta_{cd} \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.8)$$

Assim,

$$G = \eta_{cd} D \quad (2.9)$$

Essa equação otimiza o cálculo do ganho eliminando a variável da eficiência de reflexão (η_Γ), que pode ser diferente de um quando não houver o casamento de impedância perfeito. Para obter um valor mais próximo do ganho, pode-se calcular

$$G = \eta_0 D \quad (2.10)$$

2.1.1.3 Carta de Smith

A carta de Smith é uma ferramenta gráfica de auxílio à resolução de problemas em linhas de transmissão desenvolvida em 1939 por P. Smith nos laboratórios da Bell Telephone. Entre outros métodos de análise de impedância e coeficientes de reflexão, ela é a mais conhecida e utilizada. Além disso, o uso da carta de smith é de suma importância para o projeto de antenas de microfita, pois com a análise dos parâmetros fornecidos por ela, torna-se possível a otimização do casamento de impedância entre a carga e a linha de transmissão. (POZAR, 2009).

No projeto de antenas de microfita, devido à utilização de conectores do tipo SMA com impedância característica de 50Ω , deve-se encontrar um ponto no *patch* onde a impedância de entrada seja equivalente à impedância do conector, otimizando o coeficiente de reflexão da antena (NASIMUDDIN, 2007).

No desenvolvimento desse método Smith (1939) utilizou como argumento o fato de o módulo do coeficiente de reflexão ser constante, de forma que todos os possíveis valores de impedância da linha de transmissão teriam de corresponder a coeficientes de reflexão sobre uma circunferência. Além disso, para uma linha sem perdas, qualquer valor da função impedância estará localizado na região $|\Gamma| \leq 1$ no plano complexo (WENTWORTH, 2009).

Da teoria de linhas terminadas, tem-se que o coeficiente de reflexão (Γ) está relacionado com as impedâncias de carga e linha por:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.11)$$

Normalizando a equação 2.11 em função de Z_0 ,

$$\Gamma_L = \frac{z_L - 1}{z_L + 1} \quad (2.12)$$

Pode-se realizar uma manipulação nas variáveis da equação 2.11, afim de obter a impedância da carga em função do coeficiente de reflexão.

$$z_L = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \quad (2.13)$$

Substituindo a impedância de carga junto com qualquer comprimento da linha de transmissão por uma impedância de entrada e o coeficiente de reflexão nesta nova carga pode ser escrito como

$$\Gamma = \Gamma_L e^{j2\beta Z} \quad (2.14)$$

Neste caso, o coeficiente de reflexão tem a mesma magnitude do que tinha na carga, mas com a fase mudada por $2\beta Z$. Pode-se expandir os termos complexos, coeficiente de reflexão e carga normalizada, em suas partes reais e imaginárias.

$$\Gamma = \Gamma_{re} + j\Gamma_{im} \quad (2.15)$$

Sendo z_L dado pela equação 2.16

$$z_L = r + jx \quad (2.16)$$

Igualando 2.16 e 2.13, encontra-se

$$r + jx = \frac{1 + \Gamma_{re} + j\Gamma_{im}}{1 - \Gamma_{re} + j\Gamma_{im}} \quad (2.17)$$

Separando as partes reais e imaginárias,

$$r = \frac{1 - \Gamma_{re}^2 - \Gamma_{im}^2}{(1 - \Gamma_{re})^2 + \Gamma_{im}^2} \quad (2.18a)$$

$$jx = \frac{j\Gamma_{im}}{(1 - \Gamma_{re})^2 + \Gamma_{im}^2} \quad (2.18b)$$

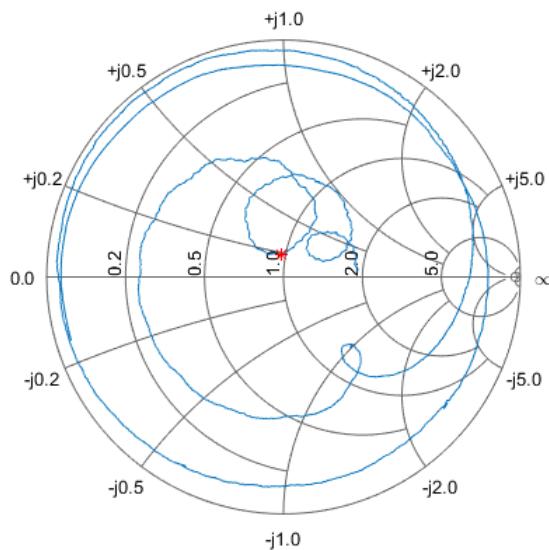
Obtém-se equações que, quando rearranjadas representam os círculos de impedâncias e reatâncias, respectivamente.

$$\left(\Gamma_{re} - \frac{r}{r+1}\right)^2 + \Gamma_{im}^2 = \left(\frac{1}{r+1}\right)^2 \quad (2.19a)$$

$$(\Gamma_{re} - 1)^2 + \left(\Gamma_{im} - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad (2.19b)$$

Durante o desenvolvimento dessa dissertação foi criado um programa em MATLAB para computar a carta de smith das antenas construídas. Um exemplo de saída desse programa é mostrado na Figura 4.

Figura 4 – Carta de Smith



Fonte: Autoria Própria

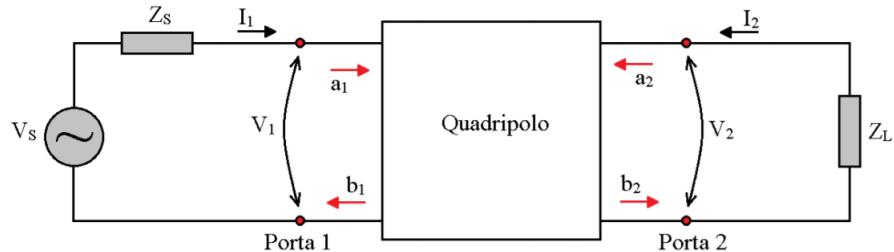
2.1.1.4 Perda de Retorno

A perda de retorno é um dos principais parâmetros de projeto de uma antena, pois é uma medida que indica a possibilidade de o protótipo funcionar corretamente quando construído. Esse parâmetro determina a relação entre onda incidente e refletida no sentido da linha para a carga (POZAR, 2009). A perda de retorno pode ser calculada como na Equação 2.16.

$$RL = -20 \log |\Gamma| \quad (2.20)$$

Também é possível a obtenção da perda de retorno através da análise da matriz de espalhamento ilustrada na Figura 5. Pozar (2009) define este método como o mais adequado para obtenção de todas as relações entre linha de transmissão e carga, sendo possível determinar com melhor resolução as ondas indiretas, refletidas e transmitidas.

Figura 5 – Modelo de Quadripolo



Fonte: (HOLANDA, 2016)

A Figura 5 apresenta uma linha de transmissão acoplada a uma carga através do modelo de quadripolo, sendo a_1 , b_1 , a_2 e b_2 as ondas complexas normalizadas incidentes e refletidas (HOLANDA, 2016). Modelando a linha de transmissão como um sistema linear, pode-se obter relações entre os parâmetros através da equação matricial.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Percebe-se, portanto, que o parâmetro S_{11} é o coeficiente que relaciona a onda proveniente da linha de transmissão em direção à carga com a onda que reflete da carga em direção à linha. O S_{11} representa o coeficiente de reflexão apresentado na Equação 2.20, de tal forma que a mesma pode ser reescrita como na Equação 2.22.

$$RL = -20 \log S_{11} \quad (2.22)$$

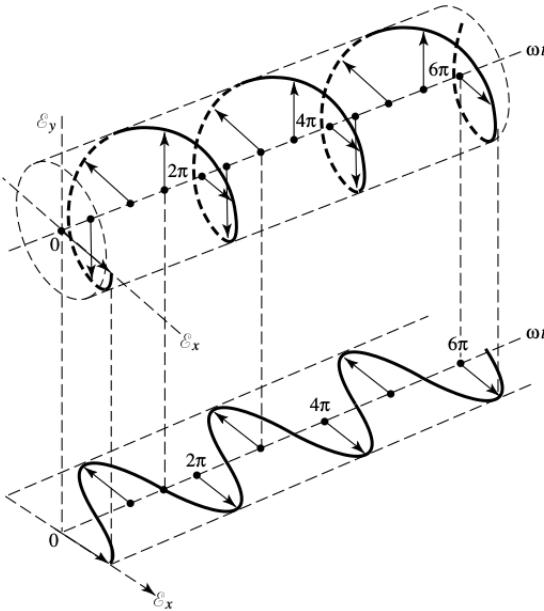
Ao longo desse trabalho será adotada a referência de $-10dB$ indicando um valor máximo aceitável para a perda de retorno (SILVA, 2014).

2.1.1.5 Polarização

De acordo com Balanis (2011), a polarização de uma antena é definida pela polarização das ondas radiadas por ela. E, assume-se a polarização na direção de máximo ganho quando nenhuma direção é especificada. Com isso, é possível concluir que a polarização varia com a direção tendo como origem o centro da antena, logo, diferentes partes do diagrama de radiação pode apresentar diferentes polarizações.

A polarização de uma onda é definida pela trajetória que a extremidade do vetor campo elétrico descreve em um ponto fixo no espaço, além do sentido em que ela é traçada observando-se diante da direção de propagação (HAYT; BUCK, 2013). Um exemplo típico é mostrado na Figura 6.

Figura 6 – Onda plana circularmente polarizada



Fonte: (BALANIS, 2005)

Ondas eletromagnéticas podem ter polarização linear, circular ou elíptica, sendo as duas primeiras, casos particulares da polarização elíptica (SHAKEEB, 2011). A caracterização do tipo de polarização é feita considerando-se que uma onda plana que se propaga na direção z tem seu campo elétrico representado da seguinte forma (BALANIS, 2011).

$$\vec{E}(z, t) = \vec{E}_x(z, t)\hat{x} + \vec{E}_y(z, t)\hat{y} \quad (2.23)$$

As componentes que se propagam nas direções \hat{x} e \hat{y} podem ser decompostas em função de suas amplitudes máxima em cada direção, da frequência (ω), constante de propagação (β) e fase (ϕ).

$$\vec{E}_x(z, t) = \vec{E}_x \cos(\omega t + \beta z + \phi_x) \quad (2.24a)$$

$$\vec{E}_y(z, t) = \vec{E}_y \cos(\omega t + \beta z + \phi_y) \quad (2.24b)$$

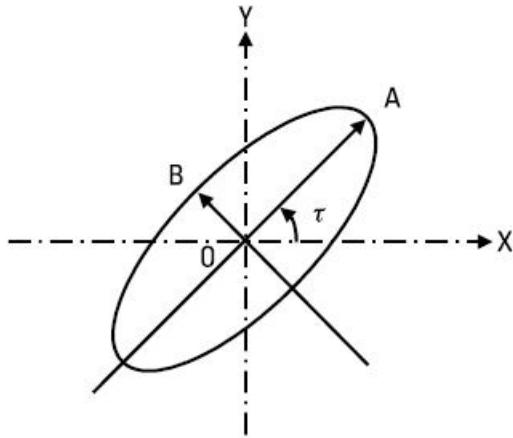
A polarização da onda será definida pela diferença entre as fases das componentes vetoriais \hat{x} e \hat{y} . Para uma onda ser linearmente polarizada considera-se que (BALANIS, 2011):

$$\phi_y - \phi_x = n\pi \quad (2.25)$$

Onde, n é um número inteiro positivo. Já para a polarização circular a magnitude das componentes \hat{x} e \hat{y} devem ser iguais e a diferença de fase obrigatoriamente é um múltiplo ímpar de $\frac{\pi}{2}$. Uma característica da polarização circular é que a resultante do campo elétrico pode assumir dois sentidos de rotação, à direita ou à esquerda. Se a fase de \hat{y} estiver adiantada em relação à fase de \hat{x} , a resultante tem sentido à direita e diz que a onda tem polarização circular à direita (RHCP – *Right-Handed Circularly Polarized*). Entretanto, se a fase de \hat{x} estiver adianta à \hat{y} , a resultante tem sentido à esquerda e diz que a onda é polarizada à esquerda (LHCP – *Left-Handed Circularly Polarized*). Se a onda possuir magnitudes diferentes em \hat{x} e \hat{y} , ou não atender a nenhum dos requisitos de fase descritos até o momento, então diz que a mesma possui polarização elíptica (KUMAR; RAY, 2003).

A medição de desempenho de uma antena quanto à polarização se dá em termos da sua razão axial, que é definida pela razão entre o maior e o menor eixo da elipse ilustrada na Figura 7.

Figura 7 – Razão Axial



Fonte: Adaptado de Kumar e Ray (2003)

Portanto, a razão axial é calculada por meio da Equação

$$R.A. = \frac{OA}{OB} \quad (2.26)$$

Onde R.A. é a razão axial, OA é a distância do centro pra o ponto A e OB é a distância do centro para o ponto B. Segundo Kumar e Ray (2003), para ocorrer a polarização circular ótima é necessário que $OA = OB$, o que resulta em uma razão axial igual a um. Enquanto que para a polarização linear $OA \gg OB$, e a razão axial tende ao infinito. Durante a análise dos resultados, as antenas com valores de R.A. abaixo de 3 dB são consideradas de polarização circular (LUO; ALPHONES; JIN, 2011).

2.1.2 Métodos de Alimentação

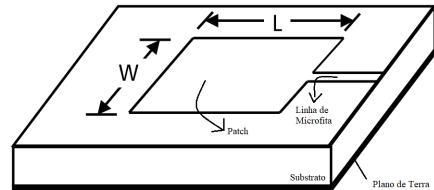
Antenas de microfita podem ser eletromagneticamente excitadas de diversas maneiras. Segundo Balanis (2005), os métodos mais populares são por linha de microfita, sonda coaxial e acoplamento eletromagnético, sendo este último classificado em acoplamento por abertura ou por proximidade. O tipo de alimentação que a antena receberá faz parte da fase de projeto da antena, pois, cada um dos métodos citados anteriormente apresentam características diferentes, logo a aplicabilidade de cada um deles também varia.

2.1.2.1 Linha de Microfita

A linha de microfita é o método mais simples de alimentação do ponto de vista construtivo da antena. A mesma é posicionada no mesmo plano do *patch*, logo acima do substrato, o que facilita a fabricação da antena. Além disso, esse tipo de linha de

transmissão permite um melhor ajuste no casamento de impedância, uma vez que a linha pode se conectar a qualquer ponto do elemento radiador (BALANIS, 2005). A Figura 8 ilustra uma antena alimentada por linha de microfita.

Figura 8 – Linha de Microfita



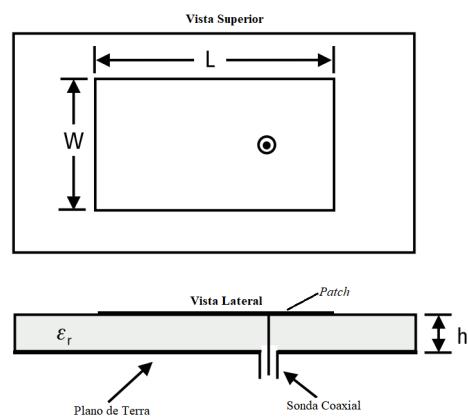
Fonte: Adaptado de Balanis (2005)

A linha de alta impedância apresenta largura de banda entre 2% e 5%, alcançando seus valores mais altos quando aplicada sobre substratos mais expessos. Porém, nesses casos, ocorre a formação de ondas de radiação espúria na antena, o que limita o seu desempenho (SILVA, 2014).

2.1.2.2 Sonda Coaxial

Na alimentação via sonda coaxial todas as camadas da antena são perfuradas pelo elemento ativo do conector, que chega à camada superior fazendo contato elétrico com o *patch*. Enquanto o plano de terra da antena funciona como aterramento para a parte externa do conector coaxial (BALANIS, 2005). Esse esquema está representado na Figura 9.

Figura 9 – Sonda Coaxial



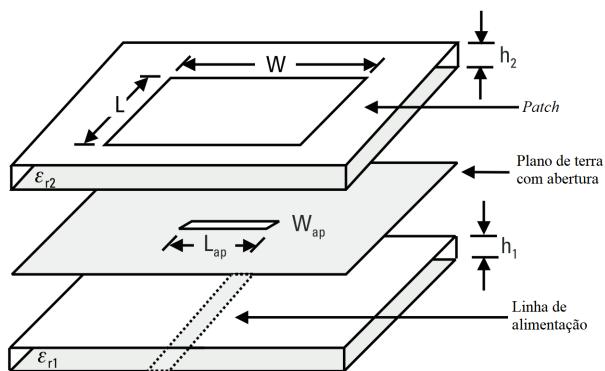
Fonte: Adaptado de Balanis (2005)

Milligan (2005) define esse tipo de alimentação pela sua banda estreita, alta dificuldade de modelagem, em especial para substratos espessos ($h \gg 0.02\lambda_0$), porém de fácil fabricação e casamento de impedância.

2.1.2.3 Acoplamento por Abertura

Assim como as técnicas de alimentação por meios de linhas de transmissão, seja ela microfita ou coaxial, que apresentam pequena largura de banda, o acoplamento eletromagnético por meio de abertura não resolve este problema. Contudo, diminui a propagação de ondas de superfície e radiação espúria (OLIVEIRA, 2017). Como está ilustrado na Figura 10 esta técnica consiste na sobreposição de diferentes substratos com uma camada de plano de terra entre eles.

Figura 10 – Acoplamento por abertura



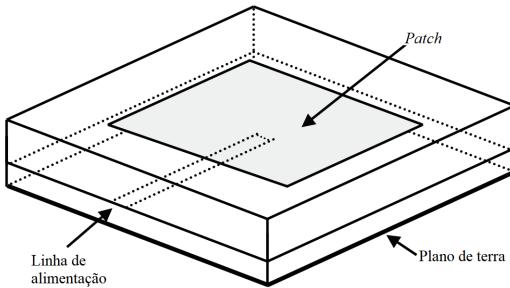
Fonte: Adaptado de Kumar (2003)

Essa composição faz dessa alimentação a mais difícil de construir. O acoplamento eletromagnético entre a linha de alimentação no substrato inferior e o patch no substrato superior é feito através de uma abertura existente no plano de terra intermediário. Além disso, o substrato inferior pode conter um plano de terra para confinar a energia dentro da antena (MEDEIROS, 2013).

2.1.2.4 Acoplamento por Proximidade

O método de acoplamento por proximidade difere do anterior pela inexistência do plano de terra intermediário. Neste, uma linha de microfita sobreposta ao substrato inferior emite ondas eletromagnéticas para todo o substrato que está acima até ocorrer o acoplamento com o *patch*. Como está ilustrado na Figura 11, o dielétrico de baixo é menos espesso, porém possui a permissividade relativa mais alta, enquanto o outro possui maior espessura e menor constante dielétrica (BALANIS, 2005).

Figura 11 – Acoplamento por proximidade



Fonte: Adaptado de Balanis (2005)

De acordo com Balanis (2005), esse método caracteriza-se por apresentar a maior largura de banda entre todos os métodos que foram vistos, porém também é o de maior dificuldade de construção.

2.1.3 Métodos de Análise

A modelagem eletromagnética realizada no projeto de antenas de microfita busca entender e solucionar problemas da interação entre os campos eletromagnéticos entre objetos e o meio no qual o mesmo está inserido.

O projeto de antenas de microfita passa por um processo de modelagem matemática em busca de parâmetros estruturais, como o tipo de substrato, geometria do *patch* e dimensões da antena. Existem diversos métodos para se alcançar tais resultados. Os mesmos são divididos em duas grandes categorias, as quais levam em consideração o comportamento dos campos eletromagnéticos na antena e suas interações com o meio (BALANIS, 2005).

A primeira categoria é a dos métodos aproximados. Seu equacionamento é baseado nos efeitos da distribuição de corrente magnética ao redor do elemento radiador da antena. A acurácia desses métodos decai em virtude do aumento da frequência em análise, principalmente a partir da faixa de ondas milimétricas (mmW , correspondente a frequências entre 30 e 300 GHz). Por se tratar de um modelo aproximado algumas simplificações são realizadas como desconsiderar da existência das ondas de superfície, que tornam-se relevantes em frequências altas (FILHO, 2010).

No entanto, usar estes modelos fornece ao projetista uma visão inicial do comportamento da antena projetada. Dentre esses métodos, dois serão destacados no decorrer dessa seção. O método da linha de transmissão, um dos mais simples, tem seu funcionamento otimizado para antenas *patch* retangular, não sendo indicado para as demais geometrias. O mesmo permite a determinação de vários parâmetros da antena, como frequência de

ressonância, diagrama de radiação e impedância de entrada. Há, ainda, o método da cavidade, que funciona para qualquer geometria de antena, porém otimiza o projeto para *patches* retangulares (FILHO, 2010).

A segunda categoria é a dos métodos de onda completa. Os mesmos fazem uso de cálculos analíticos das Equações de Maxwell, buscando melhorar a precisão do projeto, especialmente em altas frequências. Existem os métodos numéricos computacionais. Dentro dessa categoria destacam-se o método dos momentos, o métodos do elementos finitos e o método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) (OLIVEIRA, 2017). Dentre estes, destaca-se o uso do método dos elementos finitos pelo *software* de simulação utilizado no desenvolvimento dessa dissertação, o *Ansys HFSS* ®.

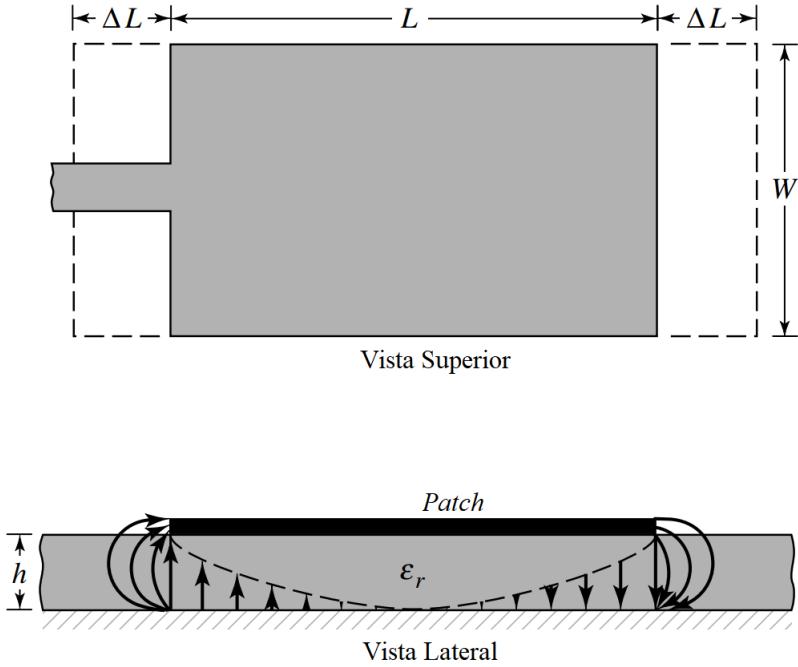
2.1.3.1 Método da Linha de Transmissão

Como foi visto, o método da linha de transmissão é dos mais simples para modelagem de antenas. Porém, essa mesma simplicidade fornece uma boa percepção física do objeto de estudo. Esse método considera o *patch* como um elemento planar finito, o que gera um efeito de franjamento. A quantidade de franjamento é uma variável dependente da espessura do substrato e das dimensões do *patch*, largura (W) e comprimento (L). Esse efeito que ocorre nas bordas da placa metálica gera um aumento nas dimensões elétricas da antena e para compensar isso é introduzida uma permissividade relativa efetiva (ϵ_{ref}), dada pela Equação 2.27 (BALANIS, 2005).

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{(-1/2)} \quad (2.27)$$

No plano E o franjamento é uma função da razão entre o comprimento do *patch* e a altura do substrato (h), além da permissividade relativa (ϵ_r) do dielétrico utilizado. Em antenas, o comprimento do *patch* geralmente é muito maior que a espessura do substrato, logo $\frac{L}{h} \gg 1$, e o efeito de franjamento é muito pequeno, porém suficiente para afetar a frequência de ressonância da antena e comprimento elétrico da mesma. O mesmo ocorre com a largura (W) da antena. Na Figura 12 é ilustrado o efeito de franjamento em um *patch* retangular. Como está ilustrado na Figura 12 as dimensões do *patch* são adicionadas por uma extensão ΔL , a qual é uma função permissividade efetiva e da razão entre largura do *patch* e altura do substrato ($\frac{W}{h}$).

Figura 12 – Comprimento físico e elétrico de um *patch* retangular



Fonte: Adaptado de Balanis (2005)

Hammerstad (1975) define a Equação 2.28 para obtenção da extensão do comprimento.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{ref} + 0,3)(\frac{W}{h} + 0,264)}{(\epsilon_{ref} + 0,258)(\frac{W}{h} + 0,8)} \quad (2.28)$$

Agora, é possível calcular as dimensões da antena tendo conhecimento do valor de ΔL e assumindo que se saiba dos parâmetros fundamentais do projeto, a saber: frequência de ressonância (f_r), espessura do substrato (h) e permissividade relativa do substrato (ϵ_r). Para isso, utiliza-se a seguinte formulação (BAHL; BHARTIA, 1980):

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} - 2\Delta L \quad (2.29a)$$

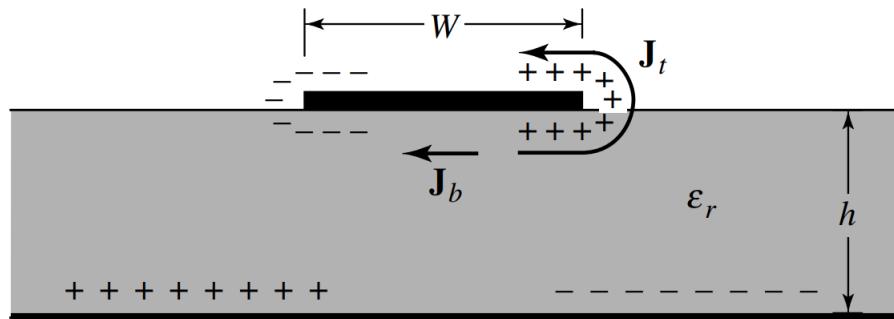
$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ref}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (2.29b)$$

É importante ressaltar que o método representado nas Equações 2.29 é otimizado para *patch* de geometria retangular. Os demais formatos são melhores tratados pelo método da cavidade, o qual será abordado na próxima seção (BALANIS, 2005).

2.1.3.2 Método da Cavidade

O modelo da cavidade ressonante é o segundo método aproximado a ser estudado nesse texto. Ele utiliza a geometria padrão de uma antena de microfita composta por plano de terra, substrato e *patch*, para modelar o dispositivo como uma cavidade circundada por paredes elétricas no topo e na base e paredes magnéticas nas laterais (BALANIS, 2005).

Figura 13 – Fluxo de Elétrons e Densidade de Corrente



Fonte: Adaptado de Balanis (2005)

Na Figura 13 percebe-se o fluxo de elétrons no interior do substrato, no *patch*, e no plano de terra criando uma densidade de corrente controlada por mecanismos de atração e repulsão. Como a força de atração é responsável pelo fluxo de elétrons do plano de terra para o *patch* e a mesma se sobressai perante a força de repulsão devido a razão entre a espessura e a largura do substrato ser muito pequena, a densidade de corrente sobre (J_t) o *patch* é mais intensa do que abaixo dele (J_b). A priori, o modelo da cavidade ressonante apresenta uma falha ao considerar as paredes como sendo magneticamente ideais. Para mitigar esse problema é adicionada ao método uma tangente de perdas efetiva (δ_{ef}) (BALANIS, 2005).

Como a espessura da microfita é pequena uma porção considerável da onda incidente no *patch* é refletida, de tal forma que apenas uma parte da energia é radiada. Além disso, o próprio substrato possui altura menor que o comprimento de onda que propaga em seu interior, e, por isso, os campos são considerados constantes gerando pouco efeito de franjamento nas bordas. Assim, somente ocorrerá a propagação de modos TM^x na cavidade (SILVA, 2014).

A configuração de campos na cavidade é encontrada usando a abordagem do vetor potencial. Considera-se que o substrato é uma cavidade truncada nas bordas do *patch* de

constante dielétrica ϵ_r e o vetor potencial deve satisfazer a Equação 2.30.

$$\nabla A_x + k^2 A_x = 0 \quad (2.30)$$

Usando a técnica de separação de variáveis a Equação 2.31 é encontrada como solução da Equação 2.30.

$$A_x = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)][A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)][A_3 \cos(k_z z) + B_3 \sin(k_z z)] \quad (2.31)$$

Onde, k_x , k_y e k_z são os números de onda nas direções x, y e z, respectivamente. Os campos são determinados no interior da cavidade pela relação com o potencial vetorial através da Equação 2.32.

$$E_x = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x \quad H_x = 0 \quad (2.32a)$$

$$E_y = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} \quad H_y = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \quad (2.32b)$$

$$E_z = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z} \quad H_z = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y} \quad (2.32c)$$

As seguintes condições de contorno são aplicadas a Equação 2.30.

$$E_y(x' = 0, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = E_y(x' = h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0 \quad (2.33a)$$

$$H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z' = 0) = H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z' = W) = 0 \quad (2.33b)$$

$$H_z(0 \leq x' \leq h, y' = 0, 0 \leq z' \leq W) = (0 \leq x' \leq h, y' = L, 0 \leq z' \leq W) = 0 \quad (2.33c)$$

Onde, x' , y' e z' representam os campos dentro da cavidade. Aplicando as condições de contorno, os números de onda podem ser encontrados.

$$k_x = \frac{m\pi}{h}, \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.34a)$$

$$k_y = \frac{p\pi}{W}, \quad p = 0, 1, 2, \dots \quad (2.34b)$$

$$k_z = \frac{n\pi}{L}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.34c)$$

Sendo m, n e p diferentes de zero, representam o número de variações do campo nas direções x, y e z.

Aplicando os números de onda na equação de separação:

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \epsilon \quad (2.35)$$

Logo, a frequência de ressonância no modelo da cavidade ressonante é dada por

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (2.36)$$

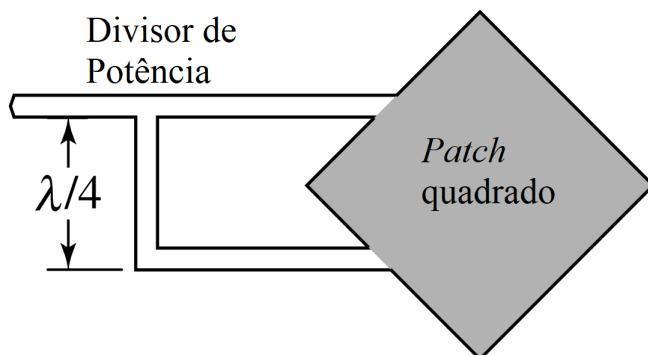
A Equação 2.36 mostra que a cavidade ressonante pode apresentar mais de uma frequência de operação, de acordo com os valores m, n e p.

2.2 ANTENAS DE MICROFITA COM POLARIZAÇÃO CIRCULAR

A seção anterior trouxe um levantamento bibliográfico a cerca das antenas de microfita de maneira geral. As técnicas de projeto e alimentação de antenas vistas, normalmente, geram antenas de polarização linear. Entretanto, polarização circular e elíptica também pode ser obtida em estruturas planares. Para a geração de uma onda circularmente polarizada é necessária a excitação de dois modos de propagação com diferença de 90° entre as fases. Para isso, outras técnicas de alimentação podem ser utilizadas ou, ainda, pequenas alterações no *patch* (BALANIS, 2005).

Em um *patch* quadrado, pode-se excitar os modos TM_{010}^x e TM_{001}^x alimentando a antena em duas bordas adjacentes da placa metálica. Dessa forma, uma borda gera o primeiro modo enquanto a outra gera o modo subsequente. A diferença de fase é obtida ao utilizar um divisor de potência de 90° na linha de microfita. Esse método está ilustrado na Figura 14.

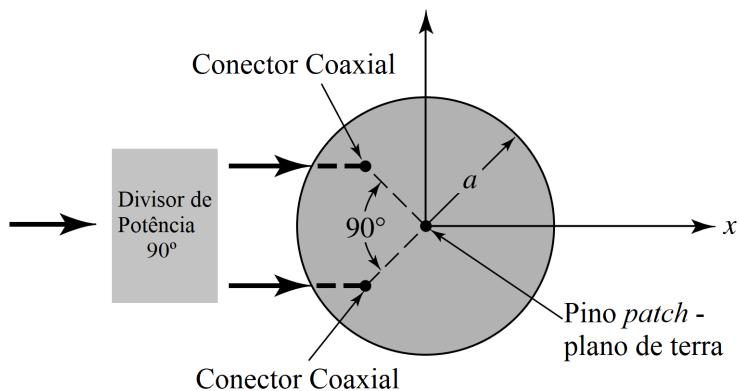
Figura 14 – Polarização circular em *patch* quadrado



Fonte: Adaptado de Balanis (2005)

Para antenas *patch* circular, o princípio de geração de polarização circular é o mesmo. São necessários dois pontos de alimentação defasados entre si de acordo com a necessidade para excitar determinado modo. Na Figura 15 uma antena tem seus dois *probes* defasados em 90° a fim de excitar um modo TM_{110}^z . Esse posicionamento gera campos ortogonais entre si abaixo e acima do *patch*. Para alcançar a polarização circular é necessário a utilização de um defasador híbrido que irá gerar uma diferença de fase de 90° entre cada linha de transmissão. E, por fim, o centro do *patch* é conectado ao plano de terra para suprimir modos de propagação indesejados e, possivelmente, melhorar a polarização circular (BALANIS, 2005).

Figura 15 – Polarização circular em *patch* circular

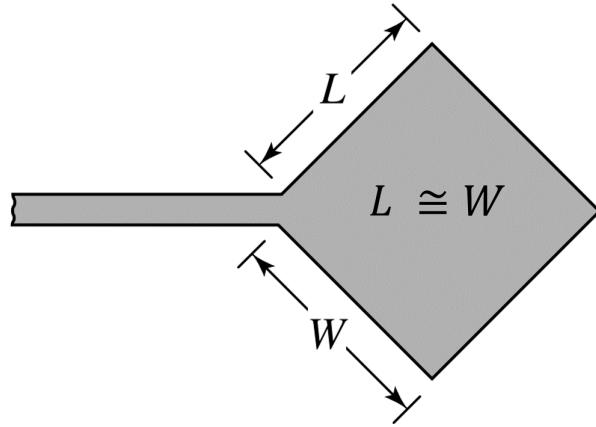


Fonte: Adaptado de Balanis (2005)

É notório o grau de complexidade para se construir uma antena com duas linhas de transmissão alimentando seu *patch*. No entanto, há outras maneiras de se alcançar a polarização circular em antenas de microfita, utilizando um único ponto de alimentação. É possível encontrar um ponto na placa metálica no qual a excitação do mesmo irá produzir dois modos ortogonais de amplitudes iguais, no caso ideal (BALANIS, 2005).

Considerando que os modos irão operar em frequências minimamente diferentes entre si, os campos podem ser projetados para que um modo tenha sua fase adiantada em 45° enquanto o outro é atrasado em 45° , garantindo a ortogonalidade entre os campos e, consequentemente, a polarização circular. Assumindo que as dimensões L e W do *patch* são aproximadamente iguais como ilustrado na Figura 16, as frequências de ressonância dos modos TM_{010}^x e TM_{001}^x se sobrepõem (KUMAR; RAY, 2003).

Figura 16 – *Patch* quase quadrado para Polarização Circular



Fonte: Adaptado de Balanis (2005)

Os modos anteriormente citados irão produzir campos elétricos linearmente polarizados nas direções E_y e E_z , respectivamente, os quais podem ser representados pelas Equações 2.37a e 2.37b (BALANIS, 2005).

$$E_y = c \frac{\sin(\frac{\pi}{L}y')}{k^2(1 - \frac{j}{Q_t}) - k_y^2} \quad (2.37a)$$

$$E_z = c \frac{\sin(\frac{\pi}{W}z')}{k^2(1 - \frac{j}{Q_t}) - k_z^2} \quad (2.37b)$$

Onde c é uma constante de proporcionalidade e, k_y , k_z e Q_t são, respectivamente, determinados pelas Equações 2.38a, 2.38b e 2.38c.

$$k_y = \frac{\pi}{L} \quad (2.38a)$$

$$k_z = \frac{\pi}{W} \quad (2.38b)$$

$$Q_t = \frac{1}{\tan \delta_{ef}} \quad (2.38c)$$

A razão axial pode ser obtida com a razão entre os campos que se propagam na direção *broadside* da antena.

$$\frac{E_y}{E_z} \simeq \frac{k(1 - \frac{j}{2Q_t}) - k_y}{k(1 - \frac{j}{2Q_t}) - k_z} \quad (2.39)$$

As condições ideais para polarização circular são razão axial igual a um e os campos devem ser ortogonais entre si. Para isso os fasores da Equação 2.39 devem ter a mesma amplitude e defasados em 90°. Condição que é satisfeita quando

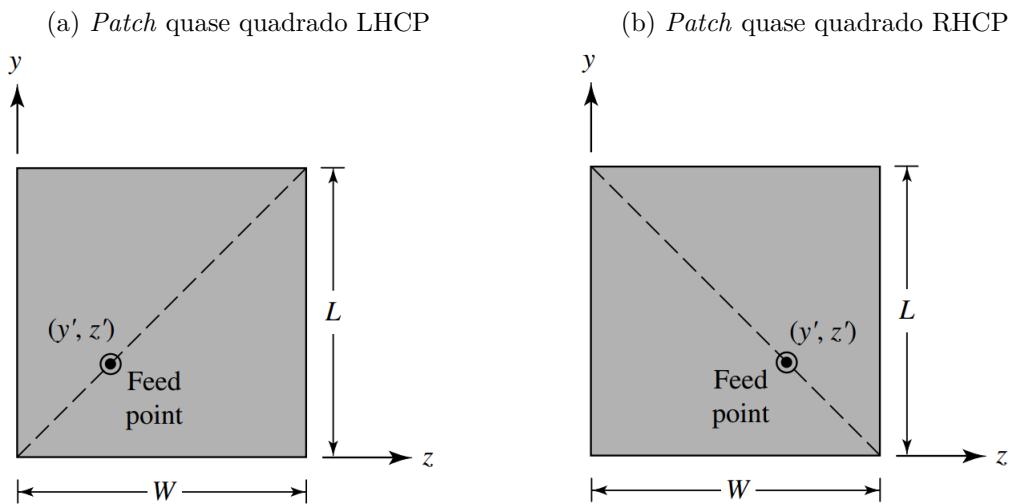
$$k_y - k_z = \frac{k}{Q_t} \quad (2.40)$$

E a frequência de ressonância está centralizada entre as frequências de operação dos modos TM_{010}^x e TM_{001}^x . Para que a condição descrita na Equação 2.40 seja satisfeita, é necessário que

$$L = W(1 + \frac{1}{Q_t}) \quad (2.41)$$

Se a energização do *patch* quase quadrado for feita na diagonal, pode-se conseguir a polarização circular nos dois sentidos. Quando o ponto (y', z') é colocado na diagonal da esquerda para direita de baixo para cima, a antena irá propagar ondas circularmente polarizadas à esquerda 17a. Ao alimentar o *patch* na diagonal oposta, a antena assume a polarização circular à direita 17b.

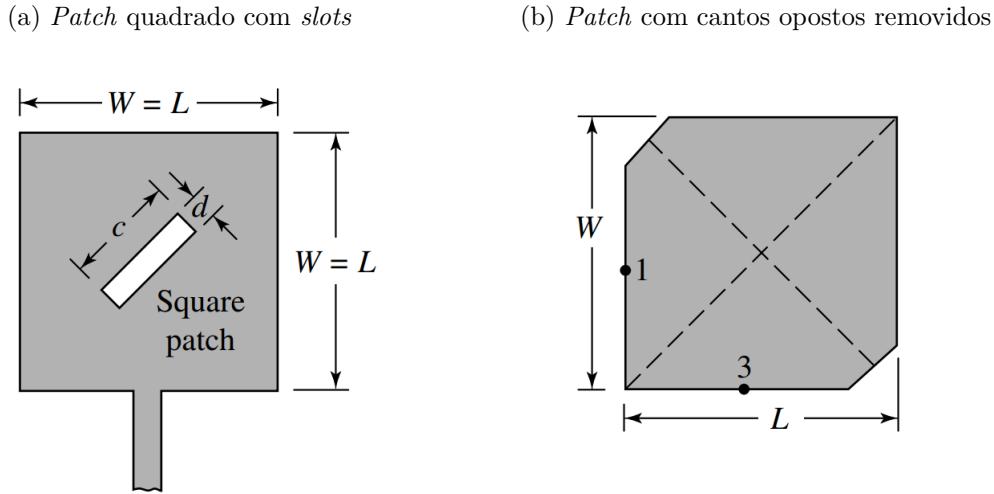
Figura 17 – Polarização Circular com um ponto de excitação



Fonte: Adaptado de Balanis (2005)

Também é possível obter a polarização circular com modificações no *patch* quadrado, como as listadas por Balanis (2005) e Kumar e Ray (2003) e ilustradas nas Figuras 18a e 18b. Por exemplo, criar fendas no interior do *patch*, como mostrado na Figura 18a. Ou, remover pequenos pedaços de cantos opostos da placa e realizar a alimentação no ponto um ou três destacado na Figura 18b

Figura 18 – Modificações no *patch* quadrado para obtenção de polarização circular



Fonte: Adaptado de Balanis (2005)

A seguir serão estudadas as antenas de microfita com *patch* triangular, a fim de comparar os métodos convencionais de obtenção polarização circular propostos por Balanis (2011), Bahl e Bhartia (1980) e Kumar e Ray (2003).

2.2.1 Antena *Patch* Triangular

Os primeiros estudos das antenas de microfita com *patch* triangular datam do final da década de 1970. Helszajn e James (1978) mostra em seu trabalho como é feita a modelagem dos campos eletromagnéticos através do método da cavidade para uma ressoador em formato triangular. A partir desse trabalho, Dahele e Lee (1987) desenvolvem um método para obtenção da frequência de ressonância de uma antena triangular equilaterial, e o mesmo serviu de base para Garg e Long (1988) aprimorar o cálculo do lado do triângulo. Ressalta-se que o procedimento matemático desenvolvido por estes autores toma como base o modelo da cavidade ressonante para um *patch* circular de raio a e então é adaptado para um triângulo equilaterial de lado a . A Equação 2.42 apresenta a proposta de Garg e Long (1988) para o cálculo da dimensão a do triângulo.

$$f_r = \frac{2c}{3a_e(\epsilon_r)^{1/2}} \sqrt{(m^2 + mn + n^2)} \quad (2.42)$$

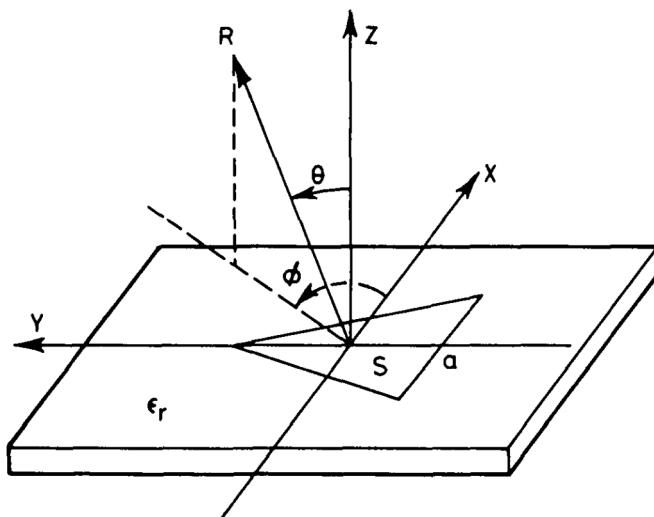
Onde, c é a velocidade de propagação das ondas eletromagnéticas no espaço livre e a_e , calculado como na Equação 2.43, é uma variável acrescentada para representação do

efeito de franjamento de um disco circular equivalente em área ao *patch* triangular.

$$a_e = a \sqrt{1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r a} (\ln \frac{\pi a}{2h} + 1.7726)} \quad (2.43)$$

Já a aplicação de antenas *patch* triangular para obtenção de polarização circular foi desenvolvida através de estudos realizados por Suzuki, Miyano e Chiba (1987). Segundo os autores desse artigo, o *patch* triangular, além de apresentar todas as características inerentes às antenas de microfita, destaca-se em relação aos demais métodos por ocupar uma área menor se comparado ao *patch* quase quadrado, tornando possível a utilização do mesmo em um conjunto de antenas que ocuparia menos espaço do que se fosse realizado com qualquer outra geometria. A Figura 19 ilustra uma antena *patch* triangular e seu sistema de coordenadas (x_0, y_0) .

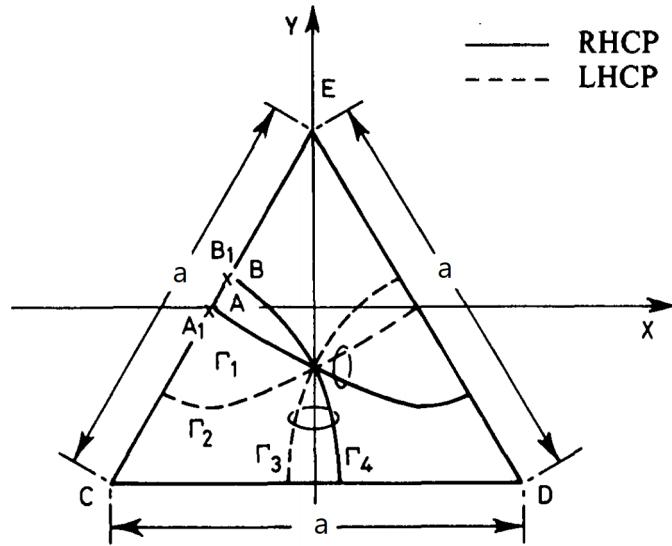
Figura 19 – Antena *patch* triangular



Fonte: (SUZUKI; MIYANO; CHIBA, 1987)

Para encontrar o ponto de alimentação da antena, Suzuki, Miyano e Chiba (1987) aplica uma série de equações fundamentadas no modelo da cavidade para a obtenção de uma curva de pontos dentro do *patch* que podem ser utilizados para energizar a antena através do trabalho desenvolvido por Suzuki e Chiba (1984). A Figura 20 aponta as curvas obtidas nesse trabalho.

Figura 20 – Localização do *probe* em antena *patch* triangular



Fonte: (SUZUKI; MIYANO; CHIBA, 1987)

Pode-se observar que, se a alimentação foi feita em um ponto pertencente às linhas Γ_1 ou Γ_4 , as ondas radiadas terão polarização circular à direita. Enquanto que nas linhas Γ_2 e Γ_3 a polarização circular terá sentido à esquerda. Os pontos A_1 e B_1 destacados na Figura 20 representam a localização da alimentação para alcançar polarização circular com a razão axial em níveis ótimos.

3 VEÍCULOS AÉREOS NÃO TRIPULADOS

As estruturas planares desenvolvidas nesse trabalho têm como proposta inicial a aplicação no sistema de comunicação de um veículo aéreo não tripulado, no seu subsistema de transmissão de imagens. Portanto, nesse capítulo serão apresentadas algumas definições a cerca dessas tecnologias e suas funcionalidades.

A título de esclarecimento, a Força Aérea Brasileira regulamenta o termo Aeronave Remotamente Pilotada (ARP) para denominar aparelhos manobráveis em vôo sem tripulação (RAMOS, 2014). Entretanto, o termo VANT continuará a ser utilizado nesse texto por se tratar da tradução direta do termo mais comumente encontrado no meio científico, o *Unmanned Aerial Vehicle (UAV)*.

Assim como os VANT's são conhecidos atualmente pelas suas aplicações, o surgimento dos mesmos foi fundamentado na necessidade de retirar o homem, no papel do piloto, da presença de ambientes inóspitos. Marshall et al. (2015), define os três principais meios onde um VANT pode ser aplicado sem degradar a saúde humana, são eles: ambientes perigosos, aqueles onde o risco de pilotar uma aeronave é grande podendo causar queda da mesma, ou que a vida do piloto corra perigo devido a riscos não operacionais; ambientes insalubres, onde o homem pode ser exposto a riscos químicos e/ou biológicos e; ambientes enfadonhos, onde a atividade do piloto requer longas horas de vôo, tornando-a fadigante.

Na década de 1890, o inventor Nikola Tesla desenvolveu o primeiro protótipo do que seria um veículo aéreo não tripulado para aplicações militares. Porém, foi Elmer Sperry, com a ajuda de Glenn Curtis, o primeiro a construir uma aeronave não tripulada e apresentá-la ao público. O desenvolvimento dessa aeronave ocorreu sob financiamento da Marinha dos Estados Unidos da América, que via na Primeira Guerra Mundial, uma oportunidade de se sobressair globalmente. O *Curtis N-9 Aerial Torpedo*, ilustrado na Figura 21, foi lançado em 6 de Março de 1918, voou por uma distância de 915 metros e pousou no alvo como programado (MARSHALL et al., 2015).

Figura 21 – *Curtis N-9 Aerial Torpedo*



Fonte: Adaptado de Marshall (2015)

No período entreguerras o desenvolvimento de drones passou por um forte avanço. Durante a Segunda Guerra Mundial, houve destaque para uma aeronave nazista não tripulada, a *Buzz Bomb*, que oferecia grandes vantagens como peso reduzido, sistema de radiocontrole com maior precisão e sua fuselagem era mais resistente a ataques bélicos (MARSHALL et al., 2015). A mesma é ilustrada na Figura 22.

Figura 22 – *Buzz Bomb*



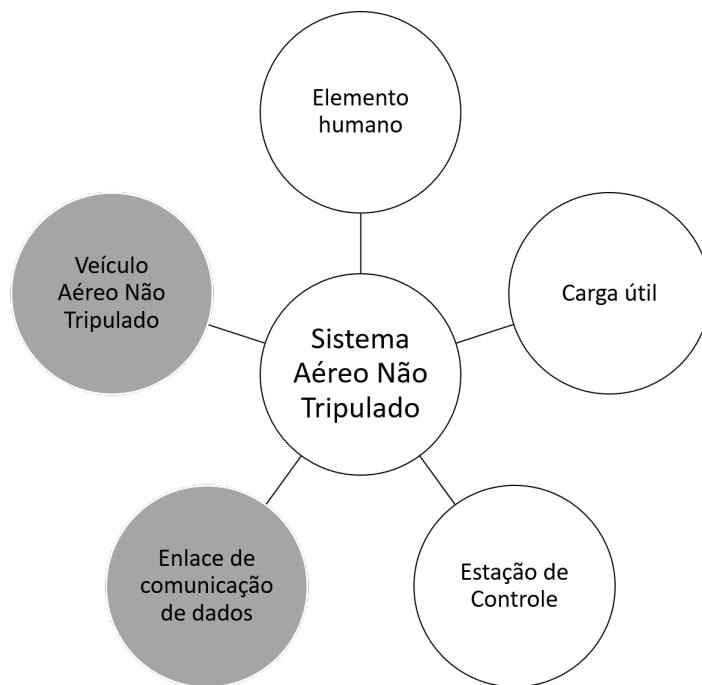
Fonte: Adaptado de Marshall (2015)

Como pode-se perceber, o desenvolvimento de VANT's teve como maior razão para acontecer, a retirada do homem de zonas de alto risco militar (RAMOS, 2014), (MARSHALL et al., 2015), (STACY et al., 2002). E hoje, a maioria das aplicações encontra-se no meio civil.

3.1 SISTEMA AÉREO NÃO TRIPULADO

A maioria dos sistemas não tripulados para fins civis são compostos por alguns elementos básicos. Estes elementos são um controlador de vôo, uma estação de controle ou GCS (*Ground Control Station*), o enlace de comunicação e o veículo aéreo não tripulado e sua carga útil. Todos esses elementos quando interagem entre si compõem um sistema completo para a aplicação que se desejar (MARSHALL et al., 2015).

Figura 23 – Elementos de um sistema aéreo não tripulado



Fonte: Adaptado de Marshall et al. (2015)

Nesse trabalho serão estudados os componentes destacados na Figura 23, pois são os que envolvem o tema principal do trabalho, a aplicação de antenas de microfita.

3.1.1 O Veículo Aéreo Não Tripulado

As aeronaves são divididas em duas categorias. Existem aquelas mais leves que o ar, como os balões e dirigíveis, cuja sustentação se dá por meio da força de empuxo que é exercida para cima fazendo com que a mesma flutue; e existem aeronaves mais pesadas que o ar que necessitam de propulsão para decolar e permanecer em vôo. Essa segunda categoria, por sua vez, recebe uma classificação quanto ao tipo de sustentação utilizado para permanecer no ar. Elas podem ser de asas fixas, como a maioria das aeronaves de vôo comercial que há no mundo, ou de hélices, como os helicópteros (AUSTIN, 2011).

Os veículos de asas fixas apresentam como principais vantagens a autonomia de vôo, e a realização de tomadas aéreas de grandes altitudes, não sendo visíveis a olho nu. Contudo, a logística para pouso e decolagem é mais complicada, tendo em vista a necessidade de uma pista para realização das manobras. A Figura 24 apresenta um modelo de aeronave não tripulada com asa fixa cuja a autonomia de vôo é de 32 horas (STACY, 2002).

Figura 24 – VANT de Asa Fixa



Fonte: (STACY et al., 2002)

A outra categoria de veículos aéreos não tripulados são os VTOL's (*Vertical Takeoff and Landing*). Esse tipo de veículo apresenta inúmeras aplicações e comercialmente são os mais famosos no meio recreativo e nas aplicações civis. Apresentam como desvantagem principal a autonomia, já que as baterias não conseguem manter a aeronave em vôo por mais de 60 minutos, no melhor dos casos (MARSHALL et al., 2015). Um dos veículos mais conhecidos dessa categoria são os quadcopteros, ou quadrotores, como o ilustrado na Figura 25.

A Agência Nacional de Aviação Civil classifica os VANT's em três categorias de acordo com sua massa no instante da decolagem. Classe 1 caracteriza aeronaves acima de 150 Kg de carga útil. Para serem operadas, as aeronaves dessa classe devem ser registradas junto à ANAC e os pilotos devem possuir licença e habilitação, além de um certificado médico. A classe 2 enquadra aeronaves entre 25 Kg e 150 Kg. Esse tipo de aeronave não precisa de licenciamento, porém os fabricantes devem produzir de acordo com os requisitos exigidos. E à classe 3 pertencem os demais veículos que não se enquadram nas categorias anteriores (ANAC, 2017).

Figura 25 – Quadroto DJI F450



Fonte: Autoria Própria

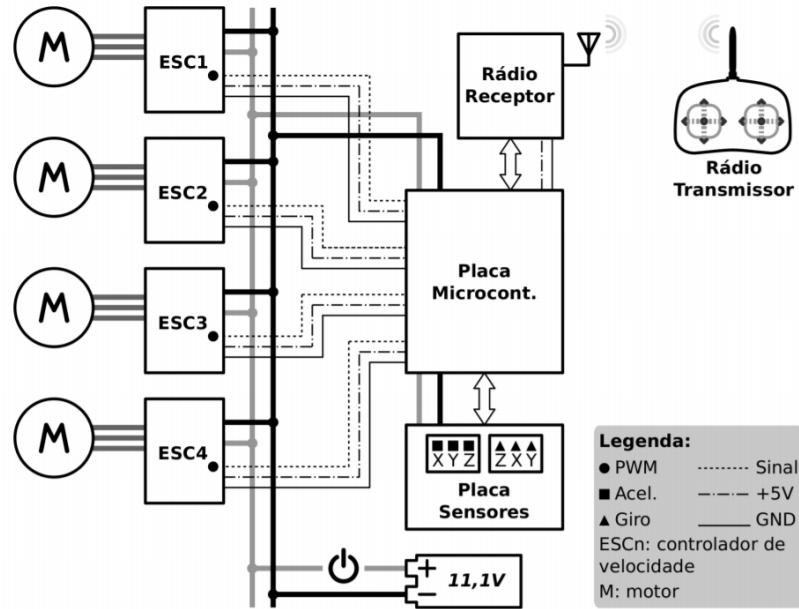
O quadroto acima ilustrado faz parte da Classe 3, o mesmo é utilizado para fins de pesquisa e desenvolvimento de aplicações em telecomunicações.

3.1.1.1 Quadrotores

No início do seu desenvolvimento os quadrotores apresentavam-se como equipamentos instáveis e de difícil pilotagem. Isso fez com que os mesmos não dessem boa contribuição para o desenvolvimento da aviação, de maneira geral. Somente quando começaram a embarcar controladores de estabilidade foi que os mesmos ganharam notoriedade, visto que, em uma operação de vôo limpa, trata-se de um veículo que pode atender diversas aplicações (AUSTIN, 2011).

O quadroto enquadra-se na categoria de aeronaves mais pesadas que o ar movida a hélices com sustentação por meio de empuxo vertical. Os mesmos são estruturados em forma de X onde em cada ponta há um motor e uma hélice e no centro localiza-se a controladora de vôo, sensores, baterias e os rádios para comunicação com a estação de controle (MELO, 2010). Um esquemático da montagem de um quadroto genérico é ilustrado na Figura 26.

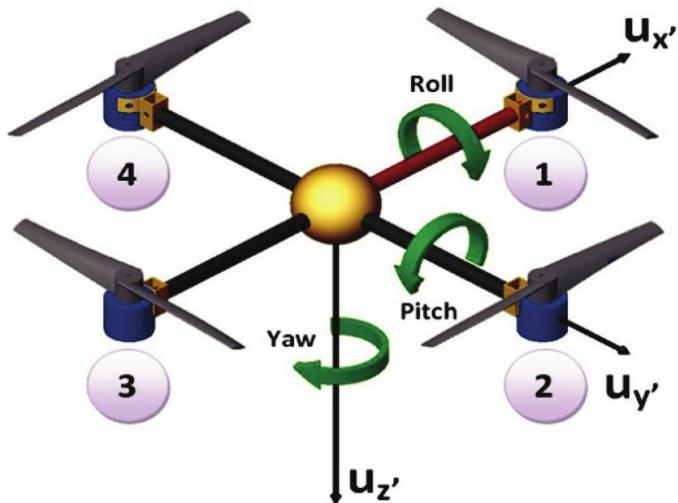
Figura 26 – Diagrama de blocos de um quadrotor



Fonte: (MELO, 2010)

Além disso, trata-se de um veículo com mobilidade espacial, isto é, o mesmo apresenta seis graus de liberdade: as posições x, y e z e os ângulos *pitch* (θ), *roll* (ϕ) e *yaw* (ψ) (KUMAR, 2015), como ilustrado na Figura 27.

Figura 27 – Graus de liberdade de um quadrotor



Fonte: (KUMAR et al., 2015)

É possível observar que na pilotagem do VANT, o controlador pode fazer os movimentos de subida e descida, no eixo z, através do comando de aceleração; os comandos *pitch* e o *roll* representam movimentos na horizontal, de ir para frente ou para trás, no eixo x e para a direita ou para a esquerda no eixo y. E por último, o quadcóptero também tem a liberdade para girar ao redor do seu próprio eixo, através do comando *yaw* (MELO, 2010).

3.2 ENLACE DE COMUNICAÇÃO EM SANT'S

Os veículos aéreos não tripulados são plataformas de vôo que podem funcionar tanto de maneira autônoma, com um plano de vôo pré-configurado, remotamente controlado, com os comandos sendo enviados instantaneamente a partir da estação de controle, ou de maneira híbrida, onde parte do vôo é autônomo e a outra parte é controlada via radio (AUSTIN, 2011). De uma maneira ou de outra, é necessário que a estação base tenha comunicação direta com o VANT.

No decorrer das pesquisas envolvendo a comunicação da aeronave não tripulada diversas soluções para a camada física foram propostas como alternativa à radiofrequência. Inicialmente imaginava-se uma solução cuja comunicação se daria através de *laser*, que se apresenta como uma boa solução já que permite a alocação de canais com grande largura de banda, logo poderia prover ao sistema um melhor desempenho. Porém, o mesmo se mostrou inviável, pois o comprimento de onda muito pequeno sofria muito com a absorção atmosférica, o que limitava o alcance do VANT e reduzia a segurança do sistema (MARSHALL et al., 2015).

A segunda opção era a utilização de fibra óptica. Essa opção também tem a vantagem da largura de banda, porém não haveria problemas de confiabilidade e de atenuação do sinal. Entretanto, por se tratar de um meio de transmissão guiado, a viabilidade de sua utilização era questionável, visto que o VANT poderia sobrevoar por apenas alguns quilômetros ao redor do ponto de conexão da fibra no solo (AUSTIN, 2011).

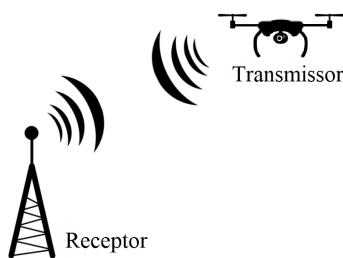
Hoje, o principal sistema de comunicação em operação entre os VANT's e suas respectivas estações base é via radio. No geral, a transmissão de dados tem o intuito de levar a informação desejada de uma fonte de informação até um destinatário. Para que isso ocorra a fonte deve ser conectada a um transmissor que terá como principal função adequar o sinal para ser transmitido no meio de comunicação. Quando a mensagem chega ao destinatário ela passa inicialmente por um receptor que irá tratá-la para o correto recebimento. A cada equipamento, transmissor e receptor, é acoplado uma antena que irá realizar o envio e a detecção do sinal de radiofrequência (COSTA, 2015).

A comunicação entre o VANT e a estação de controle é *duplex*, isto quer dizer que ambos os equipamentos podem receber e transmitir mensagens. Quando uma informação

é enviada do VANT para a estação esta usa um *downlink*, que pode conter informações de telemetria, ou imagens capturadas em tempo real, por exemplo. Já quando um piloto envia um comando de vôo ou solicita a captura de determinada imagem, essa é enviada em *uplink* (MARSHALL et al., 2015).

A Figura 28 ilustra um sistema de comunicação genérico de um VANT onde os transmissores de vídeo e telemetria são embarcados no veículo e os receptores compõem a estação de controle em solo.

Figura 28 – Sistema de Comunicação de um VANT



Fonte: (COSTA, 2015)

A operação remota do drone por parte da estação base pode ocorrer de duas formas. Existe a comunicação além da linha de visada (BLOS, *Beyond Line-of-Sight*). Nesse tipo de comunicação, a distância entre o VANT e sua base ultrapassa o alcance máximo suportado pelo sistema. Para não perder o controle do equipamento, pode ser utilizada a comunicação via satélites ou através de um VANT auxiliar que interligaria a base ao VANT principal. Contudo, é pouco utilizado no meio civil e, para maiores detalhes, consultar Austin (2011) e Marshall et al. (2015).

A outra forma é por linha de visada (LOS, *Line-of-Sight*). Nesse tipo de comunicação, o transmissor e o receptor tem contato direto via rádio sem sofrer diretamente de fenômenos como reflexão ou refração (RAPPAPORT, 2009). Para operação em linha de visada algumas faixas de frequência estão disponíveis para uso sem necessidade de licenciamento junto a ANATEL. Essas faixas são reconhecidas internacionalmente como de uso específico pela indústria, ciência e medicina (ANATEL, 2017). Dessa forma, os drones de aplicação civil são disponibilizados utilizando rádio na faixa de frequência ISM que vai de 2400 MHz a 2483,5 MHz para o controle da aeronave. Antes, essa mesma faixa também era utilizada pelo sistema de captura de vídeo em tempo real, porém, por se tratar de uma faixa de uso livre, seus canais já encontram-se congestionados, causando interferência entre os sistemas e, consequentemente, perdas nas informações transmitidas (MARSHALL et al., 2015).

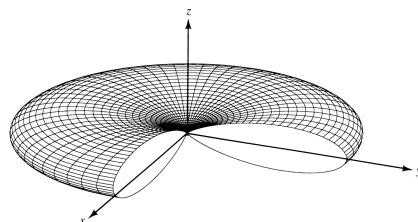
Na comunicação em linha de visada pode-se prever o alcance do VANT em relação

a sua base utilizando o modelo de propagação no espaço livre. Assim como outros modelos de propagação, esse modelo prevê que a potência recebida diminui em função da separação entre os dois rádios elevada. A Equação de Friis, descrita pela Equação 3.1 determina que, a potência recebida decai com o quadrado da distância de separação e com valores mais baixos de comprimento de onda do sistema, ou seja, quanto mais alta a frequência mais o sinal é atenuado (RAPPAPORT, 2009).

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (3.1)$$

Onde P_t é a potência transmitida, dada em Watts. G_t e G_r são os ganhos das antenas transmissoras e receptoras. λ é o comprimento de onda em metros, d é a separação entre os rádios também em metros. L é uma grandeza adimensional que representa as perdas no hardware dos equipamentos utilizados (RAPPAPORT, 2009). Portanto, sabendo que a potência recebida se relaciona diretamente com a distância, frequência e ganho das antenas, é possível estimar o comportamento do sistema de comunicação com relação ao seu alcance de transmissão. Assim, para aumentar esse alcance as antenas podem ser facilmente substituídas por outras que atendam melhor às demandas do sistema. O estudo de antenas para aplicação em VANT's é um assunto muito específico, pois cada aeronave não tripulada tem uma finalidade diferente, e o projeto de desenvolvimento da antena deve levar em consideração os requisitos da aplicação. Em aplicações militares, por exemplo, o uso de antenas omnidirecionais não é recomendado, visto que o sinal pode ser detectado por sistemas inimigos. A cobertura completa no plano horizontal representa perdas de energia, tendo em vista que o enlace é estabelecido em apenas um ponto dentro dos 360° de cobertura (COSTA, 2015). Além disso, o diagrama de radiação de antenas omnidirecionais faz com que a comunicação seja deteriorada quando o VANT encontra-se acima da estação de controle, como pode ser visto na Figura 29.

Figura 29 – Diagrama de radiação de uma antena omnidirecional



Fonte: Adaptado de Balanis (2005)

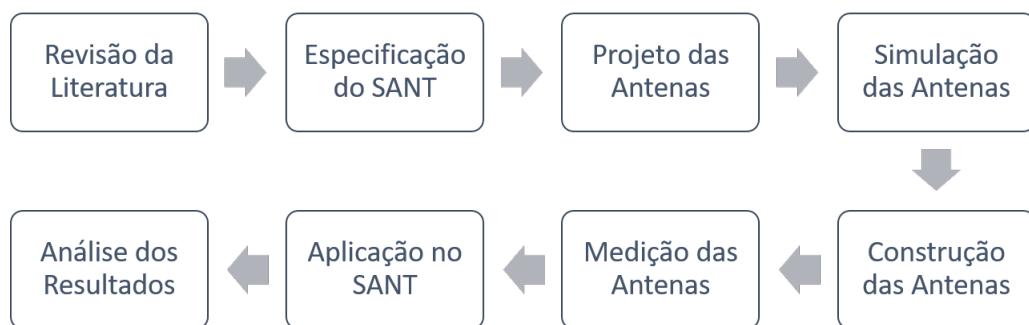
Para solucionar os problemas anteriormente mencionados as antenas omnidirecionais podem ser substituídas por antenas diretivas como as yagi ou parabólicas, ou ainda por arranjos de antenas com adaptação de feixe. Tais antenas apresentam alta diretividade e consequentemente maior valor de ganho como visto no Capítulo 2. As antenas de microfita também possuem boa diretividade, porém o ganho depende de outros fatores como a qualidade do substrato utilizado na construção da mesma (BALANIS, 2011).

4 METODOLOGIA

Nesse capítulo serão descritas as etapas para o desenvolvimento desse trabalho, bem como os materiais e métodos utilizados desde o projeto das antenas aos testes no Sistema Aéreo Não Tripulado.

Como pode ser visto na Figura 30 o trabalho teve início com uma ampla revisão da literatura acerca de antenas de microfita, com foco nas antenas de polarização circular. Com o conhecimento consolidado a respeito do tema, foi realizada uma pesquisa sobre os tipos de VANT's e seus sistemas de comunicação, dessa forma pode-se especificar o sistema no qual as antenas desenvolvidas serão instaladas, bem como suas características eletromagnéticas.

Figura 30 – Fluxograma de desenvolvimento da pesquisa



Fonte: Autoria Própria

As etapas de projeto e simulação foram desenvolvidas através dos métodos matemáticos apresentados no Capítulo 2 e com o auxílio de softwares como *MATLAB®* e *Ansys HFSS®*. Através da simulação é possível averiguar a eficiência do projeto e ter um bom entendimento do funcionamento do dispositivo, já que o simulador utiliza o método dos elementos finitos, um método de onda completa, para obtenção dos resultados, enquanto que o projeto foi realizado utilizando o método da cavidade que, por se tratar de um método aproximado, pode não oferecer uma boa precisão. Por fim, com as etapas de construção e medição é possível averiguar o método de projeto utilizado e dessa forma chegar às conclusões sobre o trabalho desenvolvido.

4.1 ESPECIFICAÇÕES DO SISTEMA AÉREO NÃO TRIPULADO

As antenas propostas nesse trabalho foram projetadas para funcionar na faixa de frequência do sistema de transmissão de imagem de um VANT. Para tanto, o trabalho teve

início com a escolha do aeromodelo no qual a antena seria aplicada. O modelo utilizado é um *DJI Flame Wheel F450*. Trata-se de um chassis para quadcóptero montado com uma placa microcontroladora APM 2.6 (*ArduPilot Mega*), Figura 31a, utilizando um rádio Fly-Sky iA6 de 6 canais para controle de vôo, Figura 31b e um kit de captura de imagens FPV (*First Person View*) BOSCAM que opera na faixa ISM de 5,8 GHz. Esse sistema é alimentado por uma baterial Li-Po Zippy 5000 mAh, e durante os testes realizados a autonomia de vôo era em torno de 10 minutos.

Figura 31 – Microcontroladora e Radio

(a) *Ardu Pilot Mega 2.6*



(b) Radio *Fly-Sky iA6*



Fonte: Autoria Própria

O sistema de propulsão do VANT é composto por 4 motores *brushless* de 1000 kv, onde cada um deles é controlado por um ESC (controladores eletrônicos de velocidade), ilustrados na Figura 32. Os ESC recebem os comandos da APM para alterar as rotações de cada motor a fim de executar os movimentos na aeronave.

Figura 32 – Motor *brushless* 1000 kv e ESC



Fonte: Autoria Própria

O sistema de transmissão de vídeo é composto por um transmissor TS832 e um receptor RC832 com portadoras na faixa ISM de 5,8 GHz. Na estação de controle um monitor TFT LCD foi instalado para acompanhamento das imagens capturadas em tempo real. O transmissor e a câmera acoplados ao VANT são energizados através da bateria

embarcada e para a estação de controle foi adaptada uma bateria Li-Po de 2350 mAh. O sistema utilizado não tem a função de armazenamento das imagens transmitidas, por isso é utilizado um gravador de vídeo digital (DVR) para realizar essa função. O FPV utilizado está ilustrado na Figura 33.

Figura 33 – Componentes do sistema de captura e transmissão de imagens



Fonte: (PEREIRA, 2018)

Os equipamentos de transmissão são acompanhados de dois modelos diferentes de antena. A primeira e mais simples é um dipolo *hertziano* para frequência de 5,8 GHz com polarização linear, Figura 34a. O outro modelo é uma antena helicoidal de polarização circular, Figura 34b. Esses dois modelos foram medidos e tomados como referência para o resultado das antenas desenvolvidas nesse projeto.

Figura 34 – Antenas do sistema de transmissão de vídeo

(a) Antena Dipolo



(b) Antena Helicoidal



Fonte: Autoria Própria

Para a transmissão, o FPV utiliza um transmissor de 600 mW que aloca canais na faixa UWB correspondente as frequências de 5362 MHz a 5945 MHz tendo cada canal uma largura de banda de 20 MHz, resultando em um total de 48 canais disponíveis para a transmissão, e um receptor com sensibilidade de -90 dBm. A Tabela 1 demonstra a disposição das frequências de operação do FPV, em MHz, de acordo com o chaveamento que é realizado no transmissor e no receptor para sintonizar o melhor canal.

Tabela 1 – Disposição de Frequências no FPV

	CH1	CH2	CH3	CH4	CH5	CH6	CH7	CH8
FR1	5865	5845	5825	5805	5785	5765	5745	5725
FR2	5733	5752	5771	5790	5809	5828	5847	5866
FR3	5705	5685	5665	5645	5885	5905	5925	5945
FR4	5740	5760	5780	5800	5820	5840	5860	5880
FR5	5658	5695	5732	5769	5806	5843	5880	5917
FR6	5362	5399	5436	5473	5510	5547	5584	5621

Fonte: Autoria Própria

O transmissor utiliza uma portadora modulada em frequência (FM) e dentro dos canais de 20 MHz aloca 8 MHz para a transmissão de vídeo e 6 MHz para transmitir áudio, quando houver microfone acoplado ao sistema. O restante da banda é reservado para separar os canais diminuindo a interferência entre as portadoras de canais adjacentes.

4.2 PROJETO, SIMULAÇÃO E CONSTRUÇÃO DAS ANTENAS

O tipo de polarização das antenas utilizadas no transmissor e receptor pode ser definida de diferentes formas. No caso ideal, utiliza-se duas antenas de polarização circular, como uma RHCP no transmissor e uma LHCP no receptor. Dessa maneira, o sistema tem maior imunidade a interferência eletromagnética. Também pode-se utilizar uma antena com polarização circular no transmissor e uma linear no receptor. Percebe-se que, como as ondas que se propagam do transmissor para o receptor tem componentes em x e y, a antena linear não precisa ter uma direção específica de polarização, podendo ser tanto horizontal como vertical. É possível também que se coloque duas antenas de polarização linear, como os dipolos que acompanham o kit FPV, porém, essa configuração é mais suscetível a ruídos e interferências.

Nesse trabalho foram projetadas duas antenas de microfita de polarização circular. Para isso a geometria escolhida para projeto foi o *patch* triangular, pois, apesar de se tratar de uma tecnologia da década de 1980, a revisão bibliográfica mostra que a mesma não é muito difundida na literatura como as demais apresentadas no Capítulo 2. No projeto, foi definido uma frequência central de 5,8 GHz e a utilização dos substratos FR4-Epóxi,

$\epsilon_r = 4,4$ e RT/Duroid 5870, $\epsilon_r = 2,3$. As características dos materiais utilizados estão descritas na Tabela 2.

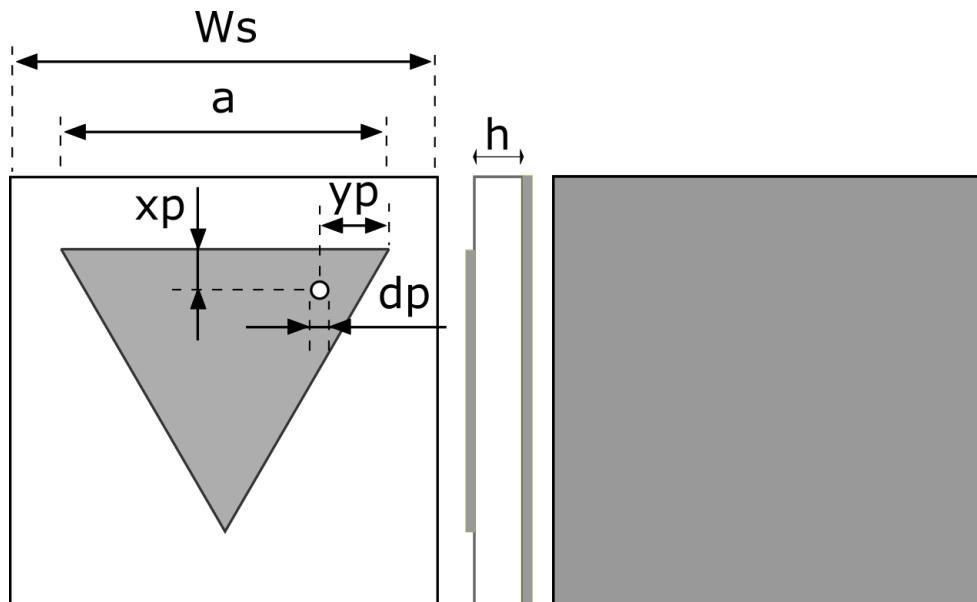
Tabela 2 – Parâmetros para Projeto das Antenas de Microfita

Material	FR4-Epóxi	RT/Duroid 5870
Permissividade Relativa	4,4	2,3
Altura do Substrato	1,54 mm	1,54 mm
Frequência de Projeto	5,8 GHz	5,8 GHz

Fonte: Autoria Própria

O *patch* triangular foi projetado de acordo com o método da cavidade aprimorado para geometria triangular por Garg e Long (1988) utilizando a Equação 2.41, para cada um dos materiais citados na Tabela 2. A alimentação do *patch* é um ponto fundamental para a obtenção de polarização circular. O método desenvolvido por Suzuki, Miyano e Chiba (1987) foi utilizado para definição do local de excitação *patch* e de relativa importância para o entendimento das configurações de polarização que a antena pode assumir.

Figura 35 – Antena *patch* triangular projetada



Fonte: Autoria Própria

Devido as características dos materiais utilizados, à alta frequência de projeto e a característica do *patch* triangular em reduzir as dimensões das antenas, os elementos propostos puderam ser construídos em quadrados de 30 milímetros e de 40 milímetros de lado, tornando-as menores do que as outras antenas que foram adquiridas junto com o

FPV. As dimensões das antenas propostas ilustradas na Figura 35 são demonstradas na Tabela 3.

Tabela 3 – Dimensões das Antenas Projetadas

Dimensão	Antena de FR4	Antena de RT/Duroid 5870
	Valor (mm)	Valor (mm)
Ws	30	40
a	16,58	22,86
dp	1,4	1,4
Alimentação		
xp	2,787	2,6
yp	5,291	5,43

Fonte: Autoria Própria

Onde, W_s é o lado do quadrado, a é o lado do triângulo equilátero e dp é o diâmetro do furo onde o *probe* é inserido. As distâncias xp e yp refere-se a posição do *probe* em relação ao vértice de referência do triângulo.

A construção foi realizada com placas dos referidos substratos cobertos nas duas faces por camadas metálicas de cobre. O processo de construção das antenas de microfita pode ocorrer por diferentes métodos. Utilizou-se nesse trabalho a deposição da tinta sobre o contorno do *patch* utilizando uma impressora ultravioleta UV Mimaki UJF-3042FX, ilustrada na Figura 36.

Figura 36 – Impressora UV Mimaki UJF-3042FX



Fonte: Autoria Própria

Após a impressão, as placas foram imersas em uma solução de percloro de ferro. Essa solução reage com o cobre que não está protegido pela tinta, eliminando-o do substrato.

Esse material utilizado para corrosão está ilustrado na Figura 37.

Figura 37 – Solução de percloro de ferro utilizada para corrosão

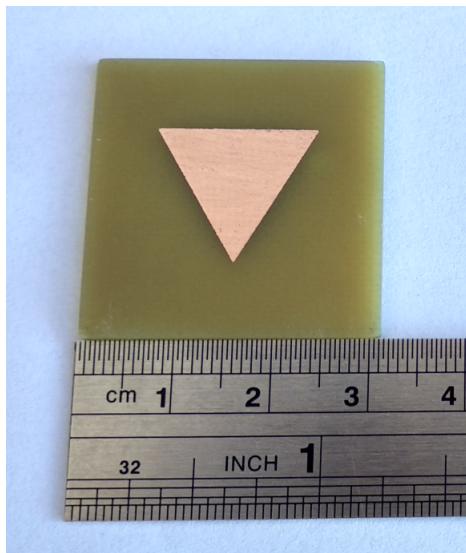


Fonte: Autoria Própria

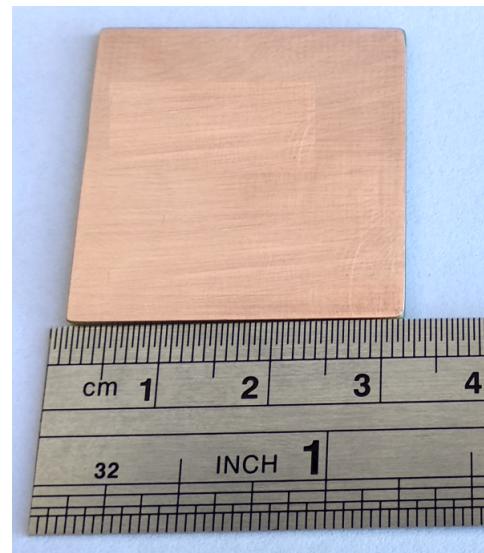
O resultado é um placa contendo apenas o contorno do *patch*. Após a etapa de corrosão, as antenas passam por um tratamento mecânico para delimitação das suas dimensões. Esse processo foi realizado utilizando lixas de alta rugosidade para desbastar o excesso de placa e uma lima para dar o acabamento. O resultado parcial está apresentado nas Figuras 38a e 38b.

Figura 38 – Antena após corrosão

(a) Vista Frontal



(b) Vista Posterior

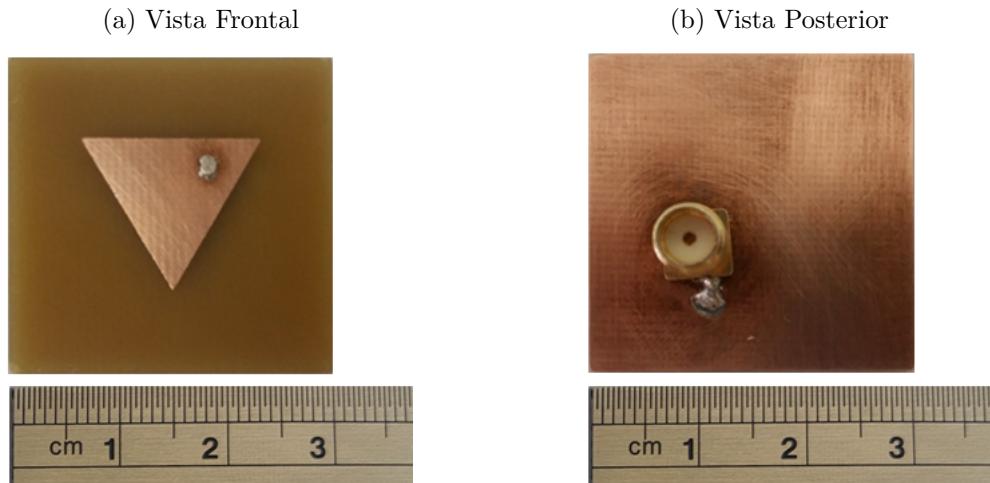


Fonte: Autoria Própria

O furo é a etapa da construção da antena que mais requer precisão durante a execução. Pois, caso a posição esteja minimamente errada, já ocorre o descasamento da

impedância. Como um dos preceitos da utilização das antenas de microfita é o baixo custo, e a construção do protótipo foi feita manualmente, foi utilizado para perfuração do substrato de fibra de vidro uma microretífica Dremel.

Figura 39 – Antena conectorizada



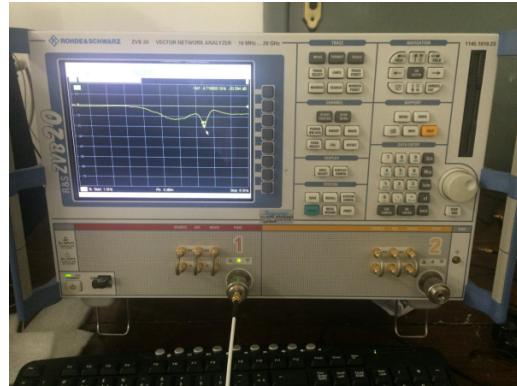
Fonte: Autoria Própria

A imprecisão desse processo refletiu na quantidade de amostras que foram necessárias para obtenção de um resultado satisfatório em uma delas. Com essa etapa concluída, as antenas foram conectorizadas utilizando conectores do tipo SMA com impedância de 50Ω , e o resultado final está ilustrado na Figura 39.

4.3 MEDIÇÃO DAS ANTENAS E APLICAÇÃO NO SANT

Após a construção das antenas o passo seguinte foi realizar as medições das mesmas. Para isso, foram utilizadas as instalações do Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado da Universidade Federal de Campina Grande. Foi utilizado para realização das medições um analisador de redes vetoriais (VNA, do inglês *vector network analyzer*) da *Rohde & Schwarz*, modelo ZVB20, ilustrado na Figura 40. O mesmo possui um *range* de 500 MHz a 20 GHz. Nele, foi possível obter parâmetros como coeficientes de reflexão e carta de Smith.

Figura 40 – Rohde & Schwarz ZVB20



Fonte: Autoria Própria

Com os resultados medidos, os dados foram analisados e serão apresentados no próximo capítulo. As antenas construídas cuja as medições forem satisfatórias serão implementadas no sistema de transmissão de vídeo para realização de testes para obtenção de um alcance aproximado de transmissão para cada uma delas.

A estação de controle em solo do VANT utilizado, ilustrada na Figura 41a, é alimentada por uma bateria de 12 volts de íons de lítio com capacidade de 2350 mAh, que fornece energia para o funcionamento do rádio receptor de imagens, do monitor, onde as imagens capturadas pelo VANT são transmitidas em tempo real, Figura 41b e do DVR, que realiza a gravação das imagens transmitidas.

Figura 41 – Sistema Aéreo Não Tripulado

(a) Estação de Controle



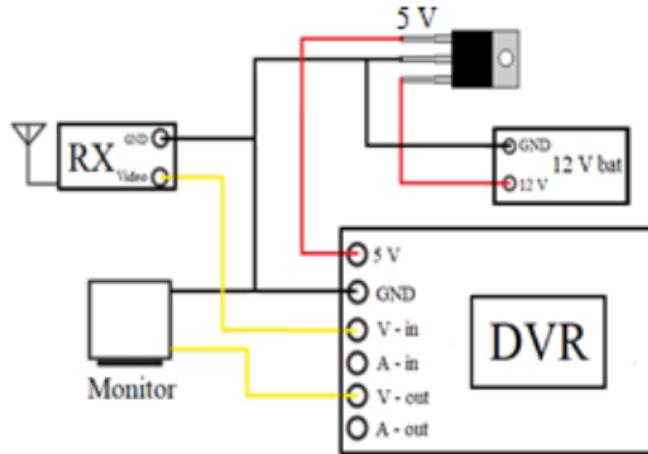
(b) Quadroto DJI F450



Fonte: Autoria Própria

O DVR é um equipamento que funciona com tensão na faixa de cinco a sete volts, por isso foi utilizado um circuito regulador de tensão para realizar a conversão da tensão que sai da bateria de 12 volts para o nível adequado de funcionamento do DVR. Além disso, como a câmera embarcada não possui microfone embutido, as portas do DVR utilizadas para captura de áudio não são utilizadas.

Figura 42 – Esquemático da ligação do DVR no receptor



Fonte: (PEREIRA, 2018)

Para a aplicação experimental da antena no FPV, foi realizado um teste de alcance no qual o VANT foi fixado em uma posição, enquanto a estação percorreu a distância necessária para a perda de comunicação entre o transmissor e o receptor. Os rádios foram sintonizados na frequência de 5,8 GHz. Cada uma das antenas foi acoplada ao receptor esse processo se repetiu para todos os dispositivos. É importante apontar que os resultados obtidos no teste experimental é influenciado pelas ondas eletromagnéticos provenientes de outras fontes que também podem operar na faixa ISM de 5,8 GHz, como os roteadores de redes sem fio *dual band*. As imagens capturadas no limiar de comunicação foram salvas e serão apresentadas posteriormente.

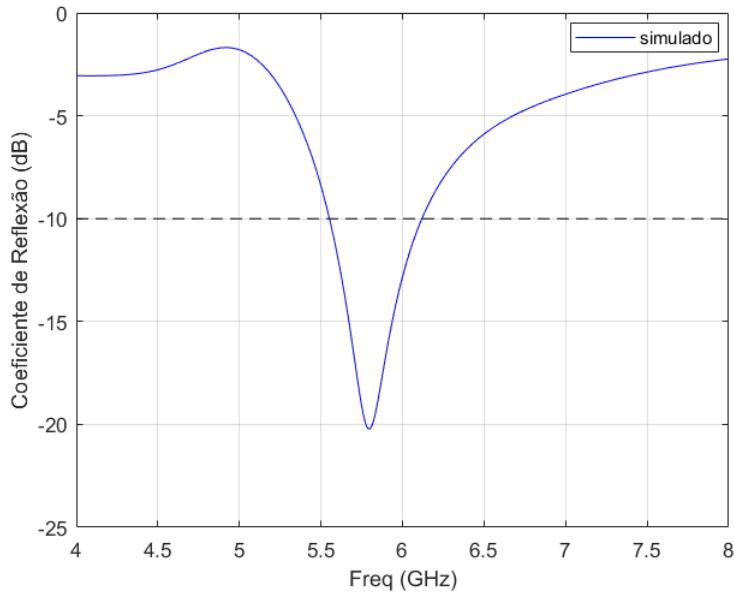
5 RESULTADOS

Nesse capítulo serão discutidos os resultados obtidos ao longo da pesquisa. Inicialmente serão apresentados os resultados computacionais que deram segurança para a construção e medição do protótipo. Posteriormente serão apresentados os resultados medidos da antena proposta e será feita uma comparação com as antenas helicoidais e dipolo que acompanham o kit FPV. Por fim, serão apresentadas imagens capturadas com as diferentes antenas fazendo uma estimativa da distância alcançada por cada uma delas.

5.1 RESULTADOS COMPUTACIONAIS

Com as dimensões da antena de microfita de FR4 foi realizada simulação utilizando o software *Ansys HFSS®* e os resultados de perda de retorno, ganho, polarização e diagrama de radiação foram obtidos computacionalmente. A Figura 43 representa a perda de retorno da antena de FR4 simulada.

Figura 43 – Simulação dos Coeficientes de Reflexão da Antena de FR4

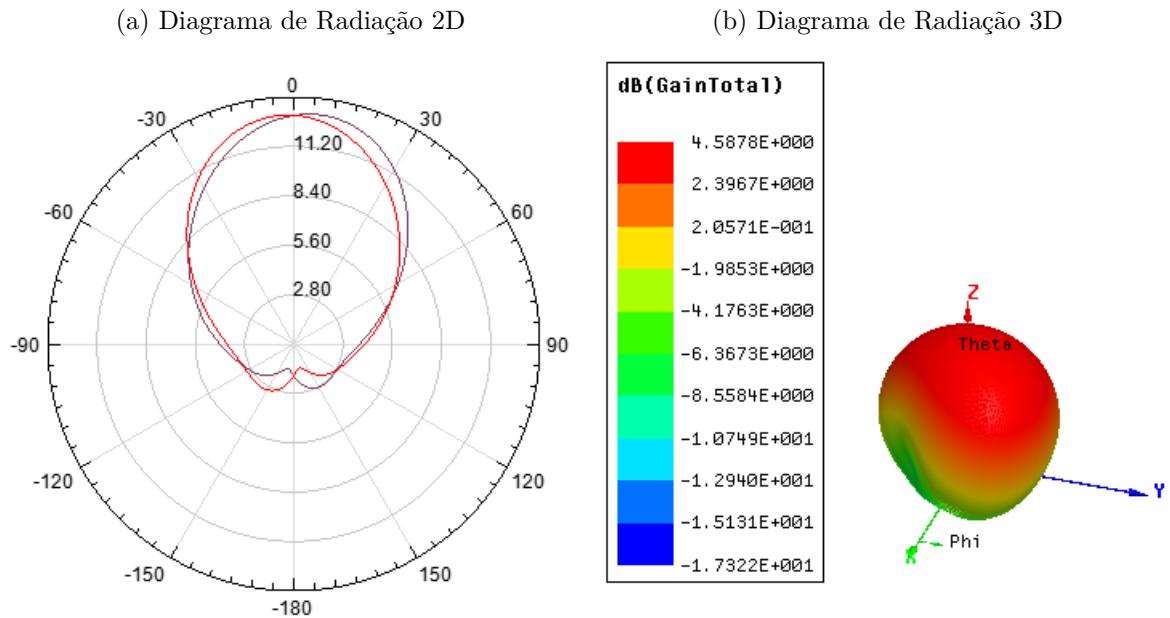


Fonte: Autoria Própria

A antena obteve nessa simulação uma perda de retorno de -20,22 dB na frequência de 5,8 GHz e largura de banda fracionária de 9,43%, correspondendo à faixa de 5,56 GHz a 6,11 GHz, isto é, a antena proposta atende a 66% dos canais disponíveis no FPV. Com este resultado pode-se concluir que o modelo projetado pode ser aplicado ao FPV configurando-o para funcionar no canais acima de 5,56 GHz.

A Figura 44 fornece um diagrama da radiação da antena 2D e 3D, que por ser de microfita tem a característica *broadside*, isto é, as ondas são irradiadas no plano normal ao patch. Além disso, é possível obter o valor do ganho simulado da antena, que corresponde a aproximadamente 4,6 dBi. Este valor é duas vezes maior do que o ganho das antenas dipolo que tem valor de 2 dBi, de acordo com o fabricante.

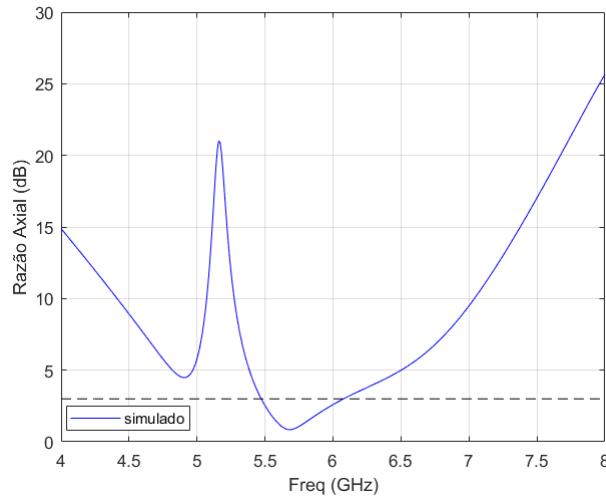
Figura 44 – Diagramas de Radiação 2D e 3D da Antena de FR4



Fonte: Autoria Própria

A Figura 45 mostra a razão axial da antena simulada com substrato de fibra de vidro. Observa-se que, de acordo com a literatura apresentada, a antena atende às condições de polarização circular na faixa correspondente às frequências de 5,48 GHz a 6,07 GHz onde os valores desse parâmetro são inferiores à referência de 3 dB, com valor ótimo de 0,84 dB em 5,68 GHz e 1,38 dB na frequência de ressonância.

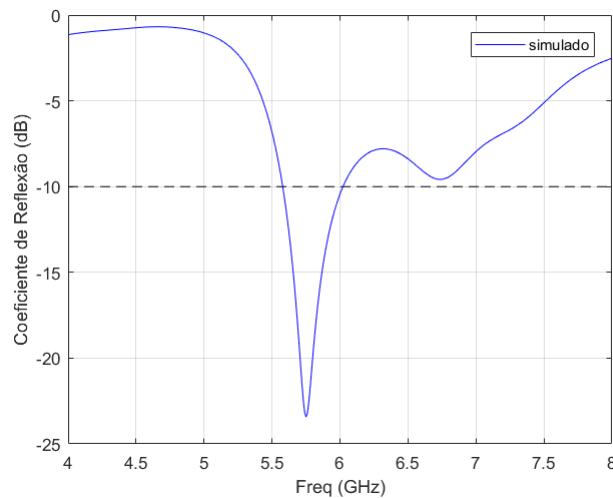
Figura 45 – Razão Axial da Antena de FR4



Fonte: Autoria Própria

Também foram simulados e obtidos resultados para a antena de microfita com substrato RT/Duroid 5870. A perda de retorno mostrada na Figura 46 comportou-se de forma similar à antena anterior. A mesma apresentou um pico na perda de retorno de -23,43 dB na frequência de 5,75 GHz, com uma largura de banda fracionária de 7,59%, correspondendo à faixa de frequência de 5,58 GHz a 6,02 GHz. Essa largura de banda atende a 62% dos canais do FPV, sendo satisfatória para a aplicação.

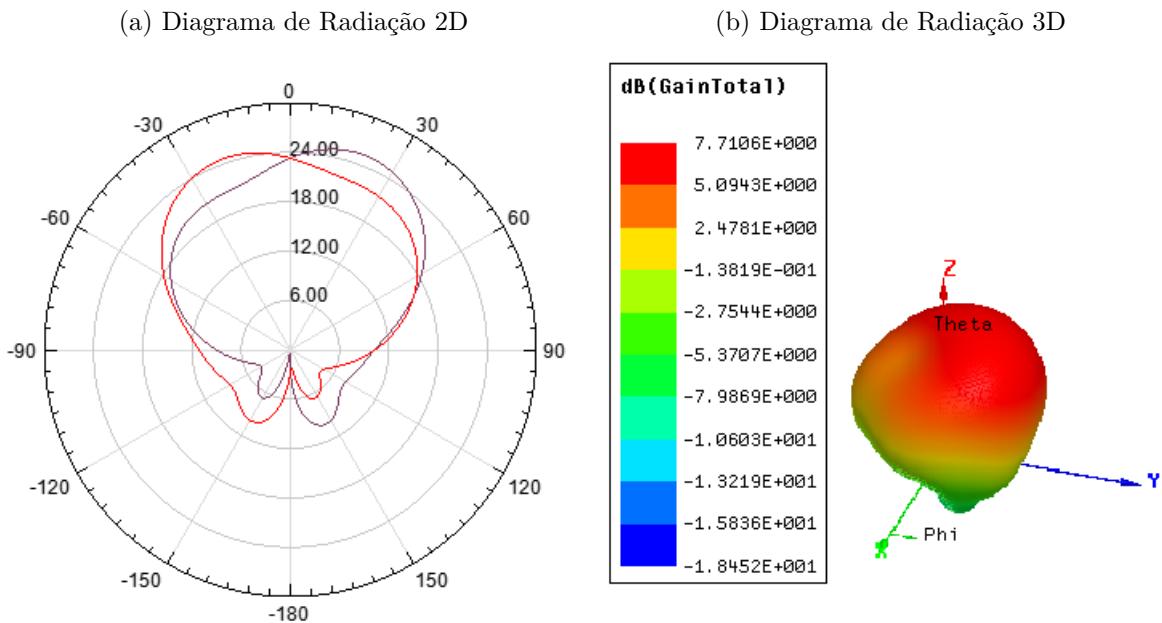
Figura 46 – Simulação das Perdas de Retorno da Antena de RT/Duroid 5870



Fonte: Autoria Própria

Foram extraídos os diagramas de radiação 2D e 3D da antena, que, assim como no modelo anterior, apresentou radiação *broadside*. Porém, foi obtido um ganho de 7,71 dB. Estas informações podem ser observadas na Figura 47.

Figura 47 – Diagramas de Radiação 2D e 3D da Antena de RT/Duroid 5870

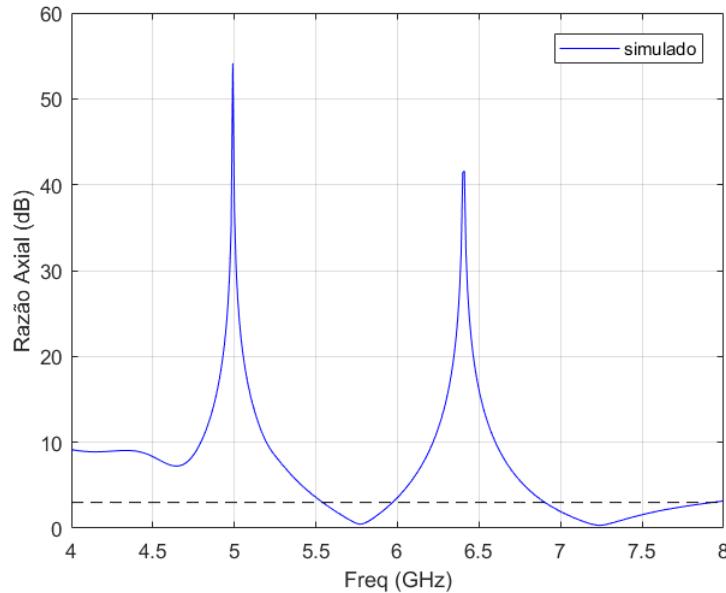


Fonte: Autoria Própria

O substrato utilizado nessa antena é um material com baixa tangente de perdas. Como foi visto na revisão da literatura esta propriedade está diretamente relacionada à eficiência da antena, e, consequentemente, com a diretividade e o ganho. Dessa forma, justifica-se o aumento considerável no ganho dessa antena em relação a de fibra de vidro.

A Figura 48 mostra a razão axial da antena simulada com substrato RT/Duroid 5870. Assim como no modelo anterior, essa antena atende às condições de polarização circular na faixa apresentada na literatura. A faixa de frequências de 5,36 GHz a 6,1 GHz possui razão axial inferior à referência de 3 dB, com valor ótimo de 0,47 dB em 5,77 GHz.

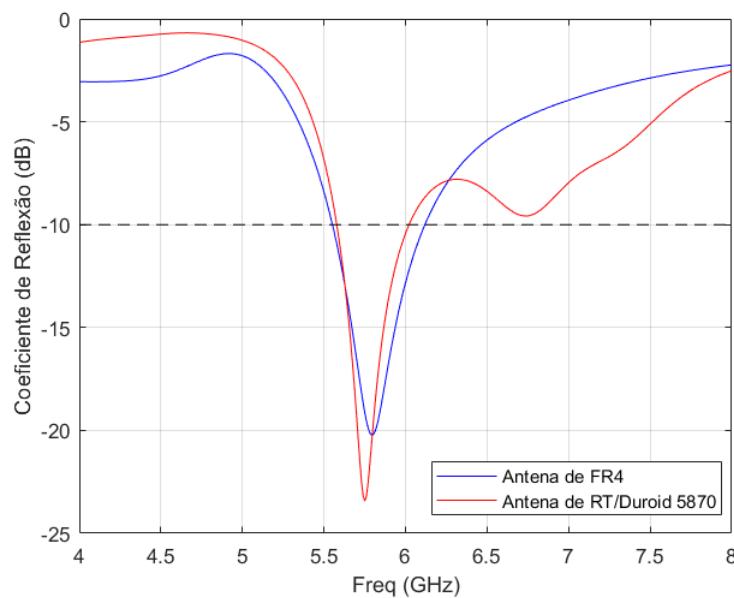
Figura 48 – Razão Axial da Antena de RT/Duroid 5870



Fonte: Autoria Própria

Observou-se um comportamento similar entre as duas antenas no que se refere à perda de retorno, como pode ser visto na Figura 49. Porém a antena de RT/Duroid 5870 apresentou menor perda de retorno, o que indica melhor casamento de impedância entre a linha de transmissão e o *patch*.

Figura 49 – Comparaçāo entre as perdas de retorno simuladas



Fonte: Autoria Própria

Os diagramas de radiação apontam a influência da tangente de perdas no desempenho da antena. A antena de tangente de perdas mais baixa apresentou melhor ganho. A Tabela 4 mostra um comparativo entre os parâmetros extraídos das simulações dos dois modelos propostos.

Tabela 4 – Comparaçāo entre os resultados simulados das Antenas

	Antena de FR4	Antena de RT/Duroid 5870
Frequência de Ressonância	5,8	5,75
Perda de Retorno	-20,22	-23,43
Frequência Inferior	5,56	5,58
Frequência Superior	6,11	6,02
Largura de Banda	0,55	0,44
Razão Axial (Fr)	1,38	0,55
Razão Axial (Fi)	5,48	5,55
Razão Axial (Fs)	6,07	5,96
Ganho	4,59	7,71

Assim, as duas antenas propostas apresentaram resultados computacionais satisfatórios e foi observado que ambas atendem parcialmente às necessidades do FPV e puderam ser construídas para posteriormente aplicá-las no sistema de comunicação.

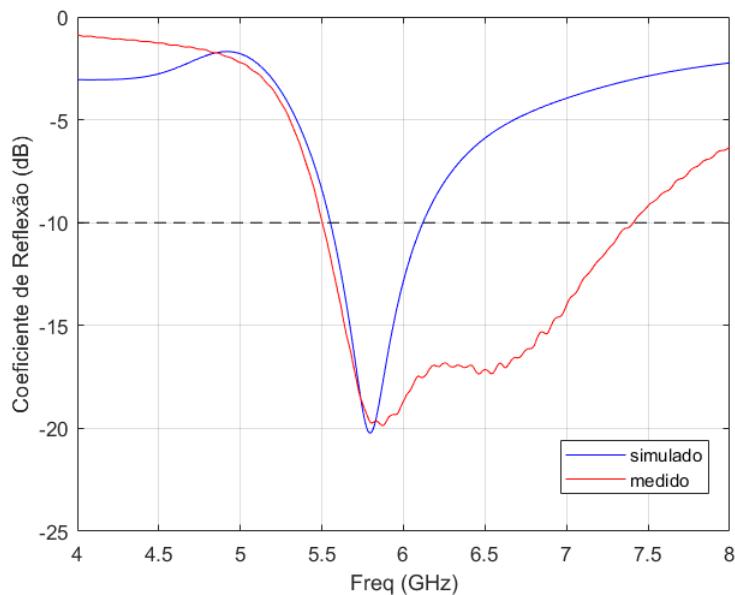
5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nessa seção serão apresentados os resultados experimentais obtidos para a antena de fibra de vidro e de RT/Duroid 5870 e serão feitas comparações com as antenas dipolo e helicoidais padrão.

As medições realizadas não foram bem sucedidas para a antena de RT/Duroid 5870. Um fator importante e que provavelmente foi a causa para o não sucesso da medição da mesma é a forma como é realizada a solda para conectar o *probe* ao *patch*. Quando a mesma se espalha sobre a placa metálica ocorre alteração nas características elétricas, havendo alterações na impedância de entrada da antena causando um descasamento de impedância, e por conseguinte, a antena apresenta altos coeficientes de reflexão.

A Figura 50 apresenta uma comparação entre as perdas de retorno medida e simulada da antena de FR4.

Figura 50 – Comparaçõa entre a perda de retorno medida e simulada da antena de FR4



Fonte: Autoria Própria

Nota-se que houve uma boa concordância entre os resultados até a frequência de ressonância, porém, acima de 6 GHz a antena continuou apresentando bons coeficientes de reflexão, ocorrendo um aumento na largura de banda da mesma. Os dados referentes a essa imagem encontram-se na Tabela 5.

Tabela 5 – Resultados da comparação entre a perda de retorno medida e simulada da antena de FR4

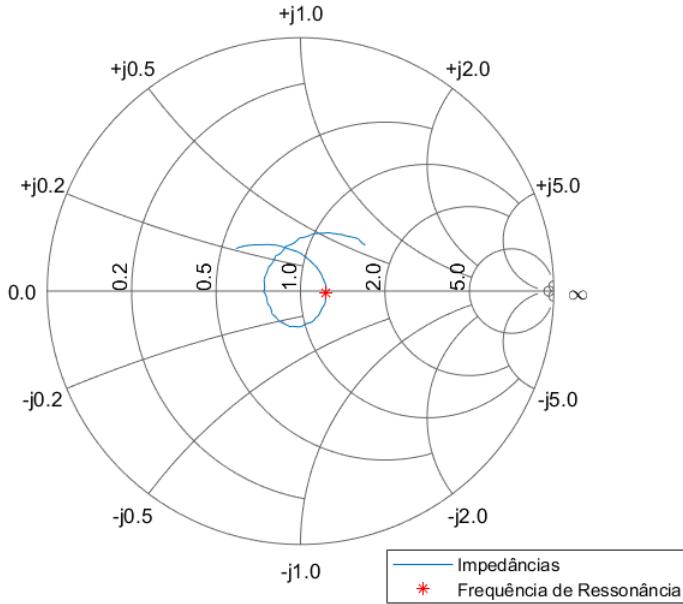
	Frequência de Ressonância (GHz)	Coeficiente de Reflexão (dB)	Frequência Inferior (GHz)	Frequência Superior (GHz)
Simulação	5,8	-20,22	5,56	6,11
Medição	5,87	-19,87	5,51	7,4

Fonte: Autoria Própria

No total, a largura de banda fracionária da antena aumentou de 9% para 29%. Para a aplicação no FPV essa largura de banda é suficiente, já que atende parcialmente os canais de comunicação utilizados pelo transmissor.

A Figura 51 apresenta a Carta de Smith da antena construída. Com o auxílio da mesma pode-se observar que o casamento de impedância da antena é bom, tendo em vista a proximidade do ponto que indica a impedância de entrada na frequência de ressonância com o centro do gráfico. O valor da impedância indicado pelo VNA foi de $60,19 + j1,33\Omega$.

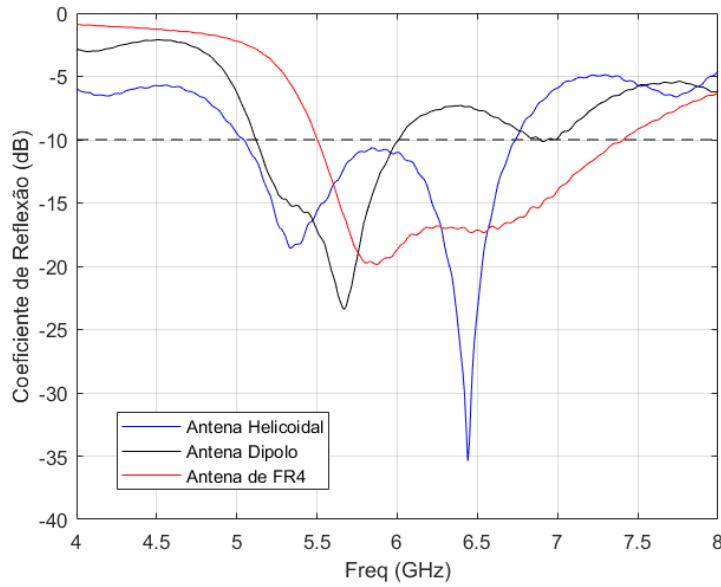
Figura 51 – Carta de Smith da Antena de FR4



Fonte: Autoria Própria

As antenas helicoidal e dipolo foram medidas afim de se obter parâmetros de referência para aplicação da antena de microfita no VANT. Os resultados obtidos para as mesmas encontram-se ilustrados na Figura 52 onde é feita uma comparação entre as três antenas.

Figura 52 – Comparaçāo entre as perdas de retorno das antenas dipolo, helicoidal e de microfita



Fonte: Autoria Própria

Observa-se que todas as antenas operam na faixa ISM de 5,8 GHz, mas somente o dipolo e a helicoidal englobam todos os canais, que se iniciam na frequência de 5,36 GHz. A antena helicoidal apresentou os maiores coeficientes de reflexão nas frequências do FPV, reflexo de um mau casamento de impedância como pode ser visto na Carta de Smith da mesma ilustrada na Figura 53a. A mesma é otimizada para a frequência de 6,4 GHz, que não atende ao sistema de transmissão de vídeo. Enquanto a antena dipolo apresenta o melhor comportamento em frequência dentro da faixa desejada para a aplicação, com casamento de impedância otimizado em 5,67 GHz, como mostra a Figura 53b.

Tabela 6 – Resultados da comparação entre as perdas de retorno das antenas dipolo, helicoidal e de microfita

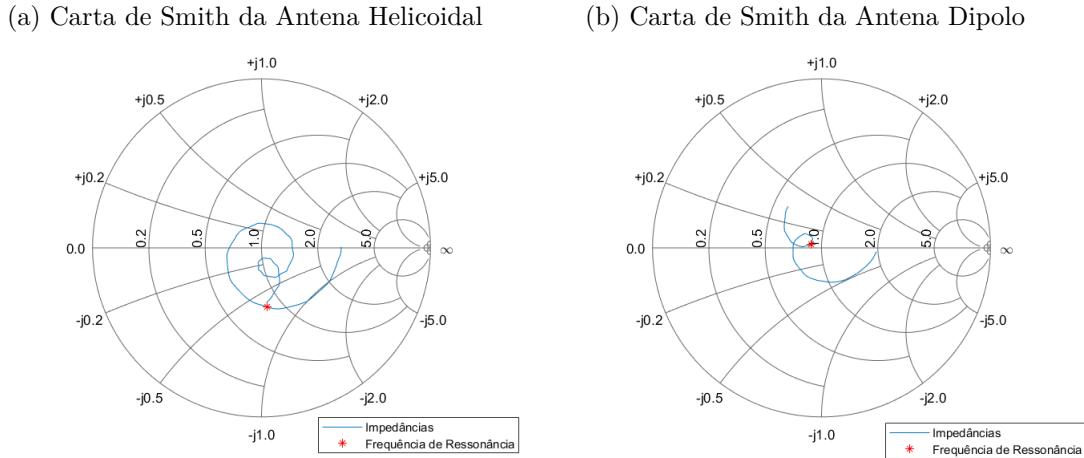
Antena	Frequência de Ressonância (GHz)	Coeficiente de Reflexão (dB)	Frequência Inferior (GHz)	Frequência Superior (GHz)
Microfita	5,87	-19,87	5,51	7,4
Dipolo	5,67	-23,41	5,12	6,0
Helicoidal	5,36	-18,30	5,05	6,73

Fonte: Autoria Própria

Em termos de largura de banda, observando os dados da Tabela 6, pode-se perceber que a antena de microfita funciona em um *range* de frequências de 1890 MHz, o que representa uma largura de banda fracionária de 29%. Tal valor, dentro da literatura,

representa antenas de aplicação em banda larga. A antena helicoidal opera em uma faixa de 1680 MHz, com largura de banda fracionária de 28%. E o dipolo é a antena com menor largura de banda totalizando 800 MHz, isto é, 15% de largura de banda fracionária.

Figura 53 – Cartas de Smith das Antenas Helicoidal e Dipolo



Fonte: Autoria Própria

Com a antena construída e medida foi possível realizar um teste de transmissão e alcance do FPV com ela. A captura da imagem foi feita utilizando o esquema de ligação dos componentes apresentado na Figura 40. Para realização desse experimento o transmissor de vídeo foi fixado no ponto A, ilustrado na Figura 54, enquanto o receptor se distanciava.

Figura 54 – Região de Teste da Antena no Sistema de Transmissão de Vídeo



Fonte: Autoria Própria

Os resultados desse teste apontaram um alcance da antena helicoidal e de microfita de aproximadamente 300 metros, marcado no ponto B da Figura 54. A antena dipolo conseguiu fazer a recepção das imagens com aproximadamente 200 metros de distância

do transmissor. A Figura 55 mostra uma imagem capturada pelo receptor utilizando a antena de microfita com 300 metros de separação entre os rádios.

Figura 55 – Imagem capturada com a antena de microfita a 300 metros de distância do transmissor



Fonte: Autoria Própria

Ao rádio transmissor não foi acoplada nenhuma antena, de tal forma que pode-se considerar o ganho no transmissor igual a zero, diminuindo o alcance do sistema. Isso foi feito pois o local de teste tinha um limite a partir do qual não dava para continuar a captura.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho foi feito um levantamento teórico a respeito da obtenção de polarização circular em antenas de microfita. O dispositivo foi pensado e projetado para funcionar no rádio-receptor de vídeo de um veículo aéreo não tripulado. O estudo do referencial de antenas de polarização circular culminou com o projeto e desenvolvimento do protótipo de uma antena *patch* triangular alimentada por sonda coaxial.

A aplicação de diferentes materiais para o substrato da antena foi realizada a fim de otimizar a relação entre a carga que seria embarcada no sistema aéreo não tripulado, e os seus benefícios. Dessa maneira, a antena projetada para o substrato de RT/Duroid 5870, com quarenta milímetros de lado, deveria ser instalada no receptor na estação de controle em solo. Enquanto a antena projetada para o substrato de fibra de vidro foi feita para funcionar no transmissor, por ser mais leve e, consequentemente, diminuir a carga embarcada no VANT. Fator que deve ser levado em consideração quando o sistema tem um limite de peso para operar de acordo com as exigências da ANAC.

O estudo dos veículos aéreos não tripulados e seus respectivos componentes permitiu um melhor detalhamento do sistema onde o dispositivo seria implantado. O conhecimento dos parâmetros do sistema de transmissão de vídeo permitiu estimar valores para parâmetros de enlace como o ganho, a partir dos quais a antena desenvolvida poderia ser aplicada para otimizar o funcionamento da comunicação de dados. De fato, as antenas projetadas obtiveram valores de ganho relativamente bons, por se tratar de um único elemento em cada antena.

Apesar dos bons resultados computacionais obtidos com o *Ansys HFSS* os experimentos realizados o protótipo construído em RT/Duroid 5870 não apresentou resultados satisfatórios. O local do furo e o pingo de solda utilizado para conectar a sonda coaxial ao *patch* são fatores cruciais para o bom casamento de impedância e, consequentemente, para a minimização dos coeficientes de reflexão das antenas.

Entretanto, a antena desenvolvida em substrato de fibra de vidro apresentou melhorias no gráfico de coeficientes de reflexão, operando com uma largura de banda de 32%. Por fim, a comparação com as antenas comerciais adquiridas e o teste de captura de imagem ratificam a boa aplicabilidade do dispositivo proposto.

6.1 RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

- Desenvolvimento de um método de construção de antenas de microfita com sonda coaxial a fim de minimizar os erros obtidos durante a construção artesanal;
- Construção de uma antena *patch* triangular com substrato de RT/Duroid 5870 utilizando máquinas de precisão para o furo da posição da sonda e conectorização da mesma;
- Desenvolvimento de uma antena multibanda com polarização circular para aplicação nos rádios de controle e de transmissão de vídeo;
- Projeto e Desenvolvimento de um arranjo de microfita com polarização circular para utilização na estação de controle de um sistema aéreo não tripulado.

REFERÊNCIAS

- AGÊNCIA NACIONAL DE AVIAÇÃO CIVIL. *RBAC-E 94: Requisitos gerais para aeronaves não tripuladas de uso civil*. São Paulo, 2017. 6 p.
- AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES. *Resolução 680: Regulamento sobre equipamentos de radiocomunicação de radiação restrita*. Brasília, 2017.
- AUSTIN, R. *Unmanned aircraft systems: UAVS design, development and deployment*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. v. 54.
- BAHL, I. J.; BHARTIA, P. *Microstrip antennas*. [S.l.]: Artech house, 1980.
- BALANIS, C. A. Antenna theory: analysis and design. *MICROSTRIP ANTENNAS, third edition*, John Wiley & sons, 2005.
- BALANIS, C. A. *Modern antenna handbook*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011.
- CARVER, K.; MINK, J. Microstrip antenna technology. *IEEE transactions on antennas and propagation*, IEEE, v. 29, n. 1, p. 2–24, 1981.
- CAVOUKIAN, A. *Privacy and drones: Unmanned aerial vehicles*. [S.l.]: Information and Privacy Commissioner of Ontario, Canada Ontario, Canada, 2012.
- COSTA, A. G. d. *Sistema de rádio comunicações para UAV*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de Aveiro, 2015.
- DAHELE, J.; LEE, K. On the resonant frequencies of triangular patch antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 35, n. 1, p. 100–110, 1987.
- DESCHAMPS, G. A.; SICHAK, W. Microstrip microwave antennas. In: *3rd USAF Symposium on Antennas*. [S.l.: s.n.], 1953. p. 22–26.
- FILHO, R. C. *Desenvolvimento de substrato cerâmico BiNbO₄ para antenas de microfita de sistemas de comunicações sem fio*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2010.
- GARG, R.; LONG, S. A. An improved formula for the resonant frequencies of the triangular microstrip patch antenna. *IEEE transactions on antennas and propagation*, IEEE, v. 36, n. 4, p. 570, 1988.
- GHAVAMI, M.; MICHAEL, L.; KOHNO, R. *Ultra wideband signals and systems in communication engineering*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2007.
- HAMMERSTAD, E. O. Equations for microstrip circuit design. In: IEEE. *Microwave Conference, 1975. 5th European*. [S.l.], 1975. p. 268–272.
- HAYT, W. H.; BUCK, J. A. *Eletromagnetismo*. [S.l.]: Bookman Editora, 2013.
- HELSZAJN, J.; JAMES, D. S. Planar triangular resonators with magnetic walls. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 26, n. 2, p. 95–100, 1978.

- HOLANDA, S. M. d. *Estudo e desenvolvimento de antenas de microfita utilizando tecido de malha a base de fibras têxteis compostas*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal Rural do Semi-Árido, 2016.
- KERR, J. L. Microstrip polarization techniques. In: *Annales d'Astrophysique*. [S.l.: s.n.], 1978.
- KUMAR, G.; RAY, K. *Broadband microstrip antennas*. [S.l.]: Artech House, 2003.
- KUMAR, P.; KUMAR, R.; ANAND, S.; GANESH, E.; PRITHIVIRAJ, V. Quad band signal strength monitoring system using quadcopter and quad phone. *Journal of Green Engineering*, v. 5, p. 1–22, 2015.
- LUO, J.; ALPHONES, A.; JIN, C. Microstrip square patch antenna with arc shaped edges for circular polarization. In: IEEE. *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2011 Asia-Pacific*. [S.l.], 2011. p. 1710–1713.
- MARSHALL, D. M.; BARNHART, R. K.; SHAPPEE, E.; MOST, M. T. *Introduction to unmanned aircraft systems*. [S.l.]: Crc Press, 2015.
- MEDEIROS, T. E. d. L. *Antenas de microfita sobre substrato dielétrico organizado de forma quase periódica*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal Rural do Semi-Árido, 2013.
- MELO, A. S. d. *Implementação de um Quadrotor como Plataforma de Desenvolvimento para Algoritmos de Controle*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Espírito Santo, 2010.
- MILLIGAN, T. A. *Modern antenna design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2005.
- MUNSON, R. Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays. *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, IEEE, v. 22, n. 1, p. 74–78, 1974.
- NASIMUDDIN, N. Design of wideband circularly polarized stacked microstrip antennas with dielectric cover using single coaxial feed. *Microwave and Optical Technology Letters*, Wiley Online Library, v. 49, n. 12, p. 3027–3033, 2007.
- OLIVEIRA, A. H. S. d. *Desenvolvimento de antena CPW em substrato têxtil em estrutura de malha para utilização em sistemas de identificação por rádio frequência*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal Rural do Semi-Árido, 2017.
- PEREIRA, T. T. d. O. *Estudo e Desenvolvimento de Antena de Microfita Aplicada Veículos Aéreos Não Tripulados para Inspeção em Linhas de Transmissão*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal Rural do Semi-Árido, 2018.
- POZAR, D. M. *Microwave engineering*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2009.
- RAMOS, H. F. Aeronaves remotamente pilotadas como efeito multiplicado de forças na manutenção da soberania nacional: popularização da ferramenta enquanto agente transformador do cenário geopolítico. In: *I CONGRESSO BRASILEIRO DE GEOGRAFIA POLÍTICA, GEOPOLÍTICA E GESTÃO DO TERRITÓRIO*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1221–1231.

- RAPPAPORT, T. S. *Comunicações sem fio: princípios e práticas*. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2009.
- SHAKEEB, M. *Circularly Polarized Microstrip Antenna*. Tese (Doutorado) — Concordia University, 2011.
- SILVA, I. B. T. d. *Projeto e Análise de Antena de Microfita com Utilização de Metamaterial do tipo CSRR*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal Rural do Semi-Árido, 2014.
- STACY, N.; CRAIG, D.; STAROMLYNSKA, J.; SMITH, R. The global hawk uav australian deployment: imaging radar sensor modifications and employment for maritime surveillance. In: IEEE. *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2002. IGARSS'02. 2002 IEEE International*. [S.l.], 2002. v. 2, p. 699–701.
- SUZUKI, Y.; CHIBA, T. Computer analysis method for arbitrarily shaped microstrip antenna with multiterminals. *IEEE transactions on antennas and propagation*, IEEE, v. 32, n. 6, p. 585–590, 1984.
- SUZUKI, Y.; MIYANO, N.; CHIBA, T. Circularly polarised radiation from singly fed equilateral-triangular microstrip antenna. In: IET. *IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation)*. [S.l.], 1987. v. 134, n. 2, p. 194–198.
- WENTWORTH, S. M. *Eletromagnetismo Aplicado*. [S.l.]: Bookman Companhia Editora, 2009.