UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

WILLIAN SATHLER LINO SOARES

Detecção por Radar e Classificação de Aeronaves Remotamente Pilotadas

NITERÓI

2023

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

WILLIAN SATHLER LINO SOARES

Detecção por Radar e Classificação de Aeronaves Remotamente Pilotadas

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações. Área de concentração: Comunicações Móveis.

Orientadora:
Prof[a]. Vanessa Przybylski Ribeiro Magri, D.Sc.

NITERÓI

2023

Ficha catalográfica automática - SDC/BEE
Gerada com informações fornecidas pelo autor

S676d Soares, Willian Sathler Lino
Detecção por Radar e Classificação de Aeronaves Remotamente Pilotadas / Willian Sathler Lino Soares. - 2023.
126 f.: il.

Orientador: Vanessa Przybylski Ribeiro Magri.
Dissertação (mestrado)-Universidade Federal Fluminense, Escola de Engenharia, Niterói, 2023.

1. Detecção Radar de Aeronaves Remotamente Pilotadas. 2. Classificação Radar de Aeronaves Remotamente Pilotadas. 3. Classificação Radar de Pássaros. 4. Sessão Reta Radar. 5. Produção intelectual. I. Magri, Vanessa Przybylski Ribeiro, orientador. II. Universidade Federal Fluminense. Escola de Engenharia.III. Título.

CDD - XXX

Bibliotecário responsável: Debora do Nascimento - CRB7/6368

WILLIAN SATHLER LINO SOARES

Detecção por Radar e Classificação de Aeronaves Remotamente Pilotadas

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações. Área de concentração: Comunicações Móveis.

Aprovada em 11 de março de 2023.

BANCA EXAMINADORA

Profª. Vanessa Przybylski Ribeiro Magri, D.Sc. – Orientadora, UFF

HYPOLITO JOSE KALINOWSKI:17091250982

Assinado de forma digital por HYPOLITO JOSE KALINOWSKI:17091250982
DN: c=BR, o=ICP-Brasil, ou=12517704000115, ou=Secretaria da Receita Federal do Brasil - RFB, ou=e-CPF A1, ou=(EM BRANCO), ou=videoconferencia, cn=HYPOLITO JOSE KALINOWSKI:17091250982
Dados: 2023.03.12 14:16:28 -03'00'

Prof. Hypolito José Kalinowski, D.Sc. – UFF

Prof. Guilherme Ribeiro Colen, D.Sc. – Marinha do Brasil

Prof. Victor Fernandes D.Sc. – UFF

Niterói

2023

À família, amigos e aos profissionais que me ajudaram ao longo dessa jornada.

Agradecimentos

A realização do presente curso e todo aprendizado que nele obtive foi uma grande conquista em minha vida e muito tenho a agradecer a Deus, minha família e diversos profissionais que me permitiram desenvolver essa pesquisa e concluir esse curso.

Primeiramente, gostaria de agradecer a Deus que me capacitou e guiou meus passos durante essa jornada. Aos meus pais Wiron e Maria das Dores que com muito carinho e esforço me deram tudo que precisei em minha vida e me permitiram chegar até aqui. A minha querida esposa Evânia, que durante essa jornada sempre me motivou e apoiou. Também a minha querida filha Isabella que nasceu durante a realização do presente curso e que trouxe ainda mais felicidade em minha vida.

A equipe do Laboratório de Guerra Eletrônica (LabGE) do Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), em especial a Felipe Streitenberger Ivodo e Robson Porto pelo apoio prestado durante as medições realizadas. Também a Divisão de Reconhecimento Eletrônico do Centro de Guerra Eletrônica da Marinha, em especial ao capitão de corveta Anderson Silva Soares e ao suboficial André Pinheiro da Silveira pelo apoio prestado na configuração do software AREPS.

Ao Centro de Coordenação de Pós-Graduação da Marinha do Brasil e toda sua equipe e em especial ao capitão de corveta Kleber Silvino pela confiança e colaboração durante o tempo que trabalhamos juntos no Curso de Aperfeiçoamento Avançado para Oficiais e pelo incentivo em realizar este mestrado.

A professora Vanessa Przybylski Ribeiro Magri por toda a dedicação e tempo empregado em minha orientação. Por fim, a todos os servidores da Universidade Federal Fluminense que através de seu trabalho me permitiram usufruir de uma excelente universidade.

Resumo

As Aeronaves Remotamente Pilotadas (ARPs) estão conquistando um espaço cada vez maior na sociedade; sua tecnologia vem evoluindo e permitindo que elas se tornem menores e mais eficientes. Entretanto, sua crescente aplicação está-se tornando um problema pelo fato de que essas aeronaves podem ser empregadas para finalidades ilícitas. Logo, é imprescindível saber qual a capacidade de detecção dos atuais sistemas radares na tarefa de detectar tais objetos, que possuem valores reduzidos de sessão reta radar. Os sistemas radares convencionais não possuem a capacidade de diferenciar uma ARP de pássaros, pois a sessão reta radar desses alvos são muito próximas. Assim, o efeito micro-doppler vem ganhando destaque em aplicações que permitem a diferenciação de sinais provenientes de aves e ARPs e além disso por permitir a classificação de uma ARP através do efeito micro-doppler gerado pelo movimento de suas partes rotativas. Através do estudo realizado foi possível analisar o valor da sessão reta radar de ARPs quadricópteros, analisar o desempenho do radar de navegação *VisionMaster FT 250* e do radar de controle de tráfego aéreo *ASR12* na detecção de ARPs, analisar o efeito micro-doppler gerado pelo movimento das partes rotativas de ARPs quadricópteros e como esse efeito pode ser utilizado para extrair informações da velocidade de rotação dos rotores e o tamanho da hélice permitindo que uma classificação inicial possa ser realizada dessas aeronaves, além disso verificar o efeito micro-doppler produzido por pássaros e visualizar quais características podem ser utilizadas para realizar a diferenciação de ARPs com avés. Por fim, analisar os resultados obtidos de medição do efeito micro-doppler utilizando o radar FMCW *radarlog* gerado pelo voo do ARP FIMI X8 SE e quais os requisitos que esse radar precisa ter para que o mesmo seja capaz processar o efeito micro-doppler gerado por tais aeronaves.

Palavras-chave: ANT, sessão reta radar, micro-doppler, detecção, radar, classificação, pássaros.

Abstract

Remotely Piloted Aircraft (RPA) are conquering an increasing space in society; their technology has been evolving and allowing them to become smaller and more efficient. However, its increasing application is becoming a problem because these aircraft may be used for illegal purposes. Therefore, it is essential to know the detection capacity of current radar systems in the task of detecting such objects, which have reduced values radar cross section. Conventional radar systems cannot differentiate an ARP from birds, as the radar cross section of these targets is very close. Thus, the micro-doppler effect has been gaining prominence in applications that allow the differentiation of signals from birds and ARPs and also for allowing the classification of an ARP through the micro-doppler effect generated by the movement of its rotating parts. Through the study carried out, it was possible to analyze the value of the radar cross section of quadcopter ARPs, analyze the performance of the VisionMaster FT 250 navigation radar and the ASR12 airport primary surveillance radar in the detection of ARPs, analyze the micro-doppler effect generated by the movement of the rotating parts of quadcopter ARPs and how this effect can be used to extract information on the rotation speed of the rotors and the size of the propeller allowing an initial classification to be carried out of these aircraft, in addition to verifying the micro-doppler effect produced by birds and visualize which features can be used to differentiate ARPs with aves. Finally, analyze the results obtained from measuring the micro-doppler effect using the FMCW *radarlog* radar generated by the ARP FIMI X8 SE flight and what requirements this radar needs to have so that it is able to process the micro-doppler effect -doppler generated by such aircraft.

Keywords: UAs, radar cross section, micro-doppler, detection, radar, classification, birds.

Lista de Figuras

1.1 Modelos de ANTs apresentados na Tabela 1.1. 2

2.1 Atenuação atmosférica unidirecional das ondas eletromagnéticas. 15

2.2 Efeito de diferentes taxas de chuva na atenuação de ondas eletromagnéticas em propagação unidirecional. 15

2.3 Sinal na saída do receptor em função do tempo. A e B são detecções validas e C perdida. 18

2.4 Influência da relação sinal ruído na probabilidade de detecção e probabilidade de falso alarme. 20

2.5 Resolução de alvos em distância e azimute. 22

2.6 Forma de um chirp no domínio da frequência e no tempo. 23

2.7 Diagrama de blocos do funcionamento de um radar FMCW. 24

2.8 Formação do sinal FI. 25

2.9 Estrutura de um frame. 26

2.10 Espalhamento do campo incidente em um alvo. 28

2.11 Representação do sistema de coordenadas utilizado para medições de RCS, levando em consideração os ângulos Phi e Theta. 30

2.12 Variação da RCS com a geometria do alvo. 31

2.13 Curvas que relacionam o tamanho mínimo e a frequência para que o alvo esteja dentro da região 3. 33

2.14 Regiões 1, 2 e 3 para as frequências de 2,8 GHz, 5 GHz 9,4 GHz, 12 GHz, 24 GHz, 50 GHz e 76 GHz. 34

2.15 Relação entre frequência de operação do radar e tamanho mínimo do alvo para que a RCS esteja na região de altas frequências. 35

2.16 Relação entre frequência de operação do radar e tamanho mínimo do alvo para que a RCS esteja na região de altas frequências para a banda X. . . . 36

2.17 FDP dos modelos de RCS Swerling. 38

2.18 RCS versus tempo para SW 1 e 2 e SW 3 e 4. 38

2.19 Modelo de flutuação para os modelos SW 1 e 2. 39

2.20 Geometria de uma ARP em movimento. 40

2.21 Estrutura da asa de um pássaro. 45

2.22 Modelo de batida de asa de um pássaro, com vista frontal e superior. . . . 46

3.1 ARPs, seus modelos tridimensionais construídos através do *software Feko* e campos distantes aplicados nas simulados. (a) ARP Hercues 500, (b) ARP Agribot, (c) modelo tridimensional da ARP Hercules 500 e suas dimensões, (d) modelo tridimensional da ARP Agribot e suas dimensões, (e) Configurações de ondas planas aplicadas sobre a ARP Hercules 500 e (f) Configurações de ondas planas aplicadas sobre a ARP Agribot. 49

3.2 Esfera de 20 cm de raio e de material perfeitamente condutor utilizado para verificação dos resultados obtidos do software. 50

3.3 Resultados calculado e simulado da RCS de uma esfera perfeitamente condutora de 20 cm em 9,4 GHz. 51

3.4 Resultados calculado e simulado da RCS de uma esfera perfeitamente condutora de 30 cm em 2,8 GHz. 51

3.5 (a) Modelo tridimensional da ARP Phantom 4 utilizado na simulação e em (b) ARP Phantom 4 empregada por outro autor em suas medidas em câmara anecoica. 52

3.6 Comparativo entre os valores simulados e medidos da ARP Phantom 4 em 26 GHz. 53

3.7 Tela de inserção dos parâmetros do radar no software AREPS, para a configuração 3. 54

3.8 Tela de inserção dos parâmetros do radar no software AREPS, para a configuração 1. 57

3.9 ARPs selecionadas para análise do efeito MD: (a) FIMI X8 SE, (b) Hercules 500, (c) Phantom 4 e (d) Matrice 300. 58

3.10 Voo do modelo animado de ave utilizado nas simulações. 60

3.11 Modelo animado de um pássaro em voo. 61

3.12 Movimentos realizados durante o voo simulado da ave. (a) Batida das asas e (b) Movimento das asas durante a trajetória do voo. 61

3.13 Fotografia da ave medida por Kang (2021). 62

3.14 Radar MIMO FMCW utilizado para coleta de dados. 64

3.15 Montagem e método para coleta de dados em campo aberto. 65

4.1 Gráficos polares para os resultados de RCS (dBsm) da ARP Hercules 500 em 9,4 GHz para as diferentes configurações de campo distante e para as polarizações horizontal, vertical e circular. 67

4.2 Gráfico da RCS de polarização horizontal para Phi igual a 0°, 45°, -45, 90° e médio para a frequência de 9,4 GHz. 68

4.3 Gráfico da RCS de polarização vertical para Phi igual a 0°, 45°, -45, 90° e médio para a frequência de 9,4 GHz. 69

4.4 Gráfico da RCS de polarização circular para Phi igual a 0°, 45°, -45, 90° e médio para a frequência de 2,8 GHz GHz. 69

4.5 Gráficos polares para os resultados de RCS (dBsm) da ARP Agribot em 2,8 GHz para as diferentes configurações de campo distante e para as polarizações horizontal, vertical e circular. 71

4.6 Gráfico da RCS de polarização horizontal para Phi igual a 0°, 45°, -45, 90° e médio para a frequência de 2,8 GHz. 72

4.7 Gráfico da RCS de polarização vertical para Phi igual a 0°, 45°, -45, 90° e médio para a frequência de 2,8 GHz.. 72

4.8 Gráfico da RCS de polarização circular para Phi igual a 0°, 45°, -45, 90° e médio para a frequência de 2,8 GHz. 73

4.9 Valores do alcance da detecção radar para diferentes valores de altitude, empregando pulso curto. 75

4.10 Valores do alcance da detecção radar para diferentes valores de altitude, empregando pulso médio. 76

4.11 Valores do alcance da detecção radar para diferentes valores de altitude, empregando pulso longo. 76

4.12 Valores do alcance da detecção radar para diferentes valores de altitude, empregando pulso curto 77

4.13 Valores do alcance da detecção radar para diferentes valores de altitude, empregando pulso médio. 77

4.14 Valores do alcance da detecção radar para diferentes valores de altitude, empregando pulso longo. 78

4.15 Fluxograma sugerido de operação do radar na presença de uma ARP Phantom 4. 80

4.16 Valores do alcance da detecção radar para diferentes valores de altitude, empregando pulso curto. 81

4.17 Valores do alcance da detecção radar para diferentes valores de altitude, empregando pulso longo. 81

4.18 Espectogramas das configurações 1 e 6. 84

4.19 Espectogramas das configurações 2 e 3. 84

4.20 Espectogramas das configurações 2, 4 e 5. 85

4.21 Espectogramas das configurações 7 e 8. 85

4.22 Espectros de potência das configurações 1 e 6. 86

4.23 Espectros de potência das configurações 2 e 3. 86

4.24 Espectros de potência das configurações 2, 4 e 5. 87

4.25 Espectros de potência das configurações 7 e 8. 87

4.26 Frequências chopper para as configurações 1 e 6. 88

4.27 Frequências chopper para as configurações 3 e 4. 88

4.28 Frequências chopper para as configurações 2, 4 e 5. 89

4.29 Frequências chopper para as configurações 7 e 8. 89

4.30 Espectogramas para as configurações (a) com velocidade de voo de 0,1 m/s e f_{batida} de 0,5 Hz e (c) com velocidade de voo de 2 m/s e f_{batida} de 1 Hz. . 91

4.31 Espectogramas para as configurações (c) com velocidade de voo de 2 m/s e f_{batida} de 1 Hz e (d) com velocidade de voo de 2 m/s e f_{batida} de 1 Hz, com menor tamanho de asa de $L_1 = L_2 = 0{,}25$ m 91

4.32 Espectogramas para as configurações (b) com velocidade de voo de 2 m/s e f_{batida} de 0,5 Hz e (f) com velocidade de voo de 4 m/s e f_{batida} de 1 Hz. . 92

4.33 Espectogramas para as configurações (f) com velocidade de voo de 4 m/s e f_{batida} de 1 Hz e em (g) o espectograma medido obtido de um pássaro. . . 92

4.34 Gráfico de distância gerada pelo sinal analisado do radar. 94

4.35 Espectograma medido durante todo o intervalo de medição. 95

4.36 Espectograma medido em (a) e espectograma obtido por outro autor em (b). 96

4.37 Espectograma medido e suas limitações. 97

Lista de Tabelas

1.1 Classificação de *Aeronave Não Tripulada*s (ANTs) através do peso máximo de decolagem, de acordo com NATO. 2

1.2 Principais Tecnologias usadas na detecção de ANTs. 4

2.1 Principais aplicações de radares. 12

2.2 Características e aplicações das bandas radar. 16

2.3 Valores típicos de RCS. 29

2.4 Dimensões de algumas ARPs e a frequência mínima necessária enquadramento na região 3. 35

3.1 Configurações da banda X utilizadas na simulação. 55

3.2 Escalas de alcance disponíveis ao operador. 56

3.3 Configurações do Radar RVP Analisadas. 58

3.4 Principais parâmetros utilizados nas simulações. 59

3.5 Configurações de velocidade de voo e frequência de batida de asa utilizadas nas simulações. 62

3.6 Principais parâmetros do Radar FMCW. 63

4.1 Valores Médios de RCS (m^2) em 9,4 GHz. 70

4.2 Valores Médios de RCS (m^2) em 2,8 GHz. 73

4.3 Valores Médios de RCS (m^2) em 9,4 GHz e em 2,8 GHz. 74

4.4 Características do efeito MD obtidas das configurações analisadas. 90

4.5 Características *MD* obtidas das configurações em análise de um pássaro. . 93

A.1 Classificação das bandas de frequência utilizadas em radares. 108

Lista de Abreviaturas e Siglas

ANT	*Aeronave Não Tripulada*	xi
ARP	*Aeronave Remotamente Pilotada*	1
RCS	*Radar Cross Section*	5
EE	*Espectro Eletromagnético*	4
AREPS	*Advanced Refractive Effects Prediction System*	7
FMCW	*Frequency-Modulated Continuous Wave*	8
$\mathbf{f_p}$	*Frequência de Repetição dos Pulsos*	12
MD	*Micro-Doppler*	5
$\mathbf{P_D}$	*Probabilidade de Detecção*	13
$\mathbf{P_{FA}}$	*Probabilidade de Falso Alarme*	13
SNR	*Signal-to-Noise Ratio*	13
FI	*Frequência Intermediária*	24
ISM	*Industrial, Cientifica e Médica*	4

Sumário

1 Introdução **1**

1.0.1 Contribuições 6

1.0.2 Objetivos 7

1.0.3 Estrutura do Trabalho 8

2 Referencial Teórico **10**

2.1 Sistemas Radares 10

2.1.1 Bandas de Frequência Radar 13

2.2 Detecção Radar 16

2.2.1 Detecção do Sinal em Meio ao Ruído 17

2.2.2 Resolução em Distância 21

2.2.3 Radar de Onda Contínua Modulada por Frequência (FMCW) . . . 23

2.2.3.1 Requisito para Obtenção do Efeito Micro-Doppler por Radares FMCW 26

2.3 Sessão Reta Radar 27

2.3.1 Flutuações na RCS 36

2.4 Efeito Micro-Doppler 39

2.4.1 Modelo Matemático do Sinal do Eco Proveniente de ARPs 40

2.4.2 Modelo Matemático do Movimento de Batida de Asas de Pássaros . 44

3 Metodologia **48**

3.1 Simulação da RCS das ARPs Hercules 500 e Agribot 48

3.1.1 Comprovação dos Resultados de RCS Obtidos por Simulação 50

3.2 Simulação da Detecção das ARPs Hercules 500 e Phantom 4 pelo Radar FT 250 53

3.3 Simulação da Detecção da ARP Agribot pelo Radar ASR 12 56

3.4 Simulação do Efeito MD produzido por ARPs e Pássaros 58

3.4.1 Simulação do Efeito MD Através do Modelo Matemático do Sinal Recebido de ARPs 58

3.4.2 Simulação do Efeito MD Através do Modelo Matemático do Movimento de Batida de Asas de Pássaros 59

3.4.3 Metodologia utilizada nas Medições 63

4 Resultados **66**

4.1 Análise da RCS de ARPs 66

4.1.1 Análise da RCS da ARP Hercules 500 em 9,4 GHz 66

4.1.2 Análise da RCS da ARP Agribot em 2,8 GHz 70

4.1.3 Comparação entre a RCS da ARP Hercules 500 em 9,4 GHz e da ARP Agribot em 2,8 GHz 73

4.2 Análise da Detecção de ARPs pelo Radar FT 250 74

4.2.1 Detecção da ARP Hercules 500 pelo Radar FT 250 74

4.2.2 Detecção da ARP Phantom 4 pelo Radar FT 250 76

4.2.3 Fluxograma de Operação do Radar FT250 na Presença da ARP Phantom 4 79

4.2.4 Detecção da ARP Agribot pelo Radar ASR 12 80

4.2.5 Comparação e Observações Sobre a Detecção das ARPs pelos Radares 82

4.3 Análise do Efeito Micro-Doppler 83

4.3.1 Simulações do Efeito MD Usando o Modelo Matemático do Sinal Recebido de ARPs 83

4.3.2 Simulações do Efeito MD Usando o Modelo Matemático do Movimento de Batida de Asas de Pássaros 90

4.3.3 Análise das Medidas Realizadas em Campo 93

5 Conclusão **99**

5.1 Trabalhos Futuros 102

Referências **103**

Apêndice A **108**

A.1 Classificação das bandas de frequência utilizadas em radares 108

Capítulo 1

Introdução

As *Aeronaves Não Tripuladas* (ANTs) são popularmente conhecidas por drones. Entretanto, o termo drone não é o mais indicado para se referenciar de maneira geral a essas aeronaves, pois as autoridades brasileiras e internacionais adotam critérios específicos para isso [1]. As ANTs podem ser classificadas em *Aeronave Remotamente Pilotada*s (ARPs), aeromodelos e aeronaves autônomas. As duas primeiras são pilotadas remotamente por um operador e as aeronaves autônomas possuem tecnologia para que seu voo seja programado previamente e não necessite de intervenção humana durante o percurso [1]. Contudo, as ARPs, diferentemente dos aeromodelos, serão utilizadas com a finalidade não recreativa e possuem a capacidade de se integrar e interagir com o ambiente de gerenciamento de tráfego aéreo em tempo real. Já o voo de aeronaves totalmente autônomas é proibido no espaço aéreo brasileiro [2]. Então, a depender desses critérios o termo popular "drone"pode ser substituído por uma das três classificações apresentadas.

As ANTs podem ser de asa fixa ou empregar rotores para gerar sustentação. Além disso existem diversos modelos com diferentes tamanhos e formatos, desde aqueles com alguns centímetros até grandes aeronaves com 20 metros de envergadura. A *Organização do Tratado do Atlântico Norte*, do inglês *North Atlantic Treaty Organization* (NATO), utiliza o peso máximo de decolagem para classificar essas aeronaves, como pode ser visto na Tabela 1.1, em que os modelos presentes nessa tabela são ilustrados na Figura 1.1 [3].

Devido ao aumento do uso de ANTs pela sociedade é importante utilizar uma classificação padronizada para os diferentes modelos existes e a proposta por NATO é consolidada no meio internacional. Um dos motivos para a crescente utilização desse tipo de aeronave é o avanço do mercado de miniaturização de dispositivos que causou uma redução de custos de produção que tornaram principalmente os modelos micro e mini, com peso máximo de decolagem abaixo de 25 kg, populares em todo o mundo. Devido a isso e

Tabela 1.1: Classificação de ANTs através do peso máximo de decolagem, de acordo com NATO.

Categoria	**Peso Máximo de Decolagem (kg)**	**Modelos**
Micro	< 2	KK 8 mini e Fimi X8 SE
Mini	2 - 25	DJI Matrice 600
Pequeno	25 - 150	Scorpion 3
Médio	150 - 600	Ehang 216
Grande/ Tático	> 600	MQ-9 Reaper

Figura 1.1: Modelos de ANTs apresentados na Tabela 1.1.

também pelo alcance e manobrabilidade, a utilização dessas aeronaves se consolidou em diversas atividades, como: entrega de mercadorias, vigilância, fotografia e filmagem, inspeções industriais e de infraestruturas e monitoramento agrícola [4]. Além da aplicação civil, o uso de ANTs também se consolidou no meio militar, sendo utilizadas em ações de esclarecimento, espionagem e apoio em missões de busca e resgate [5].

Porém, de acordo com [6], a detecção e identificação de ANT principalmente os modelos micro e mini é uma tarefa desafiadora, pois elas são facilmente confundidas com pássaros e podem se aproximar em enxames. Adicionalmente, a correta identificação é possível apenas em curtas distâncias. Além disso, condições de baixa visibilidade e ambientes com muitos obstáculos tornam a identificação ainda mais difícil. Por fim, devido a altas velocidade que podem chegar exige uma resposta rápida aos sistemas de monitoramento como os sistemas radares.

Atualmente diversas tecnologias são utilizadas com o objetivo de detectar e identificar ANTs, para aumentar a eficiência dos sistemas de vigilância é comum empregar diversos sensores em conjunto [7]. Segundo [8] as principais tecnologias empregadas em sistemas de vigilância para detecção e identificação de ANT, são: Vídeo , áudio, radiofrequência (RF), radar e híbrida. Adicionalmente, todas possuem pontos positivos e negativos [7]. A descrição, vantagens, desvantagens, alcance máximo de detecção e identificação e estudos relacionados a cada tecnologia são mostrados de maneira resumida na Tabela 1.2.

A detecção por vídeo é feita empregando câmeras eletro-ópticas ou de infravermelho (EO/IR), em que são realizadas análises nas áreas de reconhecimento de padrões e visão computacional. Os parâmetros de cor, linhas de contorno, formas geométricas, temperatura e movimento da ANT são utilizados no processo de detecção e identificação [8]. Esse método possui boa acurácia e é eficiente para detectar e identificar a curtas distâncias, possuindo alcance de até 3 km [7]. Porém, é muito dependente de boa iluminação e objetos entre o alvo e o sensor prejudicam a detecção, outro ponto negativo é que esse método possui dificuldade em distinguir a ANT de outros objetos pequenos voadores em distância maiores [6].

A detecção por áudio é baseada em identificar os sons característicos emitidos pelas ANT. Esse método é muito bom para distinguir essas aeronaves de pássaros, porém é limitado a 300 metros [9]. Já os sensores baseados em monitoramento de RF possuem ótima capacidade de detecção e identificação, para isso realizam a monitoração dos links de comunicação utilizados pela aeronave para realizar sua navegação, controle, telemetria e transferência de sinais de vídeo. Possuem a vantagem de permitir a localização do

Tabela 1.2: Principais Tecnologias usadas na detecção de ANTs.

Tecnologia	**Descrição**	**Vantagens e Desvantagens**	**Alcance (km)**	**Referências**
Acústica	Emprego de conjuntos de microfones para capturar os sons característicos.	Permite distinção de pássaros e eficiente somente para curtas distâncias.	0,3	[9], [8], [10], [11] e [12].
Vídeo	Emprego de câmeras eletro-ópticas ou de Infravermelho (EO/IR), com o objetivo de reconhecer padrões relacionados as ARPs.	Muito preciso a curtas distâncias, indicado para detecção e classificação, sensível a pouca luminosidade, condições climáticas e oclusões, dificuldade em distinguir ARP de pequenos objetos a longas distâncias.	3	[7], [13], [14], [15] e [16].
Radar	Recepção do sinal transmitido que foi refletido pelo alvo e emprego do efeito micro-doppler para obter a assinatura das ARPs.	Robusto em relação as condições climáticas e a variação de luminosidade, muito efetivo para detecção e classificação de ARP e probabilidade de detecção muito dependente da RCS.	Dependente da RCS e projeto do radar, já a identificação até 3 km.	[6], [8], [7], [17], [18], [19], [20], [21] e [22].
RF	Monitoramento dos sinais de RF utilizados nos links de comunicação sem fio das ARPs.	Muito eficiente para a detecção de ARPs, permite localizar o controlador, porém em locais com muita utilização do *Espectro Eletromagnético* (EE), principalmente da faixa *Industrial, Cientifica e Médica* (ISM), ocorre o aumento de falsos alarmes e ineficiente contra ANT totalmente autônomas.	50	[23], [24], [25], [26] e [23]
Híbrida	Combinação de dois ou mais sensores mencionados acima.	Maior eficiência na detecção e identificação, entretanto com o aumento da complexidade do sistema também aumenta-se o custo.	A depender da configuração de sensores.	[6], [7], [20] e [27]

operador, ser independente de fatores externos como iluminação e possuem alcance de até 50 km [23]. Porém, a maioria das ANT utilizam em seus links a faixa de frequência ISM em que muitos outros sistemas também fazem uso e isso aumenta o risco de falsos alarmes em ambientes como cidades que possuem grande ocupação dessa faixa de frequência [28].

Neste contexto, os radares se destacam pois possuem tecnologia consolidada, sua operação independe das condições climáticas e não dependem da luz do dia. Porém, no caso de ANT de menores tamanhos os sistemas radares convencionais possuem dificuldade em detecta-las. Os fatores principais que dificultam a detecção pelos radares são o pequeno valor de sessão reta radar, do inglês *Radar Cross Section* (RCS), a capacidade de voar com velocidades reduzidas, de pairar, de mudar a direção do voo rapidamente e devido aos materiais que são construídos, sendo diversos modelos feitos de compostos de plástico [22]. Além disso, as ANTs de menor tamanho como as micro e mini, possuem tamanho semelhantes ao de pássaros, consequentemente valor de RCS muito próximo, fazendo com que os radares convencionais confundam-os e ocasionando um aumento significativo na taxa de falso alarme [6].

A análise do efeito *Micro-Doppler* (MD), que é o espalhamento gerado pelo retorno do sinal oriundo das partes rotativas, das hélices, tem a capacidade distinguir uma ANT que utiliza rotores para gerar sustentação de um pássaro e obter uma assinatura dessa aeronave, como apresentado em [21], [19] e [17]. A análise desse efeito, que consiste em observar as características da frequência doppler variando no tempo como a largura de banda e o seu período de repetição, permitem obter informações importantes, como: Velocidade de rotação dos rotores e comprimento das hélices. Essas informações são usadas para produzir a assinatura da ANT [18]. Além disso, a assinatura pode ser utilizada para que os sistemas radares que agregam essa tecnologia estime qual o modelo da ANT, para isso assinaturas conhecidas são usadas para alimentar um banco de dados e com isso treinar algorítimos de reconhecimento de padrões para que as identificações sejam feitas de maneira automática, essa abordagem foi explorada em [6], [18] e [17]. Complementarmente segundo [8] os sistemas radares que possuem capacidade de classificação conseguem identificar o ANT a até 3 km.

Os resultados obtidos para o efeito MD foram balizados pelos trabalhos de [18] e [29]. O trabalho de [18] apresenta uma descrição completa sobre o efeito MD, como esse efeito é observado por sistemas radares e sua utilização para a classificação de alvos. Além disso, apresenta modelagens matemáticas no domínio do tempo e no domínio da frequência dos sinais de eco provenientes de alvos que possuem movimentos de oscilação

como o movimento de batida de asa de pássaros e de rotação como sinais provenientes de hélices de helicópteros e de ARPs que possuem quatro rotores. De maneira complementar, disponibiliza códigos fontes que permitem simular os sinais de eco das partes rotativas de ARPs e do movimento de pássaros em deslocamento. O trabalho de [29] apresenta uma base teórica conectando as assinaturas MD e a dinâmica do movimento de ARPs com base na distribuição espectral do espectro Doppler. De maneira complementar, esse autor realiza medições do efeito MD de diferentes modelos de ARPs e também de pássaros.

Dessa forma, o presente trabalho utiliza as modelagens matemáticas que foram descritas por [18] e [29] e os códigos fontes disponibilizados por [18] para realizar uma análise do efeito MD produzido por quatro modelos comerciais de ARPs e também de pássaros com diferentes tamanhos de asas, frequência de batida de asas e velocidades de voo. De maneira complementar, os resultados simulados foram comparados com os resultados medidos por [29]. Por fim, através dos resultados obtidos foi possível visualizar as características do efeito MD gerado pelos diferentes modelos de ARPs analisados e de aves e assim identificar com a comparação desses sinais os parâmetros que permitem diferencia-los.

1.0.1 Contribuições

- Análise teórica sobre a relação entre o tamanho do alvo e o comprimento de onda utilizado pelo radar para que o alvo possa estar na região de visibilidade do radar. Assim, permitindo identificar a necessidade da frequência de operação de sistemas radares para a tarefa de detectar uma ARP de determinado tamanho.

- Obtenção da RCS de polarização horizontal, vertical e circular para a ARP Hercules 500 em 9,4 GHz e para a ARP Agribot em 2,8 GHz. Os dados obtidos permitem a caracterização desses alvos em softwares de análise da predição do alcance de detecção radar como o AREPS.

- Análise da detecção de ARPs comerciais por radar de navegação que opera em 9,4 GHz e por radar de controle de tráfego aéreo que trabalha em 2,8 GHz.

- Criação de um fluxograma de operação para o radar FT 250 que otimiza a sua operação na detecção de uma ARP Phantom 4.

- Análise do efeito MD de quatro modelos comerciais de ARPs com diferentes tamanhos de hélice, velocidades de rotação do rotor e ângulos de elevação em relação ao radar e observação das características do efeito MD resultante. Além disso, análise o efeito MD de pássaros com diferentes tamanhos de asas, frequência de batida de

asas e velocidade de voo. Dessa maneira, permitindo identificar com a comparação desses sinais os parâmetros que permitem diferencia-los.

1.0.2 Objetivos

O presente trabalho possui os seguintes objetivos:

- A obtenção dos valores de RCS de polarização horizontal, vertical e circular da ARP Hercules 500 em 9,4 GHz e da ARP Agribot em 2,8 GHz obtidos por simulações através do sofware de análise computacional eletromagnética *Altair Feko*. As frequências analisadas são pertencentes a banda X e a banda S que são as principais utilizadas nos sistemas radares de detecção de aeronaves, navegação e acompanhamento de alvos.

- A analise do desempenho do radar de navegação *VisionMaster FT 250* que utiliza a frequência de 9,4 GHz e do radar de controle de tráfego aéreo *ASR12* que trabalha em 2,8 GHz na detecção de ARPs micro e mini através do software de avaliação de desempenho de sistemas eletromagnéticos *Advanced Refractive Effects Prediction System* (AREPS). A análise foi realizada através dos valores de RCS obtidos para as ARPs Hercules 500 e Agribot e permite visualizar a capacidade de detecção de ARPs por um radar de navegação e por um radar de controle de tráfego aéreo.

- A analise do efeito MD gerado pelo movimento das partes rotativas de ARPs quadricópteras e como esse efeito pode ser utilizado para extrair informações de largura de banda, frequência de corte e período de rotação de espectogramas e a partir disso obter a estimativa da velocidade de rotação dos rotores e o tamanho da hélice permitindo que uma classificação inicial possa ser realizada dessas aeronaves. Essa análise foi realizada através da modelagem matemática do efeito MD gerado pelas hélices de ARPs multirotores apresentada por [29] e balizada pelos resultados obtidos da implementação da mesma no software *Matlab*.

- A analise do efeito MD gerado por aves através da modelagem matemática da dinâmica do movimento da batida de asas de pássaros apresentada por [18] e de sua implementação no software *Matlab*. Com isso o respectivo efeito MD desse movimento foi obtido. Assim, foi possível realizar a observação de suas características e uma comparação com o efeito micro-doppler produzido por ARPs quadricópteras foi realizado e as características que podem ser utilizadas para realizar a diferenciação de ARPs com avés foram observadas.

- Apresentar os resultados obtidos da medição do efeito MD gerado pelo voo da ARP FIMI X8 SE utilizando o radar FMCW *radarlog* que realizou as medidas em 76 GHz e apresentar os requisitos de configuração necessária para que esse radar seja capaz de processar o efeito micro-doppler gerado por tais aeronaves.

1.0.3 Estrutura do Trabalho

O presente trabalho apresenta no corrente capitulo a classificação para as ANT através de seu peso de decolagem, suas aplicações na sociedade, as dificuldades envolvidas na detecção e classificação desse tipo de aeronave, as principais tecnologias utilizadas para esse fim e como os sistemas radares se destacam nessa tarefa. Já o capitulo 2 a fundamentação teórica sobre os sistemas radares, suas diferentes funções, aplicações e tipos, as bandas de frequência radar e como a frequência de operação influência na aplicação do radar, os principais fatores que influenciam na distância máxima de detecção, a fundamentação teórica sobre resolução em distância, o princípio de funcionamento de radares de onda contínua modulada por frequência, do inglês *Frequency-Modulated Continuous Wave* (FMCW) e pulsados, uma descrição completa sobre RCS e a relação entre o tamanho do alvo e o comprimento de onda utilizado pelo radar para que o alvo possa pertencer a região de visibilidade do radar é discutida e por fim o efeito MD é descrito e os modelos matemáticos desse efeito gerado pelas partes rotativas de ARPs e da batida de asas de pássaros são apresentados.

O capítulo 3 apresenta a metodologia utilizada para a obtenção dos resultados, mostrando as configurações realizadas nos softwares empregados. Assim no capítulo 3 é apresentado as configurações utilizadas para obter a RCS das ARPs no software *Altair Feko*, da analise da detecção radar realizada pelo sotware *AREPS*, empregada na geração dos espectogramas que mostram o efeito MD de ARPs e pássaros e para obter os dados medidos.

No capitulo 4 os resultados obtidos são discutidos, na qual os valores de RCS de polarizações horizontal, vertical e circular da ARP Hercules 500 em 9,4 GHz e da ARP Agribot em 2,8 GHz são apresentados e os valores médios de RCS são obtidos para essas polarizações. Em seguida, através dos resultados obtidos pelas simulações realizadas no software AREPS a detecção das ARPs Hercules 500 e Phamtom 4 pelo radar FT 250 e a detecção do ARP Agribot pelo radar ASR 12 são analisadas. Além disso, através da análise da detecção da ARP Phantom 4 pelo radar FT 250 um fluxograma de operação é proposto com o objetivo de orientar o operador a obter o melhor desempenho desse radar

na tarefa de detectar essa ARP. Adicionalmente, os resultados obtidos da detecção do radar FT 250 e ASR 12 são comparados e observações são feitas com os pontos positivos e negativos a respeito da capacidade de detecção de ARPs por esses radares.

Após, os resultados obtidos do efeito MD gerado pelas partes rotativas de diferentes ARPs quadricópteras com diferentes tamanhos de hélice, velocidade de rotação dos rotores e ângulos de elevação em relação ao radar são apresentados através de espectogramas e espectros de potência e as características de largura de banda, frequência de corte e período de repetição são analisadas. Posteriormente, o efeito MD gerado por um pássaro com diferentes velocidades de vôo, tamanhos e frequência de batida de asas é apresentado através de espectogramas e as largura de banda e período de repetição do movimento são apresentadas, dessa forma tornando possível observar as principais diferenças desse efeito em relação ao gerado por ARPs quadricópteras. Os resultados obtidos através de medições realizadas empregando a ARP FIMI X8 SE e o radar FMCW *radarlog* que opera em 76 GHz é apresentado e os requisitos de configuração desse radar para que o mesmo seja capaz de processar o efeito MD são mostrados.

Por fim a conclusão e sugestão de trabalhos futuros são apresentados no capítulo 5 em que os principais resultados obtidos e contribuições são expostos.

Capítulo 2

Referencial Teórico

Este capítulo possui como objetivo apresentar o embasamento teórico sobre detecção radar e efeito micro-Doppler. Para isso, o presente capítulo se inicia com a exposição de conceitos básicos sobre radar, suas bandas de frequência e como a frequência de funcionamento está relacionado a aplicação de sistemas radares. A seguir, a equação da distância máxima da detecção radar é desenvolvida, a teoria sobre resolução em distância, os conceitos sobre radar FMCW, a teoria sobre RCS e a relação entre a dimensão significativa do alvo e a frequência de operação do radar para que o alvo esteja dentro da região de visibilidade do radar são explicados. Logo em seguida, a modelagem matemática do sinal do eco de uma ARP e a modelagem matemática do movimento de batida de asa de um pássaro são detalhados, pois servem de base para a análise do efeito MD.

2.1 Sistemas Radares

Em sua maioria, os sistemas radares utilizam antenas diretivas e formas de onda modulada para transmitir energia eletromagnética em forma de feixe para detectar objetos, também denominados de alvos [30]. Os alvos dentro desse volume irão refletir parte da energia incidente na direção do radar, formando o eco. Esses ecos são então processados pelo receptor radar e informações como distância, velocidade e posição angular são obtidas.

De acordo com [31] o radar foi inicialmente utilizado durante a Segunda Guerra Mundial e foi uma peça chave nesse conflito. O primeiro protótipo de um radar foi construído na Alemanha em 1903 pelo alemão Christian Hülsmeyer, com o nome de *telemobiloscope*. Era um aparelho rudimentar que operava empregando onda contínua, na frequência de 650 MHz e era capaz de detectar navios a distância de até 3.704 metros mesmo na presença de forte nevoeiro [32].

Tendo em vista a importante aplicação dessa tecnologia na defesa nacional, o inglês Robert Watson-Watt desenvolveu em 1935 um radar que operava de 20 a 55 MHz e que possuía a capacidade de detectar aeronaves a até uma distância de 160 km [33]. Durante a segunda guerra mundial um sistema de alarme aéreo antecipado foi montado na costa da Inglaterra, empregando esses radares e era conhecida como *Chain Home* [34]. Esse sistema desempenhou um papel fundamental, pois ajudou a diminuir os ataques aéreos alemães contra a Inglaterra [33].

A segunda guerra mundial marcou o inicio do emprego do radar no apoio a operações militares e desde então é um equipamento amplamente utilizado no meio militar e civil, possuindo diversas funções e aplicações. As principais funções dos radares, de acordo com [35], são:

- Busca - Se refere a vigilância de um espaço por possíveis alvos, fornecendo dados iniciais de alvos. Usualmente radares de busca são usados em conjunto com radares de acompanhamento, que por sua vez obtém informações mais precisas de alvos de interesse.
- Detecção de alvos - Aqueles que realizam varredura para identificação de objetos em determinada área a fim de garantir uma navegação segura a navios e aeronaves.
- Acompanhamento de alvos - Os radares com a função de acompanhamento possuem a missão de fornecer informações precisas de um determinado alvo, sendo muito utilizado no meio militar em sistemas de direção de tiro.
- Medição de parâmetros de alvos - Obter informações de alvos como velocidade, aceleração, características físicas e efeito micro-doppler. Esses parâmetros podem ser utilizados para orientar navios e aeronaves em relação a rota mais segura a ser seguida e também no caso de características físicas que é o caso do efeito micro-doppler..

As principais aplicações dos radares, de acordo com [35], são apresentadas na Tabela 2.1. As aplicações dos radares podem ser divididas nas categorias de uso militar, no controle de tráfego aéreo e em aplicações civis. Para a categoria militar pode-se destacar as aplicações de defesa aérea, defesa contra mísseis, detecção e identificação de alvos e guiagem e controle de armamentos. Já para a categoria de controle de tráfego aéreo pode-se destacar a vigilância em rota, vigilância de área terminal, controle de aproximação de

Tabela 2.1: Principais aplicações de radares.

Categoria	**Aplicações**
Militar	Defesa aérea Defesa contra mísseis Detecção de pessoas Coleta de dados de inteligência Detecção e identificação de alvos Guiagem e controle de armamentos
Controle do Tráfego Aéreo	Vigilância em rota Vigilância de área terminal Controle de aproximação de precisão Controle do tráfego no solo Detecção de condição climática
Outras Aplicações Civis	Busca e resgate Navegação e segurança de embarcações Monitoramento das condições meteorológicas Mapeamento do solo Vigilância e acompanhamento de satélite Detecção de intrusos Controle de velocidade em rodovias Medições industriais de nível e velocidade Monitoramento do oceano

precisão, controle de tráfego no solo e detecção de condições climáticas. Por fim a categoria de aplicações civis destaca-se buca e resgate, navegação e segurança de embarcações e controle de velocidade em rodovias.

Já em relação a forma de onda utilizada, segundo [33], existem dois tipos de radares, os de onda contínua, também conhecidos por *Continuos Wave* (CW), e os radares pulsados. Os radares CW são aqueles que emitem continuamente energia eletromagnética e usam diferentes antenas para recepção e transmissão. Os radares CW sem modulação utilizam uma forma de onda puramente senoidal centrada em uma frequência de referência e devido a natureza continua da emissão esse tipo não consegue obter informação da distância. Entretanto, obtém informação apenas da posição angular e da velocidade radial através da medição da alteração da frequência de referência, observando a frequência doppler gerada. Porém, ao inserir uma modulação no sinal CW, variando a frequência de referência durante a medição, é possível obter a informação de distância dos alvos, e esse tipo de radar é conhecido como FMCW.

De acordo com [30], os radares pulsados utilizam como forma de onda um trem de pulsos. Usualmente, os radares pulsados são classificados com base na *Frequência de Repetição dos Pulsos* (f_p) em baixa, média e alta. Os que usam baixa f_p têm menor

capacidade de medir a velocidade radial dos que empregam alta f_p, pois os que possuem alta f_p dispõem de melhor desempenho na sensibilidade as variações da frequência doppler.

A depender da função desempenhada pelo radar sua qualidade pode ser estimada a partir de algumas figuras de mérito. Para analisar a detecção os parâmetros fundamentais são a *Probabilidade de Detecção* (P_D) e a *Probabilidade de Falso Alarme* (P_{FA}) [36]. Um fator decisivo que influencia esses parâmetros é a relação do nível de potência do sinal dos alvos e o nível de potência do ruído que chega ao receptor, que é conhecida como relação sinal ruído, do inglês *Signal-to-Noise Ratio* (SNR). Assim, para que a P_D aumente é desejável uma SNR maior, ou seja chegue um maior nível de potência do sinal do alvo no receptor do que do ruído.

Adicionalmente, de acordo com [30] quando mais de um alvo estiver no campo de visão do radar, existe outra figura de mérito que deve ser considerada, a resolução em distância. Pois, se dois alvos não puderem ser resolvidos por um radar eles serão processados como apenas um. A resolução em distância é a medida em que um radar consegue detectar alvos próximos de outros. Dependendo da aplicação do radar, uma boa resolução em distância é exigida, principalmente quando é necessário detectar alvos pequenos.

Em acompanhamento de alvos a precisão nas medidas é fundamental, essa figura de mérito é conhecida como acurácia e define a precisão das medidas de distância (R), azimute (θ) e elevação (φ) [36].

A depender da aplicação do radar ele será desenvolvido para detectar objetos específicos a distâncias definidas. A frequência utilizada pelo radar é um importante parâmetro na definição de sua aplicação. Pois, irá definir o tamanho das antenas, alcance de detecção, o tamanho do alvo para que o mesmo seja visível ao radar, precisão das medidas e atenuação atmosférica.

2.1.1 Bandas de Frequência Radar

Historicamente, o radar foi desenvolvido para aplicações militares e devido a isso a classificação mais comum para as bandas de frequências utilizadas atualmente pelos radares seguem as mesmas implementadas durante a segunda guerra mundial, quando as faixas de frequência recebem a designação por letras. Essa classificação também é adotada pelo *Instituto dos Engenheiros Elétricos e Eletrônicos* (IEEE) [30]. A classificação das bandas de frequência utilizadas em radares são apresentadas na Tabela A.1 no Apêndice A [33] e [37].

Como pode ser observado na Tabela A.1 existem radares que operam de 0,003 à 300 GHz. Porém existem características relacionadas a cada faixa de frequência de operação que são observadas na definição da aplicação do radar. Pois, a depender da frequência a onda eletromagnética terá diferentes interações com a atmosfera e ionosfera. Além das características técnicas ligadas ao tamanho da antena e da interação entre a onda eletromagnética com o alvo que irá influenciar na acurácia das medidas angulares e de distância [35].

A atenuação atmosférica causa perdas na propagação das ondas eletromagnéticas e cada faixa de frequência possui sua perda associada. Para frequências acima da banda X as perdas atmosféricas tornam significativas. Devido a isso, os radares que operam nessas frequências operam nas "janelas atmosféricas", que são as frequências em que a atenuação é relativamente menor. A Figura 2.1 adaptada de [38] ilustra a atenuação atmosférica para propagação unidirecional nas faixas de frequência mais comuns sob um conjunto de condições atmosféricas.

De acordo com a Figura 2.1 pode-se notar que entre as frequências de 20 a 25 GHz, 50 a 70 GHz, e acima de 100 GHz existem picos de atenuação atmosférica e isso faz com que essas faixas de frequência sejam evitadas. Por outro lado, as frequências abaixo de 15 GHz, entre 30 e 40 GHz, entre 70 e 100 GHz são regiões em que existem uma menor atenuação atmosférica e dessa forma essas faixas de frequência são mais utilizadas em projeto de radares. A maior parte dos radares que operam na banda K_a opera próximo de 35 GHz e a maioria dos sistemas que empregam a banda W operam próximo a 95 GHz devido as perdas atmosféricas relativamente baixas nesse comprimento de onda.

As frequências mais baixas exigem antenas maiores e geralmente possuem pouca precisão nas medidas angulares e de distância [39]. Entretanto, são ondas que possuem baixa atenuação atmosférica, o que aumenta o alcance de detecção. De maneira complementar, os radares que operam nessa faixa usualmente são maiores e permitem o uso de alta potencia, permitindo-os ter longo alcance de detecção, logo é a faixa de frequência utilizada em radares de busca de longo alcance.

As frequências mais altas fornecem medidas mais precisas e suas antenas são menores, o que torna os radares que usam essa faixa menores e fáceis de serem instalados em navios, aeronaves e veículos terrestres. Porém, as perdas relacionadas a atenuação atmosférica tornam-os usualmente de menor alcance. Assim é possível notar que existe um ponto ótimo para a frequência do radar, que vai depender de sua aplicação [33].

As condições climáticas também influenciam na propagação das ondas eletromagné-

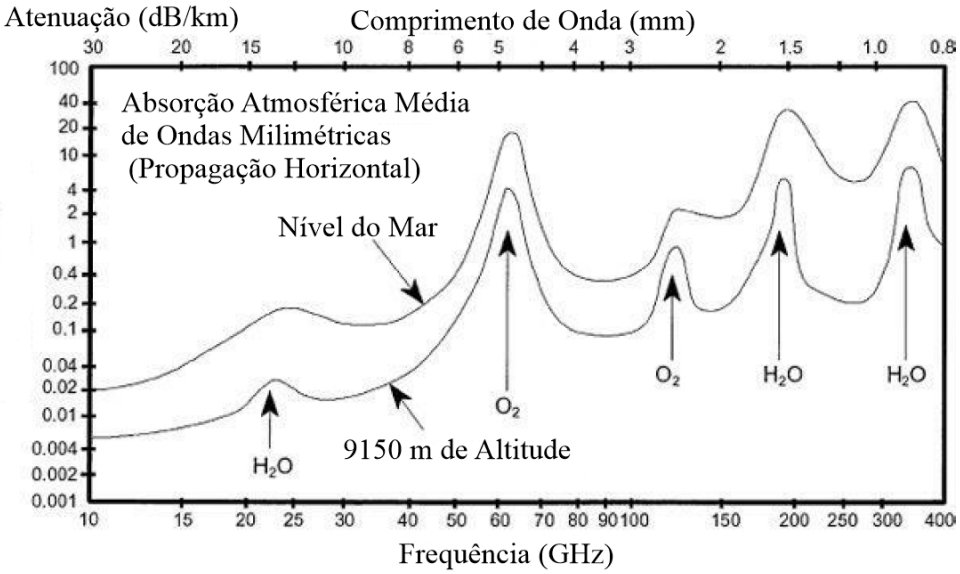

Figura 2.1: Atenuação atmosférica unidirecional das ondas eletromagnéticas.

ticas. As frequências da banda X e abaixo são afetadas significativamente apenas por chuvas muito fortes, já frequências de ondas milimétricas sofrem de perdas intensas em chuvas leves e médias. A Figura 2.2 adaptada de [38] mostra as perdas de propagação unidirecional para as frequências em relação a diferentes intensidades de chuva.

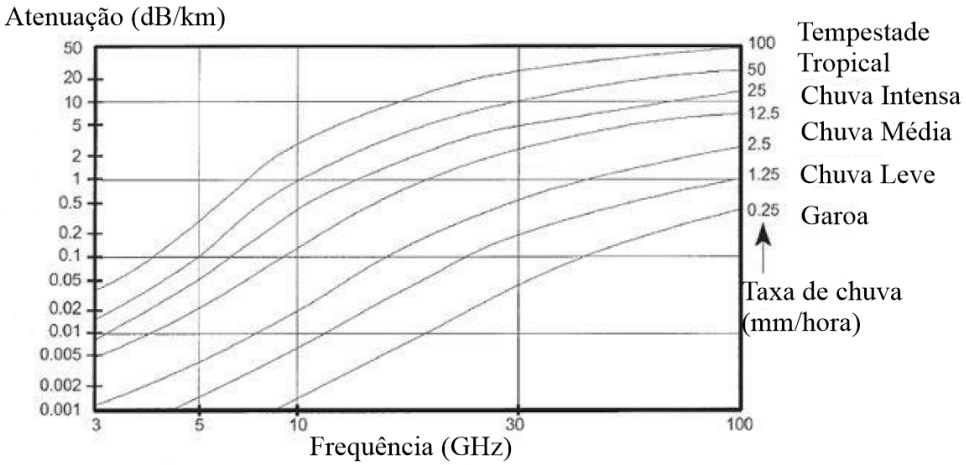

Figura 2.2: Efeito de diferentes taxas de chuva na atenuação de ondas eletromagnéticas em propagação unidirecional.

A Tabela 2.2, adaptada de [33] e [40], resume as características das diferentes bandas de frequência e suas aplicações.

Tabela 2.2: Características e aplicações das bandas radar.

Bandas	**Características**	**Aplicações**
HF	Reflexão na ionosfera.	Radares de busca de alcance muito longo, incluindo além do horizonte.
VHF e UHF	Antenas muito grandes e distorção na propagação ionosférica.	Radares de busca de alcance muito longo.
L	Antenas muito grandes e distorção na propagação ionosférica.	Radar de busca de longo alcance e controle do tráfego aéreo em rota.
S	Tamanho da antena moderado e precisão das medidas moderada.	Radares de busca de alcance moderado, controle do tráfego aéreo terminal e radar de verificação climática de longo alcance.
C	Tamanho da antena moderado e precisão das medidas moderada.	Radares de acompanhamento de longo alcance e radares usados em aeronaves para detecção climática.
X	Antenas pequenas e medidas precisas.	Radar de acompanhamento de curta distância, guiagem de mísseis, radar marítimo e mapeamento.
Ku	Antenas pequenas, medidas precisas e menor alcance.	Radares de alta resolução, Mapeamento de alta resolução e altimetria em satélites
K	Antenas pequenas, medidas precisas e menor alcance.	Muito pouco usados devido a absorção de vapor de água.
Ka	Antenas muito pequenas, medidas muito precisas e perdas pela absorção atmosférica e chuva.	Mapeamento de alta resolução e vigilância de aeroportos.
V, W e milimétrica	Severas perdas pela atenuação atmosférica e chuva.	Radares utilizados em estações espaciais para ambientes espaciais.

2.2 Detecção Radar

A forma simplificada da distância máxima de detecção de um radar em termos de seus principais parâmetros, a RCS do alvo e a sensibilidade do receptor aos sinais recebidos

em meio ao ruído é expressa por

$$R_{max} = \left[\frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi)^2 S_{min}} \right]^{\frac{1}{4}}, \tag{2.1}$$

em que P_t representa a potência transmitida, G o ganho da antena, A_e a abertura efetiva da antena, σ a sessão reta radar do alvo e S_{min} o mínimo sinal detectável [41].

De acordo com a Equação (2.1) para que o radar tenha longo alcance é preciso que a potência transmitida seja elevada, o alvo tenha σ elevada, a antena possua alto ganho, a energia do eco seja recebida por uma antena de larga abertura e o receptor possua sensibilidade para sinais fracos.

Entretanto, na prática a Equação (2.1) não apresenta de maneira precisa o alcance máximo dos radares atuais. Os principais motivos para isso são [42]:

1. A natureza estatística do sinal mínimo detectável;
2. Flutuações e incertezas na RCS dos alvos;
3. Perdas existentes no sistema radar; e
4. Efeitos de propagação causados pela superfície terrestre e atmosfera.

A natureza estatística do ruído recebido e da RCS dos alvos exige que o alcance máximo de detecção dos radares seja descrita probabilisticamente ao invés de ser expressa por apenas um valor fixo. Dessa maneira, a especificação do alcance deve incluir a probabilidade de que o radar irá detectar um alvo específico (P_D) e também o valor para a probabilidade de detecções falsas (P_{FA}), quando nenhum alvo estiver presente. Assim, o alcance radar será uma função da P_D e P_{FA} [42].

Apesar da falta de precisão da Equação (2.1) ela é uma importante ferramenta para avaliar a performance de um radar, analisar os requisitos que devem ser escolhidos em detrimento de outros no projeto de novos radares e no auxilio da geração de requisitos técnicos de aquisição de novos radares [41].

2.2.1 Detecção do Sinal em Meio ao Ruído

A capacidade de um receptor radar de detectar um sinal fraco depende do nível de ruído que existe na faixa de frequência desse sinal. O menor sinal detectável S_{min}, presente na Equação (2.1), representa o menor sinal no qual o radar é capaz de processar, porém não

é a maneira principal para avaliar a capacidade do receptor radar de detectar o retorno do alvo [43]. Para isso é estabelecido um limiar na saída do receptor que define um valor onde a partir do mesmo o alvo é detectado. Porém, se esse sinal for menor que o limiar ele é descartado. Isto pode ser visto na Figura 2.3 em que os sinais A e B superam o nível de limiar e o sinal C não [41]. A definição do nível correto de limiar é importante, pois se for definido para valores muito baixos, sinais ruidosos podem superar o limiar e surgir alvos falsos. Porém, se for definida para valores muito altos, pode ocorrer perda de detecção. Assim, a relação sinal ruído é uma ferramenta importante para calibrar o nível de limiar.

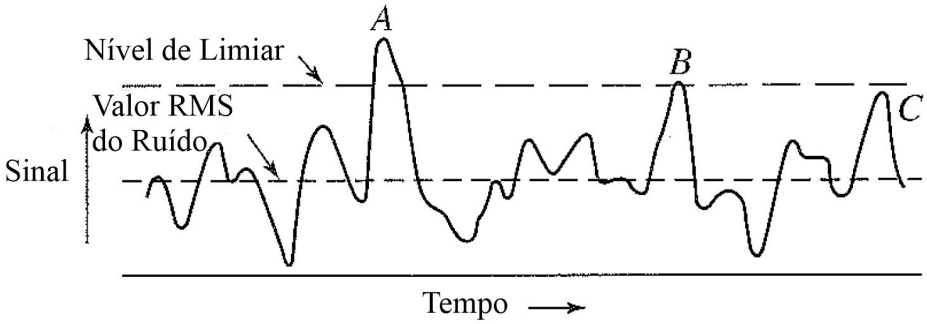

Figura 2.3: Sinal na saída do receptor em função do tempo. A e B são detecções validas e C perdida.

Para a faixa de micro-ondas o ruído no qual o sinal do alvo irá competir é na sua maioria gerado internamente pelo próprio receptor. Esse ruído interno é gerado pela agitação térmica da condução dos elétrons nas partes ôhmicas nos estágios iniciais do receptor. Esse ruído é chamado de ruído térmico [43]. Seu valor é definido pela largura de banda e pela temperatura absoluta das partes ôhmicas da entrada do circuito do receptor. A potência gerada pelo ruído térmico P_{rterm} (em Watts) na entrada do receptor de largura de banda B_n na temperatura T (em Kelvins) é dado por

$$P_{rterm} = kTB_n, \tag{2.2}$$

em que k é constante de Boltzmann que vale 1,38 x $10^{-23} J/K$[41].

Entretanto, a potência do ruído em receptores práticos é maior do que o valor do ruído térmico somente. Dessa forma, foi criado a figura de ruído F_n, que é uma relação entre o ruído existente na saída de um receptor real e a saída de ruído de um receptor ideal com apenas ruído térmico na temperatura padrão T_0 que é defina por 290 K. Portanto, F_n pode ser interpretado como a degradação da relação sinal ruído quando o sinal passa pelo receptor, sendo [41]

$$F_n = \frac{\frac{S_{in}}{N_{in}}}{\frac{S_{out}}{N_{out}}}. \tag{2.3}$$

A entrada de ruído térmico N_{in} de um receptor ideal na temperatura padrão é kT_0B_n. Dessa forma rearranjando a Equação (2.3), tem-se

$$S_{in} = \frac{kT_0BF_nS_{out}}{N_{out}}. \tag{2.4}$$

Tendo em vista que o mínimo sinal detectável S_{min} pode ser obtido da Equação (2.4) ao considerar a mínima relação sinal ruído na saída do receptor, portanto,

$$S_{min} = kT_0BF_n(\frac{S_{out}}{N_{out}})_{min}. \tag{2.5}$$

Substituindo na Equação (2.1) e omitindo os subscritos em S e N, resulta na seguinte forma da equação radar, dada por [41]

$$R^4_{max} = \frac{P_tGA_e\sigma}{(4\pi)^2kT_0BF_n(\frac{S}{N})_{min}}. \tag{2.6}$$

Na Equação (2.6) o sinal mínimo detectável foi substituído pela relação sinal ruído mínima $(\frac{S}{N})_{min}$. O valor de $(\frac{S}{N})_{min}$ pode ser expresso em termo da probabilidade de detecção e probabilidade de falso alarme. A Figura 2.4 apresenta um gráfico que relaciona a probabilidade de detecção de um alvo, a relação sinal ruído e a probabilidade de falso alarme. Nessa figura é possível observar que ao definir um valor constante de P_{FA} a medida que a relação sinal ruído aumenta, a P_D cresce. Além disso, para manter um valor de probabilidade de detecção constate e diminuir a taxa de falso alarme é preciso aumentar o valor da relação sinal ruído. Logo, é possível concluir que a recepção de valores adequados de relação sinal ruído é fundamental para que a detecção possa ocorrer.

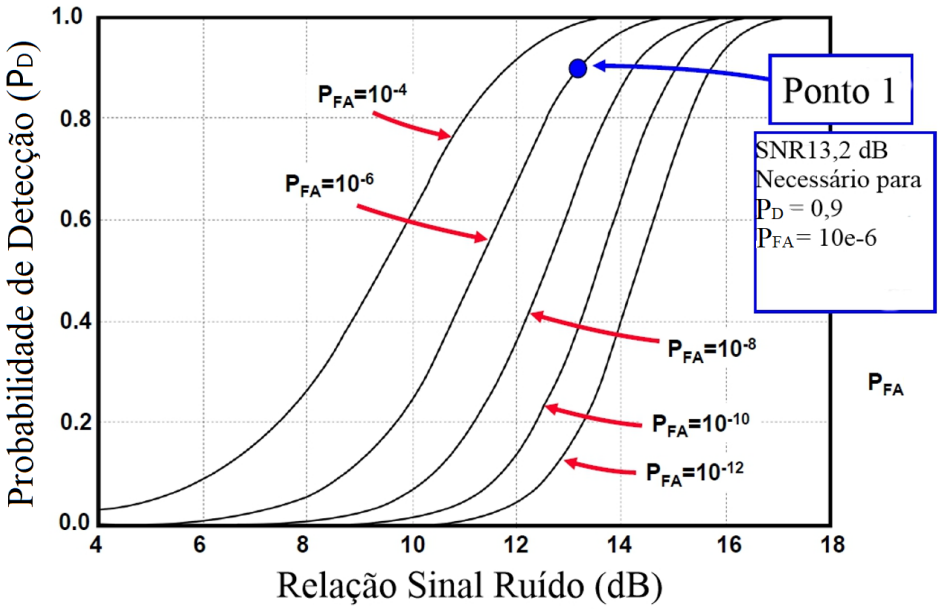

Figura 2.4: Influência da relação sinal ruído na probabilidade de detecção e probabilidade de falso alarme.

A integração de pulsos radar é uma técnica que realiza a soma dos ecos que retornam de um mesmo alvo. O número de pulsos que retorna de um mesmo alvo em uma varredura com uma frequência de repetição de pulso (f_p), largura de feixe da antena (θ_B) e velocidade de revolução por minutos (ω_r) é [43]

$$n = \frac{\theta_B f_p}{6\omega_r}. \tag{2.7}$$

Se no processo de recepção e integração de pulsos a fase for preservada esse processo é chamado de coerente, porém se não for preservada é chamado de não coerente [30]. Se n pulsos, todos com o mesmo valor de SNR, forem integrados em um integrador sem perdas o valor final da (SNR_n) será n vezes o valor para apenas um pulso (SNR_1). Ou seja $SNR_n = \mathrm{n}SNR_1$ [42]. Porém, durante o processo de integração de pulsos existem perdas, assim a eficiência de integração é um parâmetro para definir o nível de perdas durante esse processo e é definida como

$$E_i(n) = \frac{(S/N)_1}{n(S/N)_n}. \tag{2.8}$$

Dessa forma a equação radar pode ser reescrita como [41]

$$R^4_{max} = \frac{P_t G A_e \sigma n E_i(n)}{(4\pi)^2 k T_0 B F_n (\frac{S}{N})_1}. \tag{2.9}$$

O valor de potência P_t presente na equação radar se refere a potência de pico do pulso. A potência média P_{av} do radar também é um parâmetro importante e pode ser utilizada na equação radar. Se considerarmos a forma de onda transmitida um trem de pulsos de comprimento (τ) e período de repetição de pulso constante $T_P = \frac{1}{f_p}$ a potência média é relacionada a potência de pico por

$$P_{av} = P_t \tau f_p. \tag{2.10}$$

Dessa maneira a Equação (2.11) pode ser escrita por [41]

$$R_{max}^4 = \frac{P_{av} G A_e \sigma n E_i(n)}{(4\pi)^2 k T_0 (B\tau) F_n (\frac{S}{N})_1 f_p}. \tag{2.11}$$

De maneira complementar para incluir as perdas existentes no sistema radar, definidas por L_s, e as perdas devido aos efeitos de propagação. As perdas L_s surgem devido a perdas nas linhas de transmissão e conectores da antena para o transmissor e receptor, na antena, no processamento de sinal e degradação do equipamento. Por sua vez as perdas devido aos efeitos da propagação são as perdas que ocorrem devido ao meio ambiente e que podem tornar a distância de detecção diferente para a condição de espaço livre. Essas perdas são consideradas através do fator de propagação, usualmente denotado por F^4. Assim a Equação (2.11) pode ser reescrita como [41]

$$R_{max}^4 = \frac{P_{av} G A_e \sigma F^4 n E_i(n)}{(4\pi)^2 k T_0 (B\tau) F_n (\frac{S}{N})_1 f_p L_s}. \tag{2.12}$$

2.2.2 Resolução em Distância

A resolução em distância ($\triangle R$) descreve a capacidade do radar em detectar alvos próximos uns dos outros como objetos distintos. Sistemas radares são projetados para operar entre uma distância mínima (R_{min}) à uma distância máxima (R_{max}). Assim a distância entre (R_{min}) e (R_{max}) é dividida em M células de distância cada uma com largura de ($\triangle R$) [30],

$$M = \frac{R_{max} - R_{min}}{\triangle R}. \tag{2.13}$$

A Figura 2.5 adaptada de [44] mostra como os alvos são resolvidos pelo radar. Os alvos que estão separados por no mínimo ($\triangle R$) serão completamente resolvidos em dis-

tância. Alvos dentro de uma mesma célula de distância podem ser resolvidos em azimute utilizando técnicas de processamento. Ao observar a Figura 2.5 é possível visualizar três grupos de duas aeronaves, em que o grupo 1 não é resolvido e o radar as interpreta como apenas um alvo. Já os grupos 2 e 3 são resolvidos pelo radar por estarem em células de distâncias diferentes [44].

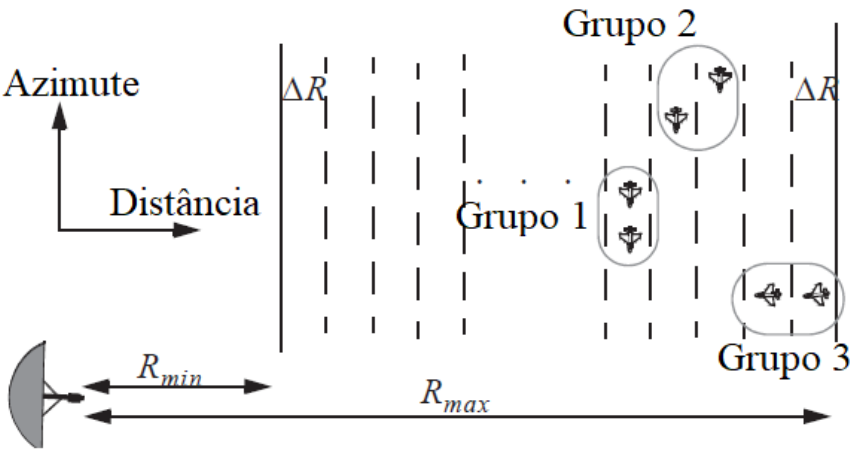

Figura 2.5: Resolução de alvos em distância e azimute.

A resolução em distância é dada por

$$\triangle R = \frac{c\tau}{2} = \frac{c}{2B}. \tag{2.14}$$

De acordo com a Equação (2.14) para melhorar a resolução em distância é preciso reduzir o valor de τ, porém isso irá reduzir a potência média transmitida e irá reduzir o alcance de detecção [44]. Para manter uma resolução em distância adequada e manter uma potência média transmitida adequada a técnica de compressão de pulso é utilizada. Essa técnica consiste na modulação do pulso internamente em fase ou em frequência e com ela é possível combinar uma alta energia de um pulso longo e uma alta resolução em distância de um pulso curto.

A capacidade do radar que utiliza a técnica de modulação de pulso de melhorar a resolução em distância é chamada de Taxa de Compressão de Pulso (TCP). A taxa de compressão do pulso pode ser expressa como a razão da resolução da faixa de um pulso não modulado de comprimento τ em relação ao pulso modulado de mesmo comprimento e largura de banda B, e é dada por [45]

$$TCP = \frac{c\frac{\tau}{2}}{\frac{c}{2B}} = B\tau. \tag{2.15}$$

Assim o valor de $\triangle R$ de um radar que utiliza a técnica de compressão de pulso pode ser dada por [45]

$$\triangle R = TCP\frac{c}{2B}. \tag{2.16}$$

Os sistemas radares que são projetados para a função de acompanhamento de alvos necessitam possuir uma boa resolução em distância, caso contrário erros de interpretação de alvos como o apresentado pela Figura 2.5 poderão ocorrer. Da mesma maneira, os sistemas radares que forem projetados para acompanhar ARPs micro e mini, que são alvos pequenos, irão necessitar de possuir o requisito de ter uma resolução em distância refinada.

2.2.3 Radar de Onda Contínua Modulada por Frequência (FMCW)

Os radares de Onda Contínua Modulada por Frequência, do inglês *Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW)*, transmitem uma forma de onda senoidal de frequência modulada que varre uma banda de frequência, essa forma de onda é chamada de *chirp*. A Figura 2.6 adaptada de [46] apresenta em (a) a forma de um *chirp* linear ascendente e em (b) é possível observar o aumento linear da frequência transmitida, em que o *chirp* começa em 77 GHz e termina em 81 GHz, possuindo uma largura de banda (B) de 4 GHz e uma duração de T_c de 40 μs. Além disso a taxa com o qual o *chirp* cresce é chamada *slope (S)* e é de 4 GHz em 40 μs, o qual resulta em 100 MHz/μs.

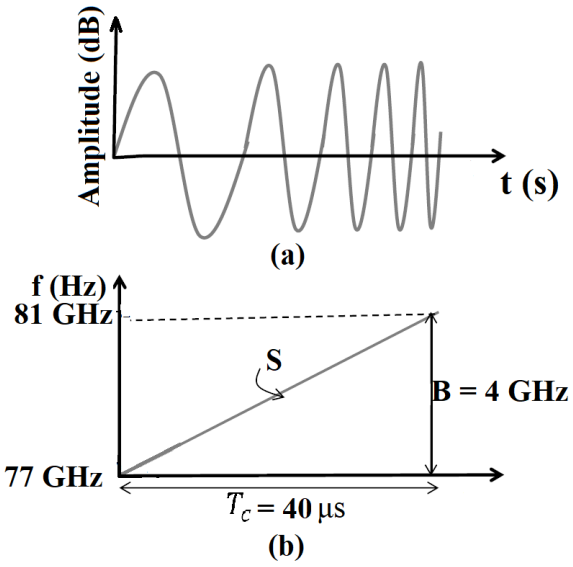

Figura 2.6: Forma de um chirp no domínio da frequência e no tempo.

A resolução em distância ($\triangle R$) de acordo com a Equação (2.14) depende de B e como

os radares FMCW possuem valores altos de B isso os permite possuir uma excelente ($\triangle R$) e ser uma excelente opção de uso na tarefa de detectar e acompanhar alvos com pequena RCS como as ARPs micro e mini. Adicionalmente, em radares pulsados a informação Doppler é encontrada comparando a fase de pulsos consecutivos e esse procedimento também é realizado em radares FMCW ao comparar a variação de fase de *chirps* consecutivos [47].

A Figura 2.7 adaptada de [46] apresenta o diagrama de blocos com o funcionamento de um radar FMCW. O sincronizador controla o tempo de acionamento da antena entre os processos de transmissão e recepção dos *chirps*. O *mixer* recebe o sinal transmitido e recebido e gera o sinal de *Frequência Intermediária* (FI), que em seguida passa por um filtro passa baixas. Após passar pelo filtro passa baixa o sinal resultante segue para uma conversão de analógico para digital e por fim é processado. O sinal digital obtido passa por uma transformada rápida de Fourier (FFT) em que os picos no espectro de frequência correspondem diretamente a distância dos objetos e esse resultado é utilizado para produzir o gráfico que apresenta os objetos detectados e suas respectivas distâncias [47].

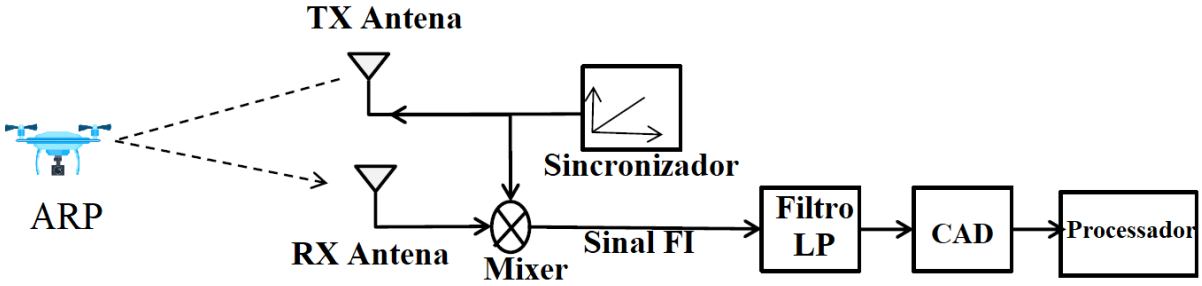

Figura 2.7: Diagrama de blocos do funcionamento de um radar FMCW.

A Figura 2.8 adaptada de [46] apresenta a formação do sinal da FI, note que existe um intervalo de tempo (τ) entre a transmissão de um sinal e a chegada desse sinal no receptor. Um *mixer*, de acordo com a Figura 2.7, processa a diferença entre a frequência instantânea do *chirp* transmitido e recebido e gera o sinal *FI*.

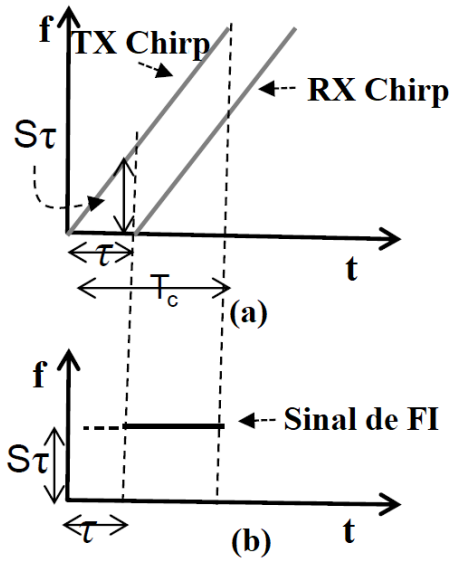

Figura 2.8: Formação do sinal FI.

Assim, um objeto na frente do radar produz um sinal FI com uma intensidade constante, definida por [46].

$$f_{FI} = S\tau = \frac{S2R_{max}}{c}. \tag{2.17}$$

O sinal FI é tipicamente digitalizado por um Conversor Analógico Digital (CAD), após essa conversão o mesmo passa por um processamento do sinal digital (PSD). Adicionalmente, a largura de banda de f_{FI} é limitada pela taxa de amostragem (F_s) do conversor (CAD). O valor de (F_s) para que seja possível atender a uma determinada R_{max}, respeitando o valor de S do radar [46]

$$F_s \geq \frac{S2R_{max}}{c}. \tag{2.18}$$

De maneira complementar, considerando a menor F_s e reescrevendo a Equação (2.18) temos a Equação 2.19, e de acordo com essa equação é possível concluir que o valor de S e de B são inversamente proporcionais a distância máxima.

$$R_{max} = \frac{F_s c}{2S}. \tag{2.19}$$

O radar FMCW trabalha realizando o processamento de uma sequência definida de chirps (N_p) que é chamada de frame. Isso é feito para que se possa extrair a informação

de velocidade do alvo. A Figura 2.9 mostra como um frame é formado, em que é possível visualizar uma sequência de N_p chirps que compõe o frame, o tempo que o frame leva para ser transmitido (T_{int}), o intervalo de tempo de repetição entre chirps (T_p) e note que $T_{int} = N_p T_p$ [46].

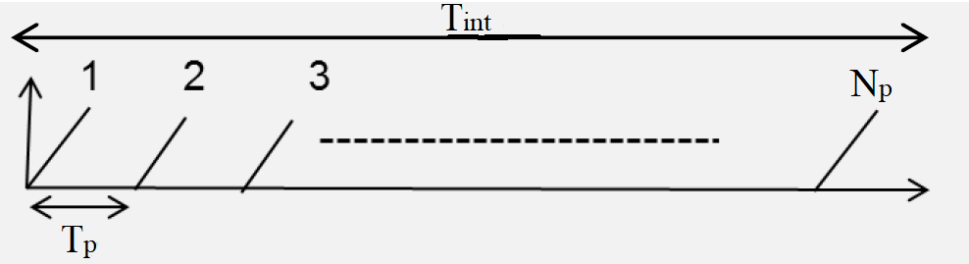

Figura 2.9: Estrutura de um frame.

A velocidade máxima que um radar FMCW é capaz de processar é dada por [46]

$$V_{max} = \frac{\lambda}{4T_p}. \tag{2.20}$$

2.2.3.1 Requisito para Obtenção do Efeito Micro-Doppler por Radares FMCW

A capacidade de processar uma V_{max} suficiente para detectar a velocidade tangencial na ponta da hélice é de fundamental importância para que o radar seja capaz de processar o efeito MD gerado pela rotação das hélices de uma ARP. Isso de deve ao fato do rotor de uma ARP girar a uma velocidade angular (ω_p) e levando em conta o tamanho da hélice (r), teremos que a ponta da hélice estará a uma velocidade tangencial definida por $V_{ponta} = 2\pi r \omega_p$ e o radar precisa ter a sensibilidade de processar a V_{ponta} resultante para conseguir extrair a frequência doppler máxima $(f_D)_{max}$ gerada por esse movimento [18]. Pois, de acordo com a Equação 2.21 temos que $(f_D)_{max}$ é diretamente proporcional a V_{ponta} e de acordo com [47]

$$(f_D)_{max} = \frac{2V_{ponta}}{\lambda} = \frac{4\pi r \omega_p}{\lambda}. \tag{2.21}$$

Além disso a resolução em velocidade também é importante para o processamento do efeito MD, pois com melhores valores de V_{res} é possível ter uma melhor diferenciação de velocidades de rotação das hélices. A resolução em velocidade é dada por [46],

$$V_{res} = \frac{\lambda}{2T_{int}}. \tag{2.22}$$

Outro ponto importante é relacionado a distância máxima de detecção do radar R_{max} e como esse parâmetro se relaciona com V_{max} e V_{res}. Para chegar a R_{max} primeiro é preciso considerar a relação sinal ruído mínima SNR_{min} de um radar FMCW para que a detecção ocorra e esse valor pode ser calculado por [46]

$$SNR_{min} = \frac{\sigma P_t G_{tx} G_{rx} \lambda^2 T_{int}}{(4\pi)^3 R_{max}^4 kTF}, \tag{2.23}$$

em que G_{tx} é o ganho da antena transmissora, G_{rx} é o ganho da antena receptora, R_{max} é a máxima distância do alvo, k é a constante de *Boltzman*, T é a temperatura da antena, F a figura de ruído do receptor. Assim, dado o SNR_{min} a máxima distância que pode ser computada pelo radar também pode ser obtida por [46]

$$R_{max} = \left[\frac{\sigma P_t G_{tx} G_{rx} \lambda^2 T_{int}}{(4\pi)^3 SNR_{min} kTF} \right]^{\frac{1}{4}}. \tag{2.24}$$

Ao observar as Equação 2.24 e 2.20 é possível observar que para obter maiores valores de V_{max} é preciso diminuir o valor de T_p, para isso é preciso diminuir o valor de T_{int} e com isso o valor de R_{max} diminui. Logo, para se obter melhores valores de V_{max} existe uma diminuição no valor de R_{max}. Além disso, como foi apresentado ao utilizar um radar FMCW para obter o efeito MD produzido pelo movimento de rotação das hélices e com isso através da análise da variação da frequência doppler no tempo obter a frequência doppler máxima é preciso configurar o radar de modo que o mesmo seja capaz de processar uma V_{max} que englobe a V_{ponta}, caso contrário o radar não será capaz de obter o valor total de $(f_D)_{max}$ produzido pela hélice.

2.3 Sessão Reta Radar

A RCS está presente na equação radar para representar a magnitude do eco e pode ser definida como a intensidade da energia espalhada por um alvo na direção do radar e que tenha a mesma polarização da antena receptora [30]. Além disso, segundo [48] a RCS pode ser vista como uma área fictícia no qual a onda incidente atinge e retorna em direção a antena receptora e devido a isso a RCS é expressa em metros quadrados (m^2) ou em dB com respeito a medida em m^2 ou dBsm.

Considerando que a densidade de potência de uma onda incidente sobre um alvo a uma distância R do radar é P_{Di} e que a quantidade de potência refletida por esse alvo na direção do receptor radar, P_r, é dada por:

$$P_r = \sigma P_{Di}. \tag{2.25}$$

Adotando P_{Dr} como a densidade de potência espalhada que chega na antena receptora, tem-se

$$P_{Dr} = \frac{P_r}{4\pi R^2}. \tag{2.26}$$

Unindo as Equações (2.25) e (2.26) chega-se no valor de RCS

$$\sigma = 4\pi R^2 (\frac{P_{Dr}}{P_{Di}}). \tag{2.27}$$

Para garantir que as ondas que chegam no radar estão no campo distante, ou seja são ondas planares, a Equação (2.27) é alterada para:

$$\sigma = 4\pi R^2 \lim_{R\to\infty} \frac{P_{Dr}}{P_{Di}} \tag{2.28}$$

As Equações (2.27) e (2.28) mostram que a RCS é dada em função de P_{Dr} e P_{Di} em condição de campo distante. A Figura 2.10 ilustra o espalhamento do campo incidente sobre um alvo a uma distância R do radar.

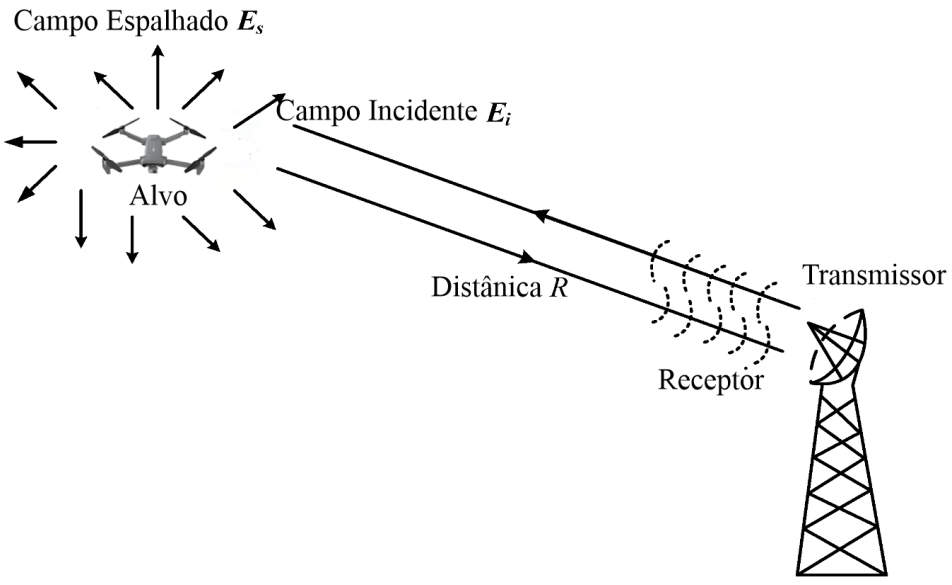

Figura 2.10: Espalhamento do campo incidente em um alvo.

A Tabela 2.3 apresenta típicos valores médios de RCS para as frequências empregadas em radares de controle de tráfego aéreo e de navegação que operam na banda S. O valor da

RCS percebido pelo radar possui uma variação significativa, pois depende da frequência utilizada pelo radar, geometria e material do alvo, polarização e posição das antenas transmissora e receptora.

Tabela 2.3: Valores típicos de RCS.

Alvo	**RCS (m^2)**	**RCS (dBsm)**
Míssil convencional	0,5	-3
Pequeno avião monomotor	1	0
Grande avião de passageiros	40	16
Navio Grande	10000	40
Carro	100	20
Homem	1	0
Pássaro	0,01	- 20

Conforme [40], o valor da RCS depende dos seguintes fatores:

- Posição das antenas de transmissão e recepção em relação ao alvo;
- Geometria e material que o alvo é construído;
- Orientação angular em que o alvo se encontra em relação as antenas transmissoras e receptoras;
- Frequência ou comprimento de onda;
- Polarização da antena transmissora; e
- Polarização da antena receptora.

De acordo com [48] uma consideração importante a ser feita sobre a RCS é em relação a configuração das antenas. Visto que, se a localização das antenas de transmissão e recepção for a mesma, ou seja estiverem co-localizadas, a RCS é classificada como monostática. Porém, se as antenas de recepção e transmissão estiverem localizadas em posições diferentes a classificação é dita bi-estática. Essa diferenciação é importante pois dependendo da configuração do sistema radar é preciso escolher a respectiva classe de RCS.

A geometria do objeto influencia no valor da RCS, uma vez que a mesma poderá refletir o campo incidente em diferentes direções. Devido a isso é comum adotar a variação em Phi e Theta em medições de RCS. Para exemplificar esse fato a Figura 2.11 apresenta um modelo tridimensional de ARP inserida em um sistema de coordenadas com a indicação

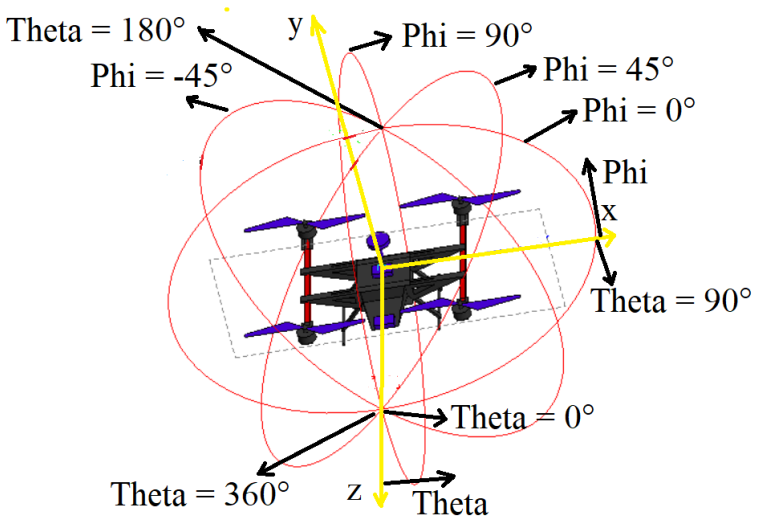

Figura 2.11: Representação do sistema de coordenadas utilizado para medições de RCS, levando em consideração os ângulos Phi e Theta.

.

dos ângulos Phi e Theta. Ao observar essa figura é possível visualizar quatro ondas planas incidindo sobre a estrutura dessa aeronave, sendo que possuem o ângulo Phi fixo e o ângulo Theta variando de 0° à 360°. Assim, existem quatro ondas planas criadas para Phi iguais a 0°, 45°, 90° e -45°. Através dessas ondas planas incidentes sobre o corpo da ARP é possível obter os valores de retorno do sinal na direção do radar e assim analisar a variação da RCS ao longo de diferentes pontos da ARP em relação ao radar.

A variação da RCS com a geometria pode ser vista na Figura 2.12. Nessa Figura é possível visualizar gráficos polares com o retorno de sinal de uma esfera, de uma placa e de um refletor de canto. Dessa forma, é possível visualizar diferentes formatos de retorno de sinal. Alvos complexos como aeronaves e ARPs possuem geometrias formadas por diversas partes entre elas asas, rotores e corpo principal e dessa forma possuem retornos de sinal que variam de acordo o formato e com a orientação angular em relação ao radar.

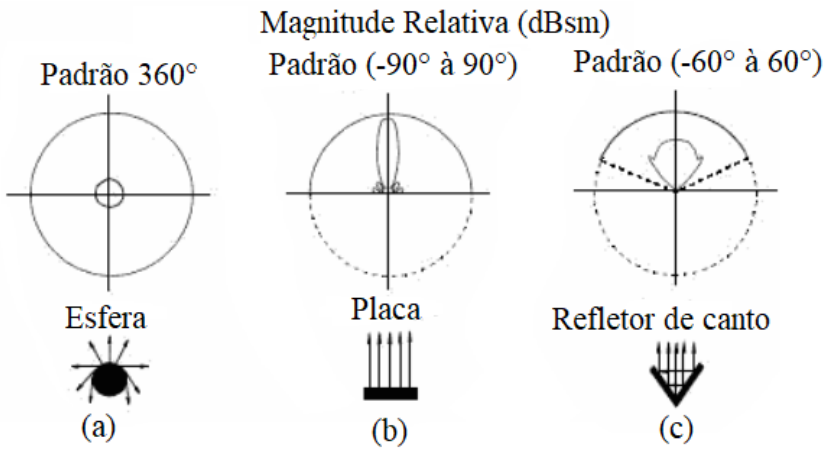

Figura 2.12: Variação da RCS com a geometria do alvo.

A polarização do campo incidente sobre o alvo também influência na visibilidade do mesmo ao radar e ambas as configurações bi-estática e monoestática podem ser expressadas em relação a polarização do campo incidente E_i e do campo espalhado E_s ou refletido, por σ_{HV}, σ_{VH}, σ_{VV} ou σ_{HH} [49]. Onde σ_{VV} representa que a RCS é dada para a condição de que tanto a onda transmitida como a recebida são polarizadas verticalmente. Já, σ_{HH} para o caso de ambas horizontalmente. Além disso essas duas representações são chamadas de RCS co-polarizadas.

De maneira análoga σ_{HV} indica que a RCS representa a condição de que a onda incidente sobre o alvo possui polarização horizontal e a recepção foi configurada para apenas receber ondas de polarização vertical [49]. Similarmente, σ_{VH} representa o caso oposto. A RCS para as configurações apresentadas é conhecida como RCS de polarização cruzada. Ademais a RCS terá diferentes valores dependendo da configuração de polarização adotada na medição e além disso o espalhamento do campo incidente sobre um objeto pode produzir campos de espalhamento de polarização inversa ao campo incidente [30].

Segundo [30] e [50] a quantidade de ondas espalhadas por um alvo é proporcional ao tamanho do alvo ou sua dimensão significativa (L) e o valor do comprimento de onda (λ) utilizado pelo radar. Assim, existem três regiões que relacionam o tamanho do objeto com o valor do comprimento de onda e que definem a sua visibilidade para o radar, são elas:

- Região 1: Essa região é conhecida como de *Rayleigh* ou de baixas frequências e é caracterizada pela dimensão significativa do alvo ser muito menor que o comprimento de onda ($L \ll \lambda$) [43]. A RCS nessa região é proporcional a quarta potência da frequência ($\sigma \propto f^4$) e ao quadrado do volume do alvo (V) ($\sigma \propto V^2$) [51]. Os siste-

mas radares convencionais não são projetados para detectar objetos nessa faixa, pois objetos com essa relação de L e λ são interpretados como ruídos. Para a frequência de 9 GHz que possui comprimento de onda de 3,33 cm, são exemplos de objetos nessa região: Moscas e chuva.

- Região 2: É conhecida como região de ressonância ou de médias frequências e possui a característica de ter a dimensão significativa do alvo na mesma ordem do comprimento de onda (L $\propto \lambda$) [51]. Os sistemas radares convencionais não são projetados para detectar objetos nessa região, pois alvos nessa faixa podem ser facilmente confundidos com ruído. Para a frequência de 9 GHz são exemplos de objetos nessa região: Munição de fuzil (5,12 cm).

- Região 3: Essa região é conhecida como região óptica ou de altas frequências e é aquela em que a dimensão significativa é maior do que o comprimento de onda. Dentro da região óptica a RCS é muito dependente do ângulo em que o objeto é iluminado e pela frequência empregada pelo radar [39]. Na região de altas frequências existem diversos métodos matemáticos que possibilitam estimar com precisão a RCS dos alvos, métodos como: Óptica Geométrica, Física Óptica, Óptica Geométrica de Lançamento de Raios, Teoria Uniforme da Difração, Teoria Geométrica da Difração e Teoria Física da Difração. Os sistemas radares convencionais são projetados para detectar objetos nessa faixa, tendo em vista que os alvos com essa relação de L e λ possuem eco que se sobressaem ao ruído [51]. Para a frequência de 9 GHz são exemplos de objetos nessa região: ARP DJI Matrice 600 que possui tamanho de 166,8 cm e apresentado no itém (C) da Figura 1.1, helicópteros, navios e aviões.

Os radares que operam na faixa de micro-ondas (300 MHz a 300 GHz) são fabricados para detectar alvos com a RCS na região 3 [51]. Assim, para a aplicação de detecção de ARPs micro e mini é preciso utilizar radares projetados para detectar alvos com reduzido tamanho. Existem diversos entendimentos na literatura sobre o valor de L em relação a λ para que o alvo possa estar dentro da região 3. Definidos por:

- L $> 3\lambda$ [43].
- L $> 5\lambda$ [40].
- L $> 10\lambda$ [41].
- $(2\pi L/\ \lambda) >> 10$ [24].

Existem autores que definem uma maior relação entre L e λ para que o alvo esteja na região 3. De acordo com o entendimento de [43], que define $L > 10\lambda$, em que os entendimentos de [40] e [43] também estão incluídos. O entendimento adotado pelo presente trabalho é a do autor [40], tendo em vista que o mesmo possuí grande renome na área de RCS e que o livro na qual a relação foi obtida ser uma grande referência no assunto.

A Figura 2.13 foi elaborada e apresenta os valores mínimos do tamanho do alvo e o respectivo valor de frequência para que o objeto iluminado pelo radar tenha sua RCS enquadrada na Região 3. A Figura 2.13 apresenta os tamanhos mínimos do alvo para a faixa de frequências de 2 a 109.5 GHz levando em consideração os entendimentos dos autores [40], [42], [24] e [43].

Ao observar a Figura 2.13 é possível notar que a medida que o alvo possuí um maior tamanho, acima de 1 metro, as curvas se encontram. Por outro lado, quando o tamanho do alvo diminuí, para tamanhos menores que 10 cm, apenas as frequências mais elevadas permitem enquadrar o alvo na região 3. Por fim, entre os tamanhos de 10 cm à 1 metro, existe uma diferença na taxa de descida entre as curvas a medida que o L aumenta.

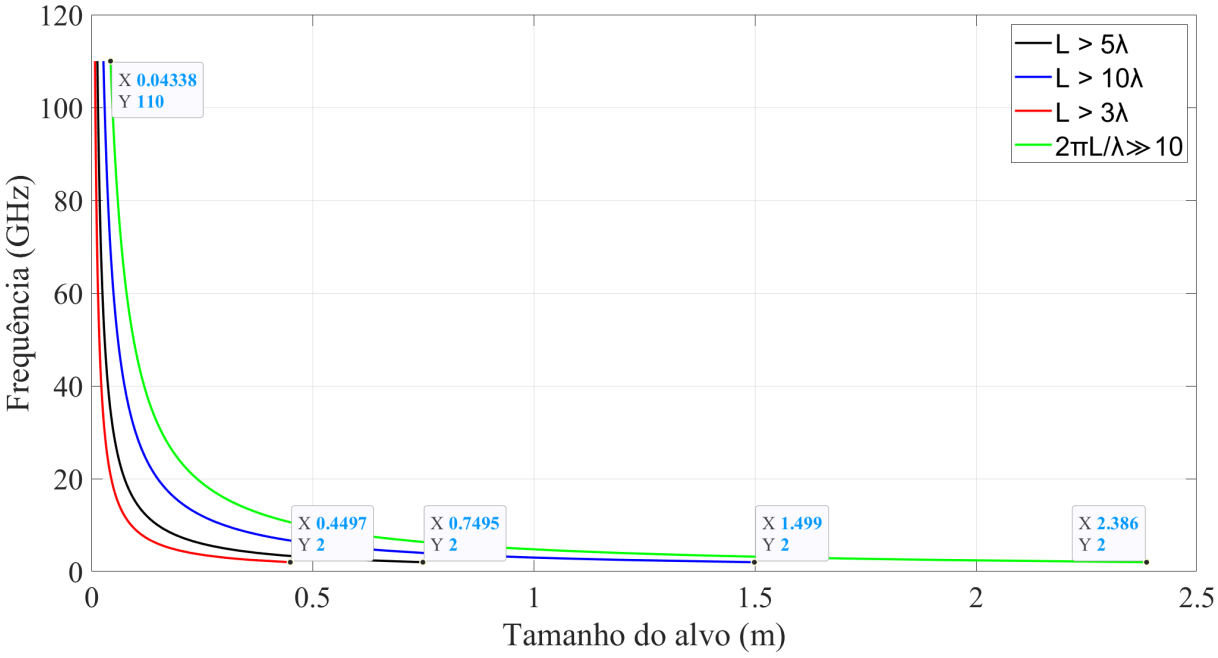

Figura 2.13: Curvas que relacionam o tamanho mínimo e a frequência para que o alvo esteja dentro da região 3.

A Figura 2.14 apresenta as curvas onde é possível visualizar as regiões 1, 2 e 3 e as linhas que indicam as frequências de 2,8 GHz, 5 GHz, 9,4 GHz, 12 GHz, 24 GHz, 50 GHz e 76 GHz, considerando o entendimento de [40]. Para definir a região 1 foi considerado $L < \lambda$, a região 2 foi definida por $\lambda \leq L \leq 5\lambda$ e a região 3 por $L > 5\lambda$. A cor preta representa

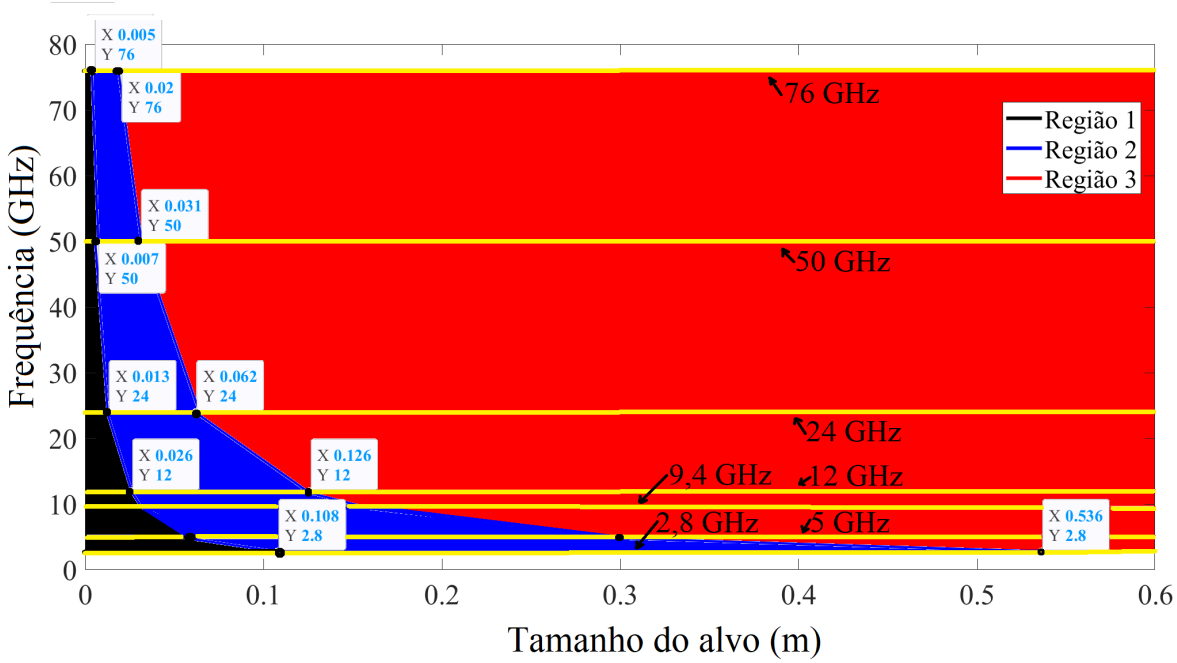

Figura 2.14: Regiões 1, 2 e 3 para as frequências de 2,8 GHz, 5 GHz 9,4 GHz, 12 GHz, 24 GHz, 50 GHz e 76 GHz.

a região 1, a cor azul a região 2 e a cor vermelha a região 3. Ao analisar a Figura 2.14 é possível notar que a medida que o valor da frequência aumenta o valor de L para que o objeto esteja na região 3 diminuí. Mostrando que para a detecção de alvos menores, como ARPs micro e mini, é preciso utilizar frequências mais altas para enquadrar essas ARPs na região 3.

A Figura 2.15 apresenta uma curva onde é possível observar a relação entre a frequência de operação do radar e o tamanho mínimo do alvo para que o mesmo tenha sua RCS na região 3 considerando o entendimento de [40]. Ao observar a Figura 2.15 é possível notar que a medida que a frequência aumenta o tamanho necessário para os alvos estarem dentro da região 3 diminuí.

A Tabela 2.4 apresenta as dimensões de alguns modelos de ARPs. A partir dessa tabela e considerando os tamanhos significativos das ARPs como a sua maior dimensão a frequência mínima para que os mesmos possam ter sua RCS dentro da região 3 foi calculada. A Figura 2.15 destaca o modelo da ARP e a frequência mínima para que sua RCS esteja dentro da região 3 de acordo com a relação ($L > 5\lambda$).

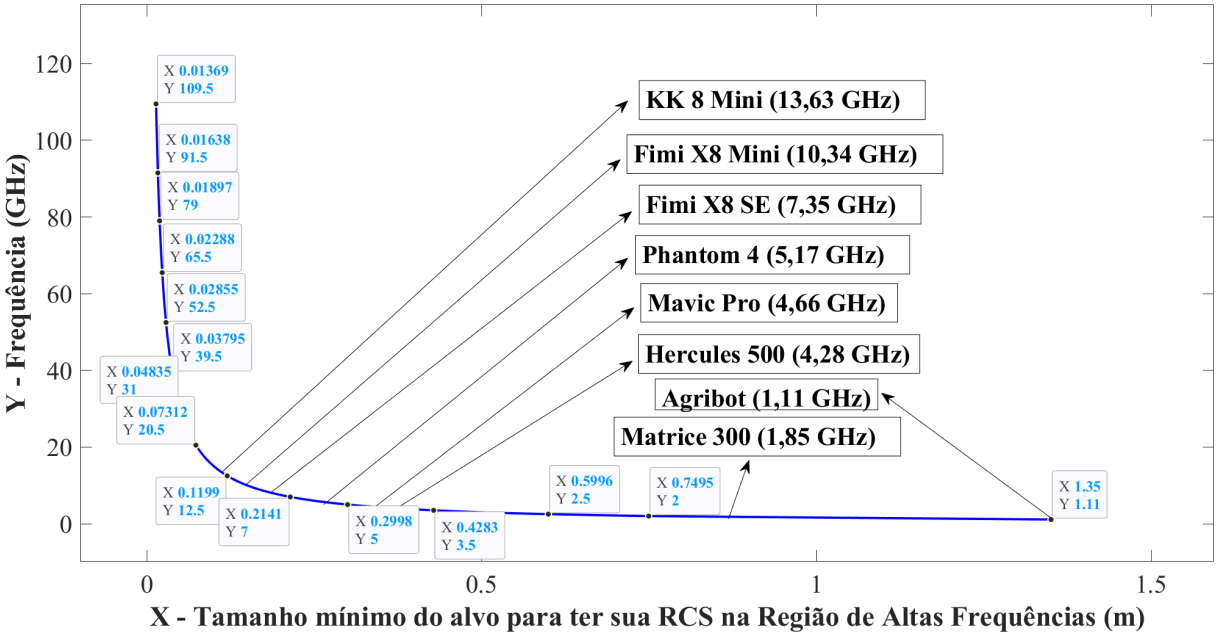

Figura 2.15: Relação entre frequência de operação do radar e tamanho mínimo do alvo para que a RCS esteja na região de altas frequências.

O entendimento desse trabalho é que a dimensão significativa da ARP é sua maior dimensão. No entanto esse entendimento necessita de maior investigação, pois as ARPs multi-rotores conforme as apresentadas na Tabela 2.4 possuem a característica de possuir áreas vazadas em sua estrutura e esse fato pode influenciar em sua dimensão significativa.

Tabela 2.4: Dimensões de algumas ARPs e a frequência mínima necessária enquadramento na região 3.

Modelo	**Dimensões (cm)**	**Frequência Mínima (GHz)**
Agribot	135 x 135 x 50	1,11
Matrice 300	67 x 43 x 81	1,85
Hercules 500	35 x 35 x 11	4,28
DJI Mavic Pro	32,2 x 24,2 x 8,4	4,66
DJI Phantom 4	29 x 19,3 x 17	5,17
Fimi X8 SE	20,4 x 10,6 x 7,26	7,35
Fimi X8 Mini	14,5 x 5,6 x 8,5	10,34
KK 8 Mini	11 x 11 x 3,5	13,63

A Figura 2.16 apresenta para a banda de frequências radar X (8,0 - 12,5 GHz) a relação entre o tamanho mínimo do alvo para que o mesmo esteja dentro da região 3, levando em consideração o entendimento de [40]. Ao observar a Figura 2.16 é visto que para essa faixa de frequência é possível detectar objetos que possuam 11,99 cm à 18,74 cm. Assim a banda X devido as suas características de alcance, propagação e interferências

atmosféricas se apresenta como uma ótima faixa de frequência pra detecção de ARPs, porém com a limitação de ARPs menores que 11,99 cm.

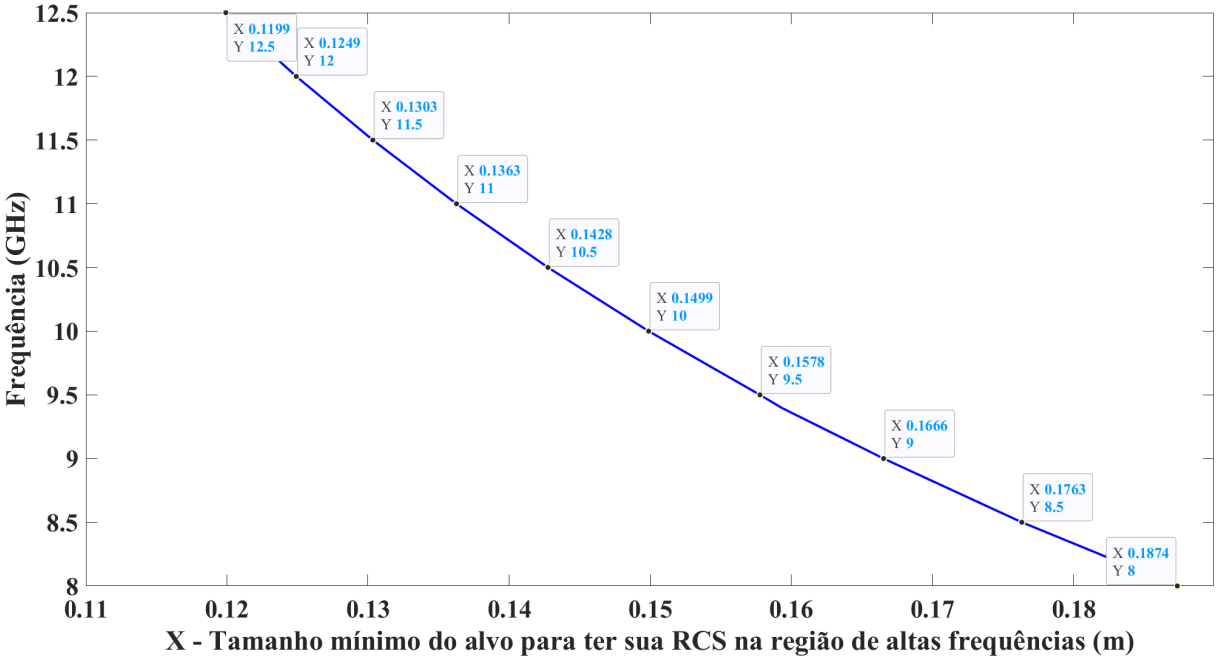

Figura 2.16: Relação entre frequência de operação do radar e tamanho mínimo do alvo para que a RCS esteja na região de altas frequências para a banda X.

2.3.1 Flutuações na RCS

Pequenas variações na posição do alvo são suficientes para alterar o valor da RCS. Um método simples de levar em conta essas variações é selecionar um valor de RCS médio [39]. Esse método é simples e amplamente utilizado, porém é preciso levar em consideração o modelo estatístico da variação da RCS.

De acordo com [39] alvos complexos como aeronaves e navios possuem um número definido de pontos de espalhamento em sua estrutura. Por exemplo, em aeronaves geralmente as asas, a calda, turbinas e a cabine do piloto são pontos de espalhamento. O eco de cada ponto de espalhamento possui amplitude e fase diferente dos outros ecos provenientes de outros pontos de espalhamentos. Por fim, no radar os ecos de todos os pontos de espalhamento são somados vetorialmente para formar um eco resultante.

O método empregado para encontrar a mínima relação sinal ruído detectável quando a sessão reta radar do alvo não é constante é baseada em Funções de Densidade de Probabilidade (FDP) que descreva a flutuação da RCS [33]. Dessa maneira, Peter Swerling elaborou quatro modelos estatísticos que são utilizados para representar as flutuações da RCS dos alvos. Para cada modelo proposto é calculado uma relação sinal ruído em

função de uma probabilidade de detecção, probabilidade de falso alarme e o número de pulsos integrados. Os quatro modelos propostos, recebem o nome de seu criado e são apresentados abaixo de acordo com [39], [40] e [33]:

Swerling 1: Os ecos de pulsos recebidos de um alvo em qualquer varredura são de amplitude constante através de toda a varredura, mas são independentes (descorrelacionados) de varredura para varredura. A flutuação do eco do alvo para este tipo é chamada de varredura para varredura. Além disso, também é conhecida como baixa flutuação. A função de densidade de probabilidade para um valor de RCS é

$$f(\sigma) = exp(-\frac{\sigma}{\sigma_{av}}), \qquad \sigma \geq 0, \tag{2.29}$$

em que σ_{av} é o valor médio de todos os valores de RCS. Essa FDP é aplicada para alvos que possuem muitos pontos de espalhamento sem haver um ponto de espalhamento maior que os outros.

Swerling 2: A FDP nesse caso a mesma para o Swerling 1, mas as flutuações são independentes pulso a pulso ao invés de varredura a varredura. Esse caso é frequentemente conhecido como de flutuação rápida.

Swerling 3: Assim como no swerling 1, a RCS é assumida como constante dentro da varredura e independende de varredura para varredura. Porém a FDP para esse caso é

$$f(\sigma) = \frac{4\sigma}{\sigma_{av}^2} exp(-\frac{2\sigma}{\sigma_{av}}), \qquad \sigma \geq 0. \tag{2.30}$$

Para essa FDP alvos que possam ser modelados como possuindo um grande ponto de espalhamento com um número menor de pequenos pontos de espalhamento.

Swerling 4: A flutuação é pulso a pulso, mas com a memsa FDP do caso 3. A RCS a ser substituída na equação radar é o valor médio σ_{av}

A Figura 2.17, obtida de [33], apresenta os gráficos das FDP dos casos swerling 1 e 2 e swerling 3 e 4. Mostrando a variação da RCS em torno do valor de σ_{av} que tem valor de 1 m^2. Como pode ser visto os casos 1 e 2 a função de densidade de probabilidade decai de 1 até próximo a 0,4 até 1 m^2, já os casos 3 e 4 iniciam em 0 cresce até próximo a 0,75 e depois diminuí até proximo de 0,5 .

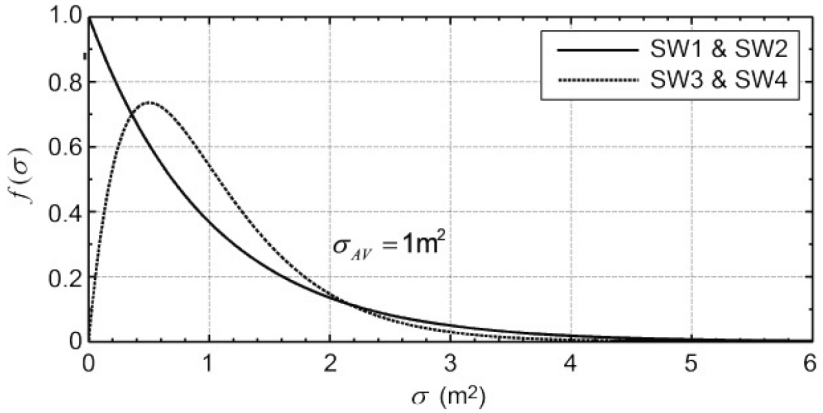

Figura 2.17: FDP dos modelos de RCS Swerling.

Já a Figura 2.18, obtida de [33], contém um gráfico de RCS pelo tempo adimensional normalizado para os modelos swerling 1 e 2 e swerling 3 e 4, para um σ_{av} de 1 m^2.

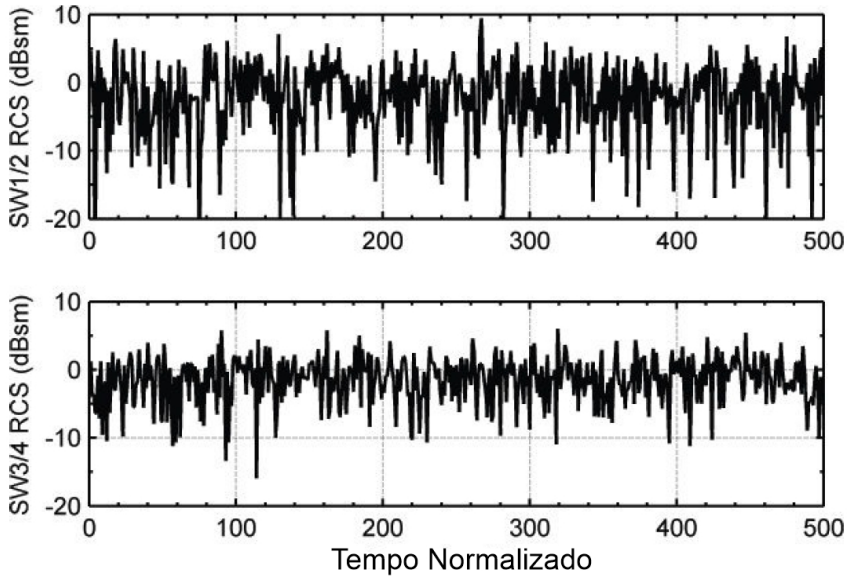

Figura 2.18: RCS versus tempo para SW 1 e 2 e SW 3 e 4.

Foi mencionado anteriormente que a diferença entre os modelos SW 1 e 3 e SW 2 e 4 está na taxa de variação da RCS. Em que os SW impares variam de varredura para varredura e os modelos pares variam de pulso para pulso. Logo, a variação da RCS para os modelos impares é lenta e para os modelos pares é rápida [39]. Essa relação é ilustrada na Figura 2.19, obtida de [33], em que é apresentada a diferença de variação de RCS para um certo número de pulsos. Para o SW 1 a RCS varia a cada 500 pulsos, já o SW 2 a RCS varia para cada pulso. De acordo com [6], que realizou experimentos de detecção de pequenos ARPs através de um radar FMCW que opera na banca X, pequenas ARPs possuem sua distribuição de RCS com similaridade ao modelo swerling 1.

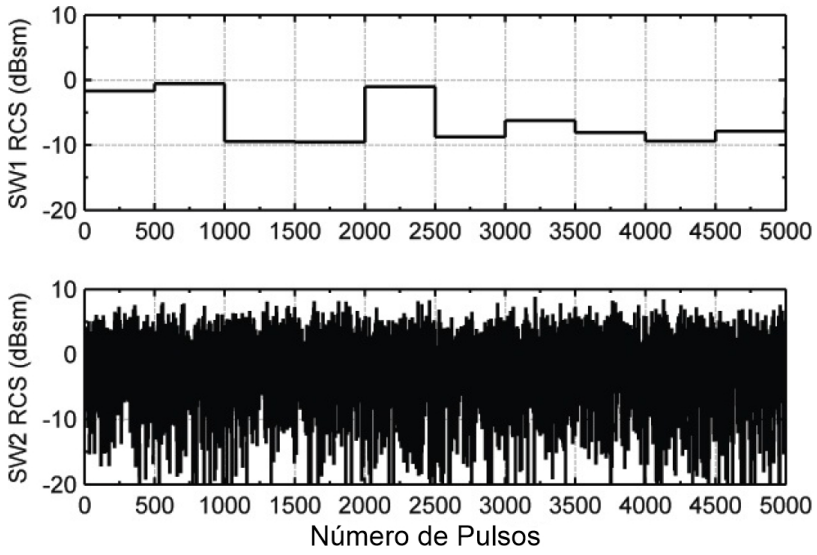

Figura 2.19: Modelo de flutuação para os modelos SW 1 e 2.

2.4 Efeito Micro-Doppler

Os radares coerentes, em que a mudança de fase do sinal recebido possui correlação direta com o movimento do objeto, possuem a capacidade de medir a frequência Doppler gerada pela movimentação do alvo e através da mesma obter a velocidade radial do objeto detectado [43] . Segundo [18], se o alvo ou qualquer componente do mesmo possuir um movimento oscilatório adicional ao movimento do corpo central, essa oscilação irá induzir uma modulação adicional em frequência e gerará lóbulos laterais sobre a convencional variação da frequência doppler causada pelo movimento do corpo principal do alvo. Essa modulação doppler adicional é chamada de efeito MD e pode ser utilizada para gerar assinaturas de objetos que possuam movimentos oscilatórios adicionais ao principal, como: Helicópteros, aviões, pássaros, ARP, misseis e outros [6].

Um sistema radar de vigilância aérea convencional (operando na banda L ou na banda S) possui dificuldade em detectar alvos no tamanho de ARP devido ao reduzido tamanho dessas aeronaves e mesmo que um radar seja projetado especificamente para essa tarefa ainda irá existir a deficiência relacionada ao fato de que ARP multirotores serem facilmente confundidas com pássaros devido ao fato de possuírem RCS semelhantes [52]. Logo, radares que possuem a capacidade de detectar RCS de ARPs ainda assim irão sofrer com falsos alarmes causados por aves. Para solucionar esse problema o efeito micro-doppler pode ser utilizado, pois as ARPs possuem assinaturas que as diferenciam das aves e além disso pode até revelar o tamanho das hélices e a velocidade angular de rotação dos rotores das mesmas [17].

2.4.1 Modelo Matemático do Sinal do Eco Proveniente de ARPs

O sinal do eco de uma ARP de asa rotativa é representado pela soma do Doppler do corpo principal e o MD dos rotores [18]. A geometria apresentada na Figura 2.20 é utilizada como referência para a elaboração do modelo matemático do sinal recebido de uma ARP, nela é possível ver o radar na origem do sistema de coordenadas (X, Y, Z). Além disso, R_0 é a distância entre o radar e o centro da ARP ao longo da linha de visada (LV) e β é o angulo de elevação que o corpo principal da ARP possui em relação ao radar. Adicionalmente, a velocidade radial constante da ARP é representada por v e a velocidade angular constante por ω_p em que o índice p faz referencia aos rotores.

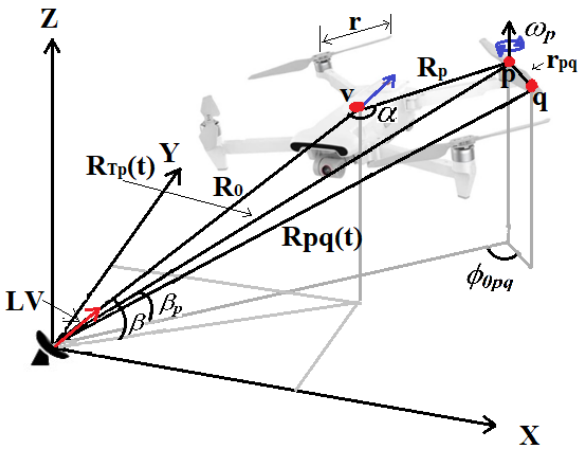

Figura 2.20: Geometria de uma ARP em movimento.

A distância entre o centro da ARP e o centro do *p-ésimo* rotor é dada por R_p e o centro do *p-ésimo* rotor e α o ângulo entre R_0 e R_p, assim a distância entre o radar e o centro do *p-ésimo* rotor pode ser escrita como [29]

$$R_{Tp}(t) = \sqrt{(R_0 + vt)^2 + R_p^2 - 2(R_0 + vt)R_p cos(\alpha)}. \tag{2.31}$$

Levando em conta que a ARP esteja no campo distante do radar, então é possível considerar que $R_0 + vt >> R_p$ e assim a equação 2.31 pode ser aproximada para

$$R_{Tp}(t) = R_0 + vt - R_p cos(\alpha). \tag{2.32}$$

Ao considerar um *q-ésimo* ponto de espalhamento sobre uma das hélices de um dos rotores, a distância desse ponto de espalhamento ao radar pode ser escrita como [53]

$$R_{pq}(t) = [R_{Tp}^2 + r_{pq}^2 - 2R_{Tp}r_{pq}cos(\beta_p)cos(\omega_p t + \phi_{0pq})]^{1/2}. \quad (2.33)$$

Em que r_{pq} é a distância entre o centro de um *p-ésimo* rotor e um *q-ésimo* ponto de espalhamento, sendo q ($r_{pq} \leq$ comprimento da hélice). De maneira complementar, β_p é o ângulo entre $R_{Tp}(t)$ e o plano XY e ϕ_{0pq} é a fase inicial do *q-ésimo* ponto de espalhamento. Levando em consideração que a distância entre a ARP e o radar é muito maior que a distância entre o ponto central da ARP ao ponto central do rotor, ou seja $R_{Tp}(t) \gg r_{pq}$, então $\beta_p \approx \beta$ e dessa forma a Equação (2.34) pode ser aproximada para

$$R_{pq}(t) \approx R_{Tp}(t) - r_{pq}cos(\beta)cos(\omega_p t + \phi_{0pq}). \quad (2.34)$$

Ao analisar a Equação (2.34) é possível verificar que seu segundo termo somente é alterado pelo micro movimento das hélices. Dessa maneira, a distância entre o radar a um *q-ésimo* ponto de espalhamento da hélice pode ser modelada como uma soma linear de distâncias determinada pelo movimento do corpo central da ARP e pelo movimento das partes rotativas, conforme apresentado por

$$R_{pq}(t) = R_{Tp}(t) + R_{Mpq}(t). \quad (2.35)$$

Em que

$$R_{Mpq}(t) = -r_{pq}cos(\beta)cos(\omega_p t + \phi_{0pq}). \quad (2.36)$$

De acordo com [29] o sinal de eco recebido de uma ARP de asa rotativa pode ser expresso no domínio do tempo por

$$s(t) = \sum_{k=1}^{K} A_k exp[-j\frac{4\pi}{\lambda}R_{Tk}(t)] + \sum_{p=q}^{P}\sum_{q=1}^{Q} B_{pq}exp[-j\frac{4\pi}{\lambda}(R_{Tp}(t) + R_{Mpq}(t))], \quad (2.37)$$

sendo K é o número de pontos de espalhamento sobre o corpo da ARP e A_k é a amplitude complexa do *k-ésimo* ponto de espalhamento. P é o número de rotores, Q é o número de pontos de espalhamento sobre a hélice de cada rotor e B_{pq} é a amplitude complexa do *q-ésimo* ponto de espalhamento sobre o *p-ésimo* rotor. A Equação (2.38) pode ser escrita como

$$s(t) = \overline{A}_k exp[-j\frac{4\pi}{\lambda}R_T(t)] + \sum_{p=1}^{P}\sum_{q=1}^{Q}\overline{B_{pq}}exp[-j\frac{4\pi}{\lambda}(R_T(t) + R_{Mpq}(t))], \tag{2.38}$$

Onde

$$\overline{A}_k = \sum_{k=1}^{K}\sum_{q=1}^{Q} A_k exp[-j\frac{4\pi}{\lambda}(R_0 - R_k\cos\alpha)], \tag{2.39}$$

$$\overline{B}_{p.q} = B_{p.q}exp[-j\frac{4\pi}{\lambda}(R_0 - R_p\cos\alpha)], \tag{2.40}$$

e

$$R_T(t) = vt. \tag{2.41}$$

Por fim, a Equação (2.38) pode ser simplificada em [29]

$$s(t) = \overline{A}s_T(t) + s_T(t) \times s_M(t), \tag{2.42}$$

em que

$$s_T(t) = exp[-j\frac{4\pi}{\lambda}R_T(t)] = exp[-j\frac{4\pi}{\lambda}vt], \tag{2.43}$$

e

$$s_M(t) = \sum_{p=1}^{P}\sum_{q=1}^{Q}\overline{B}_{pq}S_{Mpq}(t), \tag{2.44}$$

sendo

$$s_{Mpq}(t) = exp[-j\frac{4\pi}{\lambda}R_{Mpq}(t)] = exp[j\Gamma_{pq}\cos\omega_p t + \phi_{0pq}], \tag{2.45}$$

e

$$\Gamma_{pq} = \frac{4\pi}{\lambda}r_{pq}\cos\beta. \tag{2.46}$$

O espectro de frequência doppler de uma ARP quadricóptero pode ser obtido através da transformada de fourier (FT) da Equação (2.42) em relação ao tempo

$$S(f) = \overline{A}S_T(f) + S_T(f) * S_M(f), \tag{2.47}$$

Em que * é o operador convolucional e $S_T(f)$ é o espectro Doppler de $s_T(t)$,

$$S_T(f) = \delta(f + \frac{2v}{\lambda}). \tag{2.48}$$

Na Equação (2.45), $s_{Mpq}(t)$ pode ser expressa usando a expansão da série de Fourier, como a seguir [54]

$$S_{Mpq}(t) = \sum_{m=\infty}^{\infty} J_m(\Gamma_{pq}) exp[jm(\phi_{0pq} - \frac{\pi}{2})] exp(j\omega_p mt), \tag{2.49}$$

Em que $J_m(\cdot)$ é o termo de ordem m da função de Bessel de primeiro tipo. Assim, o expectro Doppler de $S_{Mpq}(t)$ se torna

$$S_{Mpq}(f) = \sum_{m=\infty}^{\infty} C_{pq}(m)\delta(f - \frac{\omega_p}{2\pi}m), \tag{2.50}$$

Em que

$$C_{pq} = J_m(\Gamma_{pq}) exp[jm(\phi_{0pq} - \frac{\pi}{2})], \tag{2.51}$$

O termo $\delta(\cdot)$ representa a função delta de Dirac. Além disso, $S_M(f)$ pode ser obtida por

$$S_M(f) = \sum_{p=1}^{P}\sum_{q=1}^{Q} \overline{B}_{pq} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_{pq}(m)\delta(f - \frac{\omega_p}{2\pi}m). \tag{2.52}$$

Na Equação (2.51), tem-se ϕ_{0pq} é dado por $\phi_{0pq} = \frac{2\pi n}{N} + \phi_p (n = 1, 2, ..., N)$, em que N é o número de hélices de cada rotor, e ϕ_p é a fase inicial do p-ésimo rotor. Portanto, a Equação (2.52) torna aproximadamente zero quando m não é um múltiplo inteiro de N sob a consideração de que $|\overline{B}_{p1}| \approx |\overline{B}_{p2}| \approx ... \approx |\overline{B}_{pQ}|$, assim é possível aproximar a Equação (2.52) por

$$S_M(f) \approx \sum_{p=1}^{P}\sum_{q=1}^{Q}\sum_{m=-\infty}^{\infty} \overline{B}_{pq} C_{pq}(Nm) N\delta(f - \frac{\omega_p}{2\pi}Nm). \tag{2.53}$$

Substituindo a equação 2.48 e 2.53 dentro da equação 2.47 o espectro doppler de uma ARP pode ser finalmente expresso por

$$S(f) = \overline{A}\delta(f + \frac{2v}{\lambda}) + \sum_{p=1}^{P}\sum_{q=1}^{Q}\sum_{m=-\infty}^{\infty} \overline{B}_{pq} C_{pq}(Nm)\delta(f + \frac{2v}{\lambda} - \frac{\omega_p}{2\pi}Nm). \tag{2.54}$$

Na Equação (2.54) fica claro que o espectro Doppler de uma ARP consiste de pares de linhas espectrais harmônicas ($\frac{\omega_p N m}{2\pi}$) em torno da frequência central, $\frac{-2v}{\lambda}$. O intervalo entre as linhas espectrais adjacentes, normalmente chamadas de frequência chopper (f_c) [55], é

$$f_c = \frac{N\omega_p}{2\pi}. \tag{2.55}$$

Para obter a largura de banda do espectro de frequência do sinal de retorno de uma ARP, primeiramente é preciso considerar que para $m > \frac{\Gamma_{pq}}{N}$, $|J_m()|$ rapidamente converge para zero [56] e também considerando a regra da largura de banda de Carson, a largura de banda se torna

$$[f_{dmin}, f_{dmax}] = [-\frac{2}{\lambda}(r\cos\beta\omega_{max} + v), \frac{2}{\lambda}(r\cos\beta\omega_{max} - v)]. \tag{2.56}$$

Em que f_{dmin} é o valor mínimo do espectro Doppler e f_{dmax} é o valor máximo dado por 2.54. Adicionalmente, r é o comprimento da hélice e ω_{max} é a máxima velocidade angular do rotores.

De acordo com as equações (2.55) e (2.56) o espectro Doppler de uma ARP é espalhado sobre uma banda de frequência com linhas espectrais igualmente espalhadas em uma certa frequência chopper.

2.4.2 Modelo Matemático do Movimento de Batida de Asas de Pássaros

A Figura 2.21 apresenta a estrutura de uma asa de um pássaro, nela pode-se observar que a estrutura é composta pelo braço superior, antebraço, mão, envergadura e corda [18]. A locomoção básica das asas de uma ave consiste nos movimentos de batida, torcer e varrer [57]. O movimento de batida de asa é a elevação e depressão do braço ou antebraço em torno das articulações com certos ângulos de batimento. A torção da asa é uma rotação da asa em torno do seu eixo principal, que resulta na elevação do lado de fuga e na depressão no lado de ataque. A varredura é o movimento da asa para frente ou para trás.

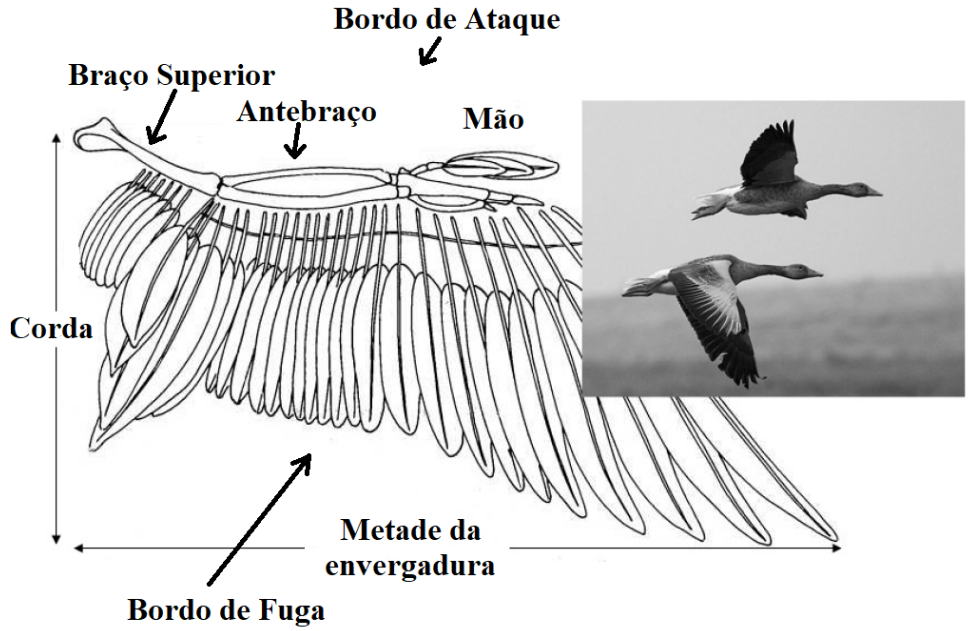

Figura 2.21: Estrutura da asa de um pássaro.

De acordo com [57] o retorno radar de pássaros em voo possui modulação Doppler causada pelo bater das asas. De acordo com [18], a máxima velocidade radial esperada de um elemento da asa de um pássaro pode ser calculada por

$$Max(V_{radial}) = 2Af_{batida}d. \tag{2.57}$$

Em que A é a amplitude do movimento de batida da asa, f_{batida} é a taxa de batida da asa e d é a distância do centro do corpo do pássaro a ponta da asa. Assim, ao analisar a Equação (2.57) é possível observar que a máxima velocidade radial vai variar consideravelmente ao depender da espécie de ave, sendo que os parâmetros dessa equação irão variar consideravelmente. Para uma garça branca, a distância d é de 0,48 metros e a máxima velocidade radial deve estar entre 2,1 m/s a 3,7 m/s [18].

Para estudar o movimento da asa de pássaros um modelo cinético adequado é necessário. A Figura 2.22 apresenta o modelo utilizado e ele considera que a asa possuí duas partes interconectadas. A articulação 1 liga o ombro ao braço superior, que possui comprimento L_1. O movimento do braço superior ocorre no plano yz e forma o ângulo ψ_1 com origem no eixo-y. A articulação 2 liga o braço superior ao antebraço, que possui comprimento L_2 e movimento nos planos yz e xy, como pode ser visto na Figura 2.22. O antebraço forma em relação ao plano yz, um ângulo $\psi_1 - \psi_2$ com origem no eixo-y e no plano xy um ângulo $\varphi_{2\perp}$ com origem no eixo-y.

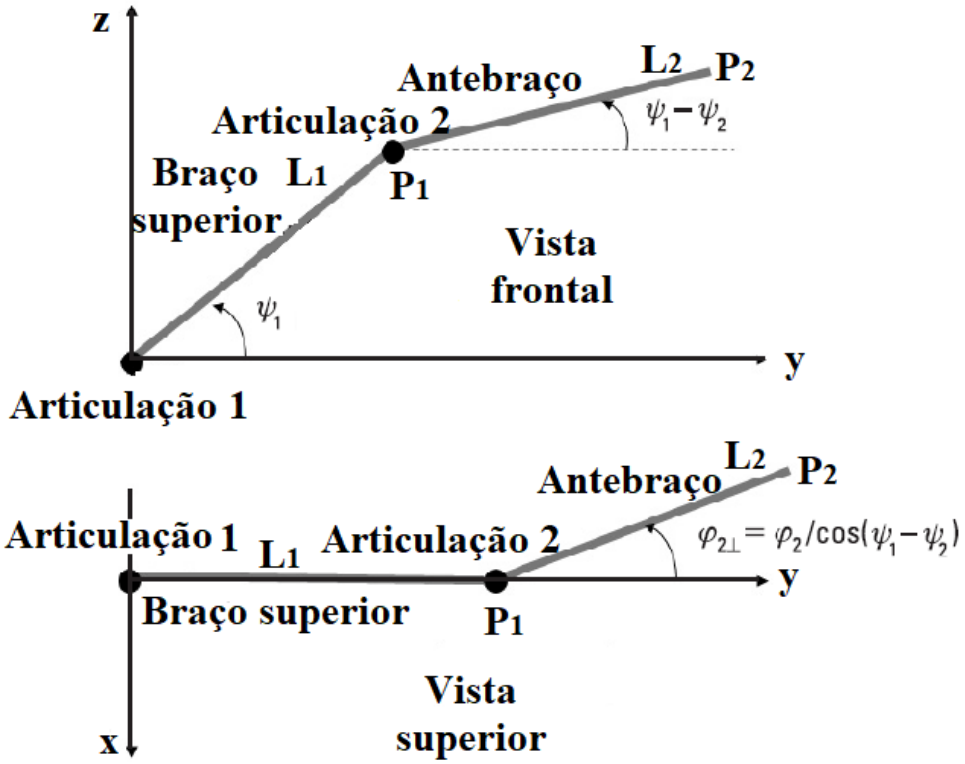

Figura 2.22: Modelo de batida de asa de um pássaro, com vista frontal e superior.

A partir dos parâmetros apresentados, o ângulo da batida do braço superior ($\psi_1(t)$), o ângulo de batida do antebraço ($\psi_2(t)$) e o ângulo de torção do antebraço ($\varphi_2(t)$) são funções harmônicas variantes no tempo e definidas por [18]

$$\psi_1(t) = A_1 cos(2\pi f_{batida} t) + \psi_{10}, \tag{2.58}$$

$$\psi_2(t) = A_1 cos(2\pi f_{batida} t) + \psi_{20}, e \tag{2.59}$$

$$\varphi_2(t) = C_2 cos(2\pi f_{batida} t) + \varphi_{20}. \tag{2.60}$$

Em que os termos, ψ_{10}, ψ_{20} e φ_{20} são os valores dos ângulos iniciais do movimento. Dessa maneira, o ponto 1, que se encontra sobre a articulação 2, na posição $P_1 = (x_1, y_1, z_1)$, possui a variação de seu movimento no tempo definida por [18]

$$
\begin{aligned}
x_1(t) &= 0; \\
y_1(t) &= L_1 \cos \frac{\psi_1(t)\pi}{180}; e \\
z_1(t) &= y_1(t) \tan \frac{\psi_1(t)\pi}{180}.
\end{aligned}
\tag{2.61}
$$

Adicionalmente, o ponto 2 que se localiza em $P_2 = (x_2, y_2, z_2)$, possui variação de posição no tempo definido por [18]

$$
\begin{aligned}
x_2(t) &= -[y_2(t) - y_1(t)] \tan (d); \\
y_2(t) &= L_1 \cos \frac{\psi_1(t)\pi}{180} + L_2 \cos \varphi_2(t) cos[\psi_1(t) - \psi_2(t)]; e \\
z_2(t) &= z_1(t) + [y_2(t) - y_1(t)] \tan \frac{[\psi_1(t) - \psi_2(t)]\pi}{180}.
\end{aligned}
\tag{2.62}
$$

Em que $d = \varphi_2(t)/\cos[\psi_1(t) - \psi_2(t)]$.

Através da modelagem matemática do movimento de batida de asas de pássaros o autor [18] criou no ambiente do software Matlab um modelo animado de pássaro que possui um movimento ao longo de uma linha reta e que realiza o movimento de batida de asas. A trajetória do pássaro pode ver visualizado na Figura 3.10 e o movimento de batida de asas na Figura 3.11. Além disso, nesse ambiente os sinais do eco radar provenientes do modelo animado do pássaro são obtidos e espectogramas são criados. Através disso, foi-se analisado os espectogramas de pássaros com diferentes tamanhos, velocidade de voo e frequência de batida de asas.

Um espectrograma é uma representação visual do conteúdo de frequência de um sinal à medida que o mesmo varia com o tempo. É um gráfico bidimensional que mostra o espectro de frequência de um sinal no eixo vertical e o tempo no eixo horizontal, sendo a intensidade dos componentes da frequência representada pela cor ou brilho do gráfico. Para a análise do efeito MD espectogramas são utilizados para visualizar a modulação Doppler adicional gerada pelo movimento de partes do alvo além do corpo principal.

Capítulo 3

Metodologia

Este capítulo tem como objetivo descrever a metodologia utilizada para a obtenção dos resultados. Inicialmente, o método de obtenção da RCS das ARPs Hercules 500 em 9,4 GHz e da ARP Agribot em 2,8 GHz por simulação é apresentado. As ARPs Hercules 500, Phantom 4 e Agribot foram selecionadas pois seus tamanhos as enquadram dentro da região 3 nas respectivas frequências analisadas. Em seguida as metodologias empregadas nas simulações da detecção das ARPs Hercules 500, Phantom 4 pelo radar FT 250 e da elaboração do fluxograma de operação desse radar na presença da ARP Phantom 4 para otimizar seu acompanhamento é explicado. Depois disso, a metodologia utilizada para as simulações da detecção da ARP Agribot pelo radar ASR 12 é apresentada. Logo depois, os métodos utilizados para analisar o efeito MD produzido por ARPs quadricópteras e por pássaros são descritos. Por fim, a metodologia utilizada nas medidas do efeito MD produzido pelo ARP Fimi X8 SE é exposta.

3.1 Simulação da RCS das ARPs Hercules 500 e Agribot

Para obter os valores de RCS monostática das ARPs Hercules 500 em 9,4 GHz e Agribot em 2,8 GHz foi utilizado o software de simulações eletromagnéticas *Altair Feko* [58] e as simulações foram geradas através do método *Ray Launching Geometrical Optics (RL-GO)* [59]. Através das ferramentas do software os modelos tridimensionais das ARPs analisadas foram construídos, as ARPs Hercules 500, Agribot e seus modelos tridimensionais podem ser visualizados na Figura 3.1 (a), (b), (c), (d) respectivamente. Além disso, os itens (e) e (f) mostram as configurações das ondas planas incidentes sobre as ARPs que foram utilizadas para gerar os resultados de RCS.

O objetivo das simulações foi obter as curvas de RCS para as polarizações horizontal, vertical e circular das ondas planas incidentes sobre as ARPs, dessa forma os valores médios de RCS para as diferentes polarizações foram obtidas. Para isso, foi utilizado as configurações de ondas planas de acordo com as figuras 3.1 (e) e (f) e 2.11 em que os valores para o ângulo Phi selecionados foram de 0°, 45°, -45° e 90° e para cada valor de Phi houve uma variação de Theta entre 0° a 360°, com passo de 1°. Assim, para cada valor de Phi os valores de RCS foram obtidos para o intervalo de variação de Theta. Através disso, gráficos foram criados com o objetivo de analisar a variação da RCS gerada pela iluminação da ARP em diferentes ângulos, as diferenças causadas pela aplicação de ondas em diferentes polarizações e obter os valores médios de RCS para cada polarização.

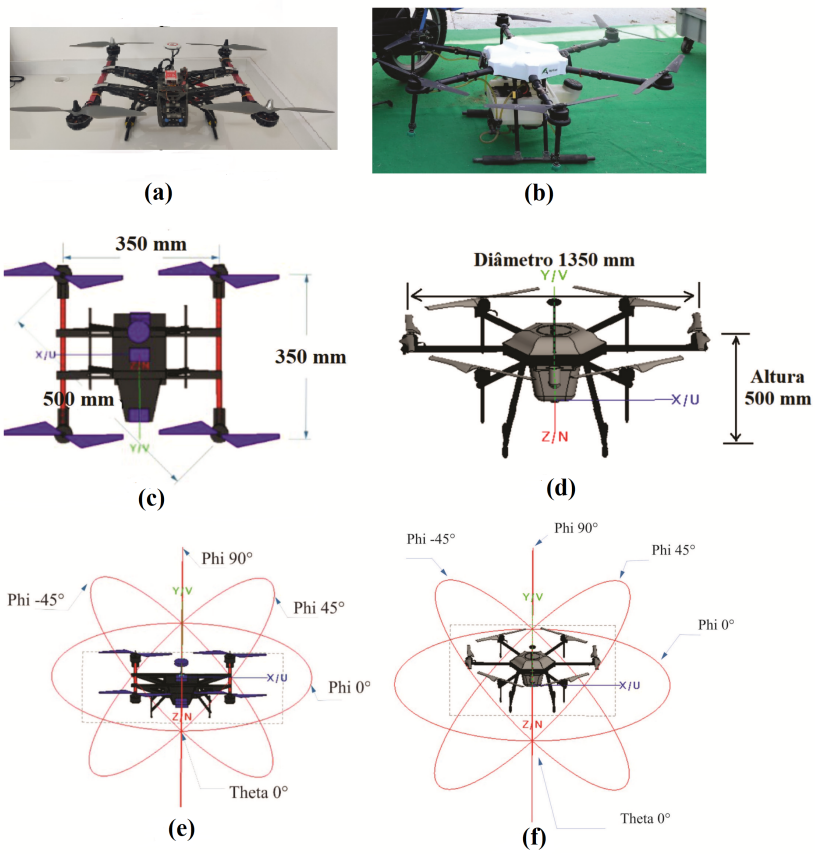

Figura 3.1: ARPs, seus modelos tridimensionais construídos através do *software Feko* e campos distantes aplicados nas simulados. (a) ARP Hercues 500, (b) ARP Agribot, (c) modelo tridimensional da ARP Hercules 500 e suas dimensões, (d) modelo tridimensional da ARP Agribot e suas dimensões, (e) Configurações de ondas planas aplicadas sobre a ARP Hercules 500 e (f) Configurações de ondas planas aplicadas sobre a ARP Agribot.

3.1.1 Comprovação dos Resultados de RCS Obtidos por Simulação

Para comprovar os resultados obtidos pelo software *Altair Feko* a RCS de uma esfera perfeitamente condutora de 20 cm para a frequência de 9,4 GHz e de uma esfera de material perfeitamente condutor de 30 cm para a frequência de 2,8 GHz foram obtidas utilizando o referido software. Esses resultados foram comparados com os valores calculados de RCS de uma esfera de material perfeitamente condutor, que é dada por

$$\sigma_{esfera} = \pi(raio)^2 \tag{3.1}$$

A esfera perfeitamente condutora de raio de 20 cm utilizada na simulação pode ser vista na Figura 3.2, em que o ângulo Theta varia de -90° a 90° e o ângulo Phi é igual a 0°. Os resultados obtidos pelo software e os obtidos através da aplicação da Equação (3.1) para a frequência de 9,4 GHz são apresentados na Figura 3.3. Note que o valor médio obtido pelos resultados simulados é de 0,1262 m^2 e o resultado calculado através da Equação 3.1 é de 0,1257 m^2. Dessa maneira, existe uma diferença de 0,0005 m^2 entre o valor médio simulado e o valor calculado, assim o valor simulado foi 0,4% superior ao valor calculado.

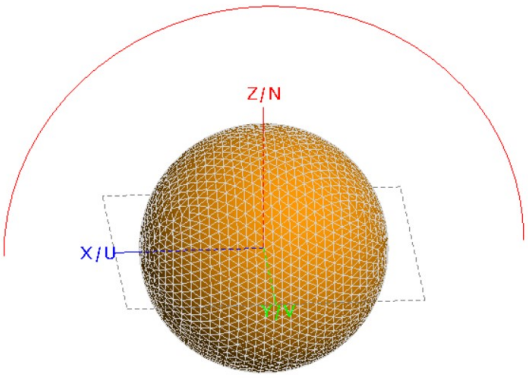

Figura 3.2: Esfera de 20 cm de raio e de material perfeitamente condutor utilizado para verificação dos resultados obtidos do software.

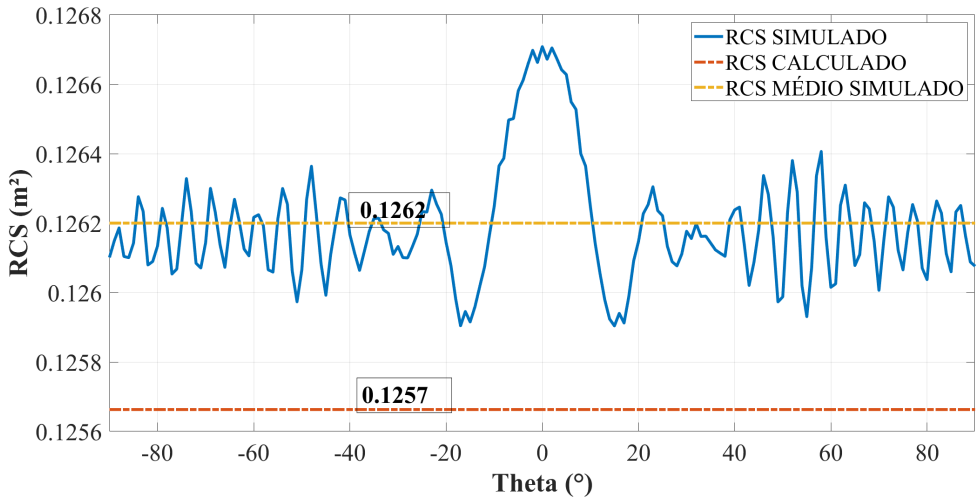

Figura 3.3: Resultados calculado e simulado da RCS de uma esfera perfeitamente condutora de 20 cm em 9,4 GHz.

A Figura 3.4 apresenta as curvas de RCS obtidas através de simulação para uma esfera perfeitamente condutora de 30 cm, a RCS média do resultado simulado e a RCS calculada através da Equação (3.1). O valor de Theta variou de -90° à 90° e o valor de Phi é igual a 0°. O valor de RCS médio simulado obtido foi de 0,3881 m^2 e o valor calculado é de 0,3848 m^2. O valor médio simulado possuí uma diferença em relação ao valor calculado de 0,0033 m^2, o que representa um valor percentual de 0,8%. O aumento na diferença percentual entre os resultados encontrados para a frequência de 2,8 GHz se deve ao fato de que a esfera de raio de 30 cm possuí uma relação entre seu tamanho e o comprimento de onda utilizado ser inferior a relação entre o tamanho da esfera de raio de 20 cm e o comprimento de onda para a frequência de 9,4 GHz e esse fato tende a reduzir a precisão nas medidas de RCS através do software utilizado.

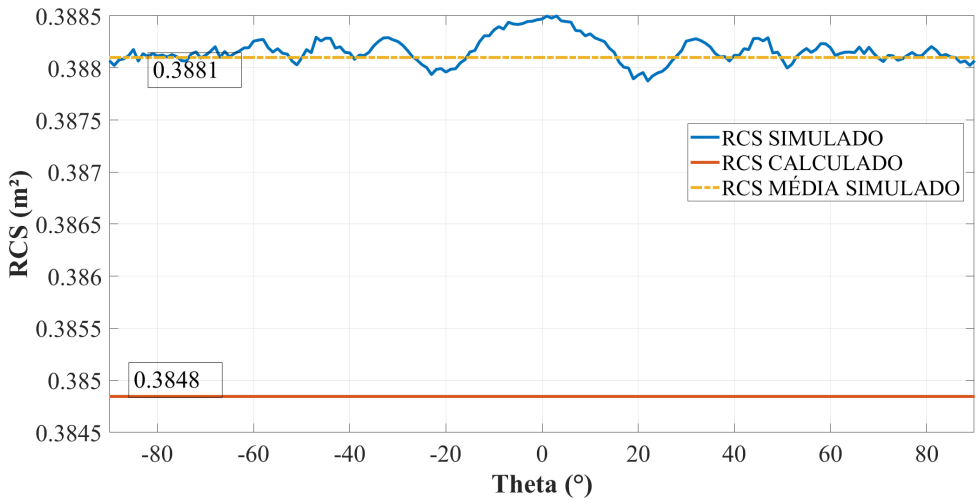

Figura 3.4: Resultados calculado e simulado da RCS de uma esfera perfeitamente condutora de 30 cm em 2,8 GHz.

A variação observada nas curvas de RCS simulado nas figuras 3.3 e 3.4 ocorre devido ao fato do software realizar um processo de malha sobre o objeto, dividindo-o em inúmeros triângulos para gerar a superfície a ser analisada. O software foi configurado para gerar a superfície com o maior número de triângulos e com isso ter a melhor capacidade de envolver a superfície da esfera, porém não é um processo perfeito e possui uma pequena diferença de uma superfície esférica ideal. Porém, pode-se observar que o resultado gerado pelas simulações é muito próximo do valor obtido pela Equação (3.1).

De maneira complementar e com o objeto de realizar uma verificação dos resultados simulados com resultados medidos de ARPs em câmara anecoica os resultados medidos de [22] foram utilizados. O referido autor mediu a RCS monostática de polarização horizontal da ARP Phantom 4 para a frequência de 26 GHz e disponibilizou os dados medidos para o público. Assim, um modelo tridimensional da referida ARP foi utilizado e simulações foram realizadas para a extrair a RCS média monostática de polarização horizontal em 26 GHz seguindo a metodologia desse autor. O modelo tridimensional da ARP Phantom 4 e uma imagem da mesma são apresentados na Figura 3.5.

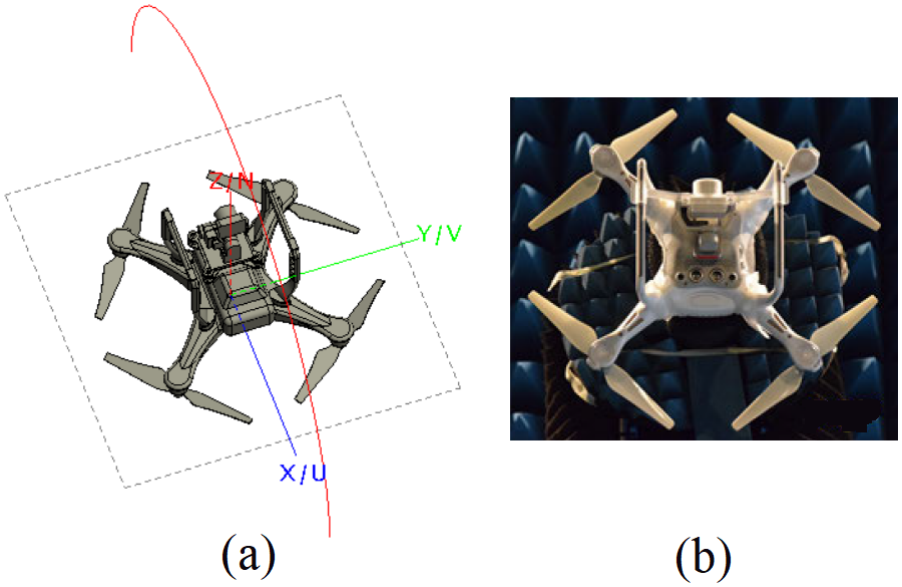

Figura 3.5: (a) Modelo tridimensional da ARP Phantom 4 utilizado na simulação e em (b) ARP Phantom 4 empregada por outro autor em suas medidas em câmara anecoica.

A Figura 3.6 apresenta as curvas da RCS em (m^2) dos valores medidos e simulados para a ARP Phantom 4 na frequência de 26 GHz. A simulação replicou as medições, com o ângulo Phi em 0° e o ângulo Theta variando de -90° à 90°. O valor médio da RCS de polarização horizontal obtido por [22] foi de 0,043954 m^2 e o valor de RCS médio para a polarização horizontal simulado foi de 0,045082 m^2, assim o valor simulado foi 2,6% maior

que o valor medido.

Essa diferença se deve ao fato de que qualquer divergência entre o modelo tridimensional e a ARP medida ter o potencial de gerar resultados diferentes. Além disso, o fato de qualquer variação na incidência da onda plana durante o processo de geração dos dados entre a ARP no ambiente de simulação e no ambiente das medidas ter a capacidade de gerar diferença nos resultados. Pois, para que os resultados simulados sigam exatamente os resultamos medidos é preciso que a orientação angular e a geometria do modelo tridimensional utilizado na simulação sejam exatamente iguais aos usados no momento da medição.

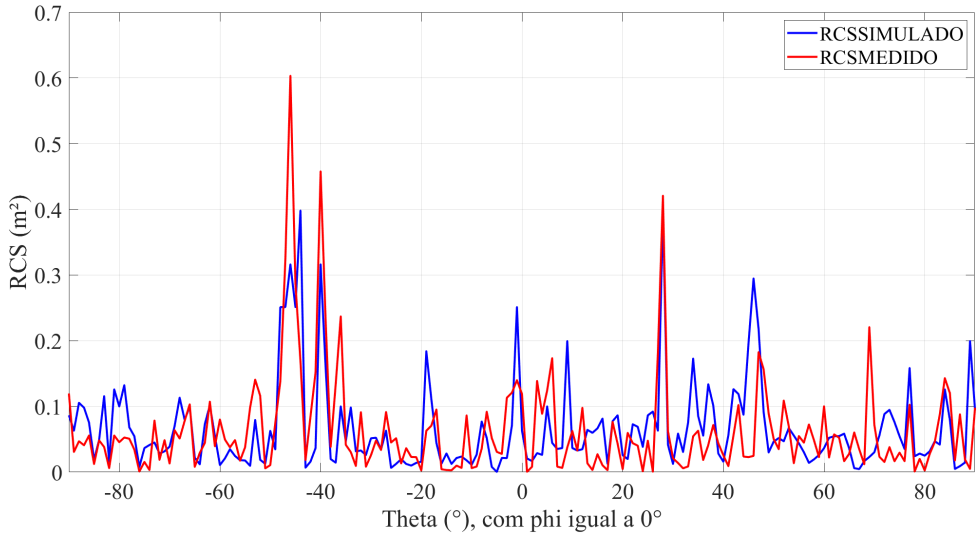

Figura 3.6: Comparativo entre os valores simulados e medidos da ARP Phantom 4 em 26 GHz.

3.2 Simulação da Detecção das ARPs Hercules 500 e Phantom 4 pelo Radar FT 250

Com o objetivo de verificar a capacidade de detecção de ARPs do radar de navegação FT 250 o software AREPS [60] foi configurado com a RCS da ARP Hercules 500 e Phantom 4. A RCS média de polarização horizontal obtida na subseção 4.1.1 foi utilizada para as configurações do alvo para a ARP Hercules 500 no software AREPS. Já, para a configuração do alvo referente a RCS da ARP Phantom 4 foi empregado o resultado obtido por [61] que realizou a medição da RCS monostática média de polarização horizontal da ARP Phantom 4 e obteve o valor médio de 0,02 m^2 para a frequência de 9 GHz e para a polarização horizontal. O valor de RCS médio de polarização horizontal também foi obtido por simulação para a ARP Phantom 4 e o valor de 0,019356 m^2 foi encontrado,

que é 3,21% menor que o valor medido por [61]. Porém, o valor medido foi utilizado para criar as configurações do alvo para a ARP Phantom 4 por melhor representar a RCS dessa ARP. Em todos os alvos criados foi selecionado o modelo swerling 1 de flutuação da RCS.

Os valores de RCS foram inserido no software AREPS para gerar a configuração do alvo. Esse programa é empregado em pesquisas científicas e em análises operacionais militares para a modelagem de propagação eletromagnética e a predição do alcance de detecção de radares em função das condições ambientais [60]. Para gerar os resultados, o AREPS também foi configurado com os dados do radar FT 250 e os dados atmosféricos da região costeira próxima à cidade do Rio de Janeiro (RJ).

Os parâmetros do radar FT 250: Frequência, potência de pico, largura de pulso (τ), figura de ruído do receptor, máximo alcance instrumentado, frequência de repetição de pulso (f_p), ganho da antena, taxa de rotação da antena (ω_m), largura de feixe horizontal e largura de feixe vertical foram obtidos do manual técnico [62] e usados para gerar as configurações do radar no software, como apresentado na Figura 3.8.

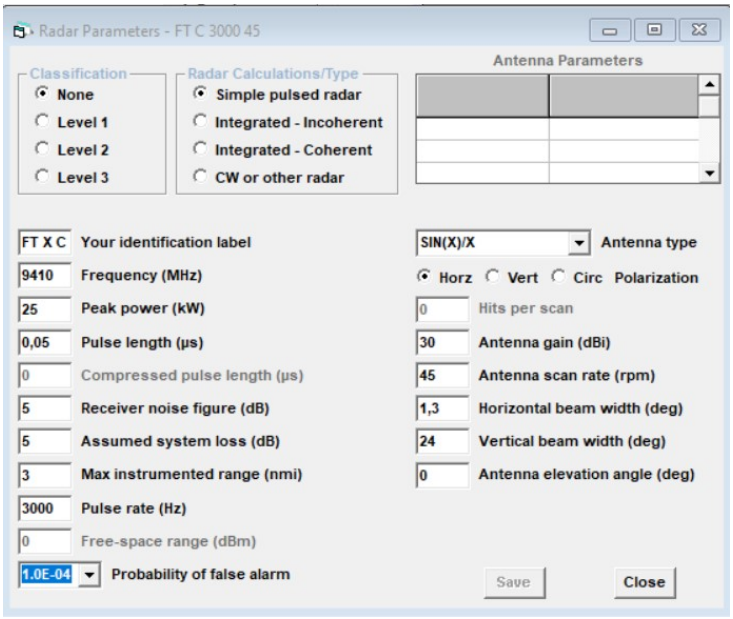

Figura 3.7: Tela de inserção dos parâmetros do radar no software AREPS, para a configuração 3.

A antena do radar FT 250 possui o padrão de irradiação sinc(x) não normalizado. Além disso, considerando as perdas nos cabos e conectores foi-se adotado como perdas no sistema o valor de 5 dB. A probabilidade de falso alarme foi configurada na maior constante possível pelo fato de ARPs similares à analisada possuírem pequeno valor de RCS, o que tende a aumentar o valor da probabilidade de falso alarme [63]. Essas configurações

também foram inseridas no software AREPS.

O radar FT 250 pode trabalhar com as frequências de 3.050 MHz (banda S) e 9.410 MHz (banda X). A banda X foi a escolhida para as simulações, pois é a que oferece melhor identificação e discriminação de alvos. Adicionalmente, de acordo com o manual técnico, o radar opera com diferentes valores de τ, f_p, ω_m e escala de alcance. O operador pode realizar a seleção dos valores desses parâmetros no display de operação do radar.

Os valores possíveis de τ são: pulso curto (0,05 μs), pulso médio (0,25 μs) e pulso longo (0,75μs), que são selecionados no display de operação de maneira manual ou automática. Ademais, para pulso curto, a f_p pode ser configurada em 1.800 Hz ou 3.000 Hz; já para pulso médio, a f_p admite apenas o valor de 1.800 Hz; e, para pulso longo, o valor de f_p é 785 Hz. Em todas as larguras de pulso, a ω_m pode ser configurada em 28 ou 45 RPM. As oito configurações selecionadas para a banda X são apresentadas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Configurações da banda X utilizadas na simulação.

N°	$\boldsymbol{\tau(\mu s)}$	$\boldsymbol{F_p(Hz)}$	$\boldsymbol{\omega_m}$ **(RPM)**
1	0,05	1800	45
2	0,05	1800	28
3	0,05	3000	45
4	0,05	3000	28
5	0,25	1800	28
6	0,25	1800	45
7	0,75	785	28
8	0,75	785	45

O radar permite ao operador a seleção dos valores da escala de alcance apresentados na Tabela 3.2. Ademais, para cada valor dessa escala apenas algumas configurações existentes na Tabela 3.1 são disponíveis, pois, ao se alterar a escala de alcance, o radar limita os valores de τ.

Para cada configuração apresentada na Tabela 3.1, o software AREPS gerou o alcance de detecção em diferentes altitudes; o alcance máximo de detecção e a altitude máxima de detecção foram identificados em cada caso. O radar não fornece ao operador a informação de altitude, porém saber em qual altitude uma ARP pode se aproximar sem ser detectada é importante para estimar o nível de proteção que o radar fornece.

O software foi configurado para gerar resultados com o valor máximo de exatidão dis-

ponível, de 90 %. De posse desses resultados, um fluxograma de operação foi desenvolvido para guiar os operadores na tarefa de maximizar a eficiência desse radar para a detecção e o monitoramento de objetos com RCS igual ou similar ao da ameaça em foco.

Tabela 3.2: Escalas de alcance disponíveis ao operador.

Escala de alcance em milhas náuticas (mn)	**Escala de alcance em metros (m)**	$\boldsymbol{\tau(\mu s)}$	**Configurações**
0,125	231,5	0,05	1 a 4
0,25	463	0,05	1 a 4
0,5	926	0,05/0,25	1 a 6
0,75	1.389	0,05/0,25	1 a 6
1,5	2.778	0,05/0,25	1 a 6
3	5.556	0,05/0,25/0,75	1 a 8
6	11.112	0,25/0,75	5 a 8
12	22.224	0,25/0,75	5 a 8
24	44.448	0,25/0,75	5 a 8
48	88.896	0,75	7 e 8
96	177.792	0,75	7 e 8

3.3 Simulação da Detecção da ARP Agribot pelo Radar ASR 12

Com o objetivo de analisar a detecção da ARP Agribot pelo radar de vigilância primária de aeroporto ASR 12 o software AREPS foi utilizado. Dessa maneira, para gerar a configuração do alvo os dados obtidos de RCS da referida ARP em 2,8 GHz através da metodologia descrita na subseção 3.1 foram utilizados. Além disso, as informações utilizadas no software AREPS para configurar o radar de controle de tráfego aéreo ASR 12 foram obtidas de material fornecido pela empresa fabricante *INDRA* [64].

Tendo em vista que o radar ASR 12 opera utilizando a polarização vertical, a RCS vertical da ARP Agribot obtida na subseção 4.1.2 foi utilizada para gerar a configuração do alvo. Além disso, foi considerado que a RCS do alvo possui modelo de flutuação da RCS swerling 1 [6]. Além disso, a ARP Agribot foi escolhido devido ao fato de seu maior tamanho significativo o enquadrar na região 3 para a frequência de 2,8 GHz, dessa forma

tornando viável a detecção desse alvo.

O radar de controle de tráfego aéreo ASR 12 foi configurado no software AREPS com frequência de operação de 2,8 GHz, potência de pico de 19,2 kW, figura de ruído no receptor de 2,35 dB, perdas do sistema de 25 dB que foram obtidas pelo levantamento das perdas nos cabos e conectores empregados pelo radar, ganho da antena de 34 dB, largura de feixe horizontal da antena de 1,3°, largura de feixe vertical da antena de 45°, padrão de irradiação da antena cossecante ao quadrado, probabilidade de falso alarme de 10^{-4} de acordo com a Figura 3.8 [64].

Os valores de f_p e τ foram selecionados de maneira que seis diferentes configurações fossem geradas e analisadas de forma a identificar aquela com melhor alcance e altitude de detecção para o alvo selecionado. A Tabela 3.3 apresenta as seis configurações analisadas. Por fim o software AREPS foi configurado para gerar 90 % de probabilidade de detecção.

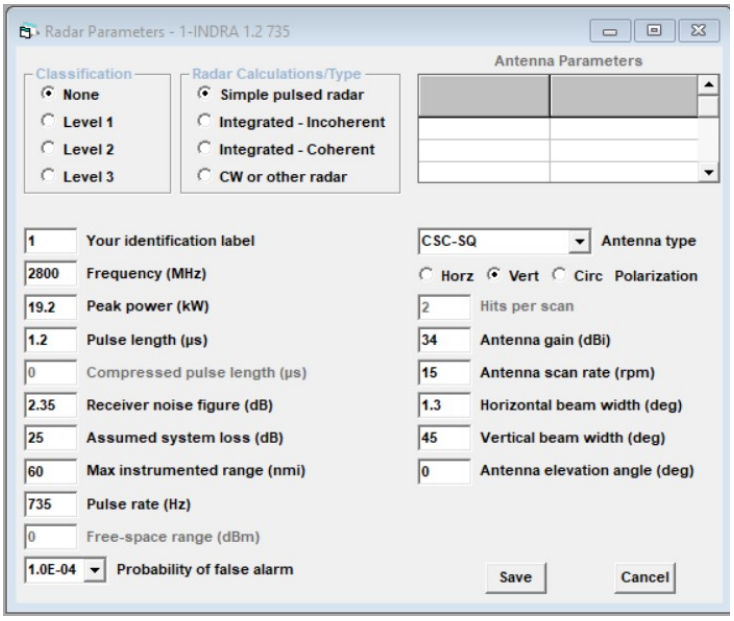

Figura 3.8: Tela de inserção dos parâmetros do radar no software AREPS, para a configuração 1.

Tabela 3.3: Configurações do Radar RVP Analisadas.

N°	$\tau(\mu s)$	$F_p(Hz)$
1	1,2	735
2	1,2	1300
3	60	735
4	60	1300
5	90	735
6	90	1300

3.4 Simulação do Efeito MD produzido por ARPs e Pássaros

3.4.1 Simulação do Efeito MD Através do Modelo Matemático do Sinal Recebido de ARPs

Com o objetivo de analisar o efeito MD gerado pelas partes rotativas de ARPs quadricópteros, simulações foram realizadas fundamentadas na modelagem matemática do efeito MD produzido por essa categoria de aeronave. Para isso foram utilizados quatro diferentes modelos de ARPs quadricópteros com corpo principal de diferentes dimensões e distintas hélices, diferentes velocidades de rotação dos rotores e posições com distintos ângulos de elevação (β) em relação ao radar. As ARPs utilizados são apresentados na Figura 3.9.

(a) (b) (c) (d)

Figura 3.9: ARPs selecionadas para análise do efeito MD: (a) FIMI X8 SE, (b) Hercules 500, (c) Phantom 4 e (d) Matrice 300.

A Tabela 3.4 apresenta os principais parâmetros das ARPs apresentados na Figura 3.9, essas características foram utilizadas para gerar os resultados a partir das simulações. A escolha das ARPs foi feita com o objetivo de permitir analisar o efeito na variação dos parâmetros de tamanho das hélices, velocidade de rotação do rotor e de β na variação do efeito MD nos respectivos espectogramas e espectros de potência de cada aeronave. A

ARP Hercules 500 foi selecionada para ter a sua velocidade de rotação dos rotores e o ângulo de elevação em relação ao radar com diferentes valores para que essa variação fosse investigada nos espectogramas gerados. A unidade de medida adotada para velocidade angular (ω_m) foi rev/s, tendo em vista que é a unidade de medida usada por [18] e que permite realizar a conversão direta de T_c para ω_m. Assim, para a ARP Hercules 500 as simulações foram geradas com a rotação dos rotores em 70 e 140 rev/s. Além disso para a velocidade de 70 rev/s foi realizado simulações com valores de β em 0°, 60° e 90°. Os parâmetros foram selecionados dentro das especificações reais das ARPs.

Tabela 3.4: Principais parâmetros utilizados nas simulações.

Configuração	**Modelo da ARP**	**Tamanho da Hélice (cm)**	**Rotação (Rev/s)**	$\boldsymbol{\beta}$
1	FIMI X8 SE	10,5	80	0°
2	Hercules 500	13	70	0°
3	Hercules 500	13	140	0°
4	Hercules 500	13	70	60°
5	Hercules 500	13	70	90°
6	MATRICE 300	26,66	100	0°
7	Phantom 4	13	70	0°

3.4.2 Simulação do Efeito MD Através do Modelo Matemático do Movimento de Batida de Asas de Pássaros

Para analisar o efeito MD de pássaros, simulações foram criadas utilizando a modelagem matemática do movimento das asas de uma ave. A simulação consiste na criação de um modelo de ave que possui o movimento de batida de asas e que se desloca de uma posição inicial até uma posição final com velocidade e frequência de batidas de asas f_{batida} constantes, o movimento realizado pela ave pode ser visto na Figura 3.10.

A trajetória da ave inicia-se em todas as configurações em X = 0, Y= 0 e Z = 0, seu voo é observado por 10 segundos e a trajetória percorrida é realiza ao longo apenas

do eixo X. A Tabela 3.5 apresenta as configurações de velocidade do voo e de (f_{batida}) selecionadas, sendo que as velocidades de 0,1, 2 e 4 m/s foram utilizadas. Para cada velocidade a ave percorreu respectivamente 1, 20 e 40 metros ao longo do eixo-X em cada trajetória.

O radar foi posicionado em uma posição que fica na metade da distância percorrida ao longo do eixo-X e a posição nos eixos Y e Z foi mantida respectivamente em 15 metros e - 10 metros respectivamente. Para a velocidade de 0,1 m/s o radar foi posicionado em X = 0,5 m, Y = 15 m, Z = -10 m; para a velocidade de 2 m/s o radar foi posicionado em X = 10 m,Y = 15 m, Z= -10 m; e para a velocidade de 4 m/s o radar foi posicionado em X = 20 m, Y = 15 m, Z = -10 m.

Utilizando o software Matlab sinais de pulsos radar foram criados e o retorno do sinal da ave ao longo da trajetória foi obtido, processado e os espectogramas de cada configuração foram gerados e analisados. As características de velocidade de voo,f_{batida} e tamanho da asa foram alterados entre as configurações analisadas para a verificação de sua influência na assinatura MD. Além disso, uma comparação com os resultados obtidos da análise realizada para a assinatura micro-doppler de ARPs também foi realizada.

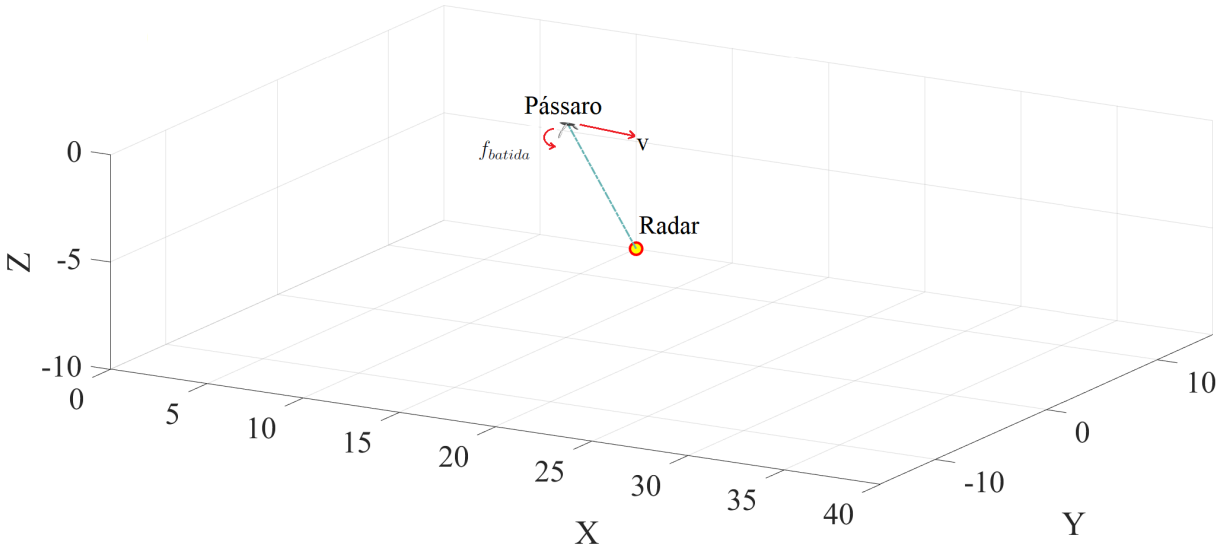

Figura 3.10: Voo do modelo animado de ave utilizado nas simulações.

A Figura 3.11 apresenta o movimento de batida de asa do modelo animado do pássaro que foi utilizado para a obtenção do sinal do eco analisado.

Figura 3.11: Modelo animado de um pássaro em voo.

A Figura 3.12 apresenta com mais detalhes o movimento realizado pelo modelo animado de pássaro utilizado, em que o movimento de batida de asas e o respectivo movimento ao longo da trajetória percorrida podem ser visualizados. O movimento é baseado no modelo matemático do movimento da asa de aves apresentado na subseção 2.4.2.

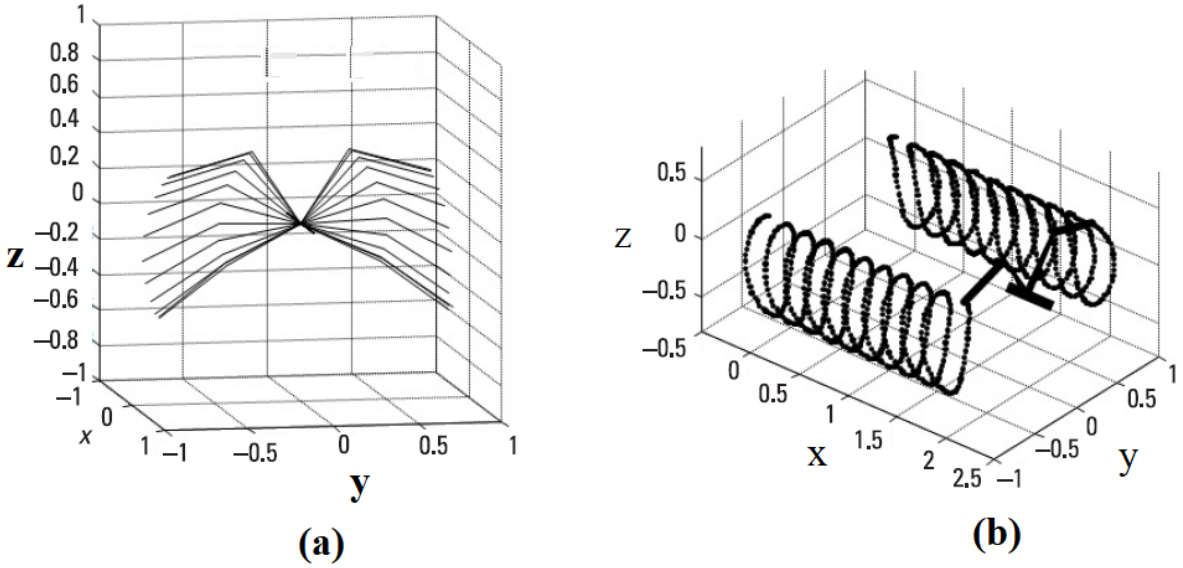

Figura 3.12: Movimentos realizados durante o voo simulado da ave. (a) Batida das asas e (b) Movimento das asas durante a trajetória do voo.

Os parâmetros da ave utilizado são: Tamanho do braço superior $L_1 = 0{,}5$ m, amplitude do ângulo de batida de asa do braço superior $A_1 = 40°$, atraso do ângulo de batimento na parte superior do braço $\psi_{10} = 15°$, tamanho do antebraço $L_2 = 0{,}5$ m, atraso do ângulo de batida do antebraço de $\psi_{20} = 20°$. Adicionalmente, também foi utilizado $L_1 = 0{,}25$ m e $L_2 = 0{,}25$ m, para analisar o efeito da diminuição do tamanho da asa da ave no sinal recebido.

A velocidade do voo da ave e a f_{batida} foram alterados de acordo com a Tabela 3.5 para que o efeito da variação desses parâmetros fossem analisados. A configuração (a) foi escolhida para visualizar o efeito de um deslocamento lento com a ave realizando uma batida de asa a cada dois segundos. As configurações (b) e (c) permitem visualizar o efeito de diferentes frequências de batida de asa, com uma batida de asa por segundo e com

uma batida de asa a cada dois segundos, o mesmo pode ser analisado nas configurações (e) e (f), porém com uma velocidade maior. Por fim, as diferentes velocidades de voo selecionadas permite visualizar o respectivo efeito micro-doppler gerado no radar. Os parâmetros das aves selecionadas para análise foram baseados em pássaros reais.

Tabela 3.5: Configurações de velocidade de voo e frequência de batida de asa utilizadas nas simulações.

Configuração	**Velocidade do voo (m/s)**	$f_{batida}(Hz)$
(a)	0,1	0,5
(b)	2	0,5
(c)	2	1
(d), $L_1 = 0{,}25$ m e $L_2 = 0{,}25$ m	2	1
(d)	4	0,5
(e)	4	1

Os dados simulados são comparados com um espectograma obtido através da medição em campo de um eco de uma ave real realizada por [29]. A Figura 3.13 apresenta uma fotografia da ave na qual o referido autor mediu o efeito MD produzido pelo voo e pelas batidas de asa. A medição feita por [29] utilizou um radar que opera na frequência de 9,85 GHz, largura de banda de 20 MHz, frequência de repetição de pulso de 20-30 kHz, potência de transmissão de 29,8 dBm e polarização horizontal. O radar implementado na simulação procurou atender a referida configuração e opera na frequência de 9,85 GHz, possui uma resolução em distância de 5 cm e utilizou 8192 pulsos e observou o alvo por 10 segundos.

Figura 3.13: Fotografia da ave medida por Kang (2021).

3.4.3 Metodologia utilizada nas Medições

Com o objetivo de captar o efeito micro-doppler gerado por uma ARP quadricóptera experimentos foram realizados em campo aberto na parte exterior ao Laboratório de Guerra Eletrônica (LabGE) do Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA). Para isso a ARP FIMI X8 SE e o radar FMCW *radarlog* que opera em 76 GHz foram utilizados. Os principais parâmetros do radar FMCW estão presentes na Tabela 3.6. O radar utilizado é de múltiplas entradas e múltiplas saídas, pois possui 16 antenas receptoras e 2 antenas transmissoras, como pode ser visualizado na Figura 3.14 que apresenta uma imagem do mesmo. O radar utilizado é fabricado pela empresa *INRAS* e possuí o nome de *Radarlog*, o mesmo armazena os dados durante as medidas e permite a coleta dos mesmos para posterior análise.

O experimento consistiu em colocar a ARP FIMI X8 SE em voo e a uma distância de 3,8 metros do radar com um angulo de elevação de 0° e assim gravar o sinal de retorno para posterior análise. Os dados obtidos das medidas foram gravados em tempo real pelo radar em uma planilha em que cada linha representa um *chirp* emitido e o sinal obtido por cada *chirps* dá a informação de distância naquele momento. A planilha armazenou 19.712 chirps. A informação relacionada a frequência Doppler, que é usada para obter a velocidade dos alvos, foi obtido ao realizar uma transformada rápida de Fourier ao longo das partes de interesse dos *chirps* que estavam localizados nas colunas da planilha que indicavam a distância na qual a ARP estava posicionada. Dessa maneira, foi possível gerar os espectogramas que indicam a variação da frequência Doppler no tempo e analisar a modulação adicional da frequência Doppler que representa o efeito MD.

Tabela 3.6: Principais parâmetros do Radar FMCW.

Parâmetro	**Valor**
Frequência central	76 GHz
Largura de Banda de Modulação	40 MHz
Potência de Transmissão	10 dBm
Largura de feixe de - 3 dB	Azimute: 51°; Elevação: 13,2°

Figura 3.14: Radar MIMO FMCW utilizado para coleta de dados.

A Figura 3.9 em (a) mostra uma imagem da ARP FIMI X8 SE. A montagem do experimento em campo para coleta de dados pode ser vista na Figura 3.15 item (a) e o método empregado no item (b). A ARP foi posicionada inicialmente a distância de 3,8 metros do radar e foi colocado em voo a altura de 1,5 metros, mesma altura das antenas do radar, para que o ângulo de elevação da ARP permanecesse em 0°. Durante o voo a ARP variou a sua distância em relação ao radar no intervalo de 3,1 à 3,8 metros e os dados foram gravados para posterior análise.

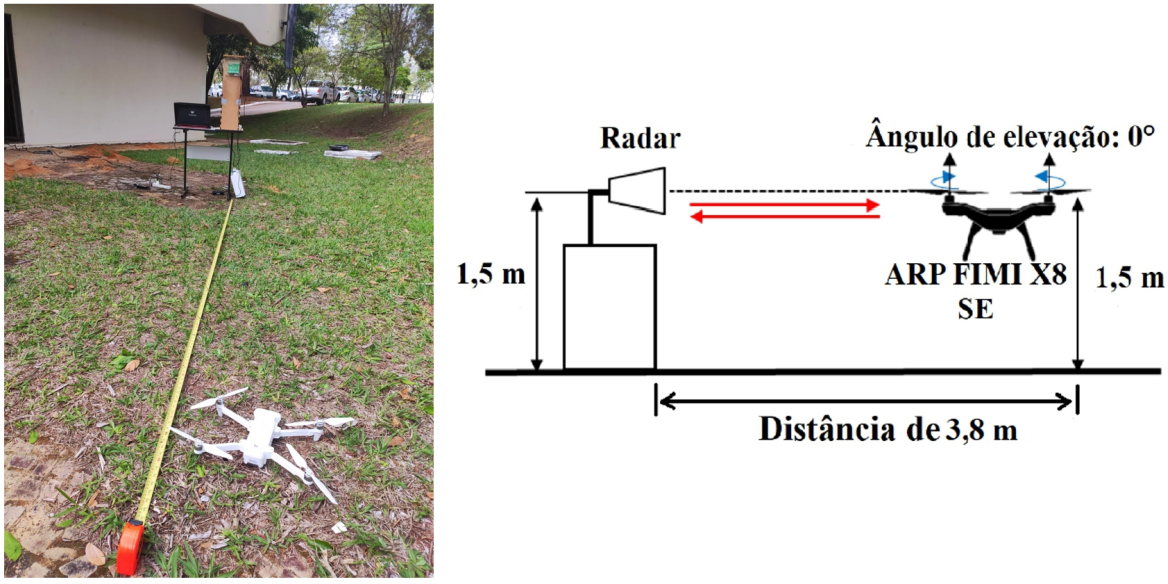

Figura 3.15: Montagem e método para coleta de dados em campo aberto.

Capítulo 4

Resultados

Este capítulo tem como objetico apresentar os resultados obtidos. Inicialmente, A RCS de polarizações horizontal, vertical e circular geradas por simulação da ARP Hercules 500 em 9,4 GHz e da ARP Agribot em 2,8 GHz são expostas e analisadas. Em seguida, os resultados da detecção das ARPs Hercules 500 e Phantom 4 pelo radar FT 250 são analisados e um fluxograma de operação desse radar para otimizar a detecção da ARP Phantom 4 é explicado. Logo depois, a detecção da ARP Agribot pelo radar ASR 12 é discorrida e comparações e observações sobre a detecção das ARPs pelos radares são apresentadas. Posteriormente, os resultados obtidos do efeito MD produzido por ARPs quadricópteras de diferentes tamanhos de hélice, velocidade de rotação dos rotores e ângulos de elevação em relação ao radar são apresentados e em seguida o efeito MD produzido por pássaros com diferentes velocidades, frequência de batida de asas e diferentes tamanhos de asas são expostos e assim as características do efeito MD produzido por esses alvos são analisadas e comparadas. Por fim, os resultados obtidos do trabalho de medição do efeito MD realizado em campo são mostrados e os requisitos para que o radar FMCW *radarlog* possa medir o efeito MD são descritos.

4.1 Análise da RCS de ARPs

4.1.1 Análise da RCS da ARP Hercules 500 em 9,4 GHz

A Figura 4.1 apresenta os valores de RCS em dBsm para as polarizações horizontal, vertical e circular para a frequência de 9,4 GHz através de gráficos polares. Para cada valor de Phi analisado, 0°, 45°, -45° e 90,° o ângulo Theta percorreu de 0° à 360°, com passo de 1°. Através dos gráficos polares apresentados é possível notar que o valor de

RCS varia a depender da posição em que a ARP Hercules 500 é posicionado. Além disso os gráficos polares para os ângulos de Phi iguais a 45° e - 45° possuem valores com menor intensidade se comparado aos de 0° e 90°.

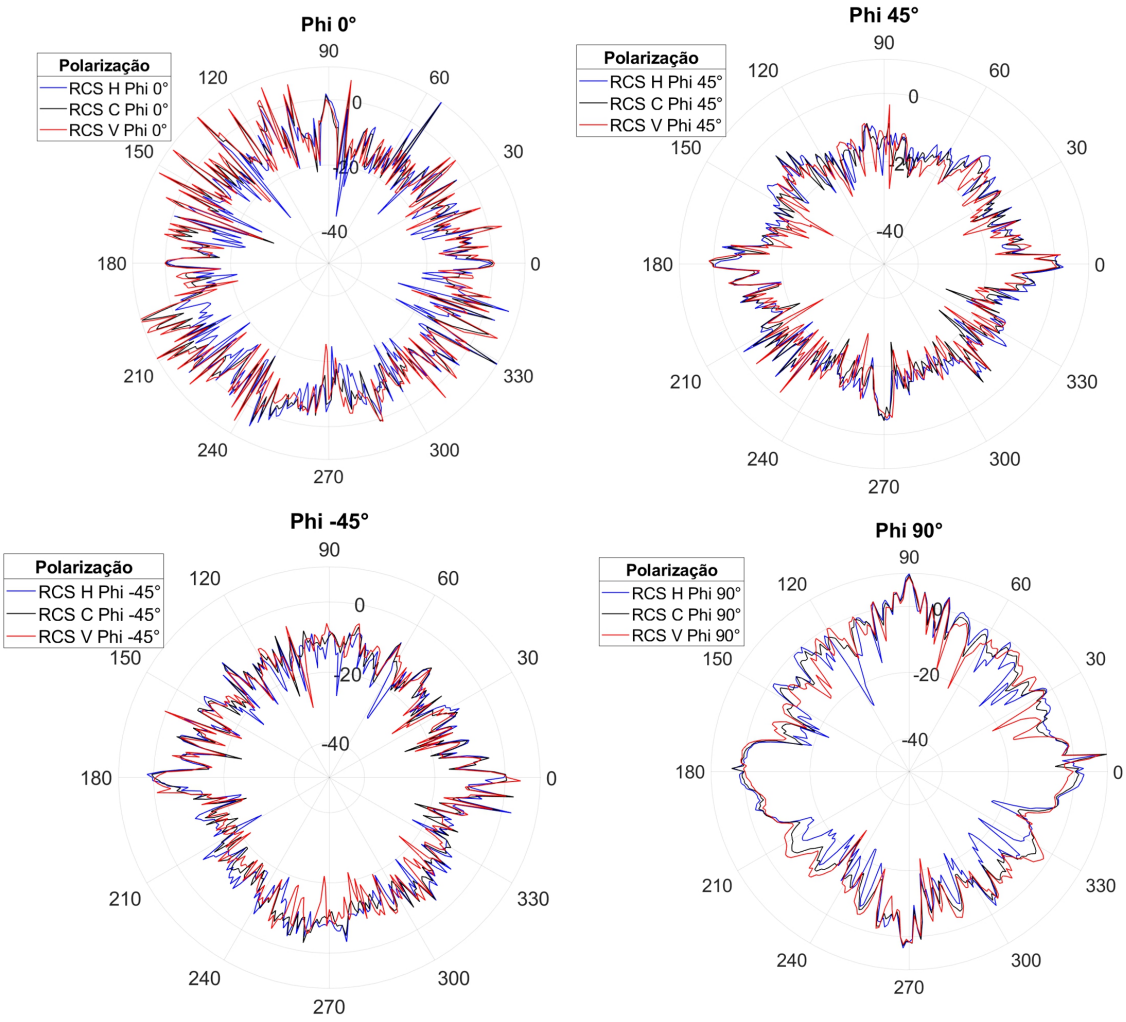

Figura 4.1: Gráficos polares para os resultados de RCS (dBsm) da ARP Hercules 500 em 9,4 GHz para as diferentes configurações de campo distante e para as polarizações horizontal, vertical e circular.

As Figuras 4.2, 4.3 e 4.3 apresentam as curvas de RCS em metros quadrados (m^2) para a frequência de 9,4 GHz nas polarizações horizontal, vertical e circular. Para cada polarização foi selecionado os valores de Phi iguais a 0°, 45°, -45° e 90° e para cada valor de Phi o ângulo Theta percorreu o intervalo de 0° à 360°, com passo de 1°. Além disso, a curva em vermelho representa a média dos valores de RCS em (m^2) considerando os diferentes valores de Phi.

Para a polarização horizontal é possível perceber que as curvas de phi em 0° e 90°

possuem pontos de forte retorno ao observar a Figura 4.2. Para Phi igual a 0° existem pontos de forte retorno em 55°, 218°, 244°, 329° e em 345°. Já para a curva de Phi igual a 90° existem pontos de forte retorno para Theta iguais a 5°, 90°, 179°, 268°. A existência desses pontos de forte retorno de sinal fez surgir valores médios significativos em 55°, 90°, 179° e em 329°.

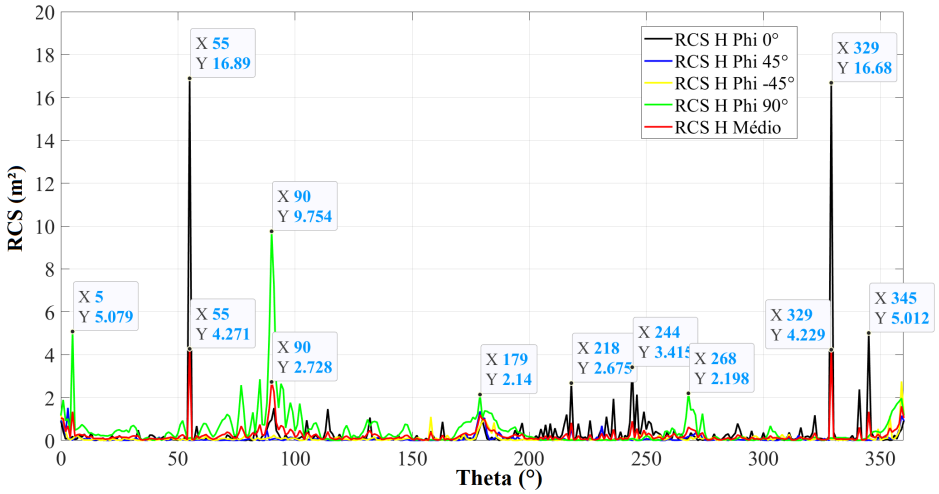

Figura 4.2: Gráfico da RCS de polarização horizontal para Phi igual a 0°, 45°, -45, 90° e médio para a frequência de 9,4 GHz.

De acordo com a Figura 4.3 é possível observar que para Phi igual a 0° foi gerado pontos de forte retorno de sinal em Theta iguais a 12°, 83°, 103°, 111°, 132°, 144°, 152°, 197°, 201°, 209°, 239°, 311° e 336°. Além disso, para Phi igual a 90° foi observado pontos de forte retorno de sinal em 5°, 77° e 90°. Esses pontos de forte retorno de sinal resultou em valores médios mais intensos.

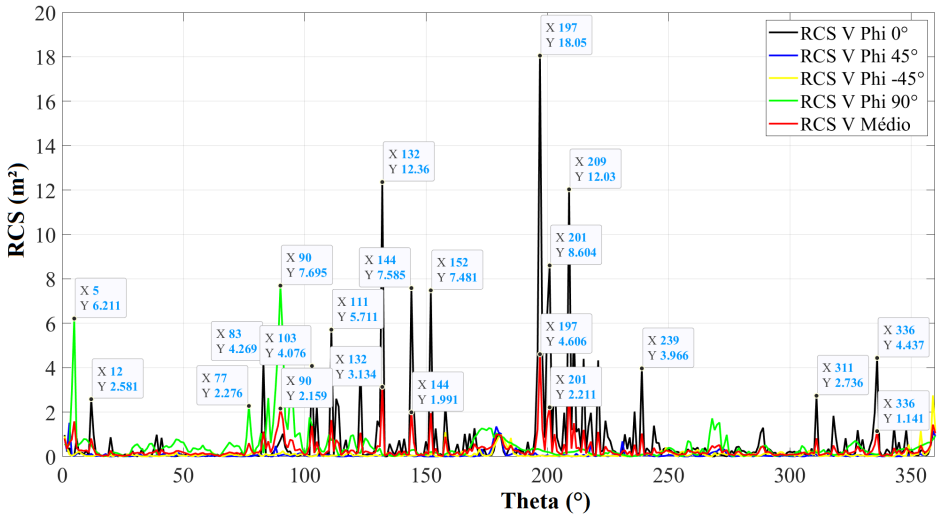

Figura 4.3: Gráfico da RCS de polarização vertical para Phi igual a 0°, 45°, -45, 90° e médio para a frequência de 9,4 GHz.

Para a polarização circular é possível observar ao analisar a Figura 4.4 que para Phi igual a 0° existem pontos de forte retorno de sinal em Theta iguais a 55°, 111°, 132°, 144°, 152°, 197°, 201°, 209° e 329°. Para Phi igual a 90° existem pontos de forte retorno de sinal em Theta iguais a 5°, 90° e 179°. Por fim, através da observação das curvas de RCS apresentadas é possível perceber que a visibilidade da ARP para radares irá variar consideravelmente ao depender da posição em que mesmo fizer em relação ao radar e que para Phi igual a 0° existe um maior retorno de sinal sendo o ângulo em que a ARP se torna mais visível.

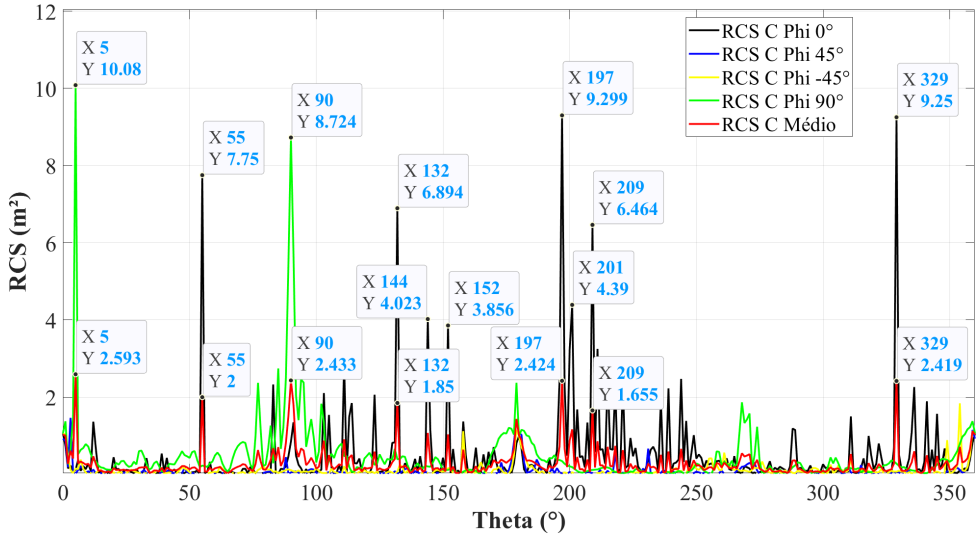

Figura 4.4: Gráfico da RCS de polarização circular para Phi igual a 0°, 45°, -45, 90° e médio para a frequência de 2,8 GHz GHz.

A tabela 4.1 apresenta os valores médios de RCS para cada valor de phi, além do valor resultante médio considerando todos os valores de phi analisados. Ao observar a Tabela é possível notar que para a frequência de 9,4 GHz a polarização que gerou o maior valor de RCS médio foi a vertical, seguida pela circular e por fim a horizontal. Além disso, o valor de Phi que resultou nos maiores valores de RCS médio para todas as polarizações analisadas foi 0°. Os valores médios obtidos considerando todos os ângulos Phi para cada polarização podem ser utilizados em analises de detecção radar.

Tabela 4.1: Valores Médios de RCS (m^2) em 9,4 GHz.

Phi (°)	**Vertical**	**Horizontal**	**Circular**
0	0,6729	0,3243	0,4934
45	0,0779	0,0779	0,0775
-45	0,1044	0,1044	0,1109
90	0,4520	0,4735	0,4773
Média Total	0,3268	0,2450	0,2898

4.1.2 Análise da RCS da ARP Agribot em 2,8 GHz

Ao analisar a Figura 4.5 que apresenta os gráficos polares da RCS em dBsm para os diferentes valores de Phi é possível observar que os valores para as diferentes polarizações seguem um padrão semelhante e que para Phi igual a 90° ocorreu um retorno mais intenso de sinal.

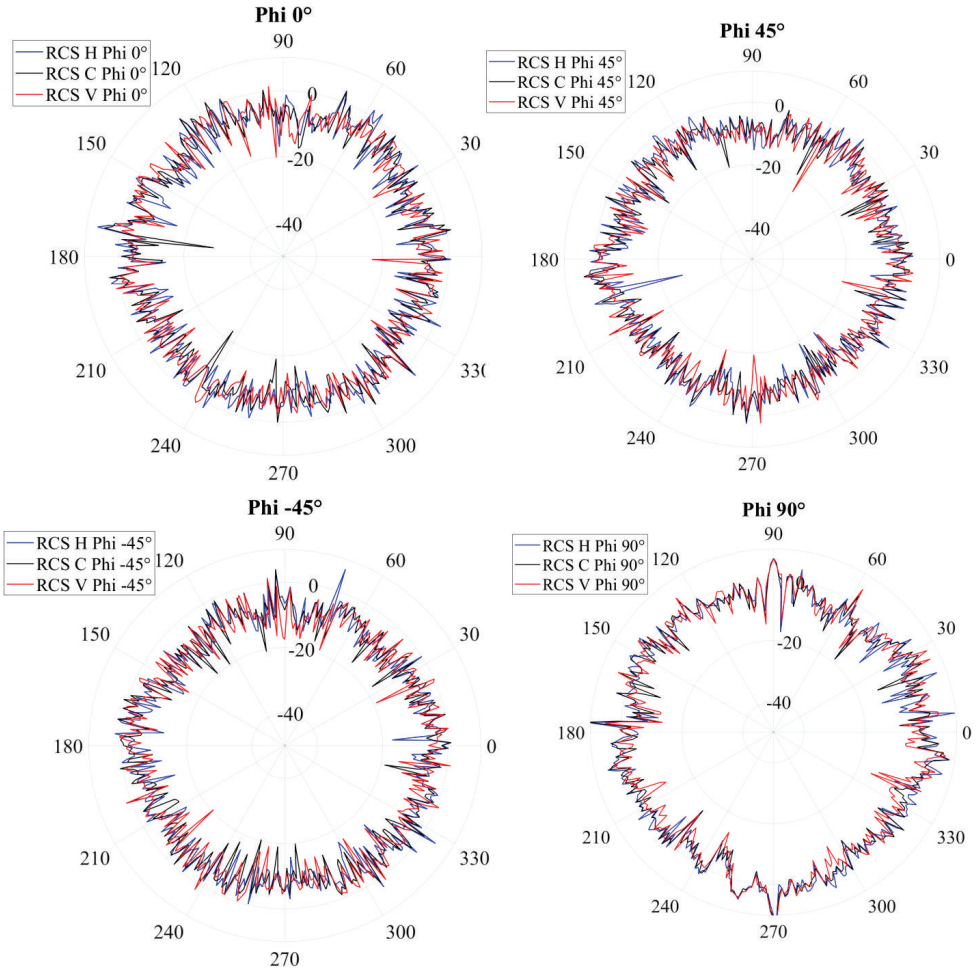

Figura 4.5: Gráficos polares para os resultados de RCS (dBsm) da ARP Agribot em 2,8 GHz para as diferentes configurações de campo distante e para as polarizações horizontal, vertical e circular.

A Figura 4.6 apresenta as curvas de RCS em m^2 para todos os valores de Phi analisados para a polarização horizontal. De acordo com essa Figura o ângulo Phi com maior retorno de sinal é igual a 90° e que em Phi igual a 90° ocorreu pontos de forte retorno de sinal. Os valores de Theta em que se verificou forte retorno de sinal foram: 6°, 20°, 34°, 71°, 90°, 177°, 193°, 258°, 271° 292°, 346° e 351°. O forte retorno de sinal observado em Phi igual a 90° contribuiu significativamente para compor o valor médio da RCS horizontal.

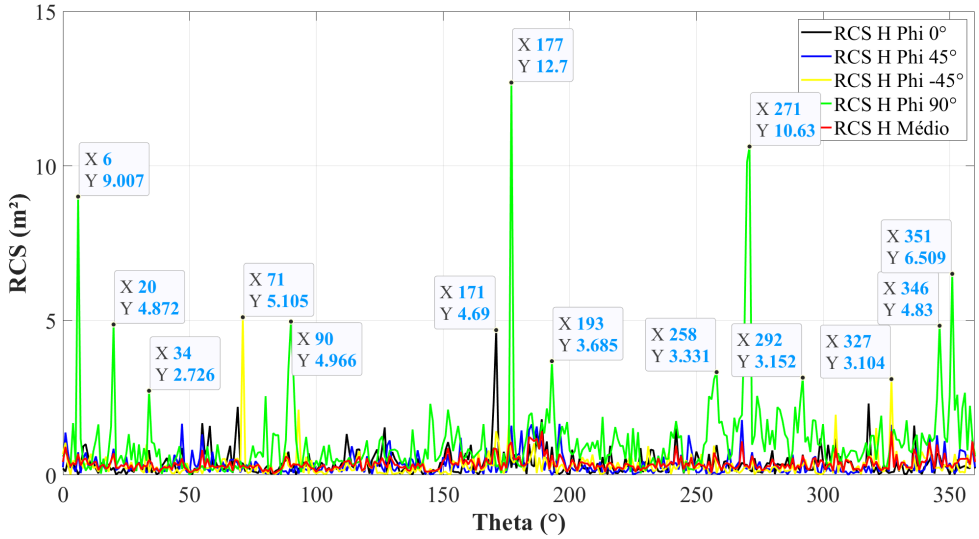

Figura 4.6: Gráfico da RCS de polarização horizontal para Phi igual a 0°, 45°, -45, 90° e médio para a frequência de 2,8 GHz.

As curvas de RCS para a polarização vertical são apresentadas na Figura 4.7 e a curva que possui maior retorno de sinal ocorre em Phi igual a 90°, com pontos de forte retorno de sinal. O nível de sinal para Phi igual a 0°, 45° e -45° são semelhantes.

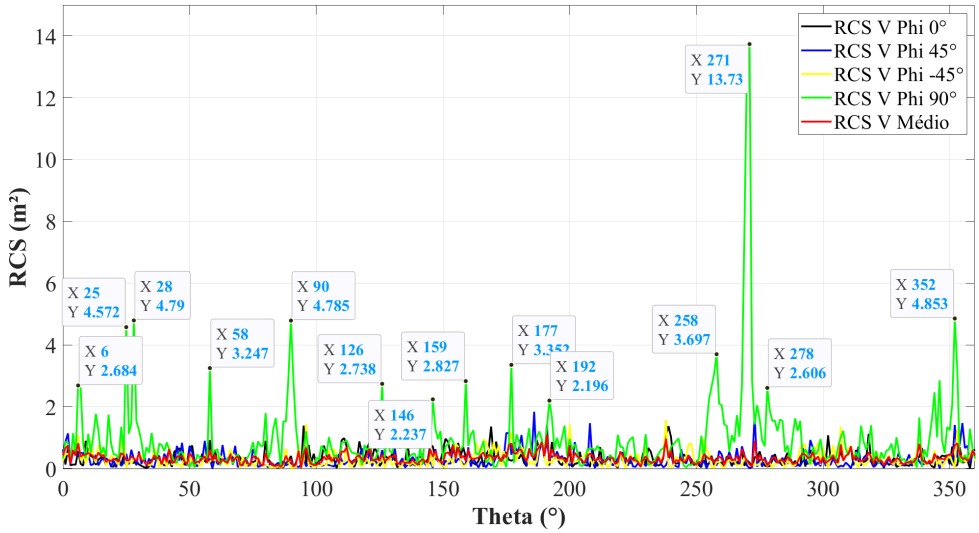

Figura 4.7: Gráfico da RCS de polarização vertical para Phi igual a 0°, 45°, -45, 90° e médio para a frequência de 2,8 GHz..

A Figura 4.8 apresenta as curvas de RCS para a polarização circular e é possível verificar que a curva de Phi igual a 90° apresenta o maior retorno de sinal. Além disso, é possível observar uma quantidade menor de pontos de forte retorno de sinal se comparado as polarizações horizontal e vertical.

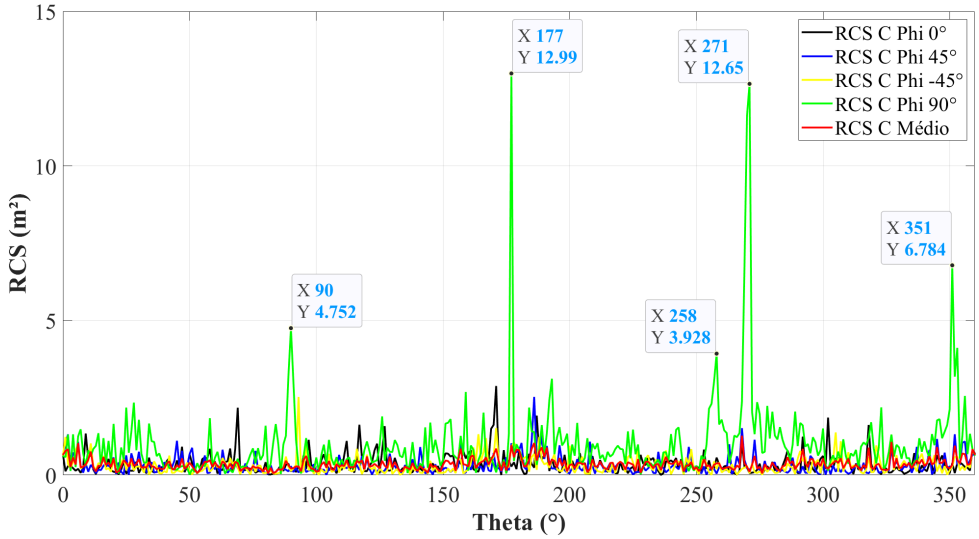

Figura 4.8: Gráfico da RCS de polarização circular para Phi igual a 0°, 45°, -45, 90° e médio para a frequência de 2,8 GHz.

É possível observar em todas as polarizações que a curva para Phi igual a 90° apresentou maior retorno de sinal e gerou pontos de maior intensidade. O maior retorno de sinal para Phi igual a 90° também pode ser observado na Tabela 4.2 que mostra os valores médios de RCS. Adicionalmente, a polarização que possui maior valor médio de RCS é a circular com RCS de 0,3182 m^2, em seguida a vertical com RCS de 0,3117 m^2 e por fim a horizontal com 0,3097 m^2.

Tabela 4.2: Valores Médios de RCS (m^2) em 2,8 GHz.

Phi (°)	**Vertical**	**Horizontal**	**Circular**
0	0,2798	0,2531	0,2566
45	0,2212	0,2373	0,2254
-45	0,2162	0,2186	0,2145
90	0,5733	0,5204	0,5274
Média Total	0,3117	0,3097	0,3182

4.1.3 Comparação entre a RCS da ARP Hercules 500 em 9,4 GHz e da ARP Agribot em 2,8 GHz

A Tabela 4.3 foi elaborada para que os valores obtidos de RCS da ARP Hercules 500 e Agribot pudessem ser comparados. Para isso as dimensões significativa devem ser levadas em consideração e a frequência para a qual as medidas de RCS foram realizadas. A

dimensão signigicativa da ARP Hercules 500 é de 35 cm e a da ARP Agribot é 135 cm. Porém, apesar da ARP Agribot possuir seu tamanho significativo superior a ARP Hercules 500 é possível notar que os valores de RCS obtidos entre eles foram próximos. Sendo que a RCS da média total para a polarização vertical da ARP Hercules 500 é superior a respectiva RCS média total de polarização vertical da ARP Agribot.

Dessa forma é possível observar que a diferença entre os valores de frequência para a qual as medições foram feitas causou a proximidade dos valores de RCS obtidos. Pois, caso as simulações da RCS para as ARPs Hercules 500 e Agribot fossem realizadas para a mesma frequência era esperado que a ARP Agribot possuísse um valor superior de RCS do que a ARP Hercules para todas as polarizações. Esses resultados mostram que a frequência para a qual a RCS é obtida influência significativamente a visibilidade do alvo para o radar. Logo, tendo em vista que ARPs micro e mini possuem uma tamanho pequeno é preferível utilizar radares que operam com frequência na banda X ou superior a aqueles que operam com frequências abaixo dessa para garantir uma maior visibilidade desses alvos.

Tabela 4.3: Valores Médios de RCS (m^2) em 9,4 GHz e em 2,8 GHz.

Phi (°)	**Vertical 9,4 GHz**	**Horizontal 9,4 GHz**	**Circular 9,4 GHz**	**Vertical 2,8 GHz**	**Horizontal 2,8 GHz**	**Circular 2,8 GHz**
0	0,6729	0,3243	0,4934	0,2798	0,2531	0,2566
45	0,0779	0,0,0779	0,0775	0,2212	0,2373	0,2254
-45	0,1044	0,1044	0,1109	0,2162	0,2186	0,2145
90	0,4520	0,4735	0,4773	0,5733	0,5204	0,5274
Média Total	0,3268	0,2450	0,2898	0,3117	0,3097	0,3182

4.2 Análise da Detecção de ARPs pelo Radar FT 250

4.2.1 Detecção da ARP Hercules 500 pelo Radar FT 250

Utilizando os dados das simulações obtidas pelo software AREPS, as Figuras 4.9, 4.10 e 4.11 foram criadas. Elas apresentam, respectivamente, os resultados das configurações presentes na Tabela 3.1, que utilizam pulso curto, médio e longo.

De acordo com a Figura 4.9 é possível observar que, para o pulso curto de duração 0,05 μs, a detecção é realizada até o alcance máximo de 8.704 m na altitude de 304,9 m,

e que a altitude máxima de detecção é de 1.280,16 m, com alcance máximo de 4.815 m. Além disso, a configuração que obteve melhor desempenho foi a 4, com f_p de 3.000 Hz e m de 28 RPM.

Ao se analisar a Figura 4.10, nota-se que com o pulso médio de duração de 0,25 μs é possível detectar a ARP ao alcance máximo de 11.667,6 m em 305 m de altitude. A altitude máxima de detecção é de 1.570 m, com alcance de detecção máximo de 6.482 m. De forma complementar, a configuração que obteve os melhores resultados foi a 5, com f_p de 1.800 Hz e m de 28 RPM.

Podemos perceber, ao observar a Figura 4.11, que o emprego do pulso longo de duração 0,75 μs permite maiores alcance e altitude de detecção se comparado às demais τ. Adicionalmente, a configuração 7 obteve melhores resultados, com alcance máximo de detecção de 12.964 m para as altitudes de 304 m e 609,6 m. Além disso, a altitude máxima de detecção de 1.828,8 m.

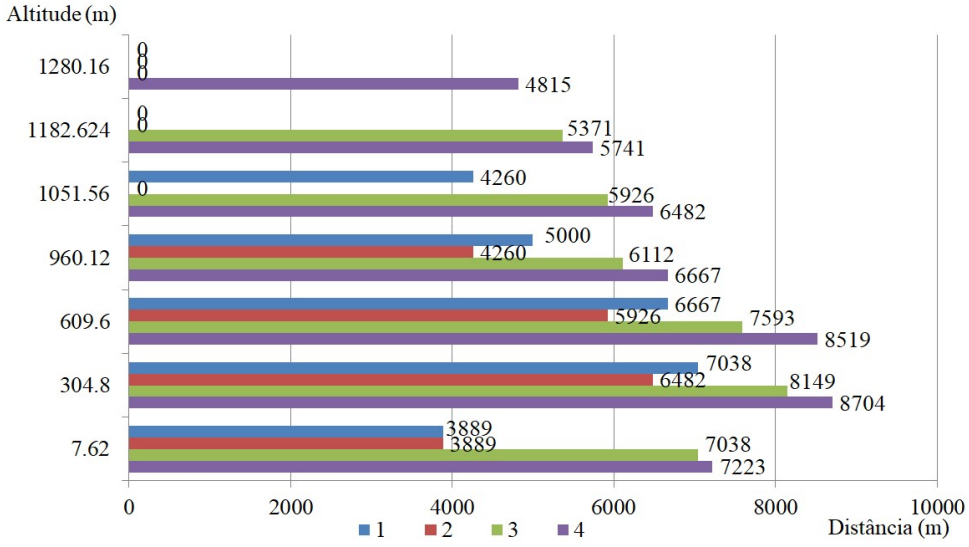

Figura 4.9: Valores do alcance da detecção radar para diferentes valores de altitude, empregando pulso curto.

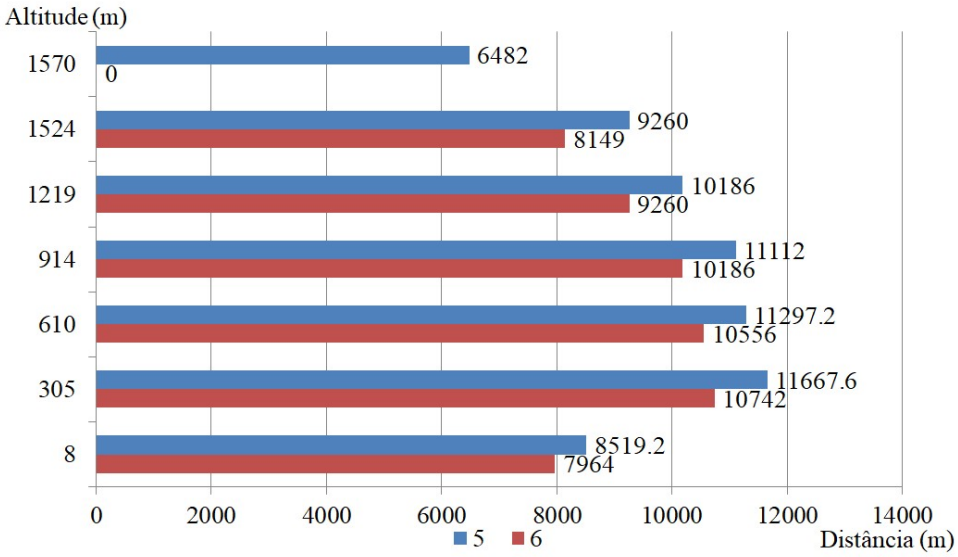

Figura 4.10: Valores do alcance da detecção radar para diferentes valores de altitude, empregando pulso médio.

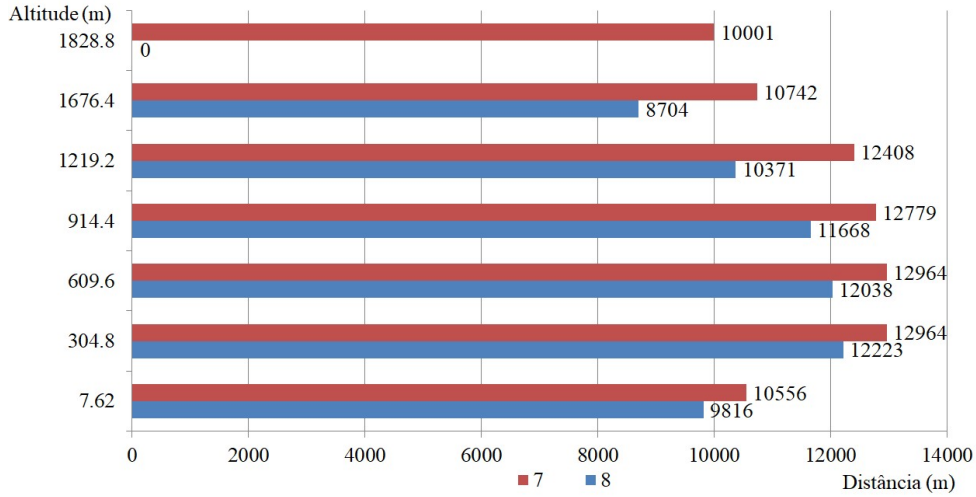

Figura 4.11: Valores do alcance da detecção radar para diferentes valores de altitude, empregando pulso longo.

4.2.2 Detecção da ARP Phantom 4 pelo Radar FT 250

Utilizando a RCS da ARP Phantom 4 medida por [61] e as configurações do radar FT 250 apresentadas na Tabela 3.1 a predição da detecção desse alvo foi obtida através do software AREPS. As Figuras 4.12, 4.13 e 4.14 apresentam os resultados do alcance de detecção para diferentes altitudes para as configurações existentes para os pulsos curto, médio e longo.

De acordo com a Figura 4.12 é possível observar que para o pulso curto de duração

0,05 μs a detecção é realizada até o alcance máximo de 4.074 m na altitude de 305 m, e que a altitude máxima de detecção é de 650 m, com alcance máximo de 2.408 m. Além disso, a configuração que obteve melhor desempenho foi a 4, com f_p de 3.000 Hz e $_m$ de 28 RPM.

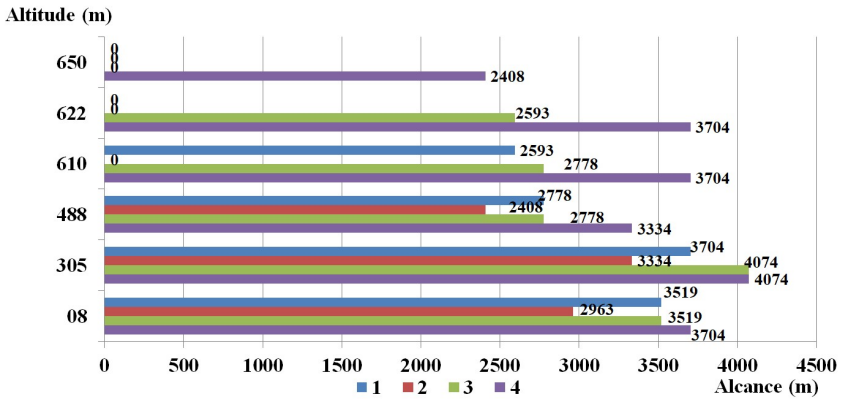

Figura 4.12: Valores do alcance da detecção radar para diferentes valores de altitude, empregando pulso curto

Ao se analisar a Figura 4.13 nota-se que com o pulso médio de duração de 0,25 μs é possível detectar a ARP ao alcance máximo de 6.112 m em 305 m. A altitude máxima de detecção é de 914 m, com alcance de detecção máximo de 4.074 m. De forma complementar, a configuração que obteve os melhores resultados foi a 5, com f_p de 1.800 Hz e ω_m de 28 RPM.

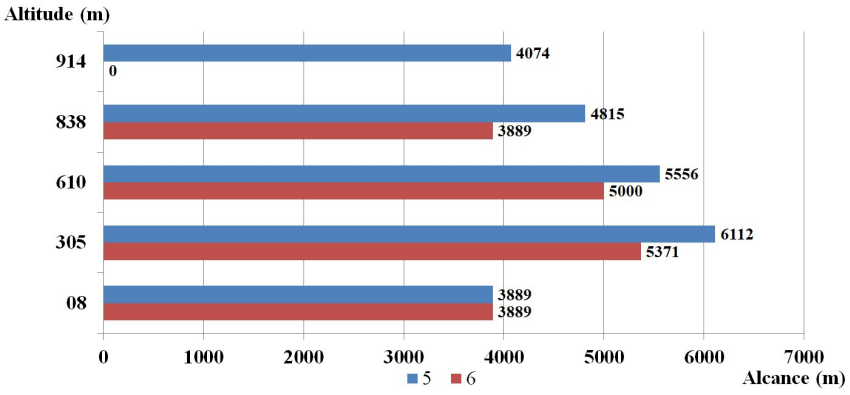

Figura 4.13: Valores do alcance da detecção radar para diferentes valores de altitude, empregando pulso médio.

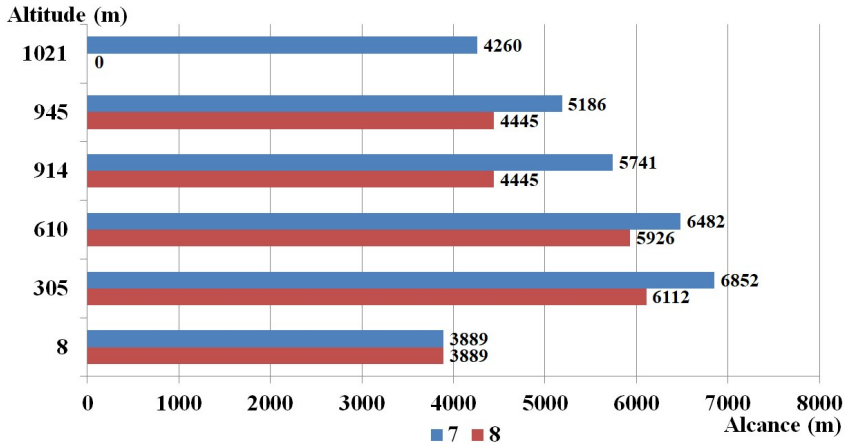

Figura 4.14: Valores do alcance da detecção radar para diferentes valores de altitude, empregando pulso longo.

Podemos perceber, ao observar a Figura 4.14, que o emprego do pulso longo de duração 0,75 μs permite maiores alcance e altitude de detecção se comparado às demais τ. Adicionalmente, a configuração 7 obteve melhores resultados, com alcance máximo de detecção de 6.852 m para a altitude de 305 m e altitude máxima de detecção de 1.021 m. A RPA DJI Phantom 4 possui teto máximo de serviço acima do nível do mar, de 6.000 m de acordo com seu manual de operação; logo, caso se aproxime acima de 1.021 m, não será detectada.

Os resultados obtidos pelo software AREPS de alcance de detecção foram obtidos considerando uma situação em que a ARP estava parada durante a observação do radar. Assim, a utilização de uma menor velocidade de rotação da antena gerou melhores resultados devido ao fato de que o alvo foi iluminado por mais tempo e que o radar obteve mais pulsos para realizar a detecção. Porém, ao utilizar uma menor velocidade de rotação da antena acarreta em uma menor resolução em distância e além disso se o alvo estiver em uma velocidade elevada ele pode sair do campo de visão do radar.

Ao utilizar uma maior velocidade de rotação da antena é possível gerar uma maior taxa de atualização da imagem radar e assim gerar um melhor acompanhamento de alvos rápidos. Porém, uma taxa de rotação mais alta também pode aumentar a taxa de falsos alarmes, especialmente em ambientes desorganizados [43]. Dessa maneira, é possível notar que dependendo da aplicação do radar a velocidade de rotação da antena precisa ser ajustada ao fato se os alvos de interesse possuem uma elevada ou baixa velocidade a velocidade de rotação da antena.

Para a detecção e acompanhamento de ARPs é desejável que o radar possua uma taxa de atualização elevada, devido ao fato que essas aeronaves podem voar em velocidades

elevadas chegando a até 370 km/h. Dessa forma, é possível concluir que o radar FT 250 é aplicável para a detecção de ARPs que estejam paradas ou com velocidades reduzidas.

4.2.3 Fluxograma de Operação do Radar FT250 na Presença da ARP Phantom 4

Com o objeto de orientar a operação do radar FT 250 para otimizar a detecção da ARP Phantom 4 um fluxograma de operação foi produzido levando em consideração as predições de detecção para essa aeronave obtidas pelo software AREPS e as diferentes configurações do radar. Na presença da ameaça em lide, o operador do radar precisa estar atento à seleção da escala de alcance, τ, ω_m e de f_p. Isso porque τ está relacionada à resolução em distância. A resolução em distância representa a partir de que ponto se começa a confundir dois ou mais alvos como sendo um só, devido a pouca separação em distância entre os alvos em relação ao radar [41]. Menores valores de τ fornecem melhor resolução em distância e, pelo pequeno valor da RCS do objeto em análise, é desejável que o radar opere com a maior capacidade de resolução em distância para melhor acompanhamento do alvo [63].

A Figura 4.15 apresenta um fluxograma sugerido de operação do radar para o monitoramento da ameaça em análise. As escalas de alcance usadas são apresentadas na Tabela 3.2 e as configurações na Tabela 3.1. Assim, caso o radar ainda não tenha detectado a ARP é recomendado que o radar trabalhe com sua máxima capacidade de detecção e segundo a Figura 4.14 é obtida pela configuração 7 e utilize a escala de alcance de 6 mn (11.112 m), tendo em vista que a capacidade máxima de detecção do radar para esse objeto é de 6.852 m para a ARP Phantom 4, assim não necessitando de escala de alcance superior a essa.

Uma vez que essa ARP tenha sido detectada, é importante saber qual a distância a que ela se encontrada do radar, para que se possam adotar a melhor configuração e escala de alcance. Se ela estivar a mais de 3 mn (5.556 m), é desejável utilizar a configuração 7 e a escala de 6 mn, pois nessa situação é melhor utilizar a máxima capacidade de detecção. Entretanto, quando essa aeronave estiver entre 3 mn e 1,5 mn, é recomendado alterar a escala de alcance para 3 mn e a configuração para 5, pois nesse caso utilizar pulso médio proporcionará o alcance de detecção necessário e melhorará a resolução em distância. Além disso, a redução da escala para 3 mn proporciona melhor visualização desse alvo no display do radar.

Por fim, no momento em que essa ameaça estiver a menos de 1,5 mn (2.778 m) do

radar, é indicado que se passe a usar a escala de 1,5 mn e a configuração 4, já que nesse caso o uso de pulso curto gerará alcance de detecção suficiente e proporcionará melhor resolução em distância. Além disso, o uso da escala de 1,5 mn oferecerá melhor visualização desse alvo pelo operador. Em todos esses cenários, o operador deve ficar atento para as situações em que a detecção parar ou a ameaça se movimentar. Nesses casos, será preciso modificar a configuração do radar de acordo com o fluxograma apresentado na Figura 6.

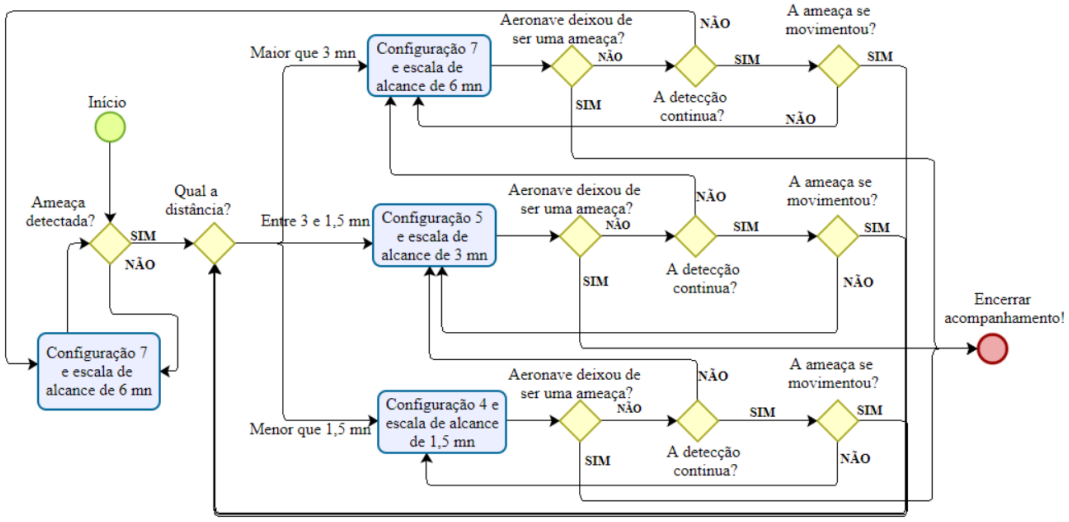

Figura 4.15: Fluxograma sugerido de operação do radar na presença de uma ARP Phantom 4.

4.2.4 Detecção da ARP Agribot pelo Radar ASR 12

De acordo com a Figura 4.16 é possível observar que a configuração 2 apresentou maior alcance de detecção e altitude máxima de detecção. Essa configuração apresentou alcance de detecção de 8.241 m para a altitude de 8 m e altitude máxima de detecção de 6.218 m. Dessa forma é possível verificar que o emprego da f_p de 1.300 Hz resultou em maior alcance e altitude de detecção.

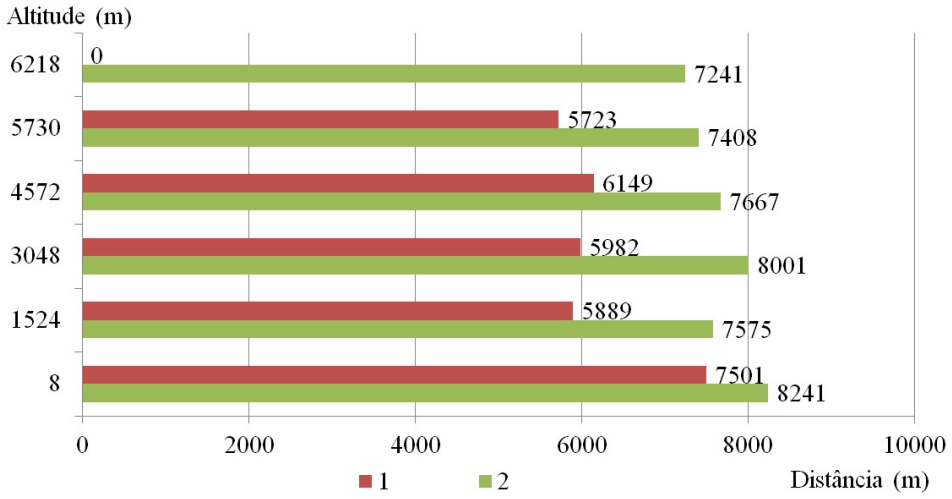

Figura 4.16: Valores do alcance da detecção radar para diferentes valores de altitude, empregando pulso curto.

Ao observar a Figura 4.17 é possível observar que a configuração que apresentou maior alcance de detecção e altitude de detecção foi a 6. Pois, essa configuração apresentou alcance de detecção máximo de 22.964 metros para a altitude de 13.501 metros e altitude máxima de 18.288 metros. Dessa forma, o emprego de τ de 90 μs, f_p de 1.300 Hz gerou maior alcance e altitude de detecção. Por fim, tendo em vista que as configurações 3 e 4 empregam τ de 60 μs ao comparar os dois resultados é possível visualizar na Figura 4.17 que a configuração com maior alcance e altitude de detecção foi a configuração 4 que utilizou f_p de 1.300 Hz.

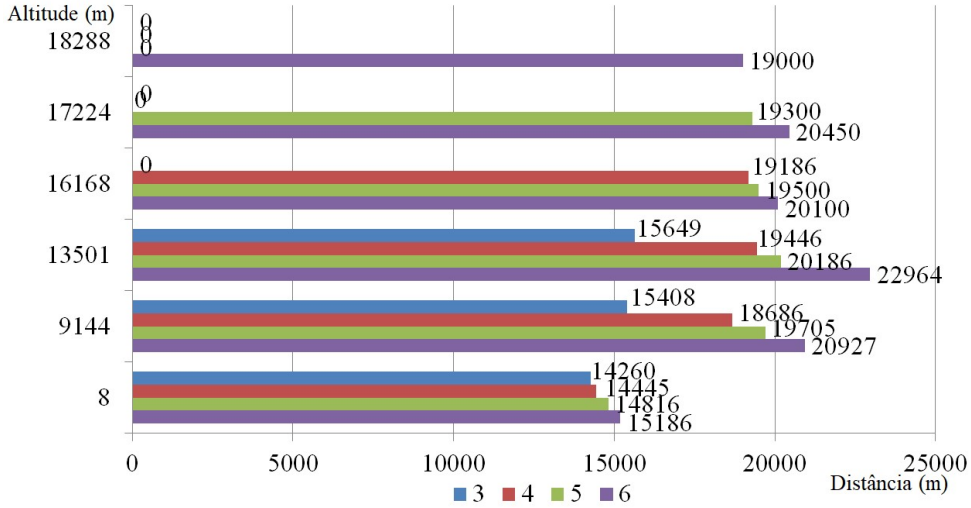

Figura 4.17: Valores do alcance da detecção radar para diferentes valores de altitude, empregando pulso longo.

4.2.5 Comparação e Observações Sobre a Detecção das ARPs pelos Radares

Através da observação dos resultados apresentados da detecção do radar ASR 12 foi possível notar que o mesmo conseguiu detectar a ARP Agribot a uma distância máxima de 22.964 m. O elevado alcance de detecção do radar ASR 12 se deve ao fato desse radar ser projetado para possuir uma grande capacidade de detecção de aeronaves. Tendo em vista que de acordo com seu manual o mesmo possui a capacidade de detectar alvos de 1 m^2 de RCS para o caso swerling 1 com P_D de 80 % a uma distância máxima de 150.567,6 m [64].

Já o radar de navegação apresentou um alcance máximo de detecção de 12.964 m para a ARP Hercules 500 que é inferior ao resultado obtido pelo radar ASR 12. Isso se deve a fatores relacionados a visibilidade do alvo para os radares e a diferenças de projeto entre os radares. Pois, a ARP Hercules 500 possuí menor valor de RCS se comparado a ARP Agribot. Os valores de RCS utilizados para gerar os alvos no software AREPS foram os valores de RCS horizontal de 0,245 m^2 em 9,4 GHz para o ARP Hercules 500 e o valor de RCS vertical de 0,3117 m^2 para a ARP Agribot em 2,8 GHz.

O projeto dos radares também devem ser considerados. Pois, o radar ASR 12 possuí maior largura de pulso de 60 μs e 90 μs, menor taxa de rotação das antenas 15 RPM, antena com padrão de irradiação cossecante ao quadrado, maior largura de feixe vertical e opera na frequência de 2,8 GHz e esses são fatores de projeto que fazem com que esse radar possua um melhor desempenho relacionado a alcance de detecção em relação ao radar FT 250. De maneira complementar, o radar FT 250 possui melhor resolução em distância que o radar ASR 12. Pois, o radar FT 250 apresenta resolução em distância de 35 m, já o radar ASR 12 de 170 m segundo seus manuais técnicos [64] e [62].

Apesar dos radares analisados possuírem uma grande capacidade de detecção eles não possuem boa capacidade de realizar a separação entre alvos que estejam próximos entre si. Tendo em vista que esses radares foram projetados para detectar alvos grandes como aviões e navios. Assim, caso a ARP seja detectado não será possível garantir que a detecção ocorreu devido a apenas uma ARP ou se ocorreu devido a um enxame dessas aeronaves. Dessa maneira, para que seja possível realizar a resolução pelo radar de cada ARP detectada é preciso empregar radares com melhor resolução em distância, que possuam a técnica de compressão de pulso ou radares FMCW.

4.3 Análise do Efeito Micro-Doppler

4.3.1 Simulações do Efeito MD Usando o Modelo Matemático do Sinal Recebido de ARPs

Os espectogramas apresentados nas figuras 4.18, 4.19, 4.20 e 4.21 foram gerados através da implementação em software das configurações apresentadas na Tabela 3.4. Além disso, a Tabela 4.5 apresenta os valores obtidos dos resultados gerados e os parâmetros estimados a partir dos mesmos. Nas simulações os parâmetros de tamanho das hélices (r), velocidade de rotação dos rotores (ω_p) e ângulo de elevação (β) foram selecionados com diferentes valores, com o objetivo de permitir a observação do efeito gerado. Os parâmetros escolhidos estão de acordo com as especificações técnicas reais das ARPs.

Um espectrograma é uma representação visual do conteúdo de frequência de um sinal à medida que o mesmo varia com o tempo. É um gráfico bidimensional que mostra o espectro de frequência de um sinal no eixo vertical e o tempo no eixo horizontal, sendo a intensidade dos componentes da frequência representada pela cor ou brilho do gráfico. Para a análise do efeito MD espectogramas são utilizados para visualizar a modulação Doppler adicional gerada pelo movimento de partes do alvo além do corpo principal. Ao analisar os espectogramas duas informações podem ser retiradas: O período de rotação (T_c) e a largura de banda (LB). Através de (T_c) é possível obter a velocidade de rotação dos rotores (ω_p), pois $\omega_p = \frac{1}{T_c}$. Adicionalmente, com LB, β e ω_p é possível obter o comprimento da hélice (r), através da Equação 2.56.

Ao analisar a Figura 4.18 é possível notar que a modulação adicional Doppler são diferentes pelo fato do modelo Matrice 300 possuir r de 26,6 cm que é maior ao valor do modelo Fimi X8 SE que é de 10,5 cm. O espectograma gerado pela ARP Matrice 300 possuí uma LB próximo a 25,25 kHz enquanto o modelo Fimi X8 SE possuí largura de banda de aproximadamente 8 kHz. Logo, é possível notar que os modelos maiores de ARPs tendem a gerar espectogramas com LB superior aos modelos menores, pois possuem r maiores.

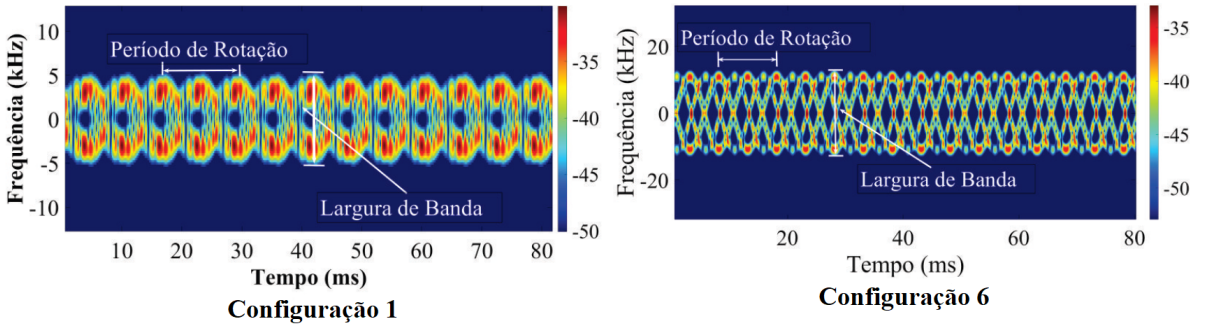

Figura 4.18: Espectogramas das configurações 1 e 6.

Ao comparar os espectogramas das configurações 2 e 3 presentes na Figura 4.19 e ao analisar os dados da Tabela 4.5 é possível observar que apesar do modelo de ARP ser o mesmo, Hercules 500, por ω_p ter na configuração 3 o dobro do valor em relação a configuração 2 fez com que os espectrogramas gerados apresentem formatos bem diferentes. Pois, em 3 a largura de banda é um pouco maior que o dobro do que a de 2 e o período de rotação diminuiu próximo a metade em relação ao espectograma 2. Logo, esses resultados mostram que o aumento da velocidade de rotação dos rotores influencia significativamente o formato do espectograma.

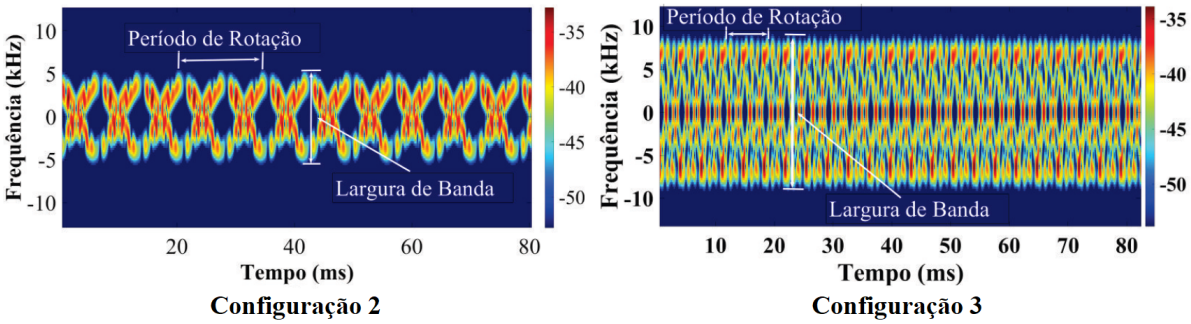

Figura 4.19: Espectogramas das configurações 2 e 3.

Ao considerar os resultados obtidos para as configurações 2, 4 e 5 apresentadas na Figura 4.20, onde o β foi configurado em 0°, 60 ° e 90° respectivamente, é possível notar que apesar de ambos os espectogramas serem gerados através da rotação das hélices do modelo Hercules 500 e com a mesma ω_p de 70 rev/s, a variação de β resultou na geração de espectogramas distintos. Pois, os valores de LB e T_c na configuração 2 e 4 são diferentes e além disso para a configuração 5 não é possível realizar as medições desses parâmetros. Assim, é possível constatar que para obter resultados precisos o sistema radar necessita medir e utilizar o valor de β para que seja possível extrair os valores de T_c e ω_p. De maneira complementar, valores elevados de β próximo a 90° podem inviabilizar a extração

de informações através do espectograma.

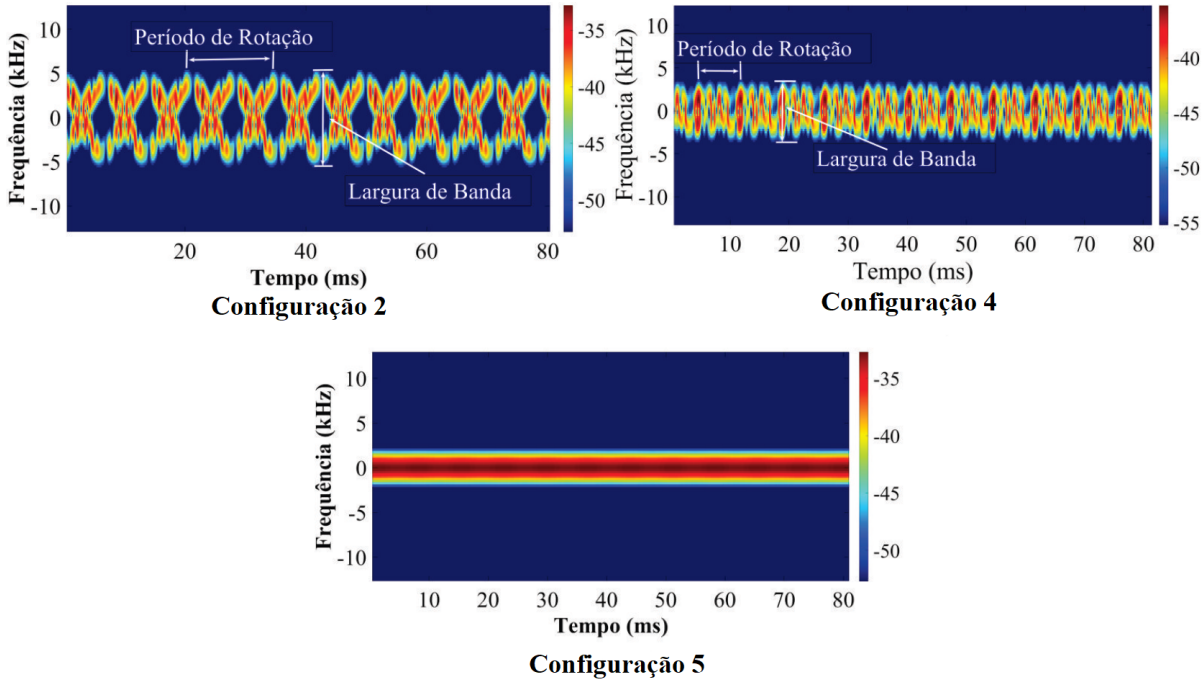

Figura 4.20: Espectogramas das configurações 2, 4 e 5.

Por fim, ao observar os espectogramas obtidos através das configurações 7 e 8 da Figura 4.21, que compara os resultados simulados e medidos para a ARP Phantom 4, é possível notar que eles possuem valores de LB e T_c muito próximos. Porém, apesar da semelhança entre os parâmetros LB e T_c, o espectograma medido possuí próximo a 0 dB a presença de um sinal mais forte, isso é devido ao fato de que a simulação utilizar apenas o retorno de sinal das partes rotativas da ARP e não considerar o retorno do corpo principal. Pois, para a extração dos parâmetros de classificação de ARPs, apenas o retorno do *MD* são de interesse [18].

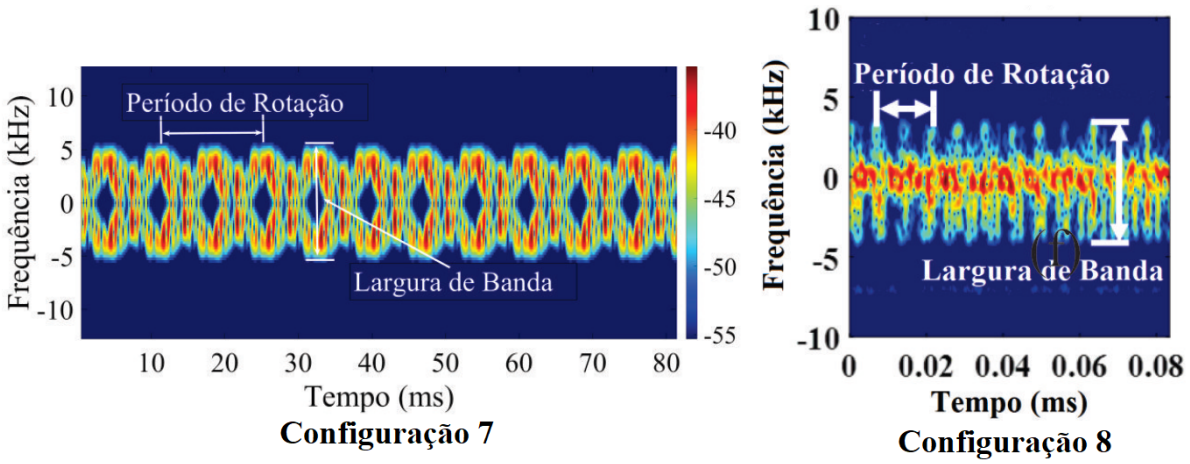

Figura 4.21: Espectogramas das configurações 7 e 8.

O espectro de potência é uma representação matemática da distribuição de potência em diferentes frequências em um sinal. Através do espectro de potência é possível extrair a LB e também a frequência chopper. O valor de LB pode ser obtido considerando os valores que estão acima do limiar, de acordo com [29] o de limiar é de 20 dB para que seja possível separar o sinal do eco proveniente das ARPs do ruído. Já o valor da frequência chopper pode ser obtida ao considerar a diferença entre a primeira e a segunda linha espectral da banda positiva do espectro de potência [29]. As figuras 4.26, 4.27, 4.28 e 4.29 apresenta as linhas espectrais da banda positiva e a respectiva frequência chopper gerada pelas configurações analisadas, onde a configuração 8 apresenta o valor medido por [29]. Ao medir a frequência chopper nos espectros de potência e ao utilizar a Equação 2.55 e possuindo o valor de N é possível chegar ao valor de ω_p.

A Figura 4.22 apresenta o espectro de potência gerado através das configurações 1 e 6. Ao observar os espectros de potência é possível notar que a largura de banda para a ARP Matrice 300 é superior a obtida para a ARP Fimi X8 SE. Isso ocorreu principalmente devido ao fato que r da aeronave Matrice 300 ser superior ao da Fimi X8 SE.

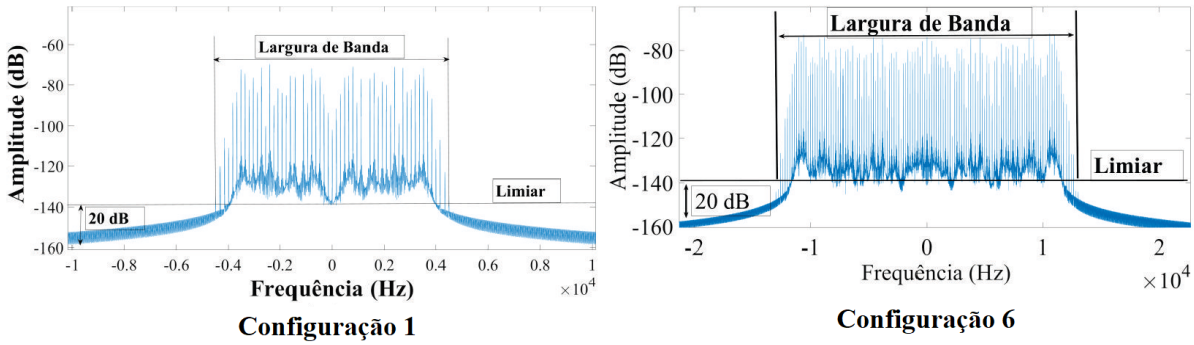

Figura 4.22: Espectros de potência das configurações 1 e 6.

Ao observar a Figura 4.23 que foram obtidos da ARP Hercules 500 onde para a configuração 2 possuí ω_p de 70 rev/s e em 3 de ω_p de 140 rev/s é possível notar que a LB mais que dobrou de valor em 3 em relação a 2.

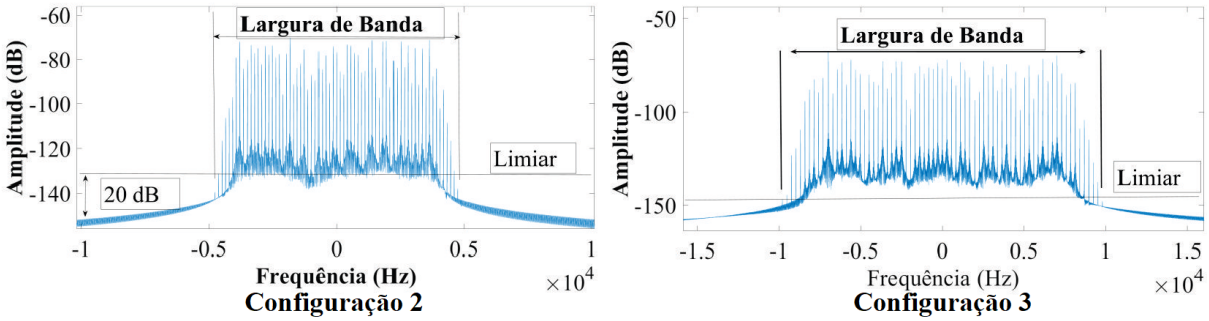

Figura 4.23: Espectros de potência das configurações 2 e 3.

Além disso, ao observar a Figura 4.24 é possível notar que ao alterar β o espectro de potência também muda significativamente e que não é possível extrair o valor de LB do espectro gerado pela configuração 5.

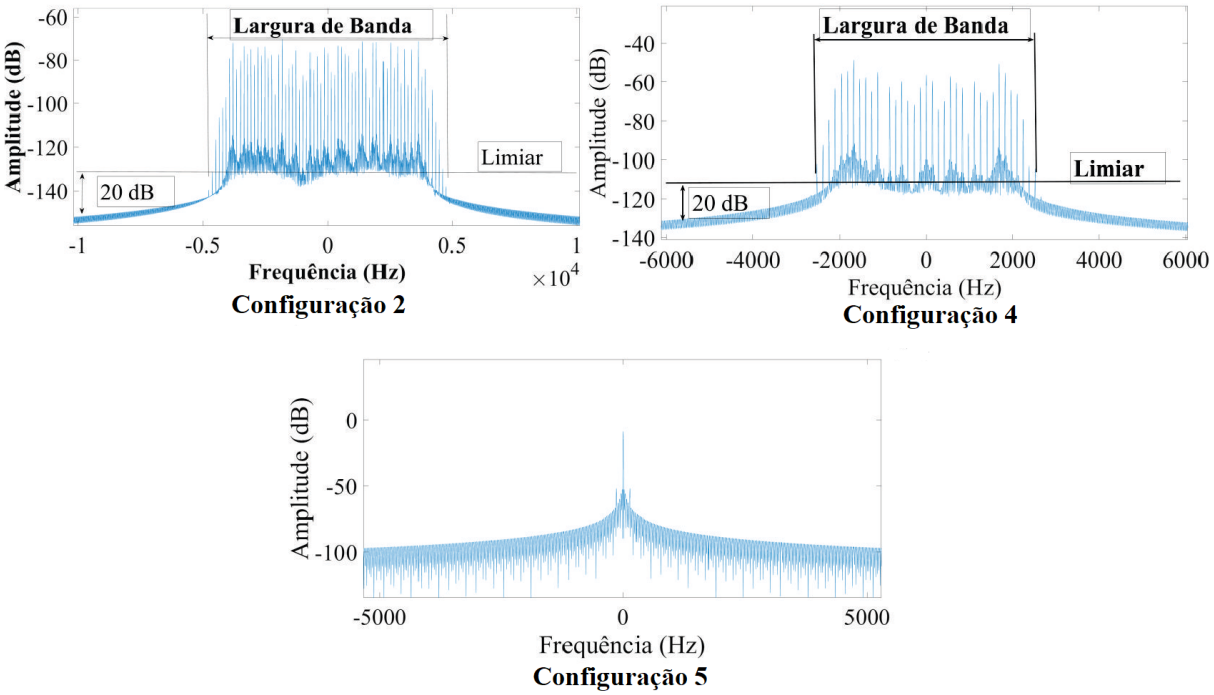

Figura 4.24: Espectros de potência das configurações 2, 4 e 5.

Por fim, ao analisar a Figura 4.25 ao comparar os espectros de potência das configurações 7 e 8, que em 7 é gerado por simulação e em 8 por medição para a ARP Phantom 4, é possível constatar que ambos possuem LB próximos, porém o retorno do corpo principal em 8 pode ser facilmente visualizado, já em 7 esse retorno não foi considerado.

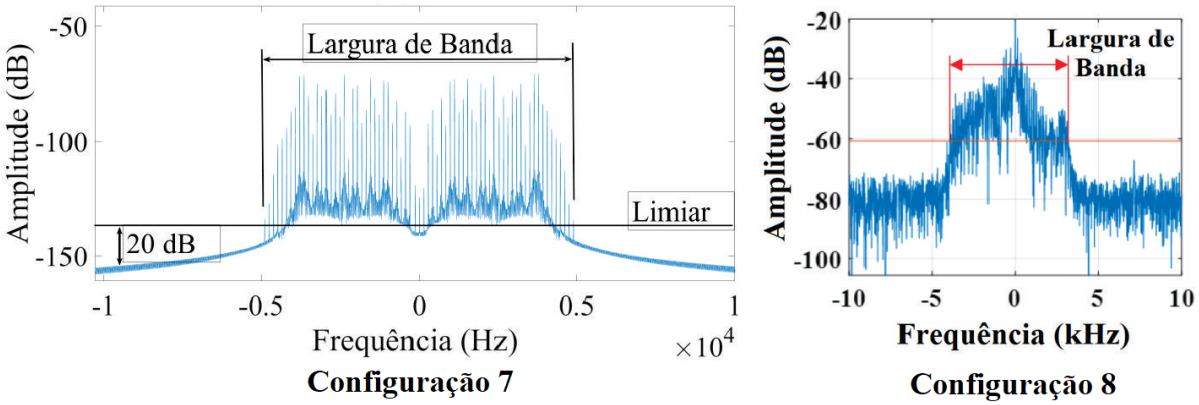

Figura 4.25: Espectros de potência das configurações 7 e 8.

A frequência chopper, que é obtida ao considerar a diferença entre a primeira e a

segunda linha espectral da banda positiva do espectro de potência [29], de acordo com a Equação (2.55) pode ser utilizada para estimar ω_m sabendo-se o número de hélices de cada rotor. A Figura 4.26 apresenta a frequência chopper para as configurações 1 e 6, que consideram o modelo Matrice 300 e Fimi X8 SE que possuem tamanho de hélices diferentes, é possível observar que o espaçamento entre as linhasa espectrais é maior para para a configuração 6.

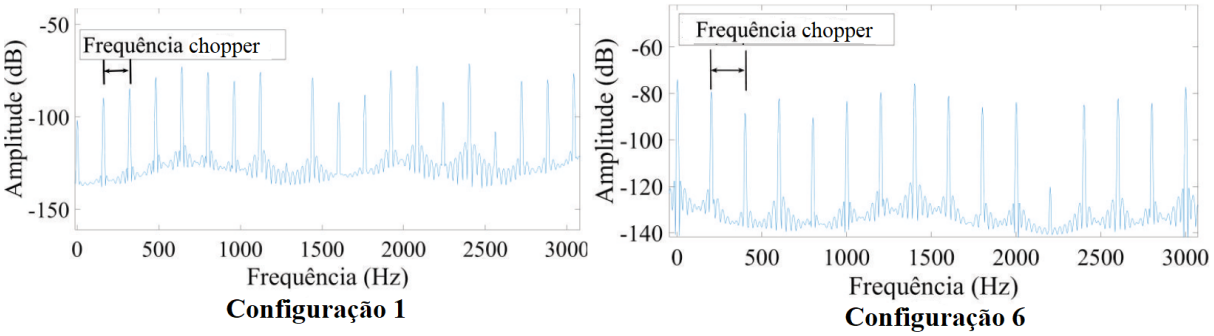

Figura 4.26: Frequências chopper para as configurações 1 e 6.

A Figura 4.27 apresenta o espaçamento das linhas espectrais para os espectros de potência gerado pelas configurações 3 e 4 e é possível observar que as linhas espectrais estão com maior espaçamento para a configuração 4. O maior espaçamento para a configuração 4 ocorre devido ao fato que a configuração 3 e 4 são para a mesma ARP Hercules 500 porém a configuração 4 utiliza o dobro de ω_m em relação a configuração 3.

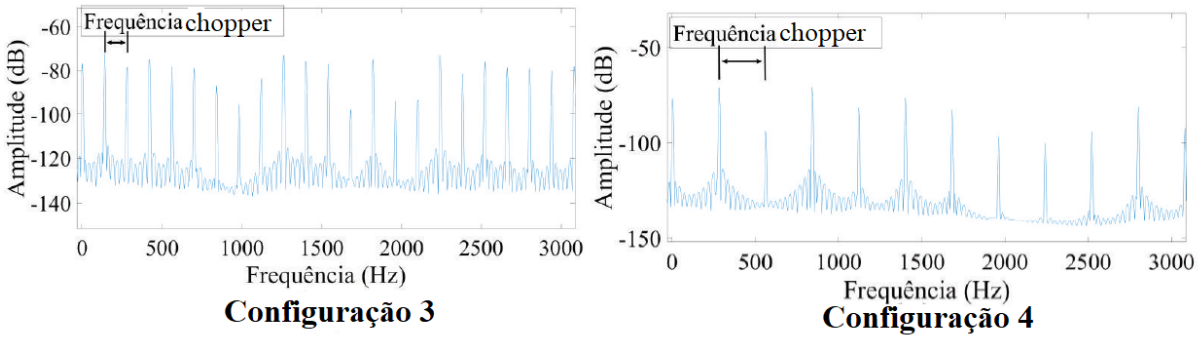

Figura 4.27: Frequências chopper para as configurações 3 e 4.

A Figura 4.28 apresenta a frequência chopper para as configurações 2, 4 e 5 que são referentes a mesma ARP Hercules 500, porém com angulos de elevação de 0°, 60° e 90° respectivamente. Ao observar os distanciamentos das linhas espectrais é possível notar que as frequências chopper mudam a medida que β aumenta.

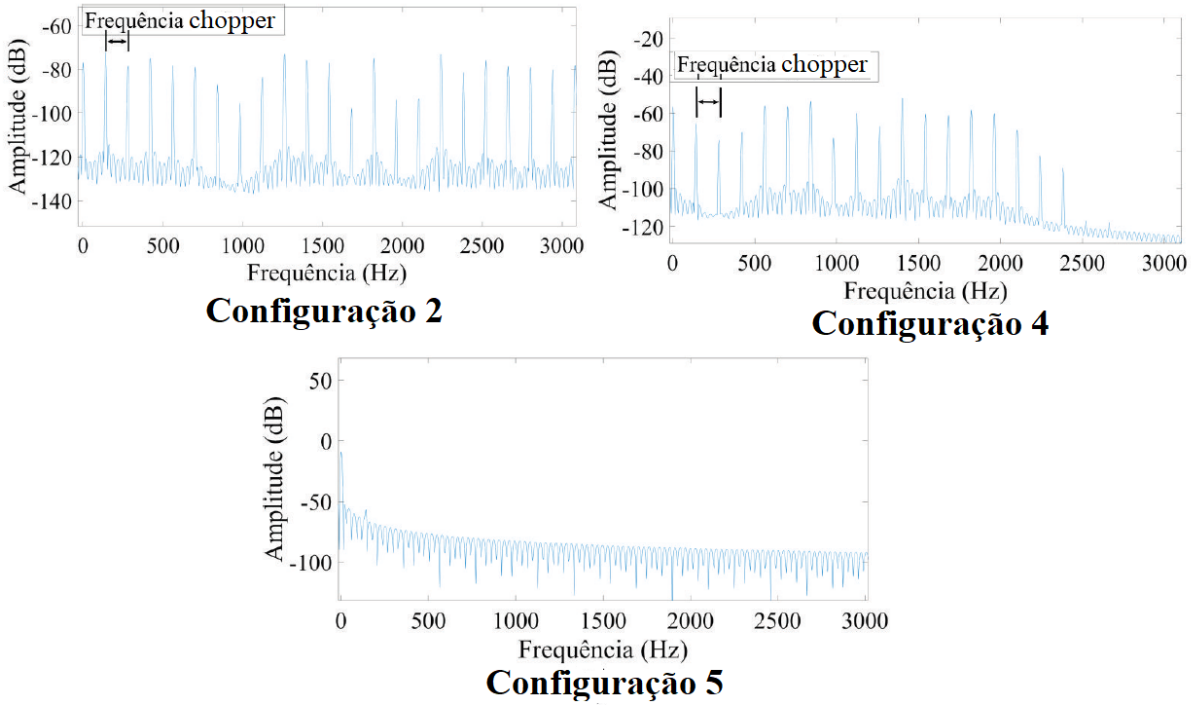

Figura 4.28: Frequências chopper para as configurações 2, 4 e 5.

A Figura 4.29 apresenta uma comparação em relação ao distanciamento entre a primeira e segunda linha espectral do espectro de potência para o espectro de potência gerado por simulação para a ARP Phantom 4 e o medido. Ao analisar a figura é possível notar que os resultados obtidos foram muito semelhantes em relação a separação observada.

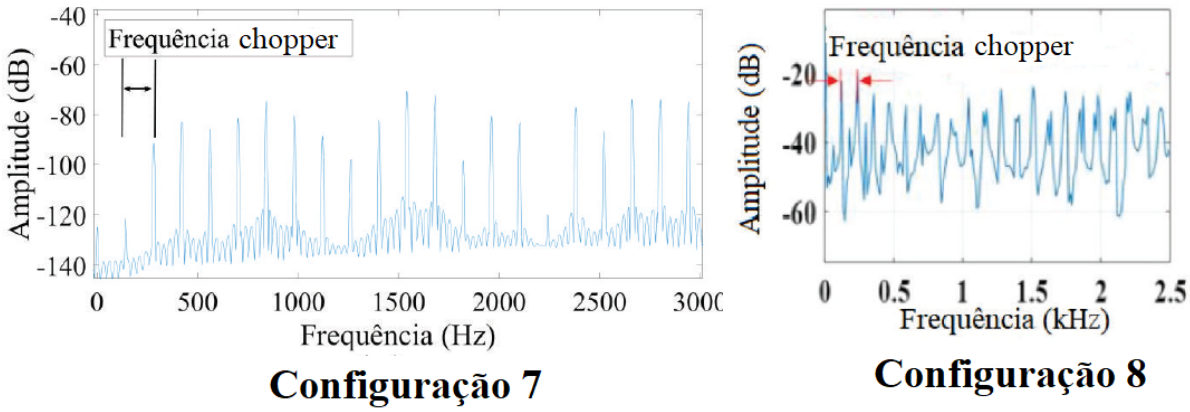

Figura 4.29: Frequências chopper para as configurações 7 e 8.

A Tabela 4.5 apresenta os valores extraídos dos espectogramas e dos espectro de potência. Tendo em vista que a configuração 5 não permite extrair informações, ela não foi inserida nessa tabela. Com os valores gerados, foi-se utilizado a equação 2.56 e a relação $\omega_p = \frac{1}{T_c}$ para estimar r e ω_p.

Tabela 4.4: Características do efeito MD obtidas das configurações analisadas.

Resultado	**Conf. 1**	**Conf. 2**	**Conf. 3**	**Conf. 4**	**Conf. 6**	**Conf. 7**	**Conf. 7 (Medido)**
LB Espectograma (kHz)	8	8,2	17,3	6,75	25,25	8.1	7,0933
LB Espectro de Potência (kHz)	8	8,1	17,1	6,55	25,2	8	7,5024
T_c Espectograma (ms)	12,2	14,3	7,1	14,2	10	14,3	14
Frequência chopper (Hz)	160	140,6	277,3	140,6	199,2	140,6	140
r estimado (cm)	11	14	14	14	26,65	14,4	14
ω_p (rev/s) estimado	81,3	69,93	140	69,89	100	69,93	71,42

4.3.2 Simulações do Efeito MD Usando o Modelo Matemático do Movimento de Batida de Asas de Pássaros

As figuras 4.30, 4.32, 4.31 e 4.33 apresentam os espectogramas gerados através de simulações onde as configurações apresentadas na Tabela 3.5 foram implementadas utilizando como base o modelo matemático da batida de asas de aves. Os valores de largura de banda e período de batida de asas obtidas através dos espectogramas gerados são apresentados na Tabela 4.5.

A Figura 4.30 apresenta os espectogramas para as configurações (a) e (c) que são para diferentes valores de velocidade de voo e f_{batida}. Ao analisar os espectogramas é possível observar que com o aumento da velocidade de voo e de f_{batida} ocorreu um aumento na largura de banda do sinal e uma diminuição no período de batida de asas.

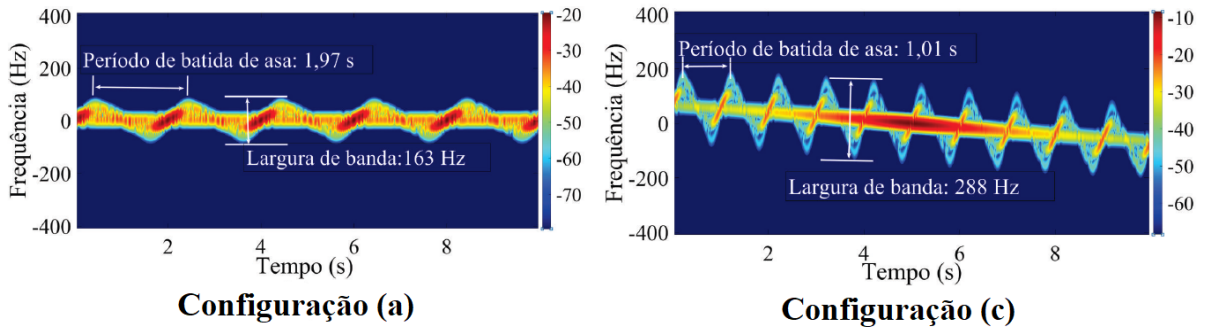

Figura 4.30: Espectogramas para as configurações (a) com velocidade de voo de 0,1 m/s e f_{batida} de 0,5 Hz e (c) com velocidade de voo de 2 m/s e f_{batida} de 1 Hz.

Para observar a variação da largura de banda e período de batida de asas a configuração (d) foi utilizada, para essa configuração o tamanho do braço superior e do antebraço da asa do pássaro é de 0,25 m. A Figura 4.31 apresenta os espectogramas da configuração (c) para uma ave com as dimensões de braço superior e antebraço com 0,5 m e em (d) com as dimensões reduzidas, além disso a velocidade de voo e a f_{batida} são as mesmas em ambos. Dessa maneira, foi possível observar uma redução do valor da largura de banda para o pássaro com dimensões de asas reduzidas em relação ao pássaro com maiores dimensões. Pois, para a configuração (d) a largura de banda foi de 161,6 Hz e para a configuração (c) foi de 288 Hz, porém não se observou alteração no período de batida de asas. Dessa maneira, ao reduzir o tamanho da asa reduziu-se o valor da largura de banda.

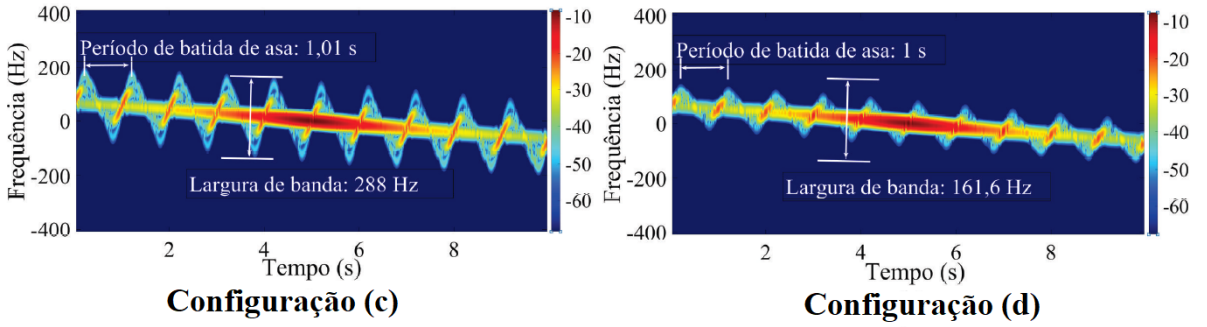

Figura 4.31: Espectogramas para as configurações (c) com velocidade de voo de 2 m/s e f_{batida} de 1 Hz e (d) com velocidade de voo de 2 m/s e f_{batida} de 1 Hz, com menor tamanho de asa de $L_1 = L_2 = 0{,}25$ m .

A Figura 4.32 também permite observar o efeito do aumento da velocidade de voo no aspecto do espectograma. Pois, em (f) é observado uma variação da frequência Doppler central iniciando em 200 Hz e encerrando em -200 Hz. Essa variação se deve ao fato do radar estar posicionado na metade do trajeto da ave e em 5 segundos é o ponto mais próximo entre o radar e a ave. Além disso, antes do instante de 5 segundos a ave está

se aproximando e após esse instante a mesma está se afastando. De maneira adicional, é possível notar que a largura de banda cresceu significativamente de (b) para (c).

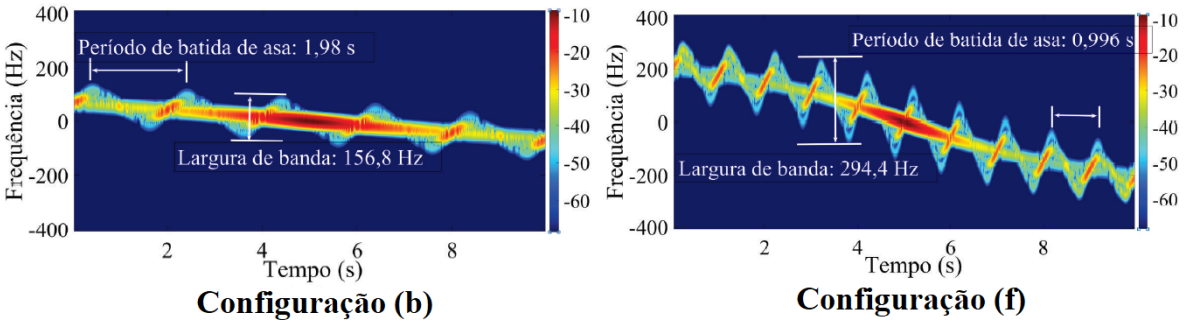

Figura 4.32: Espectogramas para as configurações (b) com velocidade de voo de 2 m/s e f_{batida} de 0,5 Hz e (f) com velocidade de voo de 4 m/s e f_{batida} de 1 Hz.

Por fim, ao observar a Figura 4.33 é possível notar que os mesmos são bem semelhantes e que apesar do autor não informar a dimensão da asa da ave, sua velocidade do voo e f_{batida} é possível inferir que se a ave possui-se as dimensões $L_1 = L_2 = 0{,}5$ m que possivelmente ela estava a uma velocidade superior a 4 m/s e com uma batida de asas de 3,3 Hz.

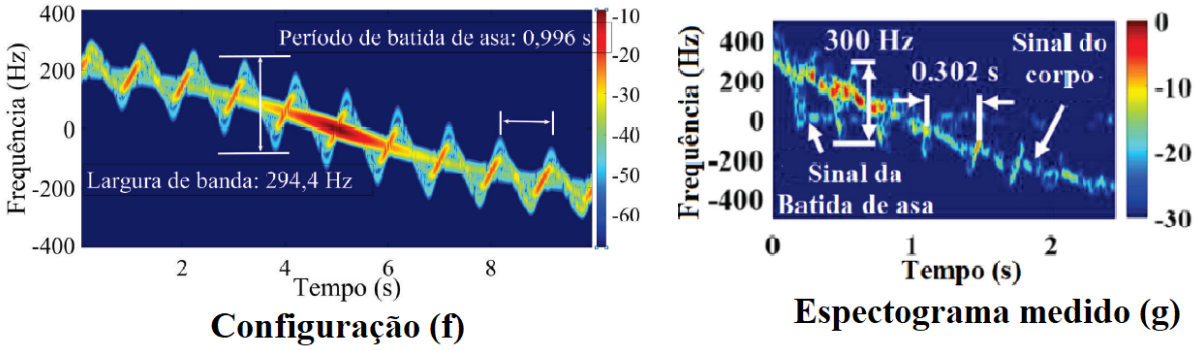

Figura 4.33: Espectogramas para as configurações (f) com velocidade de voo de 4 m/s e f_{batida} de 1 Hz e em (g) o espectograma medido obtido de um pássaro.

Ao observar as figuras é possível observar as oscilações que representam a batida de asa e obter o período de batida de asa. Para as configurações em que a f_{batida} é de 0,5 Hz é possível observar que o período de batida de asa fica muito próximo de 2 segundos, já para o valor de f_{batida} de 1 Hz o valor do período de batida de asa fica muito próximo de 1 segundo. Além disso, as configurações que possuem f_{batida} de 1 Hz com a mesma velocidade de voo apresentam uma largura de banda maior, isso pode ser visto para as configurações (c) em relação a (b) e (f) em relação a (e). Adicionalmente, a configuração (d) que possui dimensões do braço superior e antebraço inferiores apresentou uma largura

de banda menor do que a configuração (c) que possui a mesma f_{batida} e velocidade de voo, mostrando que aves menores geram menor largura de banda.

O instante de tempo de 5 segundos é aquele em que a ave possui a menor distância radial em relação ao radar, pois o radar foi posicionado na metade do trajeto realizado pela ave no eixo-x. Ao analisar os espectogramas gerados é possível notar que todos apresentam uma maior intensidade de sinal quando a ave está mais próxima do radar. Em contrapartida o instante inicial em 0 segundos e no final em 10 segundos, apresentam intensidade do sinal com menor intensidade de sinal. Além disso, é possível notar nos espectogramas que o valor da frequência central é positiva até o instante de 5 segundos e após esse instante a frequência central é negativa, pois até 5 segundos o pássaro está se aproximando do radar e após esse instante se afastando. Por fim, ao observar os espectogramas (e) e (f) é possível ver que no instante inicial a frequência é 200 Hz e no instante final é de -200 Hz e em 5 segundos é zero.

A largura de banda medida através dos espectrogramas obtidos através das simulações para as ARPs variou de 6,75 kHz à 25,25 kHz e a variação observada nos espectogramas para as aves foi de 156,8 Hz à 300 Hz. Esse resultado mostra que as ARPs produzem uma largura de banda observável em um espectograma muito superior ao produzido pelas aves e que as ARPs podem ser diferenciados de aves através da diferença da largura de banda produzida.

Tabela 4.5: Características *MD* obtidas das configurações em análise de um pássaro.

Resultado	**Conf. (a)**	**Conf. (b)**	**Conf. (c)**	**Conf. (d)**	**Conf. (e)**	**Conf. (f)**	**Conf. Medido**
LB Espectograma (Hz)	163	156,8	288	161,6	217,6	294,4	300
Período de batida de asa (s)	1,97	1,98	1,01	1	1,97	0,996	0,302

4.3.3 Análise das Medidas Realizadas em Campo

O radar FMCW radarlog gerou uma planilha no formato HDF5 em que as linhas representam os chirps e cada chirp possui 2048 amostras que fazem referência a distância, assim ao se aplicar uma transformada rápida de Fourier sobre um dos chirp obtém-se o gráfico da distância e dessa forma a Figura 4.34 foi obtida. Além disso, ao analisar a variação dos

chirps ao longo do tempo é possível extrair a informação de velocidade dos alvos. Dessa maneira, foi-se analisado as colunas que fazem referência a posição em que a ARP Fimi X8 SE estava localizado e sobre essa sequência de pontos foi-se aplicado uma transformada rápida de Fourier e assim esses dados foram utilizados para gerar o espectograma obtido na Figura 4.35.

O espectograma gerado foi elaborado para captar a variação da frequência Doppler centrada na distância de 3,8 metros, tendo em vista que a ARP permaneceu centralizado durante a maior parte da medição nessa distância. O instante em que a ARP esteve centralizado na distância selecionada pode ser visto na Figura 4.35.

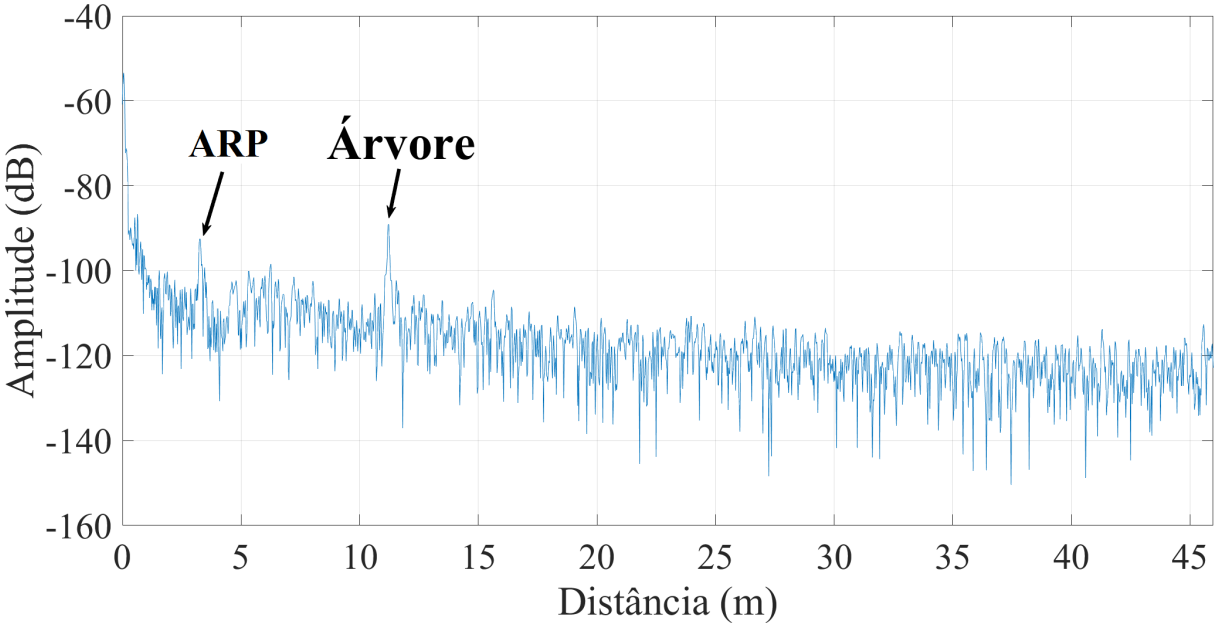

Figura 4.34: Gráfico de distância gerada pelo sinal analisado do radar.

A Figura 4.35 apresenta o espectograma gerado através da observação da ARP Fimi X8 SE para a distância de 3,8 m. Através da observação desse espectograma é possível obter as informações sobre o efeito MD. No entanto, tendo em vista que a ARP se movimentou durante a gravação dos dados é possível observar que no intervalo de tempo de 0,4 à 0,8 segundos existe uma intensificação do sinal o que indica que a aeronave estava posicionada exatamente sobre o ponto de distância de 3,8 m. Porém, devido a diminuição da intensidade da frequência Doppler ela não permaneceu nessa posição durante todo o período de gravação e esteve fora do mesmo nos instantes de 0 à 0,4 segundos e de 0,8 à 1,2 segundos.

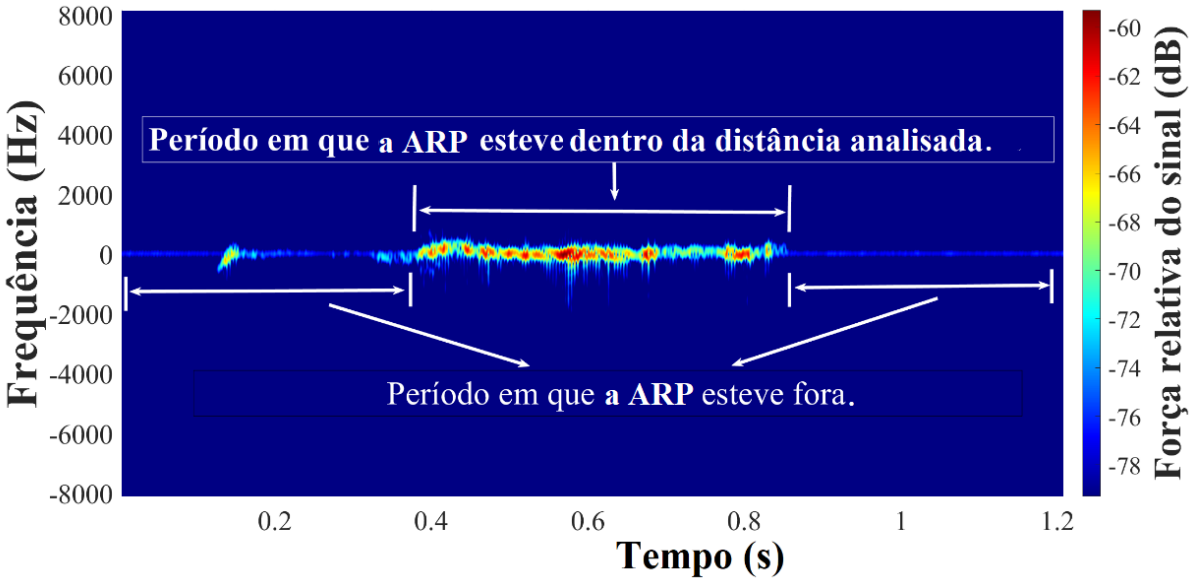

Figura 4.35: Espectograma medido durante todo o intervalo de medição.

A Figura 4.36 apresenta em (a) o espectograma com a resposta em frequência produzido pelo trabalho de medição realizado e em (b) o espectograma da ARP Phantom 4 medido pelo autor [57] utilizando um radar FMCW que possui frequência de trabalho de 94 GHz, com a ARP a 20 m do radar e utilizando metodologia similar a utilizada no presente estudo. Em ambos os espectogramas é possível notar um comportamento semelhante no espalhamento da frequência, onde próximo a frequência de 0 Hz existe sinais mais intensos e um espalhamento de frequências de menor intensidade no entorno de 0 Hz. Devido ao fato do radar empregado por [57] utilizar a frequência de 94 GHz é observado uma frequência Doppler de maior amplitude em seu espectograma em relação ao espectograma produzido pelo radar *radarlog* que utiliza 76 GHz. Além disso é possível notar pequenas raias com uma periodicidade constante no formato de ambos os espectogramas.

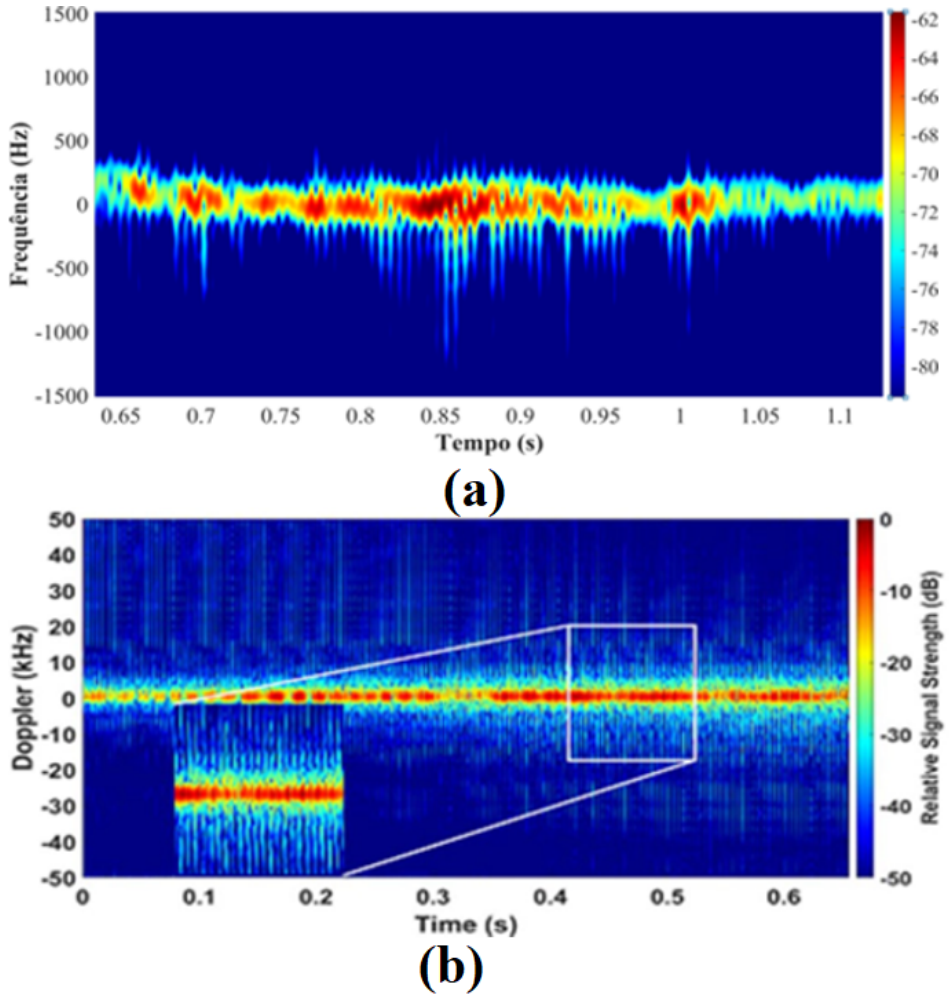

Figura 4.36: Espectograma medido em (a) e espectograma obtido por outro autor em (b).

O espectograma medido e presente na Figura 4.37 apresenta a variação da frequência Doppler no tempo para o período em que a ARP Fimi X8 SE esteve em voo em frente ao radar conforme representado na Figura 3.15. Porém, devido a limitação da configuração de velocidade máxima (V_{max}) do radar *radarlog* que foi utilizado para realizar a gravação dos dados não foi possível obter a frequência Doppler máxima necessária para que a velocidade na ponta das hélices pudesse ser totalmente representado no espectograma. Pois, o radar no momento da medição estava utilizando um T_p de 91,202 μs, o que gera um V_{max} de 10,81 m/s. O rotor da ARP Fimi X8 SE possui a capacidade máxima de rotação de 171 revoluções/s, levando em conta que a hélice da referida ARP possui 10,5 cm, uma V_{ponta} máxima de 112,81 m/s pode ser gerada.

Adicionalmente, durante o processo de recepção dos *chirps* transmitidos o radar sofreu perda de dados. Pois, foram transmitidos 65.534 *chirps* e apenas 19.712 foram recebidos e armazenados. Essa perda de informação durante o processo de armazenamento indica que

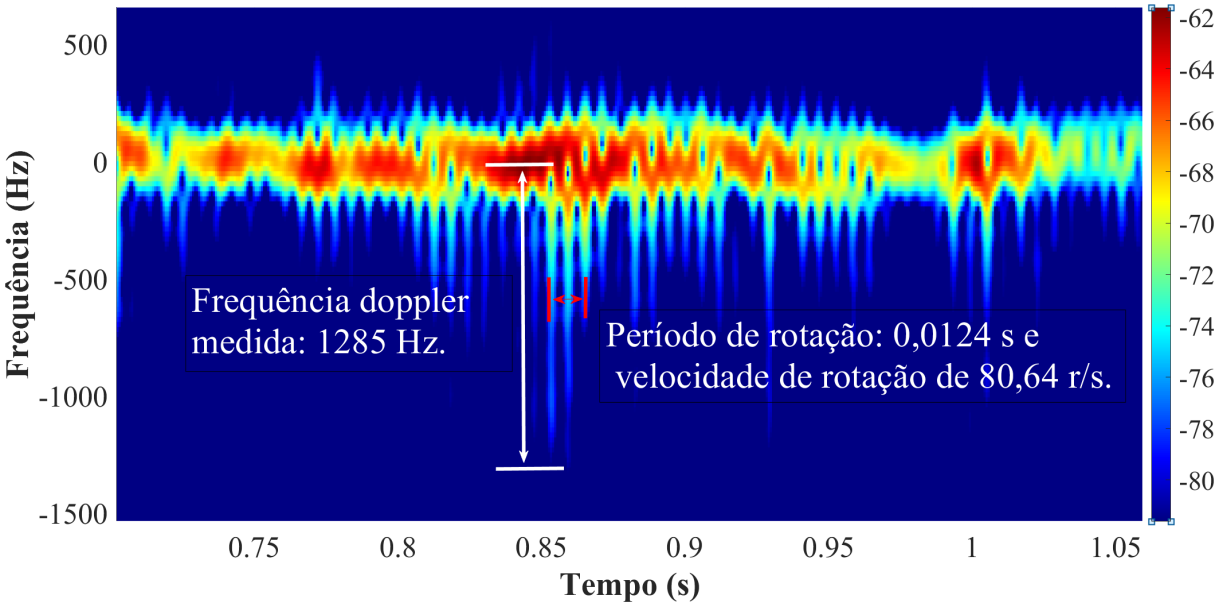

Figura 4.37: Espectograma medido e suas limitações.

o *buffer* do radar não teve capacidade para suportar a taxa de dados necessária. Assim, alguns intervalos de tempo de medida não foram gravados e assim o sinal resultante se tornou uma soma das partes que conseguiram ser processadas.

No entanto, o processo de realizar a estimativa dos parâmetros de velocidade de rotação dos rotores e tamanho das hélices foi aplicado no espectograma da Figura 4.37. Em que foi verificado que no intervalo de tempo de 0,8522 s à 0,8646 s existe a formação de três feixes semelhantes de frequência e esses feixes foram selecionados para analise. Ao realizar a estimativa da velocidade de rotação dos rotores através do período de rotação de 0,0124 s observado, o valor de 80,64 rev/s foi encontrado. Adicionalmente, o intervalo de tempo selecionado foi analisado e apenas metade dos *chirps* transmitidos durante o mesmo foram recebidos e processados pelo radar.

Se todos os *chirps* transmitidos fossem gravados e processados esperava-se que o período de rotação do rotor gerado pelo espectograma fosse próximo a metade do valor obtido. Tendo em vista que a velocidade angular esperada é duas vezes maior que a encontrada e $\omega_m = 1/(T_c)$, logo T_c deveria ser próximo a metade do valor obtido. Pois, a velocidade angular de rotação dos rotores no momento em que os dados foram gravados estava entre 136,8 rev/s à 162 rev/s, o que resulta em períodos de rotação dentro do intervalo de 0,0073 s à 0,00617 s. Além disso, no intervalo de tempo obtido de 0,0124 segundos foi possível observar o surgimento de uma frequência doppler máxima de 1285 Hz e ao usar a velocidade angular medida chegou-se no valor de tamanho da hélice de 4,9 mm.

Logo, devido a impossibilidade de se realizar a correta configuração do radar *radarlog* para que o mesmo pudesse ter a sensibilidade adequada para medir o efeito MD produzido pelo movimento de rotação das hélices e devido a falha durante o processo de recepção dos *chirps* transmitidos encontrou-se uma velocidade angular de rotação das hélices aproximadamente a metade do valor esperado e um tamanho da hélice inferior a esperada.

A limitação no resultado do tamanho da hélice já era esperado, tendo em vista que o radar não foi configurado com um valor adequado de medição de velocidade máxima, caso fosse utilizado a configuração adequada seria possível medir uma frequência Doppler que permitiria encontrar o tamanho real da hélice da ARP. Além disso, se todos os *chirps* transmitidos fossem corretamente recebidos seria possível obter o correto período de rotação e estimar a velocidade angular corretamente.

De acordo com o manual técnido do radar *radarlog* é possível selecionar o valor de T_{int} de acordo com [65]

$$T_{int} = 16\frac{N_{cr}NN_p}{D_{R,max}}, \tag{4.1}$$

Em que N_{cr} é o número de canais receptores, que pode ser selecionado em 8 ou 16 canais. N_p é o número de *chirps* que formam o frame e esse valor pode ser selecionado em 64, 128 ou 256. N é o número de amostras obtidas por cada chirp e os seguintes valores podem ser selecionados: 512, 1024, 2048 e 4096. $D_{R,max}$ é a taxa de dados máxima na qual os dados obtidos nas medidas são amostrados. Para realizar a medida o radar utilizou um N_{cr} de 16, N_p de 128, N de 2048, e $D_{R,max}$ de 671 Mbits/s. Assim para reduzir o valor de T_{int} seria preciso utilizar um valor de N_{cr} de 8, N_p de 128, N de 512 e $D_{R,max}$ de 7,497 Gbit/s. Pois, para obter um valor de V_{max} de 112,81 m/s é preciso um T_p de 8,7416 μs.

Capítulo 5

Conclusão

Este trabalho teve como objetivo analisar a detecção e classificação radar de ARPs. Para isso, os valores de RCS médios para as polarizações horizontal, vertical e circular da ARP Hercules 500 em 9,4 GHz e da ARP Agribot em 2,8 GHz foram obtidos. Utilizando esses resultados e o valor de RCS medido por [61] para a ARP Phantom 4 a detecção de ARPs foi investigada para os radares de navegação FT 250 e de controle de tráfego aéreo ASR 12.

O presente trabalho também teve como objetivo analisar o emprego do efeito MD gerado pelas partes rotativas de ARPs quadricópteras para realizar a classificação dessas aeronaves através da estimativa da velocidade de rotação dos rotores e tamanho das hélices. De maneira complementar, investigar o efeito MD gerado pela movimento da batida das asas de pássaros e identificar suas características e obter parâmetros que possam diferenciar ARPs de aves. Por fim, realizar a medição do efeito MD gerado pelo ARP Fimi X8 SE através do radar FMCW *radarlog*, analisar o espectograma gerado e indicar a correta configuração deste radar para que o mesmo seja capaz de processar o efeito MD produzido pela ARP Fimi X8 SE.

Os resultados obtidos para os valores de RCS da ARP Hercules 500 em 9,4 GHz mostrou que essa ARP é mais visível quando é iluminado pelo radar na posição em que faz um ângulo Phi iguais a 0° e 90°. Além disso, possui valores médios de RCS em 9,4 GHz para as polarizações horizontal, vertical e circular de 0,2450 m^2, 0,3268 m^2 e 0,2898 m^2 respectivamente, em que a polarização vertical possui maior valor. Já os valores de RCS obtidos para a ARP Agribot em 2,8 GHz mostram que essa ARP é mais visível ao radar quando iluminado formando um ângulo Phi igual a 90°. Adicionalmente, possui valores médios de RCS em 2,8 GHz de 0,3097 m^2 para a polarização horizontal, 0,3117 m^2 para a polarização vertical e de 0,3182 m^2 para a polarização circular respectivamente, como

pode ser observado a polarização circular apresentou maior valor.

Ao analisar a detecção das ARPs Hercules 500 e Phantom 4 pelo radar de navegação FT 250 foi possível identificar que a configuração 7 desde radar obteve os maiores valores de alcance de detecção 12.964 m para o Hercules 500 e 6.852 m para o Phantom 4. Também foi capaz de detectar esses alvos até a altitude de 1.828,8 m e 1.021 m para o Hercules 500 e para o Phantom 4 respectivamente. Logo, esse radar se demostrou capaz de realizar a detecção dessas aeronaves e um fluxograma para orientar os operadores na presença da ARP Phantom 4 foi sugerido. Já o radar de vigilância de aeroporto ASR 12 foi capaz de detectar a ARP Agribot a uma distância de 22.964 m utilizando a configuração 6 deste radar e se mostrou capaz de detectar essa aeronave a até a altitude de 18.288 m. Assim, é possível notar que os radares foram capazes de detectar a grandes distâncias as ARPs.

Porém, por possuírem resolução em distância elevadas, 35 m para o FT 250 [62] e 170 m para o ASR 12 [64] , esses radares não possuem a capacidade de resolver dentro de uma célula de resolução em distância múltiplas ARPs como as analisadas e dessa forma não conseguem diferenciar uma ARP de um enxame dessas aeronaves. Dessa forma, para que ARPs micro e mini possam ser resolvidas em distância é preciso que radares com melhor resolução em distância, como os FMCW, sejam aplicados na detecção dessas aeronaves. Além disso, os radares FT 250 e ASR 12 não conseguem diferenciar uma ARP de pássaros e dessa forma falsos alarmes podem ser gerados.

Os resultados alcançados pela aplicação da modelagem matemática do sinal do eco de ARPs quadricópteras mostra que a ω_p e o r produzem efeito MD característicos. Em que a observação desse efeito e a obtenção da largura de banda do sinal (LB) e período de rotação (T_c) através da análise de espectogramas e espectros de potência permitem estimar a ω_p e o r. Assim, por meio da análise realizada foi possível encontrar os valores de LB e de T_c gerados pelas partes rotativas das ARPs analisadas. Sendo que a ARP Fimi X8 SE com ω_p de 80 rev/s produziu LB de 8 kHz e T_c de 12,2 ms, a ARP Hercules 500 com ω_p de 70 rev/s produziu LB de 8,2 kHz e T_c de 14,3 ms, a ARP Matrice 300 com ω_p de 100 rev/s produziu LB de 25,25 kHz e T_c de 10 ms e a ARP Phantom 4 com ω_p de 70 rev/s produziu LB de 8,1 kHz e T_c de 14,3 ms. Por fim, a aplicação dessas informações na Equação (2.56) e na relação $\omega_p = 1/T_c$ permitiu estimar os valores de r e ω_p para cada ARP.

Além disso, foi observado que o β afeta as medidas de LB e T_c e que para realizar a correta estimativa da ω_p e do r é preciso que o radar seja capaz de calcular o β que a ARP possui no momento da medida. Pois, β faz parte da Equação (2.56) e a analise dos

espectogramas e espectros de potência mostraram que a ARP Hercules 500 com β de 60° e ω_m de 70 rev/s produziu 6,75 kHz de LB e T_c de 14,2 ms que são valores diferentes aos obtidos para β de 0° e ω_m de 70 rev/s expostos acima. Por fim, não foi possível extrair os valores de LB e T_c para o valor de β de 90° devido a degradação do espectograma.

Através dos resultados obtidos pela implementação do modelo matemático do movimento de batida de asas de pássaros no *Matlab* foi possível observar nos espectogramas que o movimento da batida de asas se destaca do movimento do corpo principal da ave. Adicionalmente, através da análise dos espectogramas gerados foi possível observar que a ave com braço superior (L_1) de 0,5 m e antebraço (L_2) de 0,5 m, com velocidade de voo de 2 m/s e frequência de batida de asa (f_{batida}) de 0,5 Hz gerou LB de 156,8 Hz e período de batida de asa de 1,97 s e com a alteração de apenas a f_{batida} para 1 Hz a LB aumentou para 288 Hz e o período de batida de asa diminuiu para 1,01 s. De maneira semelhante, com a diminuição do tamanho da asa para L_1 de 0,25 m e L_2 de 0,25 m, com velocidade do voo de 2 m/s e f_{batida} em 1 Hz foi observado que a LB diminuiu para 161,6 Hz, mostrando que a diminuição no tamanho do pássaro gera uma LB menor. De forma similar, considerando o tamanho da asa de L_1 de 0,5 m e L_2 de 0,5 m e adotando uma velocidade de voo da ave de 4 m/s e f_{batida} em 1 Hz foi observado que a LB aumentou para 294,4 Hz, indicando um aumento na velocidade de voo da ave gera um aumento em LB. Dessa maneira, foi verificado que aves com maior f_{batida}, maior tamanho da asa e maior velocidade de voo geram LB maiores.

Por meio da comparação dos resultados obtidos do efeito MD gerado por pássaros e ARPs foi possível identificar que a LB produzida nos espectogramas pode ser utilizada para diferenciar esses alvos. Pois, foi verificado que a LB observada para os pássaros variou de 156,8 Hz à 300 Hz e para ARPs variou de 6,75 kHz à 25,25 kHz. Assim, ao realizar essa comparação é possível diferencia-los.

Ao realizar as medidas em campo utilizando o radar FMCW *radarlog* foi possível verificar o instante em que a ARP Fimi X8 SE esteve dentro do intervalo de distância analisado. Além disso, foi possível observar o efeito MD gerado por essa ARP, porém com restrições. Pois, o radar foi configurado com uma capacidade de medida de velocidade máxima inferior a velocidade existente na ponta da hélice e além disso parte dos *chirps* trasmitidos não foram recebidos. No entanto, considerando o erro nas medidas o r e a ω_p foram estimados. Além disso, a configuração para que esse radar possa ter a capacidade de processar o efeito MD foi sugerida, em que o número de canais receptores deve ser 8, o número de *chirps* que formam o *frame* deve permanecer em 128, a taxa de dados máxima

na qual os dados são obtidos deve ser de 7,497 GBit/s.

Conclui-se que o radar FT 250 possui a capacidade de detectar as ARPs Phantom 4 e Hercules 500 e que o radar ASR 12 possuí a capacidade de detectar a ARP Agribot. Porém, com a deficiência de não conseguir distinguir esses alvos de pássaros, o que pode gerar falsos alarmes durante o processo de detecção. Adicionalmente, que através da analise do efeito MD é possível obter a LB, T_c e frequência chopper e esses parâmetros podem ser utilizados para obter os valores de ω_p e r. Além disso, para realizar o levantamento de ω_p e r corretamente é preciso que o radar seja capaz de medir o β da ARP. De maneira complementar, a LB dos sinais provenientes de ARPs são muito maiores que o produzido por aves e que essa diferença pode ser utilizada para realizar a distinção entre esses dois objetos.

5.1 Trabalhos Futuros

As sugestões para trabalhos futuros são:

- Utilizar a metodologia apresentada no presente trabalho para obter os dados de largura de banda, período de rotação e frequência chopper de ARPs e dados de período de batida de asas e largura de banda produzidos por pássaros para alimentar um banco de dados que possa treinar uma inteligência artificial para que a classificação de ARPs e sua separação de aves possa ser feita de maneira automática.
- Analisar os requisitos técnicos de radares para melhor atender conjuntamente os propósitos de detecção e classificação de ARPs micro e mini.
- Realizar medidas do efeito micro-Doppler das ARPs utilizadas no presente trabalho.
- Realizar testes de detecção em campo de ARPs similares as analisadas pelos radares FT 250 e ASR 12.
- Analisar o efeito micro-Doppler gerado por aves presentes na América do Sul e que possam ser confundidas com ARPs como gaivotas e urubus.

Referências

[1] BRASIL., M. da D. ICA 100-40, Aeronaves Não Tripuladas e o Acesso ao Espaço Aéreo Brasileiro. n. 112, p. 1–57, 2020.

[2] CIVIL, A. N. de A. *Requisitos gerais para aeronaves não tripuladas de uso civil-RBAC-E nº 94. Resolução n. 419.* [S.l.]: Brasília, 2017.

[3] LYKOU, G.; MOUSTAKAS, D.; GRITZALIS, D. Defending airports from uas: A survey on cyber-attacks and counter-drone sensing technologies. *Sensors*, MDPI, v. 20, n. 12, p. 3537, 2020.

[4] ERDEMLI, M. G. *General Use of UAS in EW Environment-EW Concepts and Tactics for Single or Multiple UAS Over the Net-Centric Battlefield.* [S.l.], 2009.

[5] COFFEY, T.; MONTGOMERY, J. A. The emergence of mini uavs for military applications. *MILITARY TECHNOLOGY*, WEHR & WISSEN, v. 28, p. 28–37, 2004.

[6] COLUCCIA, A.; PARISI, G.; FASCISTA, A. Detection and classification of multirotor drones in radar sensor networks: A review. *Sensors*, MDPI, v. 20, n. 15, p. 4172, 2020.

[7] PARK, S.; KIM, H. T.; LEE, S.; JOO, H.; KIM, H. Survey on anti-drone systems: Components, designs, and challenges. *IEEE Access*, IEEE, v. 9, p. 42635–42659, 2021.

[8] SHI, X.; YANG, C.; XIE, W.; LIANG, C.; SHI, Z.; CHEN, J. Anti-drone system with multiple surveillance technologies: Architecture, implementation, and challenges. *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 56, n. 4, p. 68–74, 2018.

[9] ERIKSSON, N. *Conceptual study of a future drone detection system-Countering a threat posed by a disruptive technology.* Dissertao (Mestrado), 2018.

[10] BERNARDINI, A.; MANGIATORDI, F.; PALLOTTI, E.; CAPODIFERRO, L. Drone detection by acoustic signature identification. *Electronic Imaging*, Society for Imaging Science and Technology, v. 2017, n. 10, p. 60–64, 2017.

[11] DUMITRESCU, C.; MINEA, M.; COSTEA, I. M.; CHIVA, I. C.; SEMENESCU, A. Development of an acoustic system for uav detection. *Sensors*, MDPI, v. 20, n. 17, p. 4870, 2020.

[12] UDDIN, Z.; QAMAR, A.; ALHARBI, A. G.; ORAKZAI, F. A.; AHMAD, A. Detection of multiple drones in a time-varying scenario using acoustic signals. *Sustainability*, MDPI, v. 14, n. 7, p. 4041, 2022.

[13] OPROMOLLA, R.; FASANO, G.; ACCARDO, D. A vision-based approach to uav detection and tracking in cooperative applications. *Sensors*, MDPI, v. 18, n. 10, p. 3391, 2018.

[14] ROZANTSEV, A.; LEPETIT, V.; FUA, P. Detecting flying objects using a single moving camera. *IEEE transactions on pattern analysis and machine intelligence*, IEEE, v. 39, n. 5, p. 879–892, 2016.

[15] SEIDALIYEVA, U.; AKHMETOV, D.; ILIPBAYEVA, L.; MATSON, E. T. Real-time and accurate drone detection in a video with a static background. *Sensors*, MDPI, v. 20, n. 14, p. 3856, 2020.

[16] SAMADZADEGAN, F.; JAVAN, F. D.; MAHINI, F. A.; GHOLAMSHAHI, M. Detection and recognition of drones based on a deep convolutional neural network using visible imagery. *Aerospace*, MDPI, v. 9, n. 1, p. 31, 2022.

[17] LEONARDI, M.; LIGRESTI, G.; PIRACCI, E. Drones classification by the use of a multifunctional radar and micro-doppler analysis. *Drones*, MDPI, v. 6, n. 5, p. 124, 2022.

[18] CHEN, V. C. *The micro-Doppler effect in radar*. 2°. ed. Norwood, MA: Artech house, 2019. (ISBN-13: 978-1-63081-546-2).

[19] HOU, H.; YANG, Z.; PANG, C. Rotor uav's micro-doppler signal detection and parameter estimation based on frft-fsst. *Sensors*, MDPI, v. 21, n. 21, p. 7314, 2021.

[20] CHIPER, F.-L.; MARTIAN, A.; VLADEANU, C.; MARGHESCU, I.; CRACIUNESCU, R.; FRATU, O. Drone detection and defense systems: Survey and a software-defined radio-based solution. *Sensors*, MDPI, v. 22, n. 4, p. 1453, 2022.

[21] ZHAO, C.; LUO, G.; WANG, Y.; CHEN, C.; WU, Z. Uav recognition based on micro-doppler dynamic attribute-guided augmentation algorithm. *Remote Sensing*, MDPI, v. 13, n. 6, p. 1205, 2021.

[22] SEMKIN, V.; HAARLA, J.; PAIRON, T.; SLEZAK, C.; RANGAN, S.; VIIKARI, V.; OESTGES, C. Analyzing radar cross section signatures of diverse drone models at mmwave frequencies. *IEEE Access*, IEEE, v. 8, p. 48958–48969, 2020.

[23] NGUYEN, P.; RAVINDRANATHA, M.; NGUYEN, A.; HAN, R.; VU, T. Investigating cost-effective rf-based detection of drones. In: *Proceedings of the 2nd workshop on micro aerial vehicle networks, systems, and applications for civilian use*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 17–22.

[24] EZUMA, M.; ERDEN, F.; ANJINAPPA, C. K.; OZDEMIR, O.; GUVENC, I. Micro-uav detection and classification from rf fingerprints using machine learning techniques. In: IEEE. *2019 IEEE Aerospace Conference*. [S.l.], 2019. p. 1–13.

[25] ALLAHHAM, M. S.; KHATTAB, T.; MOHAMED, A. Deep learning for rf-based drone detection and identification: A multi-channel 1-d convolutional neural networks approach. In: IEEE. *2020 IEEE International Conference on Informatics, IoT, and Enabling Technologies (ICIoT)*. [S.l.], 2020. p. 112–117.

[26] AL-SA'D, M. F.; AL-ALI, A.; MOHAMED, A.; KHATTAB, T.; ERBAD, A. Rf-based drone detection and identification using deep learning approaches: An initiative towards a large open source drone database. *Future Generation Computer Systems*, Elsevier, v. 100, p. 86–97, 2019.

[27] SAMARAS, S.; DIAMANTIDOU, E.; ATALOGLOU, D.; SAKELLARIOU, N.; VAFEIADIS, A.; MAGOULIANITIS, V.; LALAS, A.; DIMOU, A.; ZARPALAS, D.; VOTIS, K. Deep learning on multi sensor data for counter uav applications—a systematic review. *Sensors*, MDPI, v. 19, n. 22, p. 4837, 2019.

[28] BROOKS, S. H.; JACOBUS, C.; KOHESTANI, C. G.; STIKAR, J. A.; FAYE, E. J. *Counter Unmanned Aircraft Systems Market Survey (UUR)*. [S.l.], 2019.

[29] KANG, K.-B.; CHOI, J.-H.; CHO, B.-L.; LEE, J.-S.; KIM, K.-T. Analysis of micro-doppler signatures of small uavs based on doppler spectrum. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, IEEE, v. 57, n. 5, p. 3252–3267, 2021.

[30] MAHAFZA, B. R. *Radar systems analysis and design using MATLAB*. [S.l.]: Chapman and Hall/CRC, 2013.

[31] SARKAR, T. K.; PALMA, M. S. A history of the evolution of radar. In: IEEE. *2014 44th European Microwave Conference*. [S.l.], 2014. p. 734–737.

[32] GUARNIERI, M. The early history of radar [historical]. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, IEEE, v. 4, n. 3, p. 36–42, 2010.

[33] BUDGE, M. C.; GERMAN, S. R. *Basic RADAR analysis*. [S.l.]: Artech House, 2020.

[34] TRIM, R. M. A brief history of the development of radar in Great Britain up to 1945. *Measurement and Control*, SAGE Publications Sage UK: London, England, v. 35, n. 10, p. 299–301, 2002.

[35] CURRY, G. R. Radar System Performance Modeling. ARTECH HOUSE, Norwood, MA, 2005.

[36] RICHARDS, M. A. *Fundamentals of radar signal processing*. [S.l.]: McGraw-Hill Education, 2014.

[37] STIGLITZ, M. R.; BLANCHARD, C. Ieee standard dictionary of electrical and electronic terms. *Microwave Journal*, Horizon House Publications, Inc., v. 35, n. 4, p. 150–151, 1992.

[38] CENTER, N. A. W. Electronic warfare and radar systems engineering handbook. *Electronic Warfare Division, Pont Mugu, CA*, 1997.

[39] SLOLNIK, M. Introduction to radar systems. *Columbus, OH: McGraw-Hill*, 2001.

[40] KNOTT, E. F.; SCHAEFFER, J. F.; TULLEY, M. T. *Radar cross section*. [S.l.]: SciTech Publishing, 2004.

[41] SKOLNIK, M. I. *INTRODUCTION TO RADAR SYSTEMS*. 2° ed.. ed. Singapor: McGraw-Hi, 1980. ISBN N 0-07-057909-1.

[42] SKOLNIK, M. I. *Radar Handbook*. 2° ed.. ed. Singapor: McGraw-Hi, 1990. ISBN 0-07-057913-X.

[43] SKOLNIK, M. I. *Radar handbook*. [S.l.]: McGraw-Hill Education, 2008.

[44] MAHAFZA, B. R. *Radar systems analysis and design using MATLAB*. [S.l.]: Chapman and Hall/CRC, 2005.

[45] RAWAT, C.; SARATE, A. D. High resolution low power radar pulse compression techniques. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering (IJAREEIE)*, v. 3, n. 4, p. 8928–8935, 2014.

[46] RAO, S. Introduction to mmwave sensing: Fmcw radars. *Texas Instruments (TI) mmWave Training Series*, Texas Instruments Dallas, TX, USA, p. 1–11, 2017.

[47] HUANG, A. Drone Characterization using Helicopter Rotation Modulation (HERM) Line Signatures. Dissertação (Mestrado). Carleton University. Canada, 2021.

[48] DYBDAL, R. B. Radar cross section measurements. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 75, n. 4, p. 498–516, 1987.

[49] SEVGI, L.; RAFIQ, Z.; MAJID, I. Radar cross section (rcs) measurements [testing ourselves]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, IEEE, v. 55, n. 6, p. 277–291, 2013.

[50] RAHMAN, S.; ROBERTSON, D. A. In-flight rcs measurements of drones and birds at k-band and w-band. *IET Radar, Sonar & Navigation*, Wiley Online Library, v. 13, n. 2, p. 300–309, 2019.

[51] ULUISIK, C.; CAKIR, G.; CAKIR, M.; SEVGI, L. Radar cross section (rcs) modeling and simulation, part 1: a tutorial review of definitions, strategies, and canonical examples. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, IEEE, v. 50, n. 1, p. 115–126, 2008.

[52] RAHMAN, S.; ROBERTSON, D. A. Radar micro-doppler signatures of drones and birds at k-band and w-band. *Scientific reports*, Nature Publishing Group, v. 8, n. 1, p. 1–11, 2018.

[53] XIAOFENG, A.; XIAOHAI, Z.; JIANHUA, Y.; JIN, L.; YONGZHEN, L. Feature extraction of rotating target based on bistatic micro-doppler analysis. In: IEEE. *Proceedings of 2011 IEEE CIE International Conference on Radar*. [S.l.], 2011. v. 1, p. 609–612.

[54] BELL, M. R.; GRUBBS, R. A. Jem modeling and measurement for radar target identification. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, IEEE, v. 29, n. 1, p. 73–87, 1993.

[55] TAIT, P. *Introduction to radar target recognition*. 1° ed.. ed. United Kingdom: IET, 2005. ISBN 0863415016.

[56] ARMSTRONG, E. H. Frequency modulation (fm) tutorial. In: . United Kingdom: [s.n.], 2008.

[57] CHEN, X.; ZHANG, H.; SONG, J.; GUAN, J.; LI, J.; HE, Z. Micro-motion classification of flying bird and rotor drones via data augmentation and modified multi-scale cnn. *Remote Sensing*, MDPI, v. 14, n. 5, p. 1107, 2022.

[58] BINGLE, M.; GARCIA-AGUILAR, A.; ILLENSEER, F.; JAKOBUS, U.; LEZAR, E.; LONGTIN, M.; TONDER, J. van. Overview of the latest electromagnetic solver features in feko suite 7.0. In: IEEE. *2015 31st International Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics (ACES)*. [S.l.], 2015. p. 1–2.

[59] AGUILAR, A. G.; JAKOBUS, U. Ray-launching geometrical optics in feko: A summary of the last four years of intensive development. In: IEEE. *2018 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium-China (ACES)*. [S.l.], 2018. p. 1–2.

[60] PATTERSON, W. L. Advanced refractive effects prediction system (areps). In: IEEE. *2007 IEEE Radar Conference*. [S.l.], 2007. p. 891–895.

[61] SEDIVY, P.; NEMEC, O. *Drone RCS statistical behaviour*. [S.l.]: accessed, 2021.

[62] B.V, N. G. S. M. Ships manual. *Manual*, 2004.

[63] POITEVIN, P.; PELLETIER, M.; LAMONTAGNE, P. Challenges in detecting uas with radar. In: IEEE. *2017 International Carnahan Conference on Security Technology (ICCST)*. [S.l.], 2017. p. 1–6.

[64] INDRA. Asr 12 - primary surveillance radar. *Manual*, 2009.

[65] INRAS. Radarbook2 applications. *Manual*, 2020.

APÊNDICE A

A.1 Classificação das bandas de frequência utilizadas em radares

Tabela A.1: Classificação das bandas de frequência utilizadas em radares.

Bandas	**Frequência (GHz)**	**Comprimento de onda (m)**	**Origem do Nome**
HF	0,003 - 0,03	100 - 10	Em inglês *High Frequency* ou frequências altas.
VHF	0,03 - 0,3	10 - 1	Em inglês *Very High Frequency* ou frequências muito altas.
UHF	0,3 - 1,0	1 - 0,3	Em inglês *Ultra High Frequency* ou frequências ultra altas.
L	1,0 - 2,0	0,3 - 0,15	Em inglês *Long Wave* ou ondas longas.
S	2,0 - 4,0	0,15 - 0,075	Em inglês *Short Wave* ou ondas curtas.
C	4,0 - 8,0	0,075 - 0,0375	Em inglês *Compromise between S- and X-bands* ou compromisso entre as bandas S e X.
X	8,0 - 12,5	0,0375 - 0,024	Empregada em radares de direção de tiro na segunda guerra mundial e X possuía o significado de mira.
Ku	12,5 - 18,0	0,024 - 0,0167	Em alemão *Kurz-under* ou curto-abaixo.
K	18,0 - 26,5	0,0167 - 0,0113	Em alemão *Kurz*, usado para ondas curtas.
Ka	26,5 - 40,0	0,0113 - 0,0075	Em alemão *Kurs-above* ou curto-acima.
V	40 - 75	0,0075 - 0,004	Em inglês *Very short* ou muito curto.
W	75 - 110	0,004 - 0,0027	W segue o V no alfabeto.
Ondas milimétricas (mm)	110 - 300	0,0027 - 0,0001	Ondas milimétricas.