



ESCOLA NAVAL

ta sainte & bief faire



Miguel Ramos Gonçalves Stattmiller Albuquerque

Desenvolvimento de Rádio Definido por Software para Sistema de Radar Passivo

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Ciências Militares Navais, na especialidade de Engenharia
Naval Ramo de Armas e Eletrônica



Alfeite

2022



ESCOLA NAVAL

talant de bi-faire



Miguel Ramos Gonçalves Stattmiller Albuquerque

*Desenvolvimento de Rádio Definido por Software para
Sistema de Radar Passivo*

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Ciências Militares Navais, na especialidade de Engenharia Naval Ramo
de Armas e Eletrónica

Orientação de: João Manuel de Almeida Monteiro Felício

Co-orientação de: Paulo Alexandre Carapinha Marques

O Aluno Mestrando,

O Orientador,

Miguel Albuquerque

João Felício

Alfeite
2022

“Success is the sum of small efforts, repeated day in and day out.” - Robert Collier

Dedico este trabalho aos meus avós, exemplos de superação, sacrifício e motivação.
Tal como eu, sempre partilharam deste sonho e acompanharam todo o percurso.
Independentemente do rumo, sei que estão a assistir e a apoiar.

Agradecimentos

As minhas primeiras palavras são dedicadas ao meu orientador, professor Doutor João Felício por todo o apoio, compreensão e disponibilidade ao longo deste último ano. Agradeço também ao co-orientador professor Doutor Paulo Marques, por toda a ajuda prestada durante o processo.

Agradeço o apoio do Instituto de Telecomunicações(IT), no âmbito do projeto UIDB/50008/2020, para acesso a todo o material e instalações necessários, incluindo laboratórios, equipamentos de software e hardware.

Seguidamente, agradeço aos meus pais, uma vez que, se fui capaz de chegar ao mestrado foi devido a eles, que sempre me incentivaram e me apoiaram a estudar, mesmo quando, os meus objetivos não estavam definidos. A eles, que sempre foram uma das bases na minha vida, no estudo e no mundo. Esta conquista é também parte deles, uma vez que sem o seu apoio incondicional, não teria conseguido.

Não poderia deixar de dedicar esta tese à minha irmã. Foi ela que esteve ao meu lado em todos os momentos, compartilhando frustrações e angústias do desenvolvimento do trabalho.

Aos meus avós, devido à sua contínua presença em todas as etapas da minha vida.

À Raquel, um apoio incondicional, que em todos os momentos que, quis desistir, me motivou a continuar. Por toda a compreensão, relativa à dificuldade deste processo.

A todas as pessoas, envolvidas na conclusão deste trabalho, um sincero obrigado, sem a vossa presença, não seria possível.

Resumo

Os radares de abertura sintética passivos têm a utilidade de ser indetetáveis, visto que não requerem a transmissão de sinais. De facto, contrariamente aos radares ativos, os radares passivos utilizam os sinais difundidos por iluminadores de oportunidade. Estes sinais refletem nos alvos e, através de processamento de sinal adequado, é possível estimar a posição dos mesmos. Esta característica é uma vantagem significativa do ponto de vista militar. Esta tecnologia está atualmente no estado de maturação para radares terrestres no âmbito de controlo de tráfego aéreo e vigilância. Foi demonstrado que os radares passivos podem ser bem sucedidos a obter imagens terrestres, detetar vários tipos de alvos como *drones*, aeronaves, embarcações e obter imagem dos mesmos.

No entanto, apesar dos desenvolvimentos mais recentes desta tecnologia, a mesma encontra várias dificuldades, dados os desafios envolvidos. Para além disso, é uma área que se encontra pouco desenvolvida em Portugal. Estes motivos, aliados à necessidade de conceção de um rádio definido por software para um radar de abertura sintética passivo, motivaram esta proposta da dissertação de Mestrado.

O objetivo da seguinte tese é desenvolver um sistema de radar passivo de baixo custo. Para tal, foi desenvolvido um simulador 2D de radar de abertura sintética passivo, o qual, utilizado para testar o processamento de sinal. Além disso, foi igualmente testado, experimentalmente, um radar passivo para detetar aeronaves.

Para a realização do recetor rádio será necessário a utilização de um recetor *GNU radio*, que possibilite a deteção dos sinais e do software MATLAB que viabilize o processamento dos sinais recebidos. No final, com a junção destas duas componentes, espera-se que seja possível a deteção de alvos, de forma passiva. Para tal, serão correlacionados os sinais de referência, transmitido do iluminador de oportunidade, e o sinal medido, refletido pelo alvo.

Os resultados demonstram que é possível detetar a presença das aeronaves, de forma passiva, através da comparação dos valores de correlação, ainda que, com pouca congruência nos resultados do desvio de *doppler*.

Palavras-chave: Radar, Radar Passivo, Radar de Abertura Sintética, Processamento de Sinal, Recetor de Rádio Definido por Software

Abstract

Passive synthetic-aperture radars have the utility of being undetectable, due to not requiring signal transmission. In fact, unlike active radars, passive radars use the signals broadcasted by illuminators of opportunity. These signals reflect on the targets, and, through proper signal processing, it's possible to estimate their position. This feature is a significant advantage from a military standpoint. This technology is currently in its maturity stage for ground-based radars with a purpose for air traffic control and surveillance. It was shown that passive radars can be successful on ground imaging, detecting different types of targets such as drones, aeroplanes, boats and provide its imaging.

Despite the recent developments of this technology, it still has major difficulties given the challenges involved. Furthermore, it is an area that is really underdeveloped in Portugal. These factors, along with the need to design a software-defined radio destined for a passive synthetic-aperture radar, induced this master's dissertation proposal.

This thesis aims to develop a low-cost passive radar system. To do this, a 2D passive synthetic aperture radar simulator was created, which was used to evaluate the signal processing. Additionally, an experimental passive radar for aircraft detection was tested.

In order to create the radio receiver, it will be necessary to use a GNU radio receiver, which will enable the signal detection and MATLAB software for the purpose of enabling the processing of received signals. In the end, it is expected that the combination of these two components will detect targets, passively. For that to happen, the signals will be correlated, the reference one transmitted from the illuminator of opportunity, and the measured signal that was reflected by the target.

Although there is minimal agreement in the doppler deviation data, the findings demonstrate that it is possible to passively detect the presence of the aircraft by comparing the correlation values.

Keywords: Radar, Passive Radar, Synthetic-Aperture radar , Signal Processing, Software Defined Radio

Índice

1	Introdução	1
1.1	Motivação e Objetivos	2
1.2	Estado da Arte	4
1.3	Organização da Dissertação	11
2	Fundamentos Teóricos	13
2.1	Formulação Analítica Aplicada a Sistema de Radar Passivo	13
2.1.1	Equação Radar Bistática	21
2.1.2	Processamento de Sinal	23
2.2	Radars SAR Passivos	26
2.2.1	Fundamentação Teórica	26
2.2.2	Geometria Bistática	29
2.2.3	Processamento SAR para Imagens dos Alvos	31
2.3	Sistema de Rádio Definido por Software	33
2.4	Iluminador de Oportunidade	36
3	Simulador SAR Passivo	39
3.1	Sistema Desenvolvido	39
3.1.1	Resultados Esperados	51
3.2	Dados Utilizados	52
4	Análise de Resultados	55
4.1	Simulador SAR Passivo	55
4.2	Resultados Experimentais	62
4.2.1	Cenário Experimental	63
	Transmissor	64
	Recetor	66
	Alvo	67
4.2.2	Variáveis Utilizadas	69
4.2.3	Resultados	70

5	Conclusão e Trabalhos Futuros	75
5.1	Discussão e Conclusões	76
5.2	Propostas para Trabalhos Futuros	78
	Referências	79

Lista de Figuras

2.1	Cenário do sistema radar passivo	14
2.2	Interferências do sistema radar passivo	15
2.3	Elipsóide e elipse correspondente na detecção de um alvo	17
2.4	Resolução em alcance bistático	18
2.5	Influência da geometria bistática para frequência <i>doppler</i>	20
2.6	Zona de cobertura para distância R_d (a) 50km, (b) 100km, (c) 150km	23
2.7	Processamento de sinal	24
2.8	Geometria bistática SAR	27
2.9	Resolução SAR	28
2.10	Modelo SAR	30
2.11	Etapas de processamento SAR	33
2.12	LimeSDR USB	34
2.13	WIFI sinal no tempo	37
2.14	WIFI função de ambiguidade	37
2.15	Secções de alcance bistático (a) e velocidade bistática (b) da função de ambiguidade do WIFI	37
3.1	Fluxograma com a sequência de procedimentos do sistema desenvolvido	39
3.2	Representação da área de interesse(AoI) do simulador como matriz binária de dimensão N_x e N_y	40
3.3	Representação da área de interesse(AoI) do simulador como matriz binária de dimensão N_x e N_y com as posições das antenas de receção	41
3.4	Exemplificação da lei de Snell	42
3.5	Representação do diagrama de radiação das antenas de acordo com o ângulo de direção da antena α_0 , a largura de feixe a 3dB θ_{3dB} e o ângulo aplicado à área de interesse α	43
3.6	Diagrama de radiação das antenas envolvidas	44
3.7	Representação no caso a) de linha de vista entre transmissor-alvo e o alvo-recetor, no caso b) presença de obstrução de alvos	45
3.8	Matriz 2D dos ecos recebidos	48
3.9	Fases do algoritmo <i>Range-Doppler</i> adaptado	49

3.10	Curvatura de alcances bistáticos para a detecção de um alvo isolado na área de interesse	49
3.11	Aplicação da correção <i>range cell migration correction</i> de um alvo isolado na área de interesse	50
3.12	Demonstração da aplicação da compressão em azimuth, representado a vermelho, através da FFT a um impulso retangular representado a azul, que simboliza os alvos corrigidos em alcance	51
3.13	Resultado da compressão em azimuth de um alvo isolado na área de interesse	51
3.14	Fluxograma do simulador radar	52
3.15	Sinal QPSK no domínio do tempo	53
3.16	Espectro do sinal QPSK transmitido	54
4.1	Área de interesse para um alvo isolado, com o movimento da plataforma transmissora e identificação das posições das antenas de receção	57
4.2	Compressão em alcance para um alvo isolado na área de interesse .	58
4.3	Comparação dos valores de curvatura de alcance obtidos, representados a azul, com os valores teóricos, representados a laranja	58
4.4	Correção em alcance para um alvo isolado na área de interesse . . .	59
4.5	Correção em alcance para um alvo isolado na área de interesse a 1D	60
4.6	Compressão em azimuth para um alvo isolado na área de interesse .	60
4.7	Compressão em azimuth para um alvo isolado, aproximada à zona de interesse	61
4.8	Valor de detecção esperado do alvo isolado na área de interesse . . .	61
4.9	Cenário dos testes experimentais com o transmissor representado pela seta a amarelo e o recetor representado pela seta a vermelho	64
4.10	Transmissor no cenário experimental com a representação da trajetória dos aviões pela seta a tracejado	65
4.11	Espectro da onda transmitida	66
4.12	Representação do recetor no cenário experimental, na qual a) representa a ligação da antena de receção ao SDR e b) representa a antena de receção com a trajetória dos aviões identificada pela seta a tracejado	67
4.13	Trajectoria percorrida pelos aviões no percurso de aterragem no aeroporto de Lisboa	68
4.14	Trajectoria percorrida pelos aviões no percurso de aterragem no aeroporto de Lisboa, com o cenário da simulação representado pela seta a vermelho	68
4.15	Distância do transmissor e do recetor aos alvos	69

4.16	Evolução da correlação <i>doppler</i> para um corte nulo de atraso temporal, entre o sinal de referência e o sinal de <i>surveillance</i> durante o tempo de aquisição da aeronave <i>A320</i> – 214	70
4.17	Correlação <i>doppler</i> e atraso temporal, entre o sinal de referência e o sinal de <i>surveillance</i> para a iteração onde se verifica o máximo da correlação <i>doppler</i> da aeronave <i>A320</i> – 214	71
4.18	Evolução da correlação <i>doppler</i> para um corte nulo de atraso temporal, entre o sinal de referência e o sinal de <i>surveillance</i> durante o tempo de aquisição da aeronave <i>E195AR</i>	72
4.19	Correlação <i>doppler</i> e atraso temporal, entre o sinal de referência e o sinal de <i>surveillance</i> para a iteração onde se verifica o máximo da correlação <i>doppler</i> da aeronave <i>E195AR</i>	73
4.20	Correlação <i>doppler</i> e atraso temporal, entre o sinal de referência e o sinal de <i>surveillance</i> para a iteração 62 onde se verifica o segundo máximo da correlação <i>doppler</i> da aeronave <i>E195AR</i>	73

Lista de Tabelas

1.1	Principais diferenças entre radar ativo e radar passivo	5
1.2	Radares passivos comerciais da atualidade	7
1.3	Experiências amadoras de radares passivos	9
2.1	Especificações <i>LimeSDR USB</i>	35
2.2	Portos de recepção <i>LimeSDR USB</i>	35
2.3	Propriedades do sinal WIFI	36
3.1	Alterações de fase na modulação QPSK	54
4.1	Diagrama de radiação das antenas	55
4.2	Variáveis do simulador	56

Lista de Símbolos

β	Ângulo entre transmissor e recetor	o
R_d	Distância entre transmissor e recetor	m
R_1	Distância entre transmissor e alvo	m
R_2	Distância entre recetor e alvo	m
x_t	Coordenada x do transmissor	m
y_t	Coordenada y do transmissor	m
z_t	Coordenada z do transmissor	m
x_r	Coordenada x do recetor	m
y_r	Coordenada y do recetor	m
z_r	Coordenada z do recetor	m
$x(t)$	Coordenada x do alvo	m
$y(t)$	Coordenada y do alvo	m
$z(t)$	Coordenada z do alvo	m
A_{ref}	Amplitude complexa do sinal de referência	
G_m	Amplitude complexa do sinal medido	
n	Ruído	
$s(t)$	Sinal complexo transmitido	
τ_m	Atraso temporal	s
R_{bist}	Alcance bistático	m
V_b	Velocidade bistática	m s ⁻¹
s_r	Sinal de referência	
s_m	Sinal medido	
f_c	Frequência da onda transmitida	Hz
c	Velocidade da luz no vazio	m s ⁻¹
t_i	Tempo de integração	s
B	Largura de Banda	Hz
δR_{bist}	Resolução alcance bistático	m
λ	Comprimento de onda do sinal	m
δR	Resolução alcance monostático	m
δR_{pseudo}	Diferença raios maiores das elipses	m
ϕ	Ângulo entre a bissetriz do ângulo β e um segmento de reta	o

d_e	Raio da elipse menor	m
d'_e	Raio da elipse maior	m
f_B	Frequência <i>doppler</i>	Hz
P_r	Potência recebida	W
P_t	Potência transmitida	W
G_t	Ganho na transmissão	
G_r	Ganho na receção	
σ_b	Secção eficaz de dispersão	m ²
K_B	Constante de <i>Boltzmann</i>	J/K
P_n	Potência de ruído	W
T_0	Temperatura equivalente do recetor	K
F_s	Frequência de amostragem	Hz
τ	Atraso temporal	s
v	Velocidade do alvo	m s ⁻¹
V_r	Velocidade da plataforma	m s ⁻¹
Δf_B	Resolução <i>doppler</i> bistática	m s ⁻¹
R	Alcance	m
D	Abertura física da antena	m
δV_b	Resolução Velocidade Bistática	m
N	Amostras calculadas para o tempo de integração	
m	Amostras do sinal com atraso no tempo	
k	<i>Frequency bins</i>	
Δ_{AR}	Antena de abertura real	
L_s	Perdas na Propagação e no Sistema	
D_0	Fator de Detecção	
L_p	Comprimento do <i>pixel</i> da área de interesse	m
AoI	Área de interesse	m
N_y	Colunas da área de interesse	m
N_x	Linhas da área de interesse	m
N_{py}	Coordenada y do alvo na área de interesse	m
N_{px}	Coordenada x do alvo na área de interesse	m
φ	Ângulo entre o movimento da plataforma e o alvo	o
α_0	Ângulo de direção do feixe da antena	rad
α_{DoA}	Ângulo entre a antena e o alvo/plataforma	rad
k_0	Número de onda	
S_{tx}	Sinal transmitido no domínio da frequência	Hz
$f_{req_{Stx}}$	Base de frequências do sinal transmitido	Hz

$w_i(\alpha)$	Função de cosseno elevado do diagrama de radiação	
k_d	Desvio de <i>doppler</i>	Hz
θ_{3dB}	Largura de feixe a meia potência	rad
n_n	Normal ao alvo	
θ_i	Ângulo entre transmissor e normal ao alvo	°
θ_r	Ângulo entre recetor e normal ao alvo	°
θ_{Tx}	Largura de feixe a meia potência da antena de transmissão	rad
θ_{Rx}	Largura de feixe a meia potência da antena de Receção	rad
Lt	Linha de vista entre transmissor e alvo	
Lr	Linha de vista entre recetor e alvo	
$rx0$	Canal de referência LimeSDR	
$rx1$	Canal de <i>surveillance</i> LimeSDR	
T_s	Duração do sinal	s
SNR_{wn}	Valor de ruído branco sob a forma de SNR	
ϵ	Ritmo de transmissão do <i>chirp</i>	
b	Produto entre a distância transmissor-alvo e alvo-recetor	

Lista de Acrónimos

ATC	<i>Air Traffic Control.</i>
AVB	<i>Analog Video Broadcasting.</i>
BBC	<i>British Broadcasting Corporation.</i>
CAF	<i>Cross-ambiguity Function.</i>
CPI	<i>Coherent Processing Interval.</i>
DAB	<i>Digital Audio Broadcasting.</i>
DBF	<i>Digital Beam Forming.</i>
DPI	<i>Direct Path Interference.</i>
DVB-S	<i>Digital Video Broadcast-Satellite.</i>
DVB-T	<i>Digital Video Broadcast-Terrestrial.</i>
EADS	<i>European Aeronautic Defence and Space Company.</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transformation.</i>
GA 100	<i>Ground Alerter 100.</i>
GPS	<i>Global Positioning System.</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications.</i>
HA 100	<i>Homeland Alerter 100.</i>
ISM	<i>Industrial,Scientific,and Medical.</i>
LBF	<i>Loffeld's Bistatic Formula.</i>
LPDA	<i>Log-periodic Dipole Array.</i>
MPI	<i>Multipath Interference.</i>

MSR	<i>Method of Series Reversion.</i>
NATO	<i>North Atlantic Treaty Organization.</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Modulation.</i>
ONERA	<i>Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales.</i>
PBR	<i>Passive Bistatic Radar.</i>
PCL	<i>Passive Coherent Location.</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying.</i>
RCMC	<i>Range Cell Migration Correction.</i>
RCS	<i>Radar Cross-Section.</i>
SAR	<i>Synthetic-aperture radar.</i>
SDR	<i>Software Defined Radio.</i>
SMARP	<i>Software-defined Multiband Array Passive Radar for maritime surveillance.</i>
SNR	<i>Signal-to-noise Ratio.</i>
TDOA	<i>Time Difference of Arrival.</i>
WDA	<i>Wavenumber Domain Algorithm.</i>
WIFI	<i>Wireless Fidelity.</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access.</i>

Capítulo 1

Introdução

O Radar é uma área de estudo que, embora tenha sido mais efetivamente desenvolvida desde o início da Segunda Guerra Mundial(1939) por *Watson-Watt*, teve início no ano de 1904 por *Christian Hülsmeier* (Kulpa & Malanowski, 2019). Contudo, verificou-se que nessa altura era um sistema de detecção de ecos ineficiente e, como tal, o dispositivo não foi utilizado.

O funcionamento desta tecnologia baseia-se na utilização de ondas eletromagnéticas, ou seja, impulsos curtos que se propagam pelo espaço, gerando campos elétrico e magnético que variam no tempo a uma frequência de alguns *gigahertz*. Estas ondas são transmitidas por uma antena transmissora e refletidas pelos alvos em todas as direções. As ondas refletidas são recebidas pela antena recetora, possibilitando a detecção do alvo, através de técnicas de processamento de sinal. Entre a informação mais relevante é possível inferir direção, distância ou velocidade do alvo.

Como capítulo introdutório do presente estudo, define-se o objetivo que o leitor pode esperar da presente dissertação, bem como a organização utilizada para a atingir e a motivação da escolha do tema. Seguidamente, apresenta-se a definição do principal conceito associado ao tema, radares passivos, esclarecendo as suas vantagens, desvantagens, bem como, a diferença para com um radar ativo. De seguida, é estabelecida uma linha temporal, desde os primórdios dos radares, até à atualidade, definindo os radares passivos que marcaram cada época, finalizando com o estado da arte desta tecnologia de detecção passiva, incluindo exemplos amadores de experiências realizadas. Além disso, introduz-se o conceito de *Synthetic-aperture radar* (SAR).

1.1 Motivação e Objetivos

A dissertação pretende abordar o tema de radares passivos. Para tal, o primeiro passo, com a pesquisa, será efetuar o estado da arte de radar passivo e aprofundar o conhecimento do mesmo, exemplificando com o conceito de SAR. No seguimento do projeto, são incluídos cenários numéricos e experimentais. Um dos quais será o desenvolvimento de um simulador para avaliação de SAR passivo. O outro cenário será a utilização de *Software Defined Radio* (SDR) de baixo custo para deteção de alvos de forma passiva.

O presente estudo revela-se importante para a Marinha Portuguesa, na medida que esclarece uma tecnologia, inerente de vantagens para o meio militar. Tais como, menores riscos de deteção por outros radares, como é o caso de *spoofing*, em que radares inimigos detetam a frequência a que está a ocorrer transmissão, a partir da qual podem, por exemplo, roubar a identidade de quem está a transmitir. Estes ainda permitem a introdução de complementaridade e redundância aos radares em uso atualmente, menores custos de aquisição, entre outros. Além disso, esta tecnologia apresenta aplicações importantes neste âmbito, como deteção de alvos aéreos, deteção de navios ao largo da costa, entre outros. Na dissertação é esclarecido o conceito de SDR, incluindo a sua utilização num cenário experimental, de deteção de alvos de forma passiva. Desta forma, avalia-se, teórica e experimentalmente, um dispositivo que pode ser utilizado, também, em algumas ações significativas na prática militar, como é o caso do *Software-defined Multiband Array Passive Radar for maritime surveillance* (SMARP), um projeto baseado em SDR para construir um radar passivo de matriz multi-banda com a finalidade de vigilância da zona costeira (Capria et al., 2015). Finalmente, apresenta-se a tecnologia SAR passiva, aliada ao desenvolvimento de raiz de um simulador, que a permite testar num cenário controlado e com facilidade de manipulação de cada parâmetro. Sendo assim, de uma forma mais pragmática, foi criada uma ferramenta de estudo, possível de ser utilizada em aulas, sobre radares, ou apresentações, que visem instruir sobre este conceito. Além disso, esta tecnologia, uma vez a bordo de um sistema aéreo, pode ser importante para controlar e proteger o espaço litoral, patrulhamento costeiro, identificação de risco de ameaça, de origem humana ou natural, entre outros. Desta forma, com a presente dissertação, depreendem-se formulações, vantagens, desvantagens, estudos e testes reais de conceitos, como, deteção passiva, SAR passivo e SDR que, como referido, são importantes na realidade da Marinha Portuguesa. Logo, torna-se importante perceber a motivação para o assunto em estudo.

O radar passivo apresenta vantagens em detrimento do radar ativo, nomeadamente a nível militar, onde a deteção pelos meios convencionais, por exemplo sensores eletrónicos, é mais difícil, uma vez que não existe transmissão de sinal. Além disso, não havendo a existência de transmissores próprios a gerar calor, estes não podem ser detetados pela sua assinatura térmica (Thales, 2014). Contudo, as vantagens desta deteção passiva não surgem apenas ao nível militar, mas também a nível ecológico, sendo mais sustentável e segura para o meio ambiente (Gromek et al., 2016), uma vez que não existe emissão de sinais eletromagnéticos. Aliada a esta razão, surgem também vantagens ao nível da praticidade e da facilidade de montagem dos mesmos, dado que estes apresentam antenas com arquiteturas mais simples (Klembowski et al., 2013), são fisicamente mais pequenos e necessitam de menos manutenção (Kuschel et al., 2019). Os radares passivos são também caracterizados por apresentarem custos reduzidos e menos vulnerabilidade para contra-medidas eletrónicas (Martelli et al., 2018).

No entanto, esta tecnologia não abona só aspetos positivos. Uma das desvantagens dos radares passivos relaciona-se com o facto do operador radar não ter controlo sobre o iluminador de oportunidade e das características do sinal fornecido por este. Esta particularidade pode influenciar bastante os cenários em que a precisão tenha de ser elevada e que, para isso, todos os parâmetros do sinal de referência tenham de ser conhecidos. Por exemplo, para cenários militares operacionais. Além disso, dado que o sinal proveniente do iluminador de oportunidade é designado para transmissão de informação (Malanowski, 2019), ou seja, não é especificamente elegido para uso radar ou para deteção de alvos, os resultados podem não ser os desejados e ficar longe do produto esperado (Kuschel, 2014). Neste caso, torna-se necessário fazer um processamento da forma de onda adequado e escolher o melhor iluminador de oportunidade. O desempenho do radar passivo também é muito dependente da geometria, apresenta uma incerteza elevada na tentativa de o prever e pode haver situações onde os alvos não são iluminados da forma desejada, visto que, uma vez mais, os iluminadores de oportunidade não são posicionados com esta finalidade (Malanowski, 2019).

Observe-se que os sistemas de radar passivo não surgem como substitutos do radar ativo, mas sim como forma de os complementar. Exemplo disso são os sistemas convencionais de *Air Traffic Control* (ATC), que apresentam uma larga cobertura de espaço aéreo, contudo, não a asseguram em certas zonas particulares, como vales ou montanhas. Estes sistemas também apresentam falhas na deteção de alvos aéreos de baixa altitude. Desta forma, os radares passivos, baseados em transmissões FM, seriam uma boa complementaridade ou até mesmo redundância

em caso de falha do sistema principal. Isto associado a um baixo custo e um baixo impacto no ambiente, tornar-se-ia uma boa opção (Martelli et al., 2018).

De forma geral, os radares passivos são inferiores aos radares ativos, uma vez que o transmissor não é conhecido. Contudo, se houver uma compreensão das limitações associadas a esta tecnologia, as vantagens anteriormente descritas podem ser aplicadas em situações específicas (Malanowski, 2019). Estas situações passarão por cenários de complementaridade aos radares ativos ou como uma alternativa para campos aéreos pequenos (Malanowski, 2019).

A este sistema de detecção passiva reconhece-se uma principal aplicação no campo da vigilância aérea, nomeadamente na detecção e seguimento de alvos aéreos (Samczynski et al., 2016). Como também, para vigilância a curta distância, como por exemplo a detecção de *drones* (Kulpa & Malanowski, 2019).

1.2 Estado da Arte

Para contextualizar o tema é importante entender a diferença entre um radar ativo e um radar passivo. Um radar ativo utiliza uma antena dedicada, bem como sinais dedicados à transmissão de ondas eletromagnéticas. Em contrapartida, num radar passivo não existe a necessidade de transmissão de energia no próprio radar, já que esta tecnologia faz uso de iluminadores de oportunidade. Isto é, o sinal a utilizar provém de sistemas sem fios com uma elevada cobertura de determinadas regiões, como por exemplo, *Digital Video Broadcast-Terrestrial* (DVB-T), *Digital Video Broadcast-Satellite* (DVB-S), *Wireless Fidelity* (WIFI), entre outros. Dado que as coordenadas do alvo são desconhecidas, os radares passivos têm de receber dois sinais: o sinal de referência (proveniente do iluminador de oportunidade) e o sinal medido (proveniente da reflexão pelo alvo) (Kuschel et al., 2019). Resume-se na tabela 1.1 as características principais para a diferenciação entre radares ativos e radares passivos.

Segundo Kuschel (2017), os primórdios do radar passivo surgiram em 1935 por *Robert Watson-Watt* através da realização de uma experiência. Nessa experiência foram usadas duas antenas com o objetivo de detetar um eco refletido por uma aeronave. Nos resultados obtidos foi possível detetar um bombardeiro *Heyford* a uma distância reduzida de 8km com base numa onda eletromagnética, proveniente de um emissor *British Broadcasting Corporation* (BBC) (Kuschel et al., 2019).

Radar ativo	Radar passivo
Presença de uma antena transmissora	Uso de iluminadores de oportunidade
Maior consumo de energia	Sem emissão de energia no radar
Maior volume de equipamento	Antenas de arquitetura mais simples
Previsão de desempenho precisa	Desempenho pouco previsível
Controlo das características dos sinais	Dependência dos sinais existentes

TABELA 1.1: Principais diferenças entre radar ativo e radar passivo (Tabela 1.1-Baseada em Klembowski et al., 2013)

Apesar da experiência bem sucedida, os radares passivos voltam a aparecer apenas alguns anos mais tarde sob alçada alemã, com os recetores *Klein Heidelberg*, em 1943, em França. O objetivo principal era a deteção de aviões ingleses. Este sistema fazia uso dos sinais provenientes da *Chain Home*, radares situados em Inglaterra, que iluminavam uma vasta área (100° de cobertura em azimuth), com elevada potência de transmissão ($750kW$) e operavam na banda de frequências entre $20 - 50MHz$ (Kulpa & Malanowski, 2019). Contudo, antes da invasão britânica, estes recetores são bombardeados e dá-se o término do sistema considerado como o primeiro radar passivo operacional.

Inspirados por estes recetores alemães, surge, na década de 60, nos Estados Unidos da América, a implementação do sistema *Sugar Tree*. Este dispositivo consistia num radar passivo que fazia uso de ondas curtas, neste caso sinais HF para detetar um possível ataque *rocket* soviético (Oikonomou et al., 2019).

Note-se que, após estes acontecimentos, esta tecnologia voltaria a ser falada apenas em 1990 quando a *North Atlantic Treaty Organization* (NATO) desenvolveu um estudo sobre radares passivos e ruído (Kuschel, 2017). Após este período, a fiabilidade do princípio de radar passivo viria a ser testada por *Griff* e *Long*, com o uso de transmissões TV analógicas para deteção de aeronaves (Kuschel, 2017). Mas, também por *Howland*, que utilizou a transmissão de vídeo analógica para deteção de aviões comerciais até distâncias de $260km$ (Kuschel, 2017).

Atente-se que, após estas experiências ao longo da história, deu-se início a um período que começou devido ao interesse no estudo dos sinais rádio FM. Isto deve-se ao facto de estes estarem presentes em quase todas as partes do mundo, providenciarem potência de transmissão razoável e modulação que permite a relação cruzada entre o sinal de referência e o sinal medido (Kuschel, 2013). Devido a isso, houve um aumento no número de experiências com base neste iluminador de oportunidade. Apesar destas vantagens, os sinais FM, devido à sua constante mudança

de largura de banda, uma vez que este fator depende do conteúdo do programa, provocam variações ao nível da resolução em distância e na precisão das medidas (Kuschel, 2013). Depreende-se assim que, num radar passivo, deve ser feita uma escolha apropriada do transmissor para uma melhor qualidade de deteção.

Após este período, surge o primeiro protótipo comercial desenvolvido pela companhia *Lockheed Martin*, baseado em transmissões FM, o *Silent Sentry*. Este foi um dos radares passivos mais famosos da era moderna (Malanowski, 2019), tendo sido apresentado em várias versões. Na versão *Silent Sentry 2* este é descrito como de elevada precisão enquanto é capaz de fazer seguimento a 100 alvos a distâncias até 220–280km. Este é definido como capaz de monitorizar aviões, mísseis, navios e alvos de superfície com uma precisão de 250m na horizontal, 1000m na vertical e até 2m s^{-1} na velocidade (Oikonomou et al., 2019). Além disso, na última versão *Silent Sentry 3*, este radar é apresentado como capaz de operar em áreas de cobertura limitada, de fazer seguimento a alvos aéreos em baixas altitudes e com velocidade reduzida (Tan et al., 2006). Não obstante, apesar de na época em que este radar passivo foi desenvolvido, o sistema tivesse sido apresentado como uma nova solução e os vários testes desenvolvidos tivessem revelado o seu desempenho, este não foi um sucesso do ponto de vista comercial (Kulpa & Malanowski, 2019). Na verdade, o seu desenvolvimento acabou há vários anos e não foram apresentadas novas versões (Malanowski, 2019).

Seguidamente, viriam a surgir outras demonstrações de radares passivos baseados em emissões FM, tais como: o PaRaDe conduzida pela Universidade de Tecnologia de Varsóvia e o *Silent Guard* da ERA. Ambos apresentam 8 elementos dispostos de forma circular para receção. O PaRaDe utiliza a técnica de *Digital Beam Forming* (DBF), que permite uma cobertura de 360° , através de uma antena de receção de 12m. Foi demonstrado que este é capaz de detetar vários alvos em movimento e até longas distâncias(300km) (Malanowski et al., 2012). O *Silent Guard*, de características semelhantes, tinha o objetivo de demonstrar a possibilidade de detetar alvos aéreos com diferentes comportamentos de voo (ERA, 2013).

O interesse por este método de deteção foi aumentando e a indústria europeia *Thales*, em parceria com a *Office National d'Etudes et de Recherches Aéropatiales* (ONERA), desenvolveram o *Homeland Alerter 100* (HA 100). Este foi incluído como parte oficial do sistema de segurança aérea especial em Paris e vendido para vários países NATO (Thales, 2010). Deste radar salienta-se o facto de fazer uso de transmissões rádio FM, mas com possibilidade de extensão para *Digital Audio Broadcasting* (DAB), *Analog Video Broadcasting* (AVB) e DVB-T. Além disso, permite

a detecção de alvos aéreos a baixa ou média altitude e reduzida velocidade, até uma distância de $100km$ com cobertura de 360° . O radar foi desenvolvido para fornecer capacidades no âmbito da segurança interna e vigilância de costa (Thales, 2010).

Apesar da realização de todos os testes descritos ao longo dos anos e de experiências bem sucedidas, surgem apenas alguns exemplos comerciais atualmente. De forma sucinta, resume-se na tabela 1.2 os principais radares passivos comerciais da atualidade com as suas características básicas. Sendo assim, no que concerne ao estado da arte de radares passivos, surgem sistemas como: o sistema AULOS, o sistema TwinVis, o sistema Cassidian, o sistema GA 100 e o sistema HA 100, referido anteriormente. Esta tecnologia surge também em países fora da União Europeia, com o *Alim* no Irão, baseado em emissões DVB-T. E ainda, o *YLC-29* e o *JY-50* na China, que fazem uso de transmissões rádio FM (Kulpa & Malanowski, 2019) e VHF, respetivamente.

Radar	Empresa	Banda de frequência	Alcance
HA 100	Thales	FM	$100km$
AULOS	Leonardo S.p.A.	FM/DVB-T	Centenas de km
Cassidian	EADS	FM/DAB	$100 - 200km$
TwinVis	HENSOLDT	FM/DAB/DVB-T	$100 - 250km$
GA 100	Thales	FM/DVB-T	Não disponível

TABELA 1.2: Radares passivos comerciais da atualidade

O sistema AULOS desenvolvido pela *Leonardo S.p.A.* explora as emissões FM e DVB-T em $2D$ e $3D$. Este tipo de sensor está disponível numa versão fixa e numa versão móvel. De acordo com o seu *Datasheet* (S.p.A., s.d.), para a versão fixa a $2D$, o radar utiliza uma estação FM e antenas direcionais de elevado ganho, *Log-periodic Dipole Array* (LPDA), para atingir longas distâncias de detecção. Este radar apresenta uma cobertura em azimute de 360° e faz uso de técnicas de interferometria para a estimativa em azimute do alvo. Ainda no mesmo documento, são apresentadas as características $3D$ do AULOS para a versão fixa, que faz uso de recetores coerentes conectados a um agregado de 4 LPDA para *surveillance* e 2 LPDA para o sinal de referência. Além disso, apresenta também uma cobertura em azimute de 90° com estimativa de altitude, 4 feixes de receção sintetizados via DBF, 5 canais de receção contemporâneos e com valores de precisão $doppler \geq 1ms^{-1}$ e $updates \geq 1s$. Relativamente à versão móvel, a referência faz menção a dois sistemas recetores, cada um com 8 canais recetores coerentes, ligados a dois agregados circulares uniformes, cada um com 8 dipólos. No qual, um dos agregados utiliza emissões

FM e o outro faz uso das transmissões DVB-T. Proveniente de cada dipólo, surge um sinal RF que é posteriormente filtrado, amplificado e digitalizado. O sistema faz uso de DBF(24 feixes recetores sintetizados) e técnicas multiestáticas, explorando assim uma ou mais estações transmissoras ao mesmo tempo(até 8 estações FM). Além disso, apresenta uma cobertura de 360° .

O AULOS é descrito como bem sucedido quando empregue a monitorizar o tráfego marítimo em águas territoriais ($< 12Nm$) e a localizar e detetar pequenas embarcações próximas de costa (Di Lallo et al., 2016). Mas também pela capacidade de detetar, com boa continuidade, tráfego aéreo, tais como aeronaves com baixa assinatura radar (Martelli et al., 2018).

No que concerne ao sistema *Cassidian* do grupo *European Aeronautic Defence and Space Company* (EADS), é um radar passivo com processamento e seguimento em tempo real, que faz uso de transmissões FM e DAB, entre a banda de frequências $88 - 240MHz$. É constituído por uma antena manufaturada de forma orientada para o produto e compreende um sistema de calibração integrado para melhor precisão de azimuth. A antena é composta por 7 elementos na banda de frequências anteriormente referidas. Além disso, este é caracterizado por detetar alvos a distâncias de $100 - 200km$ (Schroeder et al., 2013) com a finalidade de controlar o espaço aéreo para aplicações civis e militares. Este sistema apresenta também uma versão móvel.

Relativamente ao sistema *TwinVis* da *HENSOLDT*, este faz o seguimento de alvos aéreos em tempo real e a $3D$, com uma antena que explora vários transmissores de diferentes serviços e bandas de frequência, o que resulta numa iluminação multiestática do alvo. Esta antena possui 21 elementos, distribuídos em 3 níveis de elevação, permitindo uma cobertura 360° . Este radar tem a capacidade de atuar com outros sensores, por exemplo radares ativos por forma a aumentar a sua cobertura ou precisão. O sistema faz uso de transmissões FM, DAB e DVB-T na banda de frequências $88 - 240MHz$. Para o uso de sinais FM, este radar permite a deteção de alvos até uma distância de $250km$ com uma precisão entre $300 - 500m$. Por outro lado, para DAB e DVB-T, a empresa alega deteções até distâncias de $100km$ com uma precisão entre $50 - 100m$ (HENSOLDT, s.d.). Além disso, esta descreve *updates* de $< 1s$ para seguimento do alvo e $< 1.5s$ de atraso da antena. O radar é descrito como sendo viável para áreas alargadas de vigilância aérea, não só para aplicações militares e civis, mas também para uso em cenários operacionais (Edrich et al., 2019).

O sistema *Ground Alerter 100* (GA 100) da *Thales*, multiestático, baseado

em emissões FM e DVB-T, oferece uma cobertura de 360° e 60° de elevação. Acresce a taxa elevada de renovação de dados que permite um curto período de reação e rápida aquisição do alvo (NATO, s.d.). A finalidade deste sistema é a vigilância aérea e missões de proteção a alvos específicos, como a proteção de aeroportos. O GA 100 é descrito como particularmente eficiente na deteção de pequenos alvos, a baixa altitude e reduzida velocidade. Este sistema fornece um alerta em caso de uma invasão de um *drone* ou UAV numa área protegida. Além disto, a *Thales* alega um processamento *doppler* eficiente e seguimento automático dos alvos em tempo real (Thales, s.d.).

Com base nos exemplos comerciais de radares passivos descritos, pode-se observar que a tecnologia de deteção passiva foi desenvolvida em todo o mundo ao nível de grandes empresas. Contudo, estes desenvolvimentos não se verificam só para agências governamentais, mas também para entusiastas e estudantes (Oikonomou et al., 2019). Isto deve-se ao facto da tecnologia estar cada vez mais acessível, através do desenvolvimento de computadores de elevado desempenho, o aparecimento de SDR, entre outros. Na tabela 1.3, verificam-se alguns exemplos amadores, de inúmeros possíveis, de experiências de deteção de alvos, com radares passivos. Nestes exemplos, verificam-se configurações de radares de baixo custo(atraves de SDR), acessíveis a todos, com uma grande facilidade de montagem e resultados visíveis.

Banda de frequência	Dispositivos utilizados	Deteção
FM	SDR/ antenas direcionais	aeronaves e meteoros
DVB-T	RF SDR/ antenas <i>Yagi-Uda</i>	veículos em áreas urbanas
WIFI	SDR/ RFX2400	peessoas através de paredes
LTE	SDR/ antenas <i>Yagi-Uda</i>	Controlo de <i>drones</i>

TABELA 1.3: Experiências amadoras de radares passivos

Uma das experiências demonstra a capacidade de visualizar ecos de aeronaves e irregularidades ionosféricas durante uma tempestade geomagnética, com base em frequências FM. Nesta experiência fez-se uso de dois SDR RTLSDR R820T e duas antenas direcionais (Vierinen, 2015). De acordo com Capria et al. (2010), as experiências de radares passivos, com equipamento *low-cost*, comprovam a viabilidade de controlo de veículos em áreas urbanas, na banda de frequências DVB-T($800 - 2400MHz$), recorrendo a um RF SDR e antenas comerciais *Yagi-Uda*. Além disso, com base em outra experiência, comprovou-se que estes cenários são capazes de detetar pessoas em tempo real através de uma parede, com sinais WIFI($2.4 - 2.9GHz$), através de dois SDR USRP-N210 e duas placas para receção de sinais(*daughterboard*)

RFX2400 (Chetty et al., 2014). Para além disso, Dan et al. (2019), com base em duas antenas *Yagi-Uda* e um SDR, provou a viabilidade e praticidade de detetar *drones* a baixa altitude.

Além disso, tem-se verificado também investimentos no estudo dos iluminadores de oportunidade, nomeadamente WIFI, *Global System for Mobile Communications* (GSM), *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX), *Global Positioning System* (GPS) e DVB-S para deteções a curtas distâncias (Kulpa & Malanowski, 2019).

No seguimento desta tecnologia, surgem os SAR ativos utilizados a bordo de plataformas em movimento, que permitem ao utilizador obter imagens de alta resolução a longas distâncias. Esta inovação surgiu inicialmente em 1951 por Carl Willey da corporação *Goodyear Aircraft* (Maslikowski et al., 2014), apesar do primeiro sistema operacional SAR(confidencial) ter sido construído apenas em 1957 pelos laboratórios *Willow Run* da universidade de *Michigan* para o departamento de defesa dos Estados Unidos (Martorella & Berizzi, 2013). Mais tarde, nos anos 60, a *NASA* desenvolve sistemas SAR não confidenciais. O primeiro sistema SAR operacional a bordo de um satélite ocorreu em 1978, o *SEASAT-A*, que, apesar de ser especificamente designado para estudos oceanográficos, produziu resultados importantes no estudo do gelo e da crosta terrestre (Martorella & Berizzi, 2013). Desde então, vários sistemas SAR a bordo de satélites, foram desenvolvidos com o objetivo de melhorar a resolução, a cobertura terrestre, entre outros (Martorella & Berizzi, 2013). Relativamente a esse aspeto, destacam-se as missões *SIR-A*, *SIR-B* e *SIR-C* em 1981, 1984 e 1994, respetivamente.

O sistema SAR surge como uma engenharia de grande interesse e enorme variedade de aplicações. Para além disso, devido às suas características de funcionamento, pode operar em condições meteorológicas adversas, nomeadamente na presença de chuva, bem como em ambientes atmosféricos saturados, por exemplo, de cinzas e poeiras. Entre as áreas de maior interesse prático, incluem-se as geociências e mudanças climáticas e a monitorização dos oceanos e da crosta terrestre. Atualmente, a aquisição de imagens de alvos por radares SAR atingiu um nível de maturidade tecnológica, no qual a principal utilização deriva da sua montagem a bordo de plataformas em movimento, como satélites(sistemas *spaceborne*) ou aviões (sistemas *airborne*) (Gromek et al., 2016).

1.3 Organização da Dissertação

No seguimento da dissertação, no capítulo 2, formula-se analiticamente o processamento de sinal envolvido em sistemas de radar passivo, incluindo, a familiarização com o SDR, compreensão teórica do sinal utilizado no iluminador de oportunidade e, ainda, a formulação conceptual para radares SAR passivos. No seguinte capítulo é elaborada uma análise numérica, que envolve a teoria descrita no capítulo anterior, com o desenvolvimento de um simulador, que permite testar estes conceitos num ambiente controlado. Posteriormente, no capítulo 4, são retratados diversos cenários, com os resultados numéricos, inerentes à formulação analítica, descrita no capítulo 3. Além disso, são também apresentados os resultados experimentais, com a utilização do SDR. Por fim, no último capítulo, são discutidos os resultados obtidos e as conclusões que se podem extrair da presente tese.

Para melhor compreensão dos resultados atingidos durante a dissertação, é de salientar que todos os documentos e programas utilizados, com os respetivos códigos, incluindo os procedimentos sequenciais do projeto, estão disponíveis no *Github*: <https://github.com/MiguelStattmiller/SAR-Passive-Radar-LimeSDR-Simulator>.

Capítulo 2

Fundamentos Teóricos

Com o seguinte capítulo pretende-se apresentar a teoria necessária à compreensão da presente dissertação. Para tal, inicialmente, são retratados os conceitos básicos, inerentes à tecnologia de radares passivos. Com esse intuito, são apresentadas diversas figuras, acompanhadas da respetiva formulação numérica. Seguidamente, uma vez compreendida esta secção, é apresentada a tecnologia SAR, começando com um breve esclarecimento deste mecanismo. Adicionalmente, seguindo a mesma linha de raciocínio, aplicam-se os conceitos, anteriormente explicados, a esta tecnologia. Permitindo assim ao leitor, situar a teoria, num exemplo mais concreto de deteção passiva. Finalmente, são apresentados em duas secções distintas, os restantes temas necessários à perceção deste estudo. Nomeadamente, o modelo de SDR utilizado nos resultados experimentais e a explicação do sinal usado como iluminador de oportunidade.

2.1 Formulação Analítica Aplicada a Sistema de Radar Passivo

A tecnologia de radar passivo, geralmente referida como *Passive Coherent Location* (PCL) ou *Passive Bistatic Radar* (PBR) (Kulpa & Malanowski, 2019), explora os sinais do espectro eletromagnético já existentes, ou seja, transmitidos por outras fontes.

Na figura 2.1 é descrito um cenário típico de um radar passivo, com os intervenientes esperados para este sistema de deteção passiva. Tais como, um alvo, um transmissor e um recetor, todos com as respetivas coordenadas. Além disso, são visíveis os dois dados essenciais para qualquer sistema PCL, o sinal de referência S_r e o sinal medido S_m . Torna-se importante salientar que, num sistema PCL, como o referido na figura 2.1, as coordenadas do alvo e o sinal utilizado no transmissor são

fatores desconhecidos, sendo apenas fatores conhecidos as posições das antenas de recepção e transmissão. Sendo assim, por forma a calcular estas incógnitas, justifica-se a necessidade de dois canais de recepção no sistema PCL. Isto é, um para o sinal de referência, que deverá estar em linha de vista com o iluminador de oportunidade. Uma vez que o sinal deve ser recebido sem interferência, visto que não é previamente conhecido. O outro canal de recepção é utilizado para o sinal medido, refletido pelo alvo.

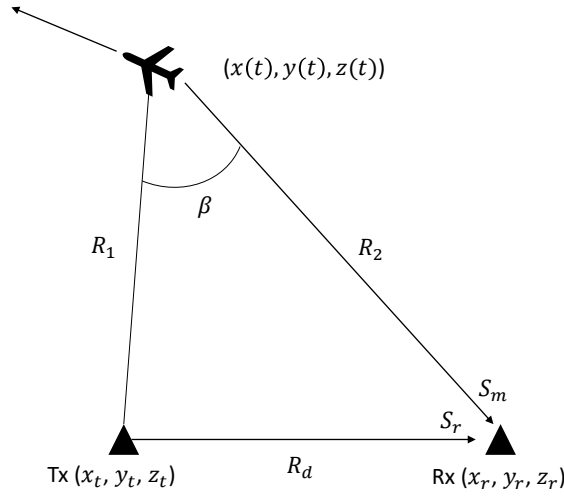


FIGURA 2.1: Cenário do sistema radar passivo(Figura 2.1-Baseada em Malanowski, 2019)

Da presente figura é possível calcular a distância transmissor-recetor R_d (2.3), enquanto que a distância transmissor- alvo R_1 (2.1) e a distância recetor-alvo R_2 (2.2) (Malanowski, 2019), resultam do processamento de sinal, através de:

$$R_1(t) = \sqrt{(x(t) - x_t)^2 + (y(t) - y_t)^2 + (z(t) - z_t)^2} \quad (2.1)$$

$$R_2(t) = \sqrt{(x(t) - x_r)^2 + (y(t) - y_r)^2 + (z(t) - z_r)^2} \quad (2.2)$$

$$R_d(t) = \sqrt{(x_t - x_r)^2 + (y_t - y_r)^2 + (z_t - z_r)^2} \quad (2.3)$$

O cenário da figura 2.1 descreve um ambiente controlado e desejado no que respeita aos radares passivos, onde o objetivo é detetar apenas o sinal refletido pelo alvo. Contudo, este não é o cenário que se verifica na realidade. Associado ao local descrito, será de esperar para um sistema PCL real, que se verifiquem fenómenos de interferência, *Direct Path Interference* (DPI) e *Multipath Interference* (MPI), sendo estes dois últimos os principais pontos de interferência (Wu et al., 2012). Como tal, apresenta-se na figura 2.2 as principais causas influenciadoras.

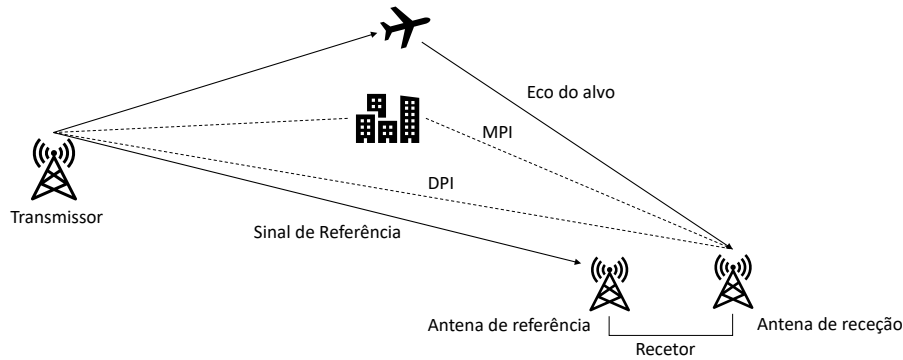


FIGURA 2.2: Interferências do sistema radar passivo(Figura 2.2- Baseada em Wu et al., 2012)

No presente caso, observam-se réplicas do sinal de referência na antena de receção(DPI), mais concretamente o facto do sinal medido ser recebido de forma contínua e ao mesmo tempo que o sinal de referência (Malanowski, 2019). Segundo Wu et al. (2012), a potência do DPI é geralmente dezenas de *dB* superior ao eco refletido pelo alvo. O DPI surge, portanto, como uma interferência ao sinal pretendido, onde níveis moderados são suficientes para degradar o desempenho da deteção de correlação (F. Wang et al., 2018). Aquando a sua deteção, este tem a característica de não apresentar valores de atraso temporal e desvio de *doppler* devido ao movimento relativo do alvo.

Além disso, visualizam-se fenómenos de MPI, onde ecos refletidos por objetos não desejados são detetados na antena de receção. Estes são tratados como cópias do sinal de referência, atrasadas no tempo e com valores *doppler* muito baixos ou zero (Malanowski, 2019). Desta maneira, percebe-se que as antenas de receção assumem um papel importante, na medida que permitem fazer a seleção da região do

espaço onde irá ocorrer deteção. Além de que, seleccionam o transmissor de interesse, numa zona que pode ter múltiplos transmissores. Salienta-se o facto de antenas de ganho elevado garantirem um *link budget* mais favorável.

Desta forma é possível definir o sinal de referência 2.4 e o sinal medido 2.5 (Sevimli, 2014), nas quais A_{ref} e G_m são as amplitudes complexas de cada sinal, $n(t)$ é o ruído, f_B é a frequência *Doppler* e τ_m é o atraso temporal, calculado em 2.6 (Sevimli, 2014), na qual c é a velocidade da luz no vazio. Para o cálculo destes sinais, intervém o sinal transmitido no tempo, pelo iluminador de oportunidade. Este pode ser de diversos tipos, contudo, apresenta-se em 2.7 (Goulão, 2018), um exemplo no tempo, de um *chirp*. No qual $a(t)$ é a amplitude introduzida pelo ganho da antena, $e^{j\epsilon t^2}$ é o sinal modulado na frequência, t é a duração do impulso e ϵ é a taxa de transmissão.

$$s_r(t) = A_{ref}s(t) + n(t) \quad (2.4)$$

$$s_m(t) = G_ms(t - \tau_m)e^{j2\pi f_B t} + n(t) \quad (2.5)$$

$$\tau_m = \frac{R_1 + R_2 - R_d}{c} \quad (2.6)$$

$$s(t) = a(t)e^{j\epsilon t^2} \quad (2.7)$$

O PCL depreende uma geometria bistática(2.1), um conceito que, segundo Kuschel et al. (2019), não assume uma definição unânime e universal. No entanto, seguindo a explicação assumida por Rycroft (1998), depreende-se que o transmissor se encontra afastado do recetor a uma distância considerável, nomeadamente, em campo distante. Isto é, a distância entre estes deve ser, no mínimo, duas vezes superior ao quadrado do diâmetro da antena dividido pelo comprimento de onda (Rycroft, 1998).

O princípio de funcionamento dos radares passivos baseia-se na medição do *Time Difference of Arrival* (TDOA) τ_m , ou seja, o recetor PCL mede a diferença de tempo entre a receção do sinal de referência s_r e a receção do sinal medido s_m , após ser refletido pelo alvo. Posteriormente, é feita a correlação entre estes sinais e o sistema fornece dois resultados sob a forma de uma matriz de duas dimensões. Esta matriz contém dados de alcance bistático e frequência *doppler* bistática.

A medida do alcance bistático (2.8) permite situar o alvo espacialmente, ou seja, delimita a posição do alvo num conjunto definido de pontos, uma vez que R_d é conhecida. Neste caso, são definidas linhas de igual distância (*iso-range lines*) para cada par transmissor-recetor, onde o alvo pode estar, com base nas medições do sinal atrasado no tempo τ . Estas linhas são reproduzidas por uma elipse no plano bistático ou um elipsóide numa representação a três dimensões, no qual o recetor e o transmissor estão localizados no centro. A soma $R_1 + R_2$ corresponde ao dobro do maior raio da elipse correspondente (distância do centro ao ponto mais afastado da elipse) (Kuschel et al., 2019).

$$R_{bist} = R_1 + R_2 - R_d \quad (2.8)$$

Para exemplificação do conceito de *iso-range lines* é apresentada a figura 2.3, na qual se visualiza o transmissor nas coordenadas $(20, 0, 0)km$, o recetor nas coordenadas $(-20, 0, 0)km$, o elipsóide e a sua elipse correspondente que delimitam o sítio onde o alvo pode estar, como referido anteriormente.

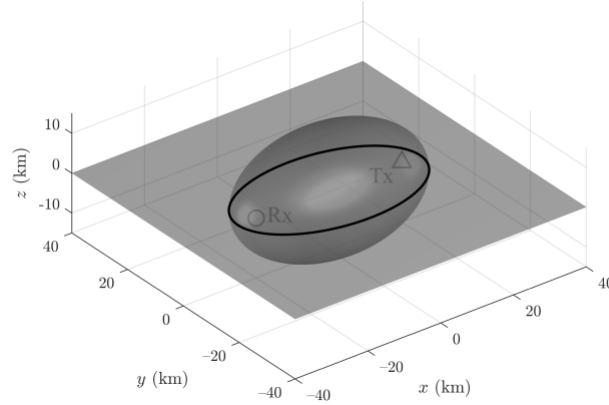


FIGURA 2.3: Elipsóide e elipse correspondente na deteção de um alvo (Figura 2.3- Retirada de Malanowski, 2019)

Posteriormente, para se poder determinar a localização efetiva do alvo, ou seja, a posição na elipse ou elipsóide em que o alvo se localiza, são utilizadas duas possíveis opções. Uma das quais é a utilização de múltiplos transmissores ou recetores, que permitem a triangulação. Isto é, pela sobreposição de várias elipses formadas é possível identificar um ponto comum a todas estas, a posição do alvo. A outra opção consiste em fazer a medição da direção do alvo e a sua interseção no elipsóide. A precisão desta medida depende da largura de banda do sinal utilizado e da diretividade da antena (Kuschel et al., 2019).

Associado a este conceito, surge a *Bistatic range resolution* δR_{bist} , resolução em alcance bistático. Isto diz respeito à distância mínima necessária entre alvos para que o radar os consiga distinguir como alvos isolados. A aplicação deste conceito para o radar passivo deriva da sua utilização na geometria monostática. Sendo, por isso, necessário compreender previamente esta particularidade.

No caso monostático, onde não existe separação física do transmissor e do recetor, a resolução em alcance é dada pela equação 2.9 (Kuschel et al., 2019). Na qual B é a largura de banda do sinal transmitido.

$$\delta R = \frac{c}{2 \times B} \quad (2.9)$$

Por conseguinte, para o conceito ser aplicado à geometria bistática, esta equação tem de ser alterada por forma a ser empregue nas elipses concêntricas formadas, referidas anteriormente. Neste caso, é apresentada a figura 2.4 que exemplifica a forma de se obter a resolução em alcance no caso de ter dois alvos no seguimento da bissetriz do ângulo β .

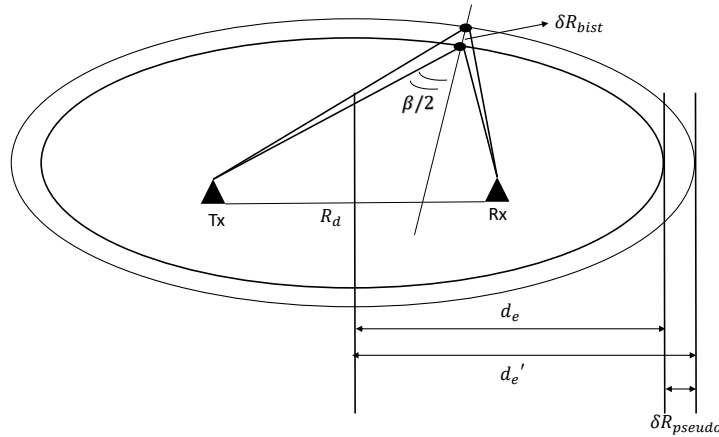


FIGURA 2.4: Resolução em alcance bistático(Figura 2.4-Baseada em Kuschel et al., 2019)

Tendo em vista esse objetivo, define-se, inicialmente, δR_{pseudo} como a diferença entre os raios maiores de cada elipse(d_e e d'_e), sabendo que esta variável depende da velocidade da luz no vazio e da largura de banda do sinal transmitido (2.10). Contudo, para se determinar a resolução em alcance bistático, não deve

ser tida em conta apenas δR_{pseudo} , mas, também, a posição específica de cada alvo dentro da elipse.

$$\delta R_{pseudo} = \frac{c}{2 \times B} \quad (2.10)$$

Como tal, em 2.11, apresenta-se a equação que engloba estes dois fatores e define a resolução em alcance para uma geometria bistática (Kuschel et al., 2019). Esta fórmula permite deduzir que, a resolução em alcance bistático, depende da largura de banda do sinal transmitido, que não é conhecida nem controlada pelo operador radar. Deste modo, o desempenho do radar passivo depende fortemente do iluminador de oportunidade, uma vez que, com o aumento da largura de banda do sinal, a resolução em alcance deverá ser melhor (Kuschel et al., 2019).

$$\delta R_{bist} = \frac{c}{2 \times B \times \cos(\beta/2)} \quad (2.11)$$

Além disto, o PCL é caracterizado também por fornecer valores de *doppler* bistático, definido como a taxa de variação temporal do alcance bistático normalizado pelo comprimento de onda λ (Kuschel et al., 2019). No caso de um radar passivo, este resulta de uma contribuição de dois fatores. O primeiro deve-se ao movimento relativo entre o alvo e o transmissor, enquanto que o segundo acrescenta também o movimento relativo entre o alvo e o recetor. Para melhor compreensão deste conceito, é apresentada a figura 2.5 onde são visíveis os dois ângulos α e β responsáveis por estes fatores, visto que se observa um alvo a movimentar-se relativamente ao transmissor e ao recetor. Na base deste conceito, encontra-se a definição de frequência *doppler*, ou seja, a medida de velocidade de cada alvo, definida em 2.12 (Sevimli, 2014), onde λ é o comprimento de onda do sinal.

Contudo, no caso geral dos sistemas PBR, tanto o recetor como o transmissor são estacionários. Depreende-se, assim, que a frequência *doppler* bistática depende apenas do movimento do alvo (Kuschel et al., 2019). Portanto, na fórmula 2.12, as derivadas $\frac{dR_1}{dt}$ e $\frac{dR_2}{dt}$ podem ser calculadas ao projetar o vetor velocidade V em R_1 e R_2 . Através desta projeção, define-se assim a frequência *doppler* bistática em 2.13 (Sevimli, 2014), na qual v é o módulo da velocidade do alvo. Da seguinte fórmula, entende-se que, qualquer alvo que se mova no comprimento R_d , vai apresentar valores *doppler* zero, uma vez que, os dois termos em 2.12, se cancelam mutuamente. Além disso, alvos que se movimentem ao longo das linhas *iso-range*,

não provocam uma mudança de alcance bistático e, como tal, apresentam o mesmo resultado (Kuschel et al., 2019).

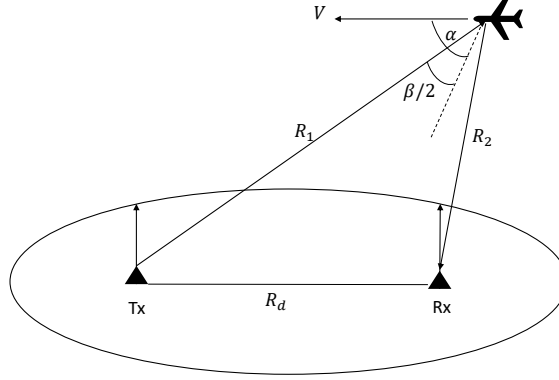


FIGURA 2.5: Influência da geometria bistática para frequência *doppler* (Figura 2.5-Baseada em Sevimli, 2014)

$$f_B = \frac{1}{\lambda} \left[\frac{d}{dt} (R_1 + R_2) \right] \quad (2.12)$$

$$f_B = \frac{2v}{\lambda} \times \cos(\alpha) \times \cos(\beta/2) \quad (2.13)$$

Verifica-se assim que, alvos na presença destas condições, não serão detectados na geometria bistática, uma vez que os ecos refletidos apresentam valores *doppler* zero (Kuschel et al., 2019).

Associado ao conceito de resolução em alcance bistático, pode-se também definir a resolução *doppler* bistática 2.14 (Malanowski, 2019). Através desta equação, verifica-se que a resolução depende do comprimento de onda do sinal transmitido e do tempo de integração. Uma vez mais, verifica-se uma dependência para com o sinal proveniente do iluminador de oportunidade, neste caso para λ . Uma vez que o tempo de integração t_i pode ser monitorado pelo utilizador do radar.

$$\Delta f_B = \frac{\lambda}{t_i} \quad (2.14)$$

2.1.1 Equação Radar Bistática

Nesta secção é apresentada a equação radar bistática, descrita em 2.15 (Sevimli, 2014), onde P_r é a potência recebida, P_t a potência transmitida, G_t o ganho da antena de transmissão, G_r o ganho da antena de receção e σ_b a secção eficaz de dispersão do alvo.

$$P_r = P_t \times \frac{G_t}{4\pi R_1^2} \times \sigma_b \times \frac{G_r}{4\pi R_2^2} \times \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (2.15)$$

A equação radar bistática é útil para avaliar o desempenho do sistema e ter uma ideia definida dos resultados esperados, sabendo que, quanto maior o valor de P_r , maior a probabilidade de deteção do alvo. Para tal é importante conhecer cada parâmetro usado na equação 2.15 e ter conhecimento dos iluminadores de oportunidade e as suas características.

Além disso, é importante referir que a potência recebida pelo radar é influenciada por ruído, sobre a forma de potência P_n . Este ruído pode ser causado de diversas formas, salientando o ruído térmico e o ruído por ação humana. Geralmente, a presença destes dois tipos de ruído varia conforme a banda de frequências em uso. Para bandas de frequência muito elevadas predomina a presença de ruído térmico. Enquanto que, para bandas de frequência mais baixas, como VHF ou UHF, características de radares passivos, predomina o ruído por ação humana (Malanowski, 2019).

O ruído térmico está presente em todos os dispositivos eletrónicos que operem a temperaturas superiores a zero absoluto, sendo calculado em 2.16 (Malanowski, 2019). Neste caso, K_B corresponde à constante de *Boltzmann* que equivale a $1,38 \times 10^{-23} J/K$, T_0 é a temperatura equivalente do recetor e B é a largura de banda do sinal.

$$P_n = K_B T_0 B \quad (2.16)$$

O ruído resultante de ações humanas, é baseado em emissões não intencionais ou intencionais, dependente da aplicação desejada, de dispositivos, como computadores, fontes de alimentação, entre outros. Este ruído pode ser superior em dezenas de *dB* comparativamente ao ruído térmico para as bandas VHF e UHF (Malanowski, 2019).

Para além do ruído, as capacidades de detetar um alvo podem ser prejudicadas por outras inúmeras razões. Sendo estas, perdas na propagação, perdas no padrão de radiação da antena e perdas na deteção ou processamento.

Depreende-se, a partir da equação 2.15, que a potência recebida pelo radar passivo é proporcional a $1/(R_1^2 R_2^2)$, o que permite criar figuras apelidadas de *Cassini ovals* (Malanowski, 2019). Estas figuras são contornos onde o *Signal-to-noise Ratio* (SNR) e o produto $R_1 R_2$ é constante, diminuindo à medida que se afasta desta (Kuschel et al., 2019). Isto significa que, para um radar passivo, mesmo que uma das distâncias R_1 ou R_2 seja grande, a outra poderá ser pequena, sem comprometer a deteção do alvo. Num cenário prático, mesmo um alvo que esteja longe do recetor (R_2 elevado) e perto do transmissor (R_1 reduzido) vai providenciar uma potência de receção suficientemente elevada para detetar o alvo (Malanowski, 2019). Este cálculo difere do caso do radar monostático, uma vez que, a potência de receção nesse caso é proporcional a $1/(R^4)$, ou seja, quanto mais afastado estiver o alvo do radar, menor a potência de receção.

Além disso, na geometria bistática, o fator distância transmissor-recetor é uma variável importante, na medida que, quanto maior a distância (R_d) menor é a cobertura de deteção total. Como exemplificação, é apresentado um cenário em 2.6 calculado para variáveis, características de um radar passivo real (Malanowski, 2019). Neste caso, esclarecendo o conceito de *Cassini ovals* referido anteriormente, salienta-se na figura os resultados esperados para a cobertura de deteção de um alvo, para diferentes distâncias transmissor-recetor, nomeadamente $50km$, $100km$ e $150km$. O círculo preto na figura representa a cobertura radar de $1m^2$, ou seja, uma *Radar Cross-Section* (RCS) de $0dBsm$.

Através da observação do caso (a) da figura 2.6, constata-se que, para valores menores de R_d , existe uma oval que engloba transmissor e recetor. Esta situação é característica de maior cobertura de deteção, pois o círculo presente na figura tem uma maior área relativamente aos restantes casos (Malanowski, 2019). À medida que esta distância aumenta, a cobertura deteriora-se, pois a oval vai encolhendo e acaba por colapsar em dois círculos isolados, que circundam tanto o transmissor como o recetor (Kuschel et al., 2019). Nesta situação, a junção dos dois círculos perfaz uma menor área do que no caso inicial. Segundo Johnsen e Olsen (2006), estas transformações das ovais de *cassini* verificam-se para alterações a uma constante b , calculada por $\sqrt{R_1 \times R_2}$ (Johnsen & Olsen, 2006). Isto é, o caso (a) da figura 2.6 só é possível para valores de b inferiores a $R_d/2$, o caso (b) valores iguais a $R_d/2$ e o caso (c) valores superiores a $R_d/2$.

Isto significa que, para um radar passivo providenciar distâncias de detecção elevadas, devem ser escolhidos transmissores perto do recetor, apesar de nesse caso haver maior interferência do sinal de referência na antena de recepção (Malanowski, 2019).

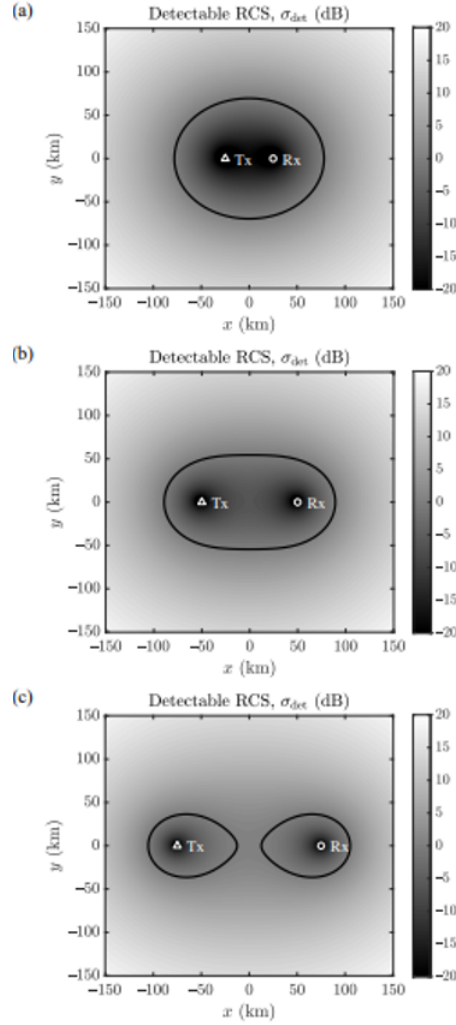


FIGURA 2.6: Zona de cobertura para distância R_d (a) $50km$, (b) $100km$, (c) $150km$ (Figura 2.6- Retirada de Malanowski, 2019)

2.1.2 Processamento de Sinal

O recetor do sistema PCL contém o sinal de referência, o sinal refletido pelo alvo, reflexões por objetos em movimento ou estacionários e ruído. Para melhor compreensão do processamento de sinal presente no radar passivo são resumidas na figura 2.7 as etapas do processamento.

Em primeira instância e após a recepção dos dois sinais, o processamento feito pelo radar passivo consiste em retirar a influência do sinal de referência no sinal medido (*disturbance cancellation*) (Kuschel et al., 2019), ou seja, diminuir tentativamente o DPI. Este processo pode ser conseguido manipulando a geometria no local do radar, ou seja, direcionar a antena de medida o menos possível para o transmissor ou através de algoritmos. Exemplos esses como o *CLEAN* (Kulpa, 2008), *Extensive cancellation* (Colone et al., 2006), entre outros.

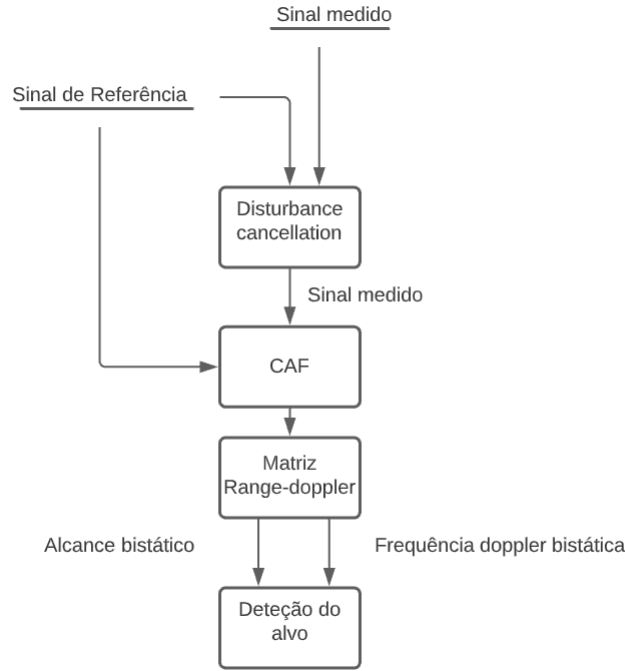


FIGURA 2.7: Processamento de sinal(Figura 2.7-Baseada em Kuschel et al., 2019)

Posteriormente, é realizada a correlação dos dois sinais, na equação 2.17 (Malanowski, 2019). Este cálculo é o principal passo no processamento, que resulta numa matriz de duas dimensões, *range-Doppler* a cada *Coherent Processing Interval* (CPI) (Kuschel et al., 2019), o tempo que o alvo está a ser iluminado.

$$\chi(\tau_m, f_B) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_m s_r^*(t - \tau_m) e^{-j2\pi f_B t} dt \quad (2.17)$$

De acordo com Malanowski (2019), torna-se importante fazer algumas substituições nesta equação, nomeadamente, exprimir o atraso no tempo τ e a frequência *doppler* em alcance bistático R_{bist} e velocidade bistática V_b , respetivamente. A velocidade bistática corresponde ao valor do ritmo ao qual o alcance bistático varia,

ou seja, a derivada no tempo do alcance bistático. No caso do alcance bistático diminuir, a velocidade bistática assume valores negativos, o que corresponde a valores positivos de *doppler*. Para tal, usam-se as seguintes substituições $\tau = R_{bist}/c$ e $f_B = -V_b/\lambda$. A formulação anteriormente referida da velocidade bistática, explica o sinal negativo na substituição de f_B . Após estas alterações, obtém-se a função de ambiguidade descrita em 2.18, calculada para um tempo finito, o tempo de integração t_i (CPI).

$$\chi(R_{bist}, V_b) = \int_{-t_i/2}^{+t_i/2} s_m s_r^*(t - \frac{R_{bist}}{c}) e^{-j2\pi \frac{-V_b}{\lambda} t} dt \quad (2.18)$$

Contudo, em radares passivos reais, a *Cross-ambiguity Function* (CAF) é calculada no domínio digital e pode ser escrita através de 2.19 (Malanowski, 2019). Neste caso, m é um número inteiro de amostras que corresponde ao sinal atrasado no tempo e k é um número inteiro que corresponde à mudança de frequência em *bins*. Para a realização da equação, são retiradas N amostras, que variam de acordo com o tempo de integração $t_i = N/F_s$, para uma dada frequência de amostragem F_s .

$$\psi(m, k) = \sum_{n=0}^{N-1} S_m(n) \cdot S_r^*(n - m) \cdot \exp(-j \frac{2\pi}{N} kn) \quad (2.19)$$

Pela fórmula acima descrita, percebemos que esta operação seria de realização demorada devido à multiplicação de longos sinais para um elevado número de amostras, embora teoricamente possível. Sendo assim, existem diversos métodos que permitem o cálculo da CAF. Entre estes encontram-se o *Batches algorithm* (Moscardini et al., 2015), *Direct FFT* e *Correlation FFT* (Malanowski, 2019).

Importa salientar que, no âmbito da presente etapa de processamento, são apresentadas duas funções semelhantes: a função de ambiguidade e a CAF. A função de ambiguidade é interpretada como a comparação de um sinal com a sua cópia deslocada no tempo e na frequência. A análise da função de ambiguidade permite avaliar o sinal a ser usado nos radares passivos, por exemplo, o sinal proveniente do iluminador de oportunidade, em certos parâmetros, tais como, resolução, nível de lobos secundários e potenciais periodicidades (Malanowski, 2019). Por outro lado, a *cross ambiguity function* é a correlação entre o sinal de referência e o sinal medido durante o funcionamento do radar passivo, como forma de estimativa e deteção do alvo. Neste caso, esta função pode ser vista como uma correlação de dois sinais, ou seja, uma forma de comparação no que diz respeito ao atraso temporal e à frequência

Doppler. Isto significa que um valor elevado de *cross-correlation* determina uma similaridade elevada entre os dois sinais. Enquanto que sinais totalmente diferentes apresentam uma correlação nula.

Como resultado obtido pela CAF, surge a matriz *range-Doppler*, que se revela importante, uma vez que permite determinar a distância aos alvos e se estes se afastam ou aproximam do recetor. Visto que a aplicação da CAF num radar passivo é o equivalente a aplicar um filtro adaptado e fazer o processamento *doppler* num radar ativo. Sendo assim, através da aplicação desta função, são fornecidos perfis em alcance, provenientes do filtro adaptado. Através do qual, ao fazer o seu processamento via transformada de *Fourier*, as frequências *doppler* presentes nos ecos podem ser obtidas (Malanowski, 2019). Deste modo, num contexto prático, através da análise da matriz, espera-se que, para um transmissor estacionário, os alvos estacionários apresentem um pico na frequência *doppler* zero, enquanto que alvos a movimentarem-se relativamente ao transmissor, apresentem picos em frequências *doppler* diferentes de zero.

Finalmente, chega-se à fase do processamento que envolve a deteção e estimativa de parâmetros. A deteção, como anteriormente referido, é realizada pela CAF 2.16, de onde se infere o atraso temporal e o desvio de *doppler*. Esta função aplica-se a cada célula da matriz *range-doppler*, em que cada célula da matriz providencia uma estimativa dos parâmetros do eco.

2.2 Radares SAR Passivos

2.2.1 Fundamentação Teórica

O SAR é considerado um dos métodos mais populares para obtenção de imagens da crosta terrestre (Maslikowski et al., 2014), sendo o seu objetivo obter imagens de alta resolução da área da Terra observada. O aparecimento desta tecnologia deriva, portanto, da necessidade de se atingir tal objetivo, nomeadamente, obter melhores resoluções radar. Dado que, por um lado, a melhoria da resolução em alcance de um radar pode ser atingida simplesmente ao aumentar a largura de banda do sinal utilizado. Por outro lado, para se obter um feixe mais diretivo que melhore a resolução em azimuth(*cross-range*),isto é, paralela ao alcance, deve-se aumentar o tamanho físico da antena, que por vezes é impraticável (Rodriguez-Cassola, 2013).

No seguimento deste raciocínio, o SAR consiste, portanto, numa técnica com o objetivo de melhorar a resolução em azimuth. Isto é conseguido ao superar a

necessidade de aumento das dimensões físicas da antena, com o movimento relativo entre os alvos e o movimento do radar (Rodriguez-Cassola, 2013). Sendo assim, este método consta num radar a bordo de uma plataforma em movimento, que vai fazendo um varrimento do solo ao longo de uma trajetória de vários quilómetros. Para esta plataforma, podem ser considerados sistemas *airborne* ou sistemas *spaceborne*, ou seja, o radar é transportado por uma aeronave ou um satélite, respetivamente. Durante este movimento, o radar, presente na plataforma, vai receber os sinais da área iluminada (*footprint*), na qual estão presentes vários alvos, e vai recolher os seus dados (Goulão, 2018).

Para compreensão deste cenário, são apresentados, na figura 2.8, os parâmetros inerentes a um sistema SAR. Nesta figura, é perceptível a direção em azimuth, a trajetória sobre a qual o radar se desloca a uma velocidade V_r , a largura do feixe visível, ou seja, a área possível de ser iluminada pelo radar. Além disso, depreende-se a *footprint*, neste caso, a parte da largura de feixe visível que contém os alvos e também o alcance (*slant range*) (Goulão, 2018).

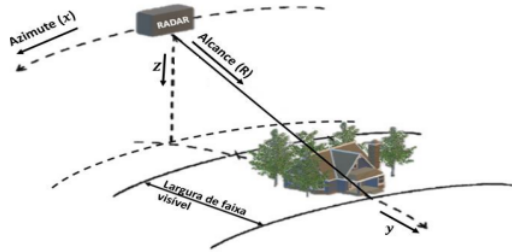


FIGURA 2.8: Geometria bistática SAR (Figura 2.8- Retirada de Goulão, 2018)

Como forma de entender o mecanismo que estes radares utilizam para cumprir o objetivo referido, convém perceber as diferenças ao nível da resolução para um radar, conforme a antena utilizada. Quanto maior for a dimensão da antena em uso, melhor será a resolução radar, ou seja, uma antena mais diretiva. Esta afirmação é comprovada com base na equação 2.20, que permite obter a resolução de uma antena de abertura real Δ_{AR} com base no alcance R , comprimento de onda e abertura física da antena D (Goulão, 2018).

$$\Delta_{AR} = \frac{R\lambda}{D} \quad (2.20)$$

Por conseguinte, associado a este tipo de radares, surge o termo de abertura sintética. Este conceito define-se como o objetivo de sintetizar uma antena de

maiores dimensões comparativamente ao seu tamanho físico real. Esta finalidade é atingida através de uma iluminação do alvo durante mais tempo, ou seja, um aumento do tempo de integração, permitido pelo movimento da plataforma ao longo da trajetória. Para exemplificar este conceito, é apresentada a figura 2.9.

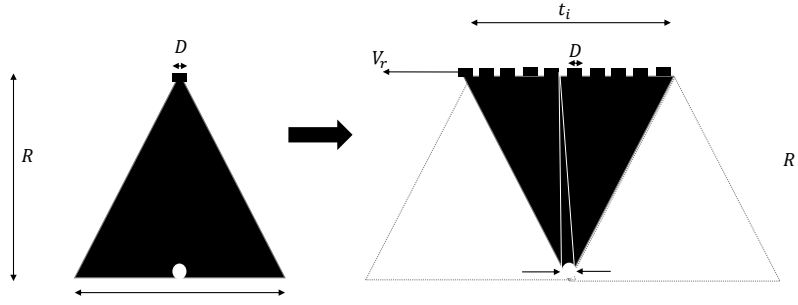


FIGURA 2.9: Resolução SAR(Figura 2.9-Baseada em Goulão, 2018)

Nesta figura, visualiza-se, no lado esquerdo, a resolução da antena de abertura real. Seguidamente, observa-se a mudança deste parâmetro para uma antena de abertura sintética, na qual se verifica uma melhoria substancial do feixe de resolução. Isto deve-se ao facto do alvo presente na *footprint* ser iluminado durante mais tempo(t_i) para diferentes posições ao longo da trajetória, o que permite iluminar o alvo para diferentes ângulos de observação e simular uma antena de abertura sintética muito superior ao seu tamanho físico real D .

Este aumento sintetizado do tamanho da antena revela-se benéfico em relação ao aumento do tamanho físico real, uma vez que este último inviabilizaria a sua montagem a bordo de plataformas. Desta forma, é possível obter bons valores de resolução, num sistema fisicamente viável (Goulão, 2018).

Além disso, importa diferenciar dois conceitos inerentes a este sistema, sendo esses, resolução em alcance calculada em 2.9 e resolução em azimuth. A resolução em azimuth é inversamente proporcional à dimensão da abertura sintética. Sendo que, a abertura sintética, para aberturas muito elevadas, corresponde a metade da dimensão física da antena.

2.2.2 Geometria Bistática

Os *synthetic-aperture radar* são utilizados em geometria monostática, ou geometria bistática. Dado que o âmbito da presente dissertação são os radares passivos, neste caso, apenas será considerada a geometria em que o transmissor e o recetor estão espacialmente afastados. Esta separação espacial melhora a capacidade, flexibilidade e fiabilidade do sistema, tornando-o num útil suplemento ao caso monostático (R. Wang & Deng, 2017).

A geometria bistática SAR é um assunto de grande pesquisa, uma vez que desta deriva um problema crucial. Este está relacionado com a necessidade de sincronização entre o transmissor e o recetor, para tempo, fase e espaço. O problema de sincronização do espaço deve-se ao facto dos feixes do transmissor e do recetor apontarem para sítios diferentes. Contudo, este problema é facilmente resolvido ao coordenar a direção do feixe das antenas, a largura do feixe e o movimento do radar. Logo, os problemas principais são direccionados apenas para a necessidade de sincronização de tempo e fase (R. Wang & Deng, 2017).

A falta de sincronização para tempo e fase entre o transmissor e o recetor, ocorre maioritariamente pela diferença entre as frequências de cada oscilador. O oscilador do transmissor não consegue ser consistente com o do recetor e, à medida que o tempo aumenta, esta diferença de frequências vai aumentar e influenciar a desmodulação de tempo e fase, acabando por introduzir erros no sinal recebido (R. Wang & Deng, 2017). De modo a solucionar este problema, para cada impulso recebido, deve ser conhecida a posição precisa do transmissor e do recetor, para além da imprescindibilidade de uma elevada precisão em ambos os osciladores utilizados. Deste modo, o transmissor e o recetor devem ser sincronizados, através do uso de um canal de comunicação direta entre estes ou através do uso de *clocks* estáveis em ambos (Jakowatz, 1996).

Além disso, existem outros parâmetros que influenciam o desempenho para esta geometria, em comparação com o caso monostático. Um dos quais, a necessidade de algoritmos eficientes e robustos de modo a produzir imagens focadas (Rodriguez-Cassola, 2013). Visto que, no caso bistático SAR, a geometria mais flexível e complexa torna os sinais variáveis, e como tal, dificulta a receção do eco no domínio da frequência. Sendo assim, no caso bistático, o SAR apenas atua no domínio do tempo, que resulta em baixa eficiência e incapacidade de realizar imagens em larga escala. Este método de funcionamento difere do caso monostático, que atua no domínio da frequência, de forma mais rápida e eficiente. Posto isto,

depreende-se a necessidade de algoritmos mais complexos que permitam solucionar as complexidades introduzidas pela geometria (R. Wang & Deng, 2017).

No presente caso, para se obter imagens dos alvos é necessário haver movimento por parte do transmissor ou recetor, isto é, um destes tem de ser estacionário e o outro terá de estar a bordo da plataforma em movimento (Maslikowski et al., 2014). A geometria para este cenário é apresentada em 2.10, na qual o transmissor é estacionário e o recetor encontra-se a bordo de uma aeronave.

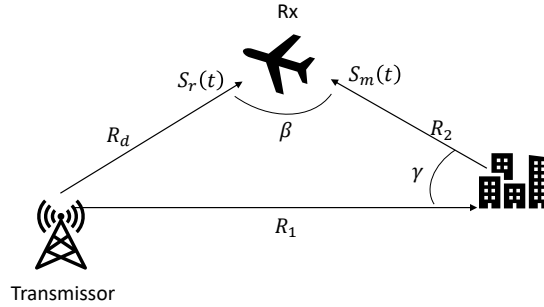


FIGURA 2.10: Modelo SAR(Figura 2.10-Baseada em Samczynski et al., 2016)

Sendo assim, considera-se que o transmissor se encontra afastado a uma distância L do recetor e, como tal, o alvo terrestre representado na figura pode ser localizado pelas coordenadas em alcance bistático R_{bist} e velocidade bistática V_b (Samczynski et al., 2016), conceitos esclarecidos anteriormente. Dado que os alvos são localizados com base nestas coordenadas, torna-se importante calcular a medida para a resolução em alcance bistático(2.21) e resolução em velocidade bistática(2.22) (Samczynski et al., 2016).

$$\delta R_{bist} = \frac{c}{B \cdot (1 + \cos(\beta/2))} \quad (2.21)$$

$$\delta V_b = \frac{c}{f_c \cdot t_i} \quad (2.22)$$

Além disso, depreende-se a distância de detecção dos alvos para um sistema SAR passivo 2.23 (Samczynski et al., 2016), que é influenciada pela potência de transmissão, ganho na transmissão, ganho na recepção, secção eficaz de dispersão do alvo, constante de *Boltzmann* K_B , temperatura equivalente do recetor T_0 , perdas na propagação e no sistema L_s e pelo fator de detecção D_0 , dependente da probabilidade de falso alarme.

$$R_1 R_2 < \sqrt{\frac{P_t G_t G_r \sigma_b \left(\frac{c}{f_c}\right)^2 t_i}{(4\pi)^3 k_B T_0 L_s D_0}} \quad (2.23)$$

A resolução em alcance de um sistema SAR é um parâmetro fulcral de modo a ser possível atingir os objetivos inerentes a este método de detecção. Nos sistemas passivos, por forma a ser obtida a melhor resolução possível, deve ser utilizada uma geometria quase monostática, ou seja, um ângulo β próximo de zero (Samczynski et al., 2016). Além disso, a resolução em azimuth é também um parâmetro essencial, que neste caso depende de vários fatores. Em teoria, a resolução em azimuth é limitada pela dimensão física da antena, em que antenas mais pequenas permitem maiores tempos de integração, conseqüentemente, melhor resolução em azimuth.

2.2.3 Processamento SAR para Imagens dos Alvos

Segundo R. Wang e Deng (2017) existem diversos algoritmos aplicáveis, conforme, exista ou não variação de azimuth. Por um lado, caso o transmissor e o recetor se movimentem com as mesmas posições relativas, poder-se-ão aplicar algoritmos como *Bistatic Chirp-Scaling*, *Loffeld's Bistatic Formula* (LBF), *Method of Series Reversion* (MSR), entre outros. Por outro lado, caso esta formulação não se aplique, podem ser utilizados algoritmos como *Chirp Scaling*, *Range-Doppler*, *Wavenumber Domain Algorithm* (WDA), entre outros (R. Wang & Deng, 2017).

Importa salientar que, geralmente, os sensores SAR utilizam sinais modulados em frequência, denominados *chirp*. Isto é, a amplitude do sinal é constante ao longo do tempo, enquanto que, a frequência instantânea varia de forma linear (Moreira et al., 2013) ao longo da duração do sinal, o que determina a largura de banda do sistema. Além disso, apresentam maior duração no tempo, necessitando assim de menor potência de transmissão. A utilização destes sinais para a tecnologia SAR deriva da necessidade de resolver o compromisso entre uma boa resolução em alcance e um sinal com potência suficiente para ser recebido, com as informações dos alvos.

Num radar convencional são utilizados impulsos curtos para obter uma melhor resolução. Contudo, impulsos curtos exigem potências de transmissão elevadas, de modo a que o sinal cumpra os requisitos de SNR. Isto vai exigir maiores potências de alimentação e um sistema mais dispendioso, ou seja, um sistema difícil de implementar em *hardware*.

Desta forma, o sistema SAR, por um lado, necessita de impulsos curtos, que permitam uma boa resolução em alcance, mas também, impulsos longos para uma melhor receção de sinal (Goulão, 2018). O *chirp* surge como uma forma de solucionar estes requisitos. Uma vez que, apesar de terem uma maior duração no tempo (solucionando um dos problemas), quando ocorre o processamento SAR, estes são comprimidos e originam impulsos curtos na frequência, que permitem satisfazer a necessidade de resolução em alcance. Contudo, o *chirp* também não se revela o sinal perfeito, uma vez que, apresenta valores de lobos secundários elevados. Portanto, no que diz respeito ao sinal a utilizar por um recetor SAR, a escolha resulta do melhor compromisso possível entre estes fatores, de acordo, com a finalidade desejada.

Sendo assim, resume-se no fluxograma da figura 2.11, de forma geral, os procedimentos inerentes para obter imagem dos alvos.

Inicialmente, os radares SAR realizam um pré-processamento. Esta fase inicial foi descrita no presente capítulo como *disturbance cancellation*, que consiste em retirar a influência do sinal de referência presente no sinal medido. Este processo é conseguido através dos algoritmos *CLEAN* (Samczynski et al., 2016).

Posteriormente, é necessário realizar a compressão em alcance. Para atingir este objetivo, calcula-se a CAF entre o sinal de referência e o sinal medido (Gromek et al., 2016), definida em 2.24 (Samczynski et al., 2016), onde f_c é a frequência da onda transmitida e t_i é o tempo de integração. Como resultado dessa função é apresentada a matriz *range-doppler* dos alvos. Uma vez obtida a matriz, é necessário realizar uma correção *range cell migration* para compensar o movimento do alvo durante o tempo de integração (Samczynski et al., 2016).

$$X(R_{bist}, V_b) = \int_0^{t_i} s_r(t) \times s_m \times \left(t - \frac{R_{bist}(t)}{c}\right) \times \exp(-j2\pi f_c \frac{V_b}{c} t) dt, \quad (2.24)$$

Seguidamente, de modo a serem obtidas as imagens dos alvos, procede-se à penúltima fase do processamento, a compressão em azimuth. A forma mais fácil de realizar o seguinte cálculo é realizar a *Fast Fourier Transformation* (FFT) sobre

a direção em azimuth (Gromek et al., 2014). Para casos em que sejam utilizados tempos de integração elevados, tem de ser efetuada a correção *range cell migration* e a aplicação de um filtro adaptado, ambos através do algoritmo *back-projection*, por forma a ser obtida uma imagem focada (Gromek et al., 2016).

Finalmente, uma vez que o recetor está a bordo de uma plataforma em movimento, logo, uma plataforma com oscilações no percurso e momentos de instabilidade, torna-se necessário realizar um processamento de *autofocus* (Fang et al., 2020). Isto deve-se ao facto, destas pequenas oscilações afetarem seriamente a produção de imagens SAR (Fang et al., 2020). Para solucionar este problema, são utilizados algoritmos como o algoritmo *MDA* (Fang et al., 2020), *PGA* (Wahl et al., 1994), entre outros.

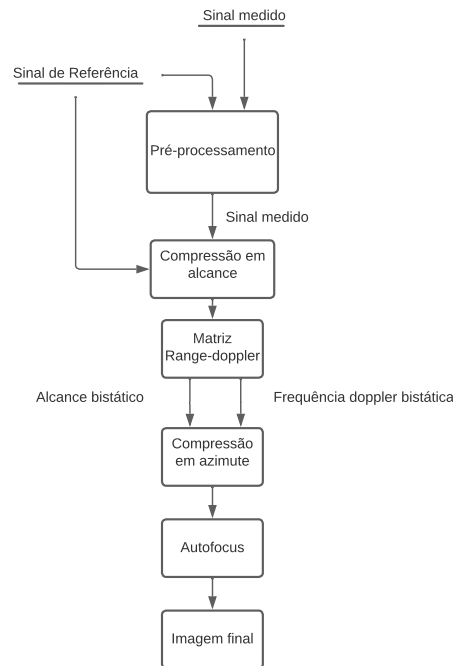


FIGURA 2.11: Etapas de processamento SAR(Figura 2.11-Baseada em Goulão, 2018)

2.3 Sistema de Rádio Definido por Software

O conceito de SDR, de acordo com Heunis et al. (2011) é um sistema que implementa funções características de componentes *hardware* em *software*, como por exemplo, a desmodulação, a filtragem dos sinais, amplificadores, entre outros.

Este procedimento é realizado em computadores ou outros dispositivos para processamento. Depreende-se assim, como um sistema de comunicações rádio capaz de converter as funções de componentes físicos em *software*.

Segundo Kwag et al. (2014), o SDR surgiu como forma de superar limitações introduzidas pela modernização dos radares, para utilizadores que pretendam aplicações multifuncionais, de desempenho elevado, através de dispositivos pequenos e de baixo custo. Visto que a inovação radar permitiu desenvolver dispositivos fixos de elevado desempenho para certas condições específicas, contudo, que exigem um grande tempo de desenvolvimento e um custo elevado (Kwag et al., 2014). O SDR é conhecido por uma série de funcionalidades em que pode ser utilizado, derivado das suas características. De entre as quais, radar com o propósito de *surveillance*, SAR a bordo de uma aeronave, radar militar multifuncional, entre outras (Kwag et al., 2014).

No âmbito do presente projeto foi utilizado o *LimeSDR USB* da empresa *Myriad RF* (RF, 2020), apresentado na figura 2.12, onde as antenas de receção são representadas por *Rx* e as antenas de transmissão por *Tx*. Esta descreve o produto como um dispositivo de baixo custo, acessível a todos, que suporta qualquer padrão de comunicação *wireless*, podendo transmitir e receber sinais como *Bluetooth*, *Zigbee*, *LTE*, entre outros. Na referência mencionada, são apresentados todos os documentos, *drivers* e *datasheet* necessários para a compreensão do dispositivo.

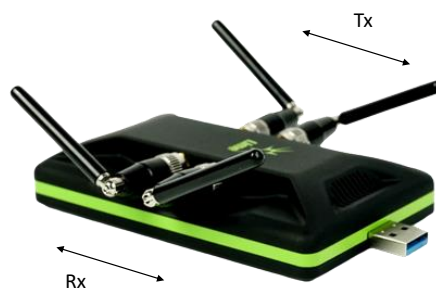


FIGURA 2.12: LimeSDR USB.
Retirada de: <https://limemicro.com/news/>

O *LimeSDR USB* apresenta 3 portos para receção com 2 canais cada um, no qual o seleccionado varia conforme a frequência necessária. Por outro lado, apresenta 2 portos de transmissão com 2 canais cada. Contudo, devido ao objetivo do projeto apenas serão abordadas as características relacionadas com a receção de sinais.

Resumem-se na tabela 2.1 algumas características importantes para a compreensão do SDR utilizado durante a dissertação de mestrado. Além disso, são apresentados na tabela 2.2 os portos de receção do dispositivo para cada frequência desejada. Para o presente trabalho apenas foi utilizado o porto de receção LNAH, uma vez que este projeto faz uso de emissões WIFI, sensivelmente a $2.4GHz$.

Característica	Descrição
<i>RF Transceiver</i>	Lime Microsystems LMS7002M MIMO FPRF
Oscilador	Rakon RPT7050A $30.72MHz$
Banda de frequência	$100KHz - 3.8GHz$
Largura de banda	$61.44MHz$

TABELA 2.1: Especificações *LimeSDR USB*(Tabela 2.1-Baseada em RF, 2020)

Porto de Receção	Largura de Banda
LNAL	$0.1 - 1500MHz$
LNAH	$1500 - 3800MHz$
LNAW	$0.1 - 3800MHz$

TABELA 2.2: Portos de receção *LimeSDR USB*(Tabela 2.2-Baseada em RF, 2020)

Em conjunto com o *LimeSDR USB* é aconselhada a utilização de uma fonte de alimentação adicional. Para tal, pode ser utilizado um *USB 3.0 splitter cable* disponibilizado na caixa do SDR. Isto deve-se ao facto da alimentação do SDR ser inteiramente proveniente das portas *USB*, salvo várias exceções em que estas portas podem não ser suficientes, daí ser recomendada a utilização de uma fonte de energia adicional.

O *USB 3.0 splitter cable* faz a distinção entre alimentação e fluxo de dados e exclusivamente alimentação. Estas duas diferenciam-se através das cores presentes nas terminações do cabo. A cor azul deriva da capacidade dessa terminação ser utilizada para alimentação e fluxo de dados. Por outro lado, a cor branca apenas é utilizada para alimentação. No seguinte caso, este cabo fornece fluxo de dados

e alimentação através de uma entrada para conectar ao SDR e uma saída, para conectar ao computador. Além disso apresenta também uma saída para conectar a uma *powerbank* exclusivamente para a alimentação extra.

2.4 Iluminador de Oportunidade

Como referido anteriormente, os iluminadores de oportunidade podem ser de diversos tipos. Contudo, é caracterizada como uma boa fonte para PCL, um iluminador que forneça um sinal contínuo e fiável ao longo do tempo, com uma forte potência isotrópica equivalente, possivelmente sobre uma área alargada (Kuschel et al., 2019). Além disso, aquando da sua escolha deverão ser tidas em conta propriedades como largura de banda, modulação e banda de frequência (Malanowski, 2019). Na presente dissertação, o WIFI foi utilizado como iluminador de oportunidade, a operar a $2.4GHz$, ou seja, na banda *Industrial, Scientific, and Medical* (ISM), uma vez que, esta parte do espectro é alocada para diversas experiências, possíveis de realizar por qualquer entusiasta, sem a necessidade de recorrer a licenças.

O WIFI é um *standard* com o nome IEEE 802.11. Este apresenta várias versões e é utilizado por dispositivos certificados de rede local sem fios(WLAN). Resumem-se na tabela 2.3, as características mais relevantes deste sinal. Além disso, por forma a avaliar este iluminador de oportunidade, foi utilizado um estudo para a versão WIFI 802.11g, na frequência de $2.4GHz$, realizado por (Malanowski, 2019).

Sinal	Banda de Frequência	Largura de Banda	Potência de Transmissão
WIFI	2400 - 2500MHz	16MHz	até 200mW

TABELA 2.3: Propriedades do sinal WIFI(Tabela 2.3-Baseada em Malanowski, 2019)

Com base no conhecimento das características do sinal WIFI e através da visualização da figura 2.13, retirada da referência mencionada, verifica-se que, este sinal é composto por pacotes, com possíveis espaçamentos no tempo entre estes. A densidade de pacotes depende do tráfego da rede (Malanowski, 2019). Uma das especificações do WIFI, é o facto de usar modulação *Orthogonal Frequency Division Modulation* (OFDM). Esta é definida como capaz de garantir parâmetros constantes para o sinal, detetados na função de ambiguidade, nomeadamente, largura de banda, alcance, *doppler* e características dos lobos secundários (Kuschel et al., 2019).

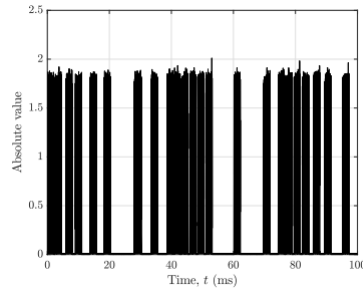


FIGURA 2.13: WIFI sinal no tempo(Figura 2.12-Retirada de Malanowski, 2019)

A observação da função de ambiguidade para o sinal WIFI em 2.14 e posterior análise da figura 2.15, com a decomposição da função de ambiguidade, em alcance e velocidade bistática, também retiradas do estudo feito por (Malanowski, 2019), permite obter conclusões interessantes.

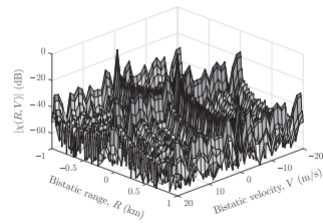


FIGURA 2.14: WIFI função de ambiguidade(Figura 2.13-Retirada de Malanowski, 2019)

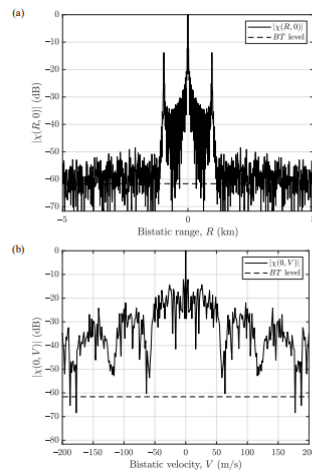


FIGURA 2.15: Seções de alcance bistático (a) e velocidade bistática (b) da função de ambiguidade do sinal WIFI(Figura 2.14-Retirada de Malanowski, 2019)

Sendo essas, o facto da largura de banda característica do sinal WIFI determinar uma resolução em alcance bistático na ordem dos $18m$ (Malanowski, 2019). Além disso, para maiores valores de atraso no tempo τ , observam-se valores de lobos secundários a baixo do pico, que podem mascarar alvos com ecos mais fracos. Os lobos secundários, pela observação da secção da velocidade bistática, vão diminuindo lentamente conforme o aumento da sua velocidade bistática.

O WIFI é adequado portanto, para deteções de elevada precisão a curtas distâncias, como pedestres, veículos ou pequenos aeroportos, devido à sua baixa potência de transmissão e elevada resolução em alcance (Malanowski, 2019).

Capítulo 3

Simulador SAR Passivo

No presente capítulo, é retratado um modelo para validação da análise numérica dos conceitos apresentados no capítulo 2. Com esse intuito, procedeu-se à realização de um simulador radar SAR passivo, que permitisse a verificação desses conceitos, num ambiente controlado, com determinados cenários previamente definidos e variáveis em estudo.

3.1 Sistema Desenvolvido

De acordo com o sistema criado, resume-se na figura 3.1 o fluxograma com a sequência de procedimentos do simulador.

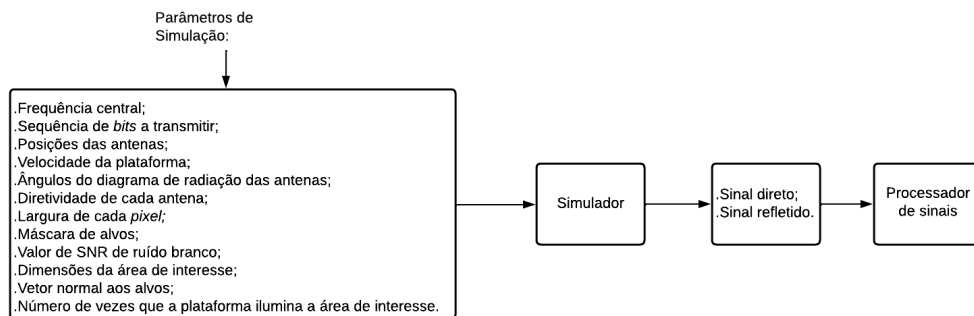


FIGURA 3.1: Fluxograma com a sequência de procedimentos do sistema desenvolvido

No qual, através da introdução pelo utilizador dos parâmetros de simulação são obtidos os sinais direto e refletido, calculados em 2.4 e 2.5, respetivamente. De seguida são processados de forma a obter a imagem dos alvos.

Inicialmente, o simulador é caracterizado por modular digitalmente, no domínio do tempo, uma sequência de *bits*, introduzida pelo utilizador, que vai servir de sinal a transmitir $s(t)$. Esse sinal será posteriormente convertido para o domínio da frequência de modo a minimizar as exigências computacionais no processamento posterior.

Seguidamente, é definida a área de interesse AoI , isto é, o cenário da simulação, a duas dimensões. A AoI é uma matriz, cujas dimensões são demarcadas em colunas, definidas por N_y , e em linhas, definidas por N_x . Esta área é composta por *pixels* de comprimento L_p e caracterizada por ser uma matriz binária. Os alvos, previamente estabelecidos em *pixels* específicos(N_{px}, N_{py}), assumem o valor 1. Enquanto que células da matriz que não têm alvos assumem o valor 0. Sendo assim, cada *pixel* da matriz pode, ou não, conter alvos. Este cenário é apresentado na figura 3.2, onde os alvos são retratados pelos retângulos pretos e é apresentado o ângulo α , de acordo com a orientação representada.

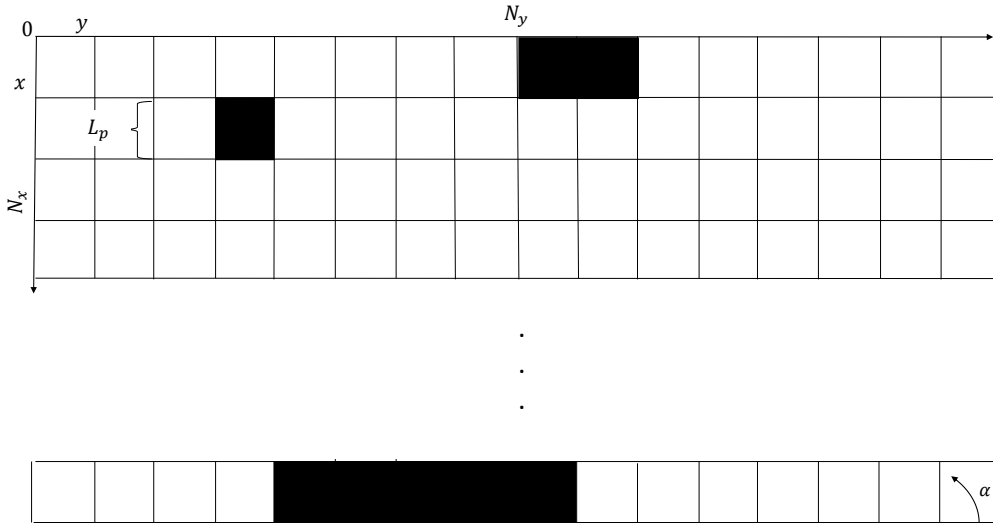


FIGURA 3.2: Representação da área de interesse(AoI) do simulador como matriz binária de dimensão N_x e N_y

Continuamente, são selecionadas as coordenadas do transmissor, da antena de *surveillance* ($x_{receiver}, y_{receiver}$) e da antena de referência($x_{receiverref}, y_{receiverref}$),

relativamente a esta área de interesse. O transmissor do sistema desenvolvido é caracterizado por se encontrar a bordo de uma aeronave de velocidade V_r , que percorre a área de interesse. Este cenário é apresentado na figura 3.3.

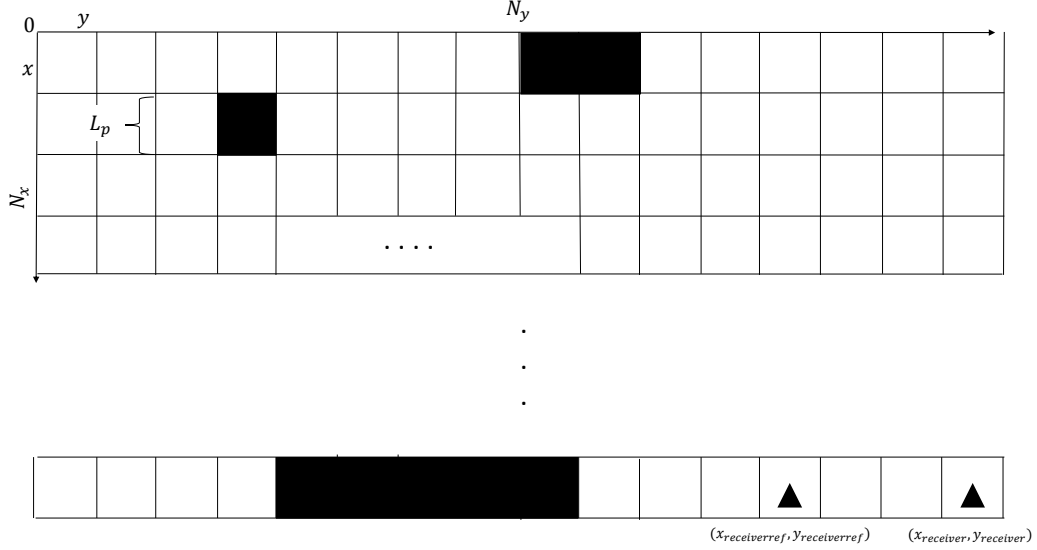


FIGURA 3.3: Representação da área de interesse(AoI) do simulador como matriz binária de dimensão N_x e N_y com as posições das antenas de recepção

A aeronave vai iluminar a AoI , um certo número de vezes, de acordo, com o *input* introduzido pelo utilizador. Esta utiliza uma velocidade constante ao longo do trajeto e mantém uma trajetória linear ao longo da linha ou coluna escolhida pelo utilizador.

O transmissor, ao longo do seu trajeto, caracteriza-se por apresentar mudanças apenas numa coordenada, visto que perfaz uma trajetória linear. Esta mudança é definida pelo *pixel* em que ocorre a iluminação da área, dependente da velocidade da aeronave, da dimensão da área de interesse e do número de vezes que o radar vai iluminar.

Dado que, no simulador existem três antenas e vários alvos considera-se uma abordagem de *ray tracing* através da verificação da lei de *Snell* e da obstrução de alvos, que visa selecionar os alvos que são suscetíveis de serem detetados de forma passiva. Uma vez cumpridas essas funções, depreende-se que determinado alvo está em condições de deteção. Além disso, o sinal recebido é ainda multiplicado pelo diagrama de radiação da antena que é do tipo de cosseno elevado(3.1), permitindo assim avaliar de forma quantitativa, os raios refletidos pelos alvos e os raios diretos, que chegam às antenas de recepção, de acordo, com a abertura de cada uma destas

e da abertura da antena de transmissão. Esta função permite calcular n , com base na diretividade D introduzida pelo utilizador, para cada antena.

Na equação, α_{DoA} corresponde ao ângulo, de acordo, com a antena para a qual se vai verificar a função. Isto é, de modo a aplicar a função de cosseno elevado à antena de transmissão, α_{DoA} corresponde ao ângulo entre o transmissor e o alvo. No caso de ser aplicada à antena de *surveillance*, este *input* será o valor do ângulo entre o alvo e a antena de receção. Finalmente, caso se pretenda aplicar à antena de referência, α_{DoA} será equivalente ao valor do ângulo entre o transmissor e a respetiva antena. Além disso, α_0 , corresponde a um *input* introduzido pelo utilizador, que retrata o ângulo desejado para a direção do feixe da antena em estudo.

$$wi(\alpha) = \cos^n(\alpha_{DoA} - \alpha_0) \quad (3.1)$$

Sendo assim, assume-se, inicialmente, a verificação da lei de *Snell*, como uma das principais funções que determinam a possibilidade de deteção de um alvo no sistema desenvolvido. Para explicação desta função, apresenta-se um exemplo em 3.4, que demonstra o seu objetivo. Neste exemplo, observa-se um alvo representado pelo retângulo a preto, o transmissor e o recetor representados pelos triângulos, o vetor normal ao alvo n_n e os vetores transmissor-alvo e alvo-recetor, delimitando, o ângulo entre o transmissor e a normal ao alvo $angle_{transmitter}(\theta_i)$, como também o ângulo entre a normal ao alvo e o recetor $angle_{receiver}(\theta_r)$.

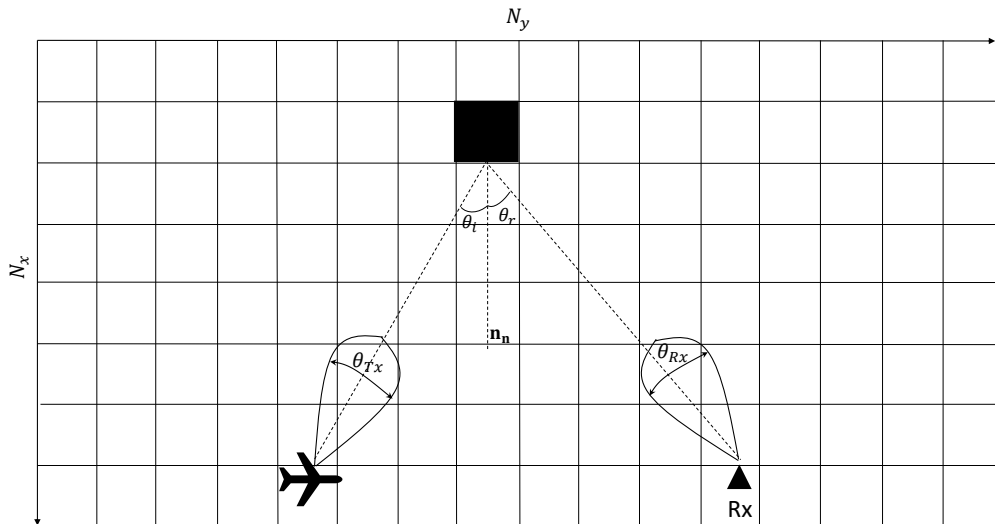


FIGURA 3.4: Exemplificação da lei de Snell

Para haver detecção, o alvo deve cumprir a condição de reflexão, baseada na lei de *Snell*, entre os ângulos obtidos. Para entender esta condição que deve ser cumprida, explica-se, primeiramente, o diagrama de radiação da antena de transmissão e da antena de *surveillance*, de acordo com os parâmetros introduzidos pelo utilizador.

Para tal, são requeridos dois *inputs* para cada uma das antenas utilizadas. Nomeadamente, o ângulo desejado, para o qual, a antena estará direcionada α_0 e a diretividade de cada uma destas D . Seguidamente, após a introdução destes dados, a função calcula a largura de feixe a meia potência θ_{3dB} , através da equação 3.2.

$$\theta_{3dB} = \sqrt{\frac{4 \times \pi}{D}} \quad (3.2)$$

Dado que, a função cosseno é uma função par, aceita argumentos de α entre $[0, 2\pi]$ e pode tomar valores negativos. Contudo, tendo em vista o objetivo do programa, a função é restringida ao intervalo $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$, onde para qualquer valor fora deste intervalo, a função retorna valores nulos, ou seja, considera-se que a antena não tem lobos traseiros. Aplicando a restrição dos ângulos ao casos práticos, obtém-se um valor possível de α entre $[\alpha_0 - \frac{\theta_{3dB}}{2}, \frac{\theta_{3dB}}{2} + \alpha_0]$. Na figura 3.5, retratam-se estas variáveis, assumindo uma das antenas do simulador. Seguidamente, calcula-se o n da equação 3.1, com base na largura de feixe a meia potência e da diretividade D .

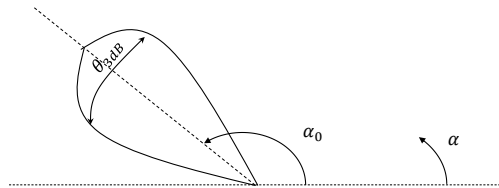


FIGURA 3.5: Representação do diagrama de radiação das antenas de acordo com o ângulo de direção da antena α_0 , a largura de feixe a meia potência θ_{3dB} e o ângulo aplicado à área de interesse α

De forma a finalizar o cálculo da função, calculam-se os ângulos de partida e de chegada α_{DoA} , das ondas eletromagnéticas, em relação à antena específica. Isto é, no caso das antenas de receção, determina-se o ângulo definido pelo vetor alvo-antena de receção. Caso esse ângulo esteja compreendido no intervalo de $\alpha([\alpha_0 - \frac{\theta_{3dB}}{2}, \frac{\theta_{3dB}}{2} + \alpha_0])$, procede-se ao cálculo da função de cosseno elevado. Se, o ângulo estiver fora desse intervalo, a função de cosseno elevado retorna o valor 0.

Desta forma, a função avalia e retorna os valores w_i , de acordo com o ângulo de chegada dos raios refletidos, dos raios diretos e o ângulo de partida dos raios transmitidos, dentro do intervalo de α possível. De salientar que, nesta função quanto maior for o valor de n , mais diretiva é a antena.

Representa-se na figura 3.6, um exemplo do momento em que ocorre transmissão. Neste caso, verifica-se o diagrama de radiação das antenas envolvidas, no momento de deteção do alvo representado pelo quadrado preto. Pela figura, é perceptível que o raio transmitido pelo avião seria mais penalizado pela função de cosseno elevado, em comparação com o raio direto recebido pela antena de referência Rx_{ref} e com o raio refletido recebido pela antena de *surveillance* Rx_{surv} . Visto que, naquela posição de deteção, o raio é transmitido no limiar do diagrama de radiação da antena, e assim, terá uma maior penalização na amplitude pela função de cosseno elevado.

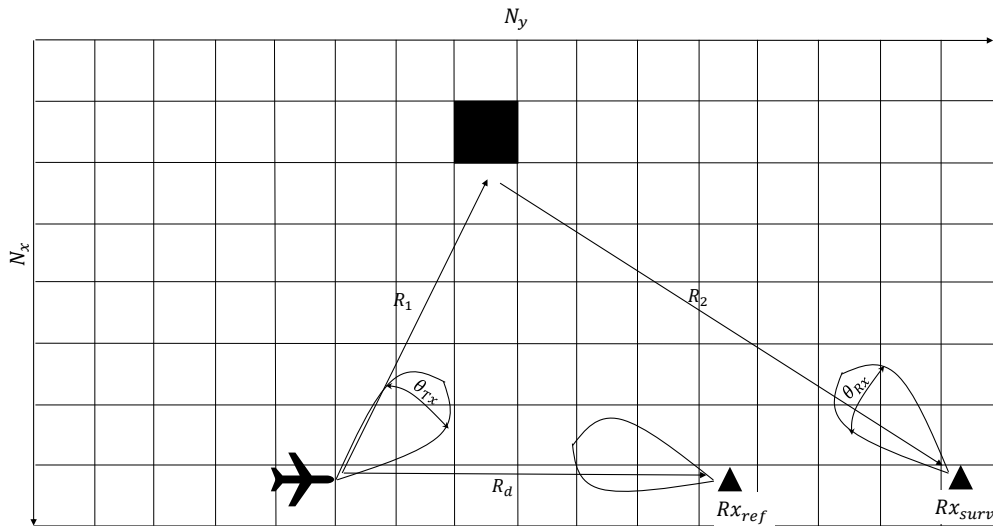


FIGURA 3.6: Diagrama de radiação das antenas envolvidas

É possível assim, na presença de vários alvos, definir quais são suscetíveis de ser detetados. Uma vez que, para um alvo presente na área de interesse ser

identificado pelo recetor, deve cumprir a seguinte condição de *Snell*, $\theta_i \pm \frac{\theta_{Tx}}{2} = \theta_r \pm \frac{\theta_{Rx}}{2}$. Isto é, entre os ângulos transmissor-alvo e alvo-recetor deve existir uma similaridade, incluindo as flutuações da largura de feixe da antena de transmissão θ_{Tx} e da antena de receção θ_{Rx} .

Finalmente, considera-se a obstrução dos alvos presentes na área de interesse, através da existência de linha de vista entre o transmissor-alvo e o alvo-recetor. Isto é, aferir a não existência de objetos, nestes dois troços percorridos, como representado na figura 3.7. Por um lado, no caso a) da figura, torna-se visível a deteção de um alvo que cumpre com o requisito, uma vez que apresenta linha de vista entre o transmissor e o recetor. Por outro lado, no caso b), observa-se o mesmo alvo mas sem linha de vista com o transmissor, logo, não será detetado.

Desta forma, considerando um possível cenário com vários alvos, um determinado alvo pode cumprir com a condição de *Snell*. Contudo, na trajetória percorrida pela onda eletromagnética, entre esse alvo e as duas antenas, pode-se localizar outro objeto. Dessa forma, a deteção do alvo não seria viável, uma vez que, a onda eletromagnética seria previamente/posteriormente refletida e não atingiria o destino. Desta forma, o sistema desenvolvido, considera estas duas formulações como as condições necessárias para ocorrer deteção.

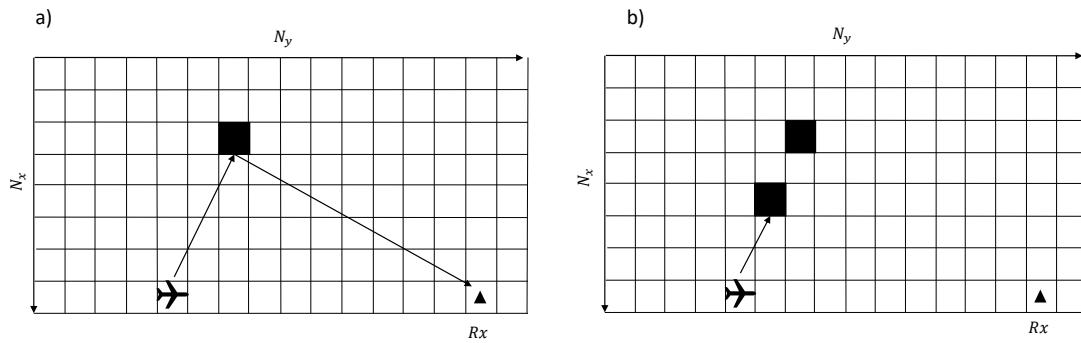


FIGURA 3.7: Representação no caso a) de linha de vista entre transmissor-alvo e o alvo-recetor, no caso b) presença de obstrução de alvos

Uma vez cumpridas as formulações descritas, considera-se que o simulador está na presença de um ou mais alvos, em condições de serem detetados passivamente. Sendo assim, para cada alvo, procede-se ao cálculo dos sinais interveniente, definindo-se o espectro do sinal transmitido como S_{Tx} e a base de frequências desse sinal, $freq_{Stx}$. Além disso, são também calculadas as distâncias euclidianas, características da geometria bistática. Nomeadamente, o cálculo da distância R_1 (transmissor-alvo), R_2 (alvo-recetor) e R_d (transmissor-recetor). As equações para a resolução destas variáveis, são apresentadas em 2.1, 2.2 e 2.3, respetivamente.

Posto isto, calcula-se o sinal de referência(3.7) e o sinal medido(3.8), através das variáveis intervenientes. Nomeadamente, a velocidade relativa do avião V_r (3.3), com base no ângulo que o movimento do avião faz com o alvo θ_i , o desvio de *doppler*(3.4), a sua influência k_d (3.5), a distância percorrida pelo sinal, o número de onda k_0 (3.6) e a função de cosseno elevado w_i . Sucessivamente, de forma a aplicar o conceito de ruído branco gaussiano ao sistema desenvolvido, procede-se à aplicação do mesmo ao sinal medido. Para isto, é pedido ao utilizador um valor de ruído(SNR_{wn}), sob a forma de SNR. Sendo assim, após os cálculos do sinal medido 3.7, é aplicado um valor de ruído sobre o sinal.

$$V = V_r \times \cos(\varphi) \quad (3.3)$$

$$f_B = \frac{V_r}{\lambda} \quad (3.4)$$

$$k_d = \frac{2\pi \times f_B}{c} \quad (3.5)$$

$$k_0 = \frac{2 \times \pi \times freq_{Stx}}{c} \quad (3.6)$$

$$S_r(f) = wi_{ref}(\alpha) \times \frac{1}{R_d} \times S_{Tx(f)} \times \exp^{-j*(k_0+k_d)*R_d} \quad (3.7)$$

$$S_m(f) = wi_{surv}(\alpha) \times \frac{1}{R_1 + R_2} \times S_{Tx(f)} \times \exp^{-j*(k_0+k_d)*(R_1+R_2)} \quad (3.8)$$

Finalmente, após a aeronave percorrer a área de interesse e haver a detecção dos alvos, os dois sinais calculados são armazenados em duas matrizes distintas. Estas caracterizam-se, pelo facto, das colunas serem as posições do avião ao longo da área de interesse, e as linhas serem os valores do sinal na frequência. Nestas matrizes, encontram-se preenchidas pelos sinais na frequência, as colunas, cuja posição permita a detecção do alvo. Caso contrário, as células das matrizes apresentam valores nulos.

Continuamente, o simulador entra na fase de processamento SAR. Esta etapa foi realizada com base numa alteração ao algoritmo *Range-Doppler*, de modo geral, o algoritmo mais utilizado para o processamento de dados SAR (Zare et al., 2012). O algoritmo *Range-Doppler*, tal como o nome indica, faz uso da geometria do sistema e do efeito *doppler*. Este último revela-se importante na medida que, em casos reais, tanto os sistemas *spaceborne* como os sistemas *airborne* se encontram em movimento. Além disso, pode haver alvos também em movimento, o que implica que o sinal não seja recebido de forma linear (Agency, 2007).

Contudo, as experiências efetuadas no simulador assumem que a plataforma em movimento, que contém o transmissor, percorre uma trajetória linear, e que a transmissão é instantânea para cada posição. Por esta razão, a adaptação ao algoritmo, consiste em não usar diretamente a informação *doppler* dos alvos, e tentar replicar o algoritmo, provocando alterações na parte do processamento que envolvam a velocidade da plataforma e consequentemente o efeito *doppler*. É de salientar o facto que a informação da velocidade da plataforma não é usada diretamente no algoritmo, contudo, está subentendida nas posições em que ocorre transmissão, e que é um dos *inputs* pedidos ao utilizador, como referido anteriormente.

Inicialmente, realiza-se uma compressão em alcance dos sinais recebidos 3.9 (R. Wang & Deng, 2017), onde o conjugado é representado por $\star$. Este processo consiste em realizar um filtro adaptado no domínio da frequência. Isto é, multiplicar o sinal recebido pela antena de *surveillance* $S_m(f)$, pelo complexo conjugado, do sinal direto $S_r(f)^\star$, recebido na antena de referência. Desta forma, realiza-se uma correlação entre o sinal recebido com o sinal de referência, uma vez que, para cada posição de azimuth, os sinais recebidos são uma cópia atenuada e com atraso temporal do sinal de referência.

$$RC(f) = S_m \times S_r^\star \quad (3.9)$$

Após este cálculo, os ecos recebidos são guardados numa matriz, cujas colunas correspondem às posições em azimuth e as linhas são o sinal comprimido em

alcance no domínio da frequência. Após a conversão das linhas para o domínio do tempo e consequente multiplicação pela velocidade da luz, infere-se uma nova matriz, visível na figura 3.8, que difere da anterior, na medida que as linhas apresentam agora localizações em alcance.

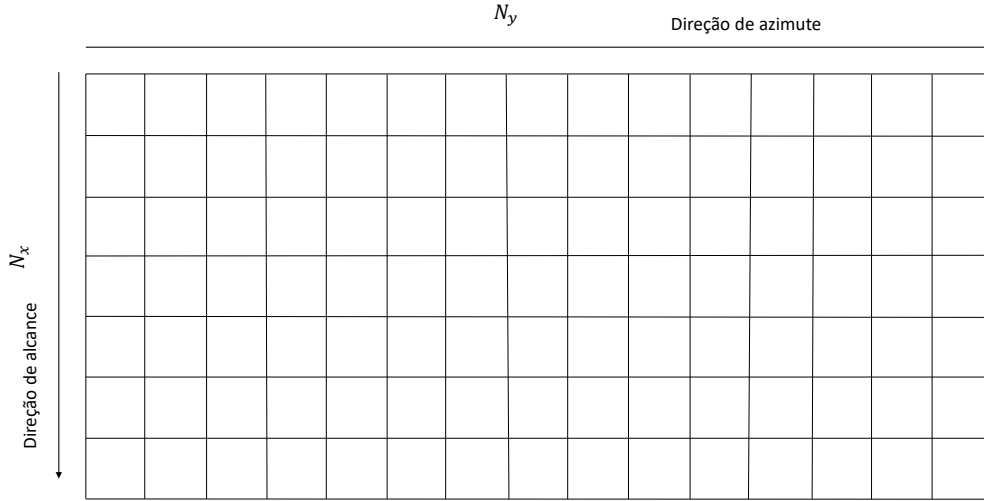


FIGURA 3.8: Matriz 2D dos ecos recebidos

Após os dados serem armazenados na matriz referida, estes têm de ser processados, por forma a obter imagem dos alvos. Os procedimentos para atingir esse objetivo, incluem a compressão em alcance, realizada anteriormente, a *Range Cell Migration Correction* (RCMC) e a compressão em azimuth, expressos na figura 3.9 (Agency, 2007).



FIGURA 3.9: Fases do algoritmo *Range-Doppler* adaptado(Figura 3.4-Baseada em Agency, 2007)

Desta forma, considerando um alvo isolado na área de interesse, e uma vez que ao longo da aquisição dos sinais o radar atravessa várias posições, significa que, vão existir variações de alcance entre o transmissor e o alvo. Visto que o transmissor pode detetar o mesmo alvo em diferentes posições de azimuth, ou seja, os sinais refletidos por esse mesmo alvo não estarão na mesma linha de alcance. Isto é representado na figura 3.10.

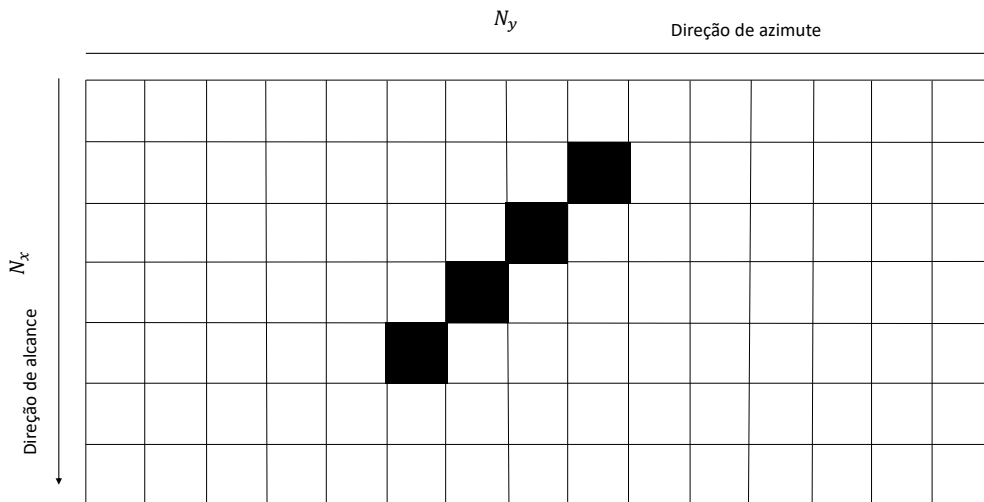


FIGURA 3.10: Curvatura de alcances bistáticos para a deteção de um alvo isolado na área de interesse

De salientar que, uma vez na presença de um simulador de um radar bistático, o conceito de alcance enunciado remete para o alcance bistático, calculado em 2.8. Geralmente, a variação de alcance ao longo das posições de azimuth segue uma tendência hiperbólica.

Seguidamente, procede-se ao RCMC, demonstrado na figura 3.11, que consiste em transpor toda a informação de alcance bistático do alvo, presente ao longo da curvatura, para uma única linha de alcance, nas mesmas posições de azimuth (Agency, 2007).

Por último, o passo final na obtenção de uma imagem SAR, deriva da compressão em azimuth. Neste caso, foi aplicada uma FFT a cada linha da matriz anterior. Isto deve-se ao facto dos alvos, uma vez corrigidos em alcance, serem comparáveis a impulsos retangulares. Logo, ao aplicar uma FFT estes são transformados em funções sinc. Este raciocínio é esclarecido no esquema 3.12, através de uma figura obtida por um código MATLAB. Desta maneira, os alvos são detetados, com base nos picos das funções sinc. A representação final da matriz é apresentada na figura 3.13, sendo obtido o alvo isolado, considerado inicialmente.

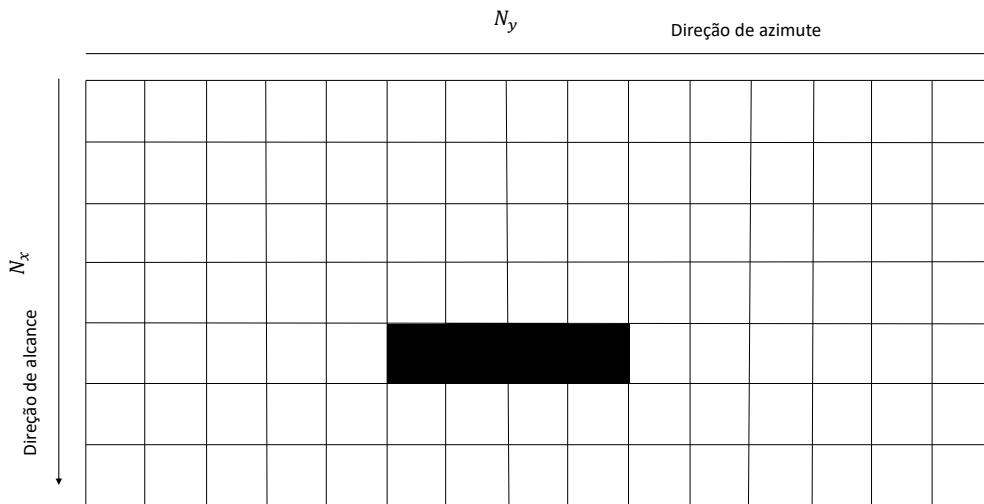


FIGURA 3.11: Aplicação da correção *range cell migration correction* de um alvo isolado na área de interesse

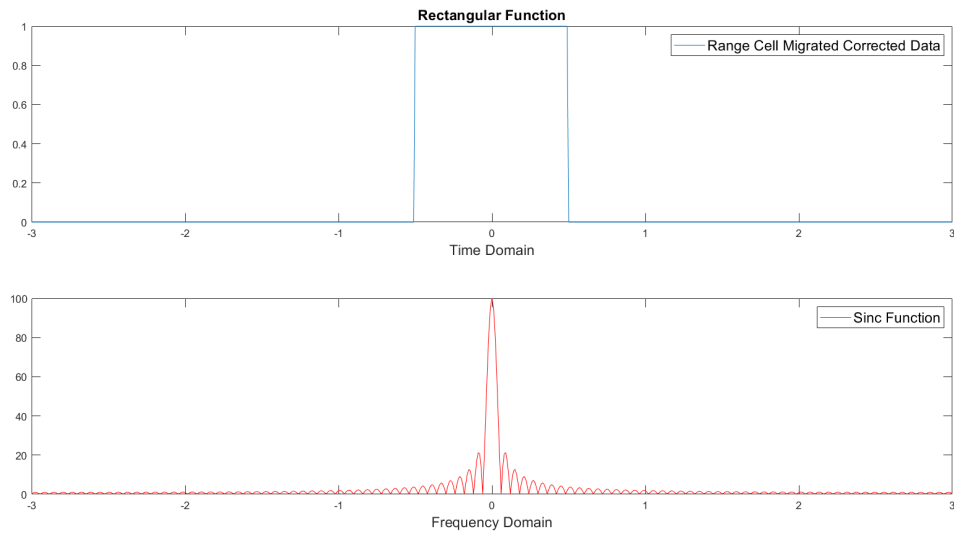


FIGURA 3.12: Demonstração da aplicação da compressão em azimuth, representado a vermelho, através da FFT a um impulso rectangular representado a azul, que simboliza os alvos corrigidos em alcance

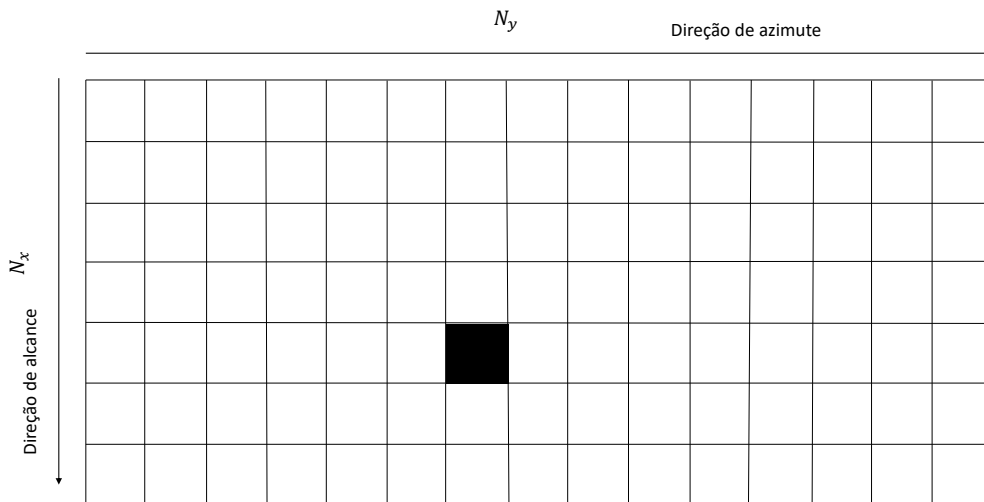


FIGURA 3.13: Resultado da compressão em azimuth de um alvo isolado na área de interesse

3.1.1 Resultados Esperados

De acordo com os parâmetros, referidos anteriormente, e as funções utilizadas para a presente simulação, é apresentado o fluxograma 3.14. Nesta figura,

resumem-se as etapas do processamento desenvolvido, com os possíveis resultados esperados.

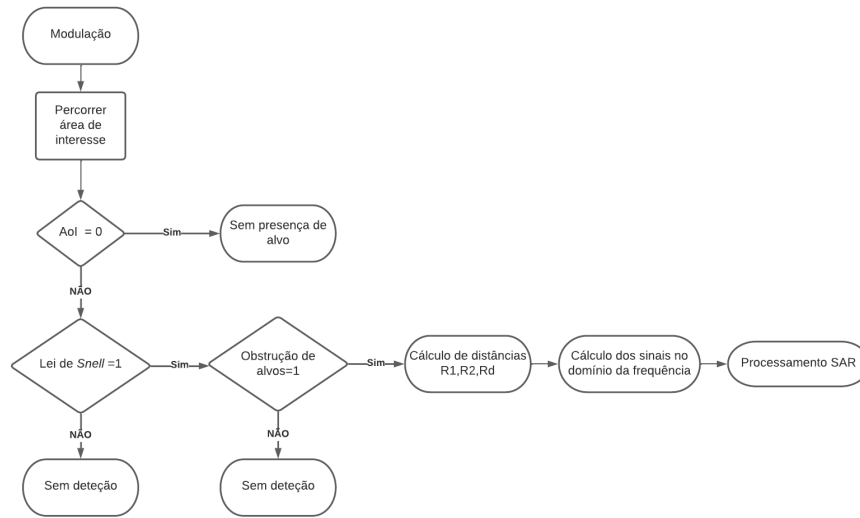


FIGURA 3.14: Fluxograma do simulador radar

3.2 Dados Utilizados

O simulador desenvolvido pretende testar os conceitos de SAR passivo para uma frequência RF de $2,45GHz$. Contudo, todos os cálculos são realizados a frequência intermédia equivalente de $30MHz$, à exceção do cálculo da frequência *doppler*, que utiliza a frequência RF, por forma, a destacar o desvio *doppler* presente nos resultados. Além disso, no âmbito do sinal a utilizar para a antena de referência, recorre-se a um modulador *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK).

Desta forma, inicialmente define-se um conjunto de *bits* a transmitir, que, neste caso, é a sequência $[1, 0, 0, 1, 0, 0, 1, 0, 0, 1, 1, 1]$. Este conjunto de *bits* vai ser modulado em QPSK. Desta maneira, obtém-se, o sinal transmitido, $QPSK_{Signal}$, visível na figura 3.15.

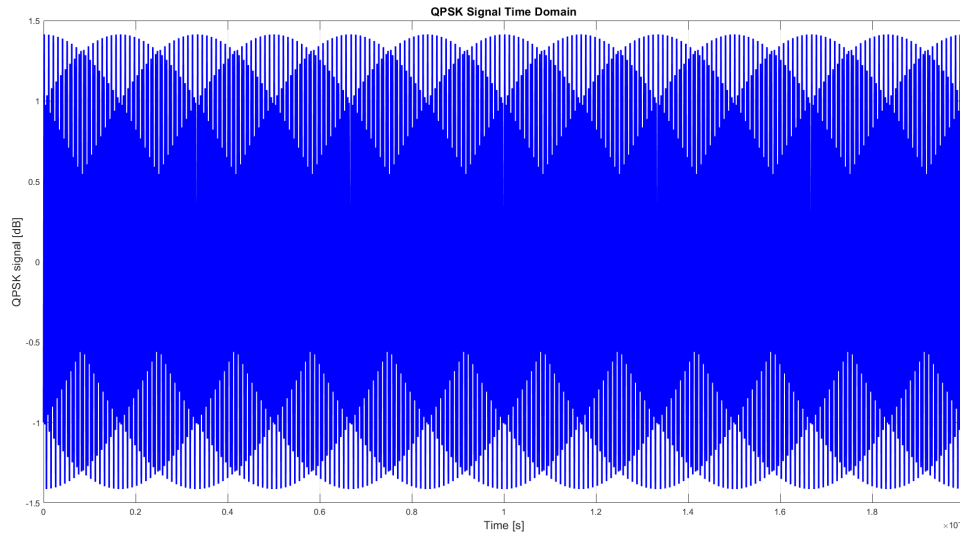


FIGURA 3.15: Sinal QPSK no domínio do tempo

De salientar que, para a presente simulação e de forma a prevenir erros de memória no MATLAB, não houve a transmissão de todo o espectro. Este sofreu um corte sensivelmente a $-35dB$, de forma a que, fossem utilizadas frequências que contivessem a maior energia do espectro, mas também, que garantissem largura de banda suficiente, essencial para a resolução em alcance. Além disso, os valores de magnitude foram normalizados. Sendo assim, apresenta-se na figura 3.16, o espectro utilizado com uma largura de banda de $60MHz$.

A modulação QPSK é um exemplo de modulação digital, que transmite 2 *bits* por cada símbolo, ou seja, providencia 4 possibilidades. Isto é, os resultados desta modulação não são representados por 0 ou 1, mas sim por, 00, 01, 10 ou 11 (Keim, 2016). Nesta modulação, a portadora varia em fase, e não em frequência. Logo, existem 4 possíveis valores de alteração de fase, como visível na tabela 3.1. Em comparação com outras hipóteses de modulação, a modulação QPSK é vantajosa em termos de eficiência na largura de banda, uma vez que, transmite 2 *bits* em cada símbolo (Keim, 2016).

Símbolo	Alteração de Fase
00	0 Graus
01	90 Graus
11	180 Graus
10	270 Graus

TABELA 3.1: Alterações de fase na modulação QPSK(Tabela 3.1-Baseada em Masood, 2013)

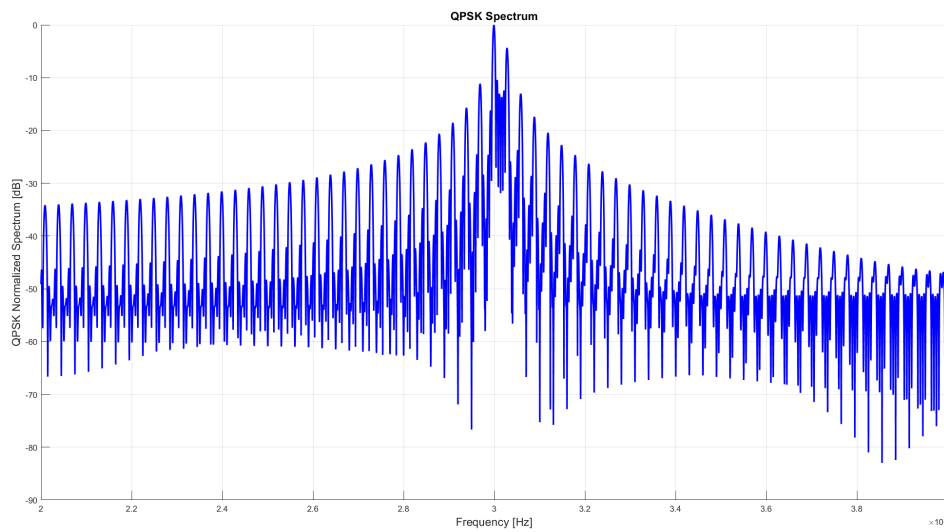


FIGURA 3.16: Espectro do sinal QPSK transmitido

Capítulo 4

Análise de Resultados

No âmbito do simulador radar desenvolvido, surgem neste capítulo, os exemplos práticos, que validam numericamente a teoria, anteriormente formulada.

Além disso, são retratados os testes reais, com o *software* de radar passivo desenvolvido. Para tal, foram utilizados dois *LimeSDR USB*, ligados a dois computadores independentes. Sendo que, um seria inteiramente responsável pela receção, e o outro, pela transmissão de uma onda a $2,4GHz$. O objetivo dos testes seria a deteção passiva dos aviões a aterragem no aeroporto de Lisboa.

4.1 Simulador SAR Passivo

De modo a ser possível a interpretação dos resultados obtidos no capítulo, são apresentados, na tabela 4.2, os dados utilizados para o simulador. De salientar que, a antena de transmissão, a antena de *surveillance* e a antena de referência assumiram valores de diretividade de $18dBi$ e valores de $\alpha_0 = 46^\circ$, $\alpha_0 = 115^\circ$ e $\alpha_0 = 178^\circ$, respetivamente. Isto significa que, o diagrama de radiação das antenas se encontra definido da seguinte forma, em graus:

Antena	Menor ângulo	Direção de radiação	Maior ângulo
Transmissão	33	46	59
Surveillance	102	115	128
Referência	165	178	191

TABELA 4.1: Diagrama de radiação das antenas

Variável	Valor/coordenadas
Nx, Ny	$400m$
L_p	$1m$
$(x_{receiver}, y_{receiver})$	$(400, 400)m$
$(x_{receiverref}, y_{receiverref})$	$(400, 390)m$
$(x_{transmitter})$	$400m$
Alvo	$(300, 337)m$
V_r	$250m/s$
$number_{stops}$	400
SNR_{wn}	$0dB$

TABELA 4.2: Variáveis do simulador

Os resultados obtidos pelo processamento são justificados pela sua comparação com os valores teóricos para esse mesmo processamento. Estes últimos são conseguidos com base no conhecimento da posição do alvo, e consequente conhecimento dos valores de alcance bistático em relação a este. Na prática, para se obterem os valores teóricos parte-se do princípio que é conhecida a curvatura de alcance ao longo das posições em azimuth. Desta forma, possibilita-se uma avaliação quantitativa do processamento SAR bistático desenvolvido, através da comparação destes dois resultados.

Sendo assim, considera-se a área de interesse apresentada na figura 4.1, com o alvo representado pelo quadrado a preto e os respectivos diagramas de radiação das antenas. De salientar que, a figura não está à escala e as coordenadas de cada elemento da área de interesse e os diagramas de radiação devem ser considerados, de acordo, com os valores referidos anteriormente.

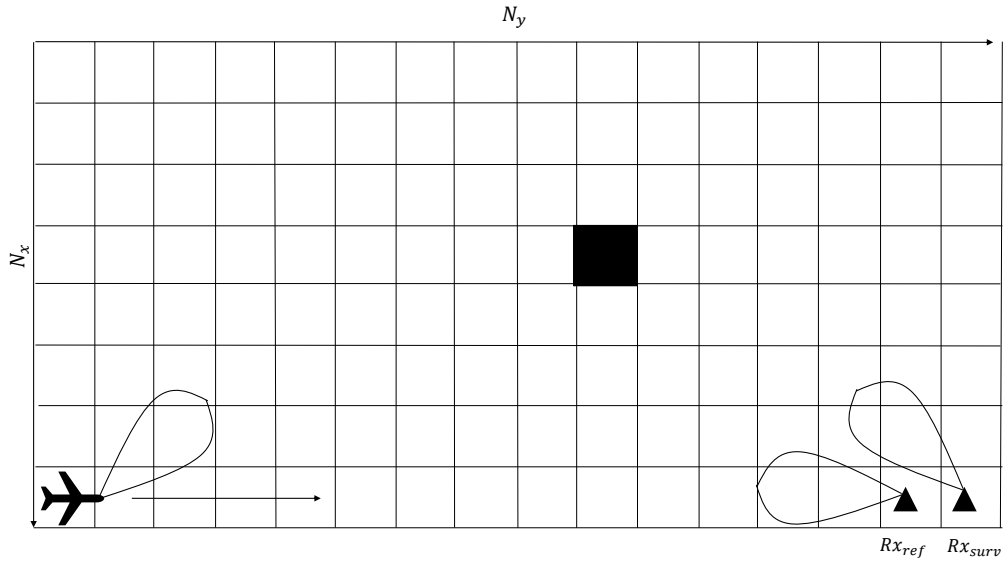


FIGURA 4.1: Área de interesse para um alvo isolado, com o movimento da plataforma transmissora e identificação das posições das antenas de recepção

Por um lado, na figura 4.2, procede-se à realização do primeiro passo de processamento, a compressão em alcance. Através desta, verifica-se que, apenas existe correlação para as posições de azimuth em que o alvo é detetado, nomeadamente, entre as posições de azimuth $184 - 276m$. Uma vez que o simulador foi desenvolvido para apresentar valores nulos nas posições em que não existe deteção do alvo, ou seja, a matriz assume valores nulos nessas condições. Além disso, observa-se segundo uma escala de cores em unidades lineares, os valores de correlação verificados para cada uma dessas posições de azimuth. Sendo que, cores quentes correspondem a uma maior correlação.

Por outro lado, na figura 4.3, avalia-se teoricamente a compressão em alcance. Nesta figura, são apresentados a azul, os máximos da correlação da figura 4.2, ou seja, os valores máximos obtidos na compressão em alcance. Ainda na mesma figura, são apresentados a laranja os valores teóricos de alcance bistático para o alvo em estudo. Torna-se perceptível através desta figura, que o alvo começa a ser detetado na posição de azimuth igual a $184m$, para a qual se verifica o menor valor de alcance bistático, aproximadamente igual a $95m$. Além disso, observa-se a última posição de azimuth, em que o alvo é detetado, igual a $276m$, com um alcance bistático de, sensivelmente, $122m$. Através da comparação destes dois resultados, infere-se que, os valores de alcance bistático são exatos e precisos, uma vez que, não se verificam disparidades entre os valores obtidos e os valores teóricos. Significa que,

na matriz de correlação obtida, esta curvatura de valores de alcance se encontra de forma exata e precisa, apesar de mascarada por outros valores.

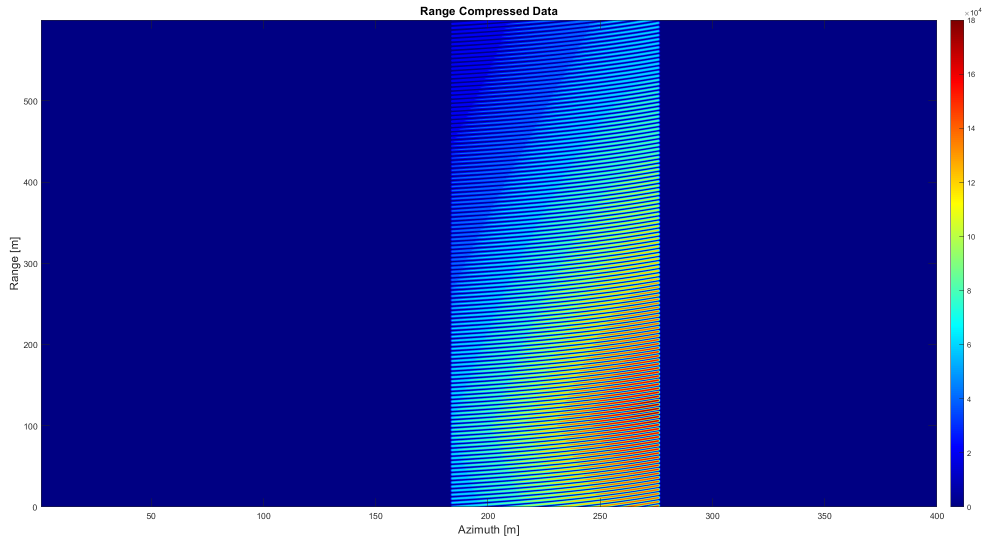


FIGURA 4.2: Compressão em alcance para um alvo isolado na área de interesse

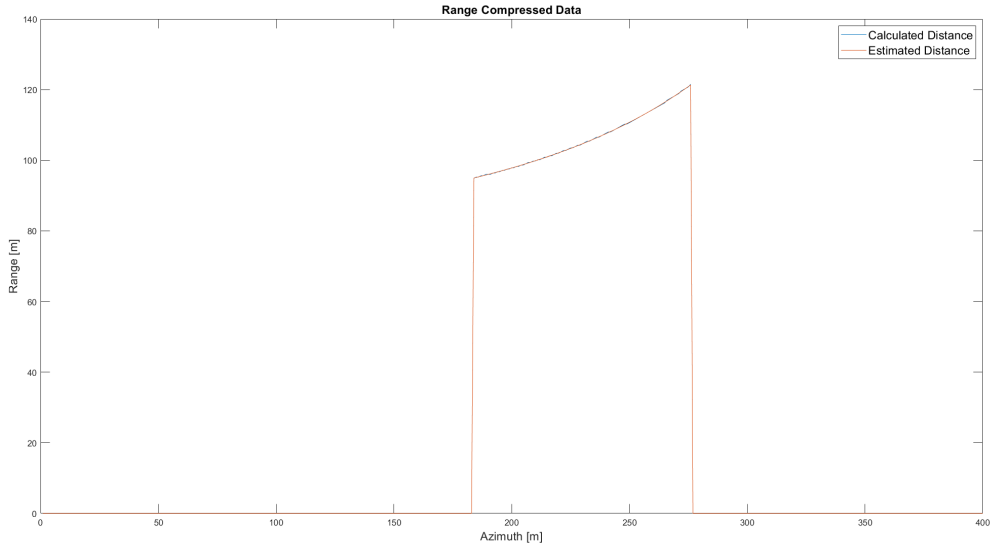


FIGURA 4.3: Comparação dos valores de curvatura de alcance obtidos, representados a azul, com os valores teóricos, representados a laranja

Posteriormente, obtém-se a matriz da figura 4.4, derivada da aplicação do RCMC. Nesta figura, em comparação com a anterior, ocorre a correção de alcance bistático, verificada ao longo das colunas. Por forma a transpor as informações de

alcance ao longo das colunas, para uma única linha. Neste caso, não se torna tão perceptível esta diferença de correção de alcance, uma vez que, o alvo não tem valores elevados de alcance bistático e o comprimento de cada *pixel* também é reduzido. No caso, de serem colocados alvos mais afastados do transmissor e do recetor, esta correção seria mais facilmente observável.

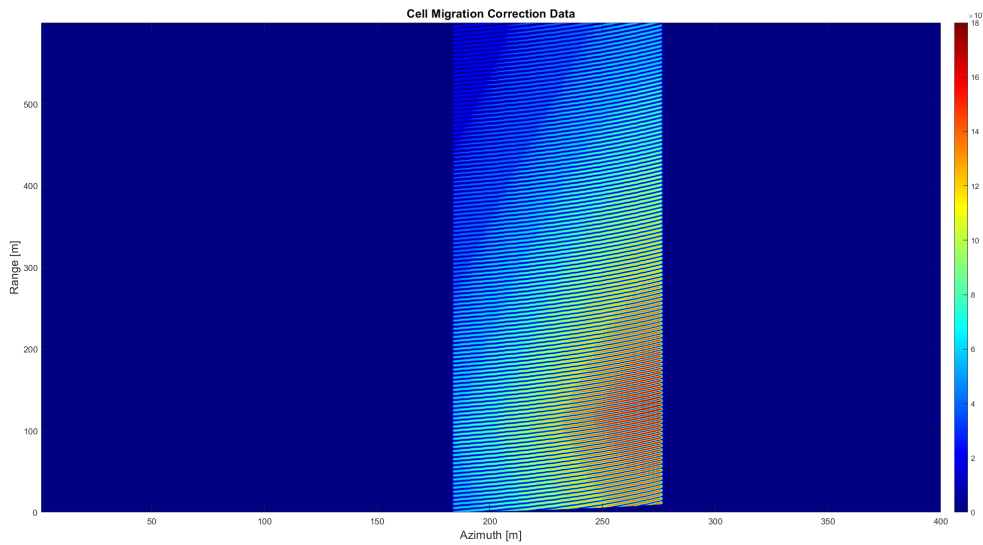


FIGURA 4.4: Correção em alcance para um um alvo isolado na área de interesse

Por forma a uma melhor compreensão do resultado obtido, procedeu-se à demonstração do cálculo obtido da RCMC, mas numa figura 1D. O resultado é apresentado na figura 4.5. Através da figura, torna-se perceptível que, a curvatura de valores de alcance bistático obtida na compressão em alcance, representada a laranja, sofreu uma correção de alcance bistático, para as mesmas posições de azimuth. Verifica-se assim que, entre as posições de azimuth em que o alvo é detetado, nomeadamente entre os $184 - 276m$, o valor de alcance bistático é de $95m$.

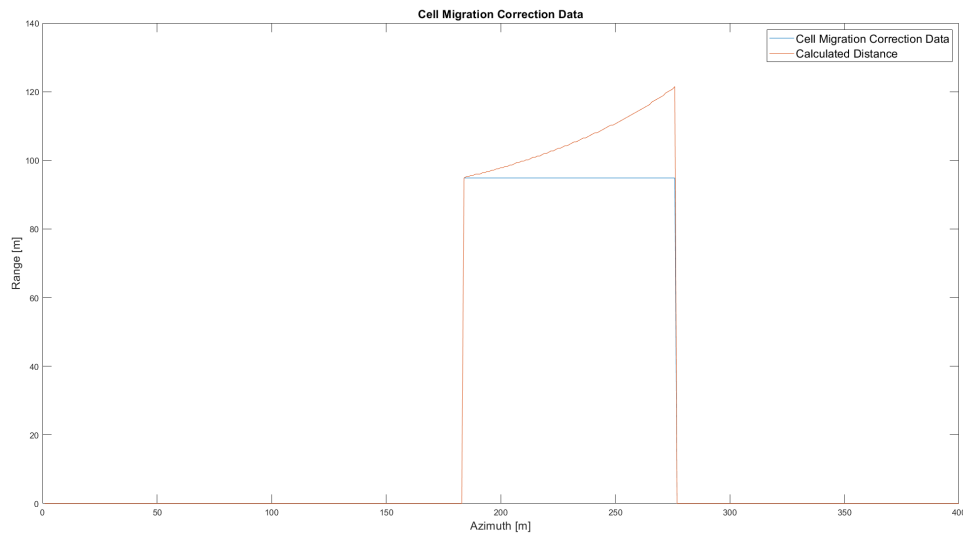


FIGURA 4.5: Correção em alcance para um alvo isolado na área de interesse a 1D

Finalmente, após a compressão em azimuth 4.6, torna-se mais perceptível a localização do alvo, através da identificação dos valores mais elevados de correlação.

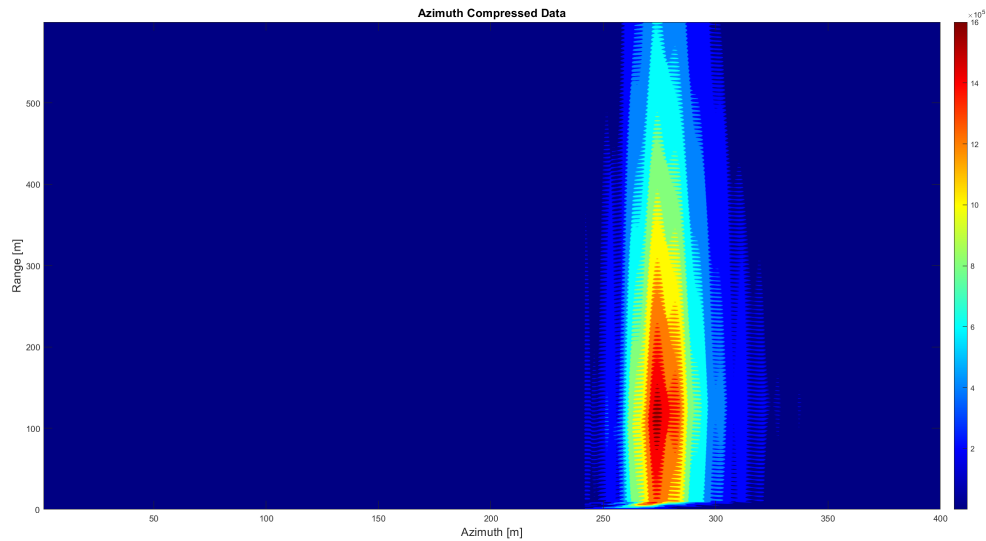


FIGURA 4.6: Compressão em azimuth para um alvo isolado na área de interesse

Além disso, para melhor visualização, apresenta-se na figura 4.7, uma aproximação da figura anterior à zona de interesse. Na figura 4.8, obtém-se o valor esperado para a detecção do alvo em estudo.

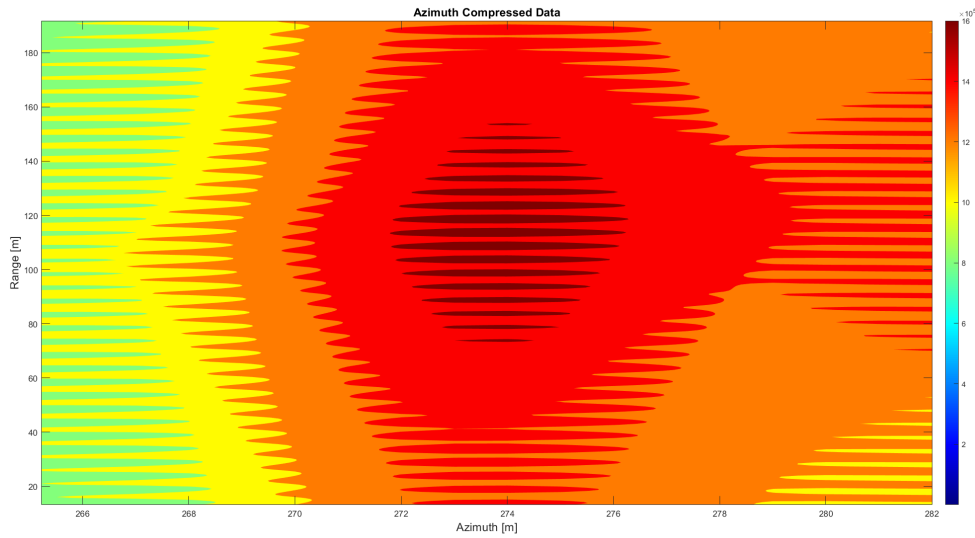


FIGURA 4.7: Compressão em azimuth para um alvo isolado, aproximada à zona de interesse

Dada a figura 4.7, verifica-se que o alvo está compreendido para posições de azimuth entre $272 - 276m$ e valores de alcance bistático entre $80 - 150m$.

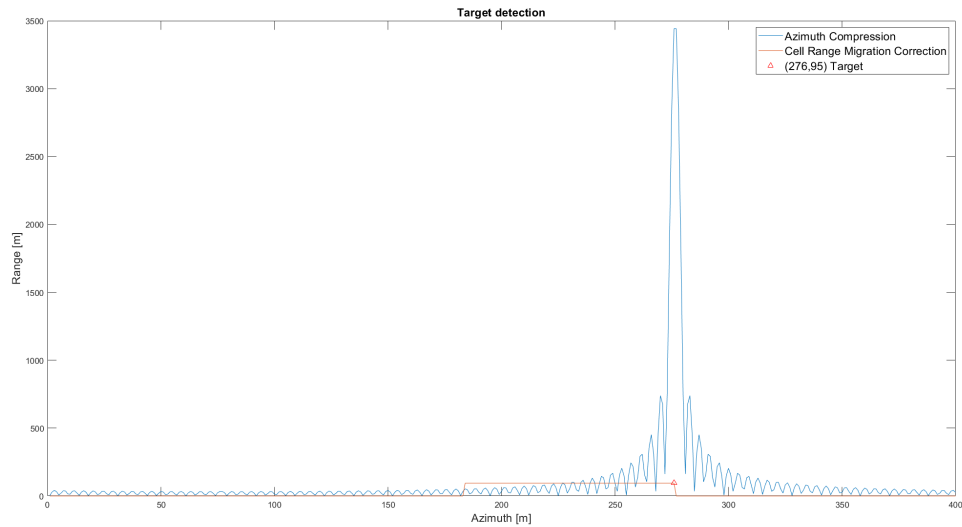


FIGURA 4.8: Valor de detecção esperado do alvo isolado na área de interesse

A partir da figura 4.8, constata-se que, a posição esperada do alvo se encontra a um alcance bistático de $95m$ na posição de azimuth correspondente a $276m$. Através da comparação destas duas figuras, verifica-se que a resolução obtida, tanto

em alcance, como em azimute não são ideais. Apesar disso, infere-se que a resolução em alcance é menor do que a resolução em azimute.

Isto deve-se ao facto, do sinal utilizado como iluminador de oportunidade, não ser o ideal para deteção. Uma vez que, o sinal QPSK é um sinal longo no tempo, que aquando a sua compressão, resulta num sinal longo na frequência. Esta característica prejudica o valor de largura de banda, diminuindo assim a resolução em alcance.

Nos resultados obtidos, verifica-se que o resultado teórico se encontra dentro do intervalo dos valores obtidos. Isto significa que, os resultados obtidos asseguram uma zona viável de deteção, embora, com pouca resolução.

4.2 Resultados Experimentais

O teste experimental presente na secção foi a deteção de aviões, a aterragem no aeroporto de Lisboa, de forma passiva, através da utilização de SDR de custo reduzido. Isto, recorrendo à transmissão de uma onda eletromagnética, e posterior receção, na antena utilizada.

Para atingir esse objetivo, utilizaram-se dois *LimeSDR USB*, com as características descritas no capítulo 2. Um dos quais, exclusivamente para a receção de sinais e o outro para a transmissão de uma onda eletromagnética de frequência central equivalente a $2,4GHz$. De salientar que, o porto utilizado, por ambos, foi o *LNAH*, apropriado para frequências de $1500MHz$ a $3800MHz$.

Atente-se que, um radar passivo faz uso de iluminadores de oportunidade já existentes. Contudo, para controlar o cenário da simulação, através do conhecimento do sinal transmitido, fez-se uso de um SDR para transmissão, de modo a simular um iluminador de oportunidade.

Importa referir que, o sinal de referência foi obtido numa medição independente do sinal de *surveillance*. Isto é, *a priori* da realização da experiência, deu-se início à transmissão da onda eletromagnética a utilizar e consequente receção do sinal. De forma, a receber as amostras que estavam a ser transmitidas, para posterior correlação com o sinal de *surveillance*. Assim que o sinal de transmissão foi recebido, deu-se início à experiência em si. Esta consistia em iniciar a transmissão e aquisição de sinais ao mesmo tempo, assim que, o avião se encontrava a uma distância considerável do cenário da simulação. Além disso, à medida que a aeronave ia fazendo o seu percurso, a antena de receção fazia o seu seguimento, de modo a,

tentar maximizar a recepção do sinal de *surveillance*. O fim da transmissão/aquisição dos sinais, era dado após 20s do seu início, o tempo que os aviões demoravam a ficar a uma distância inaceitável do cenário experimental. O processamento dos dados seria feito *a posteriori*, correlacionando as amostras do sinal transmitido, com o sinal recebido pela reflexão do avião.

Aquando o processamento dos sinais para as 28 experiências efetuadas, inferiu-se que, cada uma destas teria 200 milhões de amostras, totalizando um valor de 5.6 mil milhões de amostras por processar. Sendo este um processo difícil, demorado e limitado devido às particularidades de memória do MATLAB e o elevado custo computacional, seccionou-se parte dessas amostras, tanto para o sinal de referência como para o sinal medido. Isto é, uma vez que o transmissor estava a transmitir informação em *loop*, ou seja, que se repetia ao fim de algum tempo, fixou-se cerca de 2 milhões de amostras do sinal de referência. Posteriormente, do total de amostras do sinal de *surveillance*, iam sendo correlacionadas com esse valor fixo de amostras do sinal de referência, 2 em 2 milhões de amostras até à totalidade do sinal.

4.2.1 Cenário Experimental

Para o estudo dos resultados experimentais, foi escolhida a torre Norte do Instituto Superior Técnico(38.7377005695752, -9.138717500204045), na qual o transmissor foi colocado numa extremidade e o recetor na extremidade oposta. Na figura 4.9 apresenta-se este cenário, onde o transmissor está representado pela seta a amarelo e o recetor pela seta a vermelho, estes distam sensivelmente 23m entre si.



FIGURA 4.9: Cenário dos testes experimentais com o transmissor representado pela seta a amarelo e o recetor representado pela seta a vermelho

Transmissor

Por um lado, utiliza-se um dos SDR, ligado a um computador, com o intuito de fazer a transmissão de uma onda eletromagnética. Este procedimento realiza-se através do programa SDRangel, disponível no seguinte *Url*: <https://www.sdrangel.org/>. Este programa é caracterizado por ser *open-source* e permitir associar um dispositivo *hardware*, para transmitir/receber amostras I/Q, que posteriormente, podem ser utilizadas para desmodulação, decodificação, análise de espectros, entre outros.

Na figura 4.10, representa-se o transmissor enquadrado no cenário, onde a seta a tracejado representa a trajetória dos aviões.



FIGURA 4.10: Transmissor no cenário experimental com a representação da trajetória dos aviões pela seta a tracejado

Na figura 4.11, apresenta-se a página principal do programa referido. De salientar na figura, o espectro da onda transmitida, com uma frequência central de $2,4GHz$, um ganho de $70dB$ e uma largura de banda de $5MHz$. Além disso, para haver transmissão, o programa necessita da introdução de uma modulação à onda desejada. No seguinte caso, foi utilizada a modulação digital $802.15.4$, mais concretamente, $20kbps$ BPSK. Enfatiza-se o facto de ter sido utilizada uma característica do programa, nomeadamente, a capacidade de permitir a transmissão da onda de forma contínua, e não em *bursts*, característica do sinal WIFI. Um aspeto importante, por forma a garantir que o alvo estava continuamente a ser iluminado. Desta forma, assegura-se que é possível fazer a correlação para qualquer instante temporal.

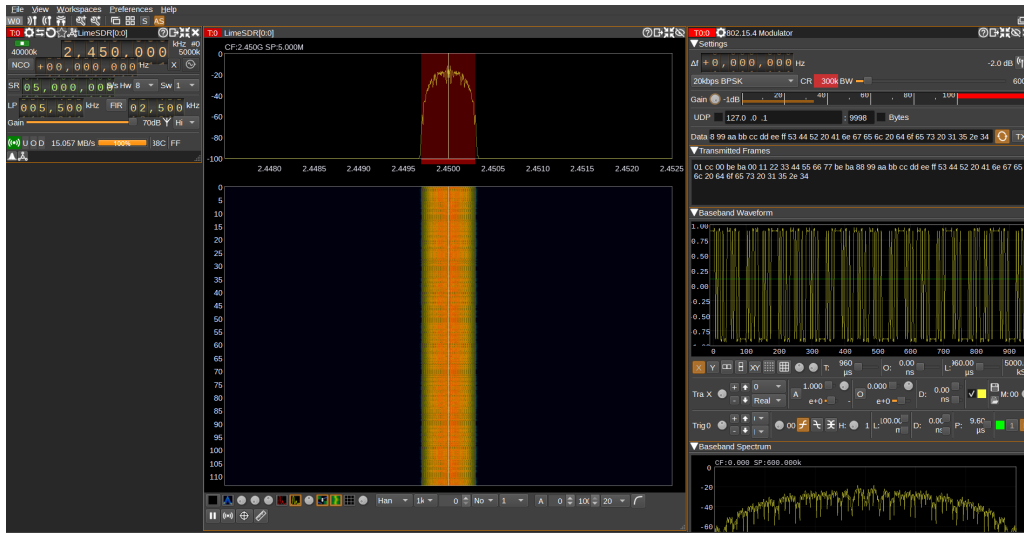


FIGURA 4.11: Espectro da onda transmitida

Recetor

Por outro lado, através da utilização de outro computador, ligado a outro, *LimeSDR USB*, utilizou-se um programa de receção de sinais. O programa MATLAB desenvolvido foi baseado no trabalho de *Damir Rakhimov*, em que o código, incluindo todos os exemplos e funções necessárias, se encontra no seu *Github* pessoal, com o seguinte *Url*: <https://github.com/RakhDamir/LimeSDR-Matlab>. Posteriormente, desenvolveu-se o código para fazer o processamento dos sinais adquiridos, nomeadamente, a correlação entre estes.

Como referido anteriormente, a receção foi dividida em duas fases. A primeira é relativa à aquisição do sinal de referência e a segunda para a deteção dos alvos. Este procedimento foi possível porque o sinal transmitido é o mesmo nas duas fases. Contudo, houve a perda da referência temporal uma vez que estes sinais não foram adquiridos simultaneamente.

O recetor do cenário experimental, presente na figura 4.12 utiliza uma antena *Yagi-Uda* de 18dBi, com um tripé a servir de suporte.

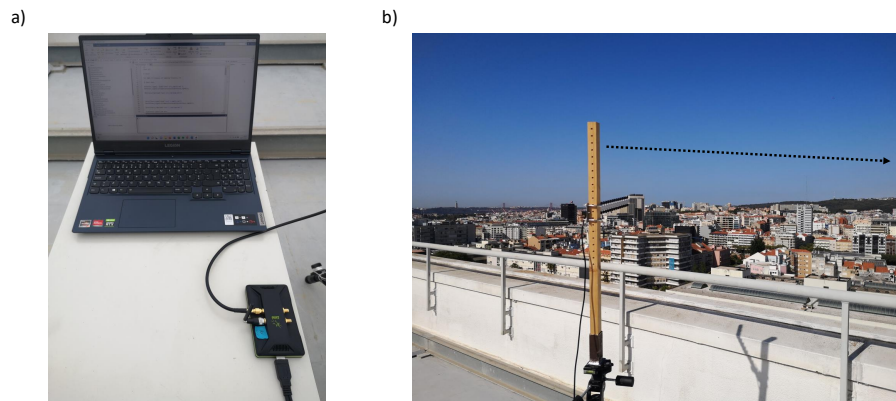


FIGURA 4.12: Representação do recetor no cenário experimental, na qual a) representa a ligação da antena de receção ao SDR e b) representa a antena de receção com a trajetória dos aviões identificada pela seta a tracejado

Alvo

Como referido anteriormente, os alvos desejados seriam os aviões a aterrar no aeroporto de Lisboa. Neste caso, recorreu-se a um programa que permitia fazer o seguimento do percurso do avião e fornecia informações do mesmo. Tais como, velocidade no solo e modelo do avião. Este programa encontra-se no seguinte *Url*: <https://www.flightradar24.com/38.78,-9.12/12>.

Desta forma, através desse mesmo programa foi possível inserir os alvos no cenário da simulação, através do conhecimento da trajetória que estes percorriam. Na figura 4.13 apresenta-se a trajetória percorrida pelos aviões até ao aeroporto de Lisboa. Através de uma aproximação dessa figura à zona de interesse, obtém-se em 4.14, a trajetória do avião no cenário do teste experimental, representado pela seta a vermelho.

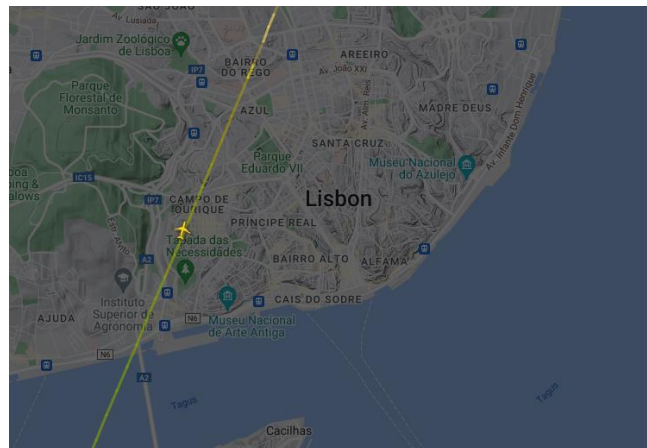


FIGURA 4.13: Trajetória percorrida pelos aviões no percurso de aterragem no aeroporto de Lisboa
Retirada de: <https://www.flightradar24.com/38.78,-9.12/12>

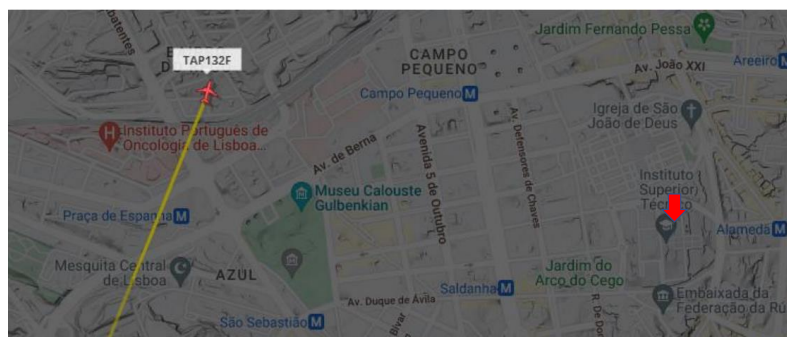


FIGURA 4.14: Trajetória percorrida pelos aviões no percurso de aterragem no aeroporto de Lisboa, com o cenário da simulação representado pela seta a vermelho
Retirada de: <https://www.flightradar24.com/38.78,-9.12/12>

Sendo assim, uma vez conhecida a trajetória do avião, foi possível inferir a distância a que estes se encontravam do transmissor e do recetor. Na figura 4.15 é apresentada a forma de obter esta distância, sendo esta, equivalente a 1800m.



FIGURA 4.15: Distância do transmissor e do recetor aos alvos.
Retirada de: <https://www.google.pt/maps/@38.7378846,-9.1310874,15.25z?hl=pt-PT>

4.2.2 Variáveis Utilizadas

Tendo em conta o cenário experimental descrito e a forma de realizar estes testes, consideram-se as seguintes variáveis para a análise dos resultados: As distâncias referidas anteriormente, tais como, a distância entre o transmissor-alvo, a distância entre o alvo-recetor $R_1 \cong R_2 = 1800m$ e a distância entre o transmissor-recetor $R_d = 23m$. Uma vez conhecidas estas variáveis, segundo a equação 2.7 retira-se o atraso temporal $\tau_m \approx 12 \times 10^{-6}s$. Além disso, considera-se o ganho da antena de receção $G_r = 18dBi$, como referido anteriormente. Seguidamente, admite-se a potência radiada $G_t \times P_t = -8dBm$, que segundo RF (2020), o transmissor assume este valor para a frequência de $2400MHz$. Dado o valor da frequência central em estudo, infere-se o comprimento de onda $\lambda = 0.125m$. De acordo com Nohara et al. (2011), o valor de RCS de um avião, varia conforme o azimute através do qual este está a ser observado, ou seja, depende da rota do avião. Neste caso, foi assumido o valor máximo de RCS para um avião A320, mencionado na referência, $\sigma_b = 20dBm^2$. Finalmente, através da fórmula 2.15 e das variáveis mencionadas, calcula-se o valor de potência recebida através da seguinte equação, $P_r = \frac{0.000158}{4\pi \times 1800^2} \times 100 \times \frac{63.0957}{4\pi \times 1800^2} \times \frac{0.1224^2}{4\pi}$, da qual se obtém o valor de $P_r = 7.2 \times 10^{-19}W$.

4.2.3 Resultados

Na seguinte experiência, considera-se uma aeronave *A320 – 214*, que seguia com uma velocidade de , sensivelmente, $134Kts$, ou seja, aproximadamente $69m\ s^{-1}$ no cenário da simulação. Desta forma, pela equação 2.13, espera-se um valor de frequência *Doppler* equivalente a $f_B = 1104Hz$, assumindo que, se observa o avião por um ângulo nulo.

Salienta-se o facto das medições requererem um elevado custo computacional, uma vez que, no final de cada experiência eram obtidas 200 milhões de amostras. Desta forma, o processamento foi feito para subconjuntos de 2 milhões de amostras de forma a identificar o máxima da correlação.

Desta forma, dada a impossibilidade de fazer uma correlação 3D para a totalidade do sinal, primeiramente, realizou-se a CAF apenas em *Doppler*, entre o sinal de referência e o sinal de *surveillance*, para um corte nulo de atraso temporal. Uma vez que esta é computacionalmente menos exigente do que a função de correlação para *Doppler* e atraso temporal, obtendo-se o gráfico da figura 4.16.

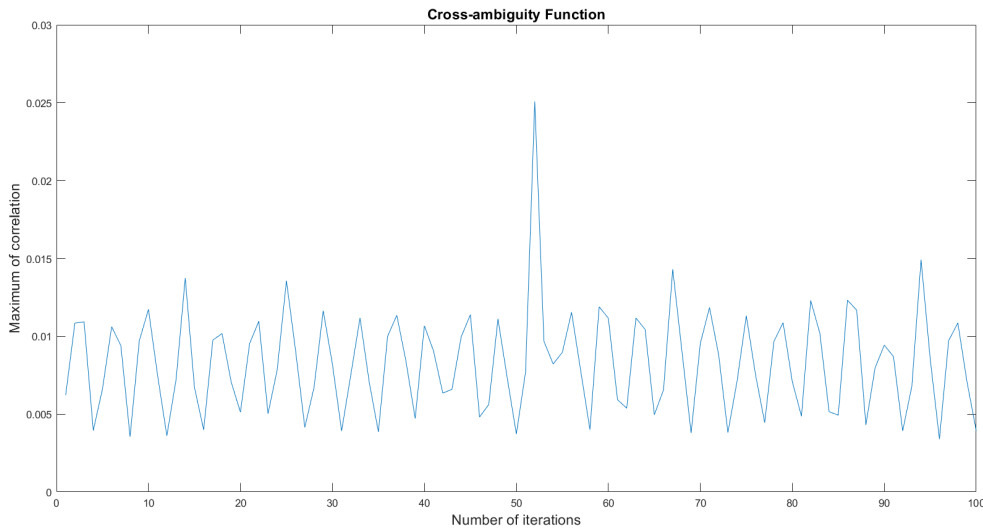


FIGURA 4.16: Evolução da correlação *doppler* para um corte nulo de atraso temporal, entre o sinal de referência e o sinal de *surveillance* durante o tempo de aquisição da aeronave *A320 – 214*

Na figura, depreende-se a evolução do máximo da correlação entre os dois sinais, durante o tempo de aquisição do alvo. Isto é, no eixo horizontal são apresentados o número de iterações, ou seja, a quantidade de vezes que os dois sinais foram correlacionados. Tendo em consideração que, à medida que aumenta o número de

iterações altera-se o valor das amostras do sinal de *surveillance*, uma vez que, as amostras do sinal de referência são fixas.

Além disso, sensivelmente, na metade das iterações totais, ou seja, na iteração 50, o avião se encontrava alinhado com o cenário da simulação. Isto significa que, até atingir esse valor o avião estava-se a aproximar do cenário e ao ultrapassar esse mesmo valor, o avião estava-se a afastar.

Ainda na mesma figura, percebe-se que existe a detecção do avião, uma vez que, o sinal transmitido está correlacionado com o sinal de *surveillance*, ou seja, o avião está a refletir a onda transmitida. O máximo da correlação é verificado para o momento em que o avião está praticamente em linha reta com o local da experiência, na iteração 51 com um valor de 0.025, verificando-se oscilações nas restantes posições.

Uma vez identificado o valor máximo de correlação entre os sinais, procedeu-se ao cálculo da função de correlação 3D para esse valor. Desta forma, obteve-se a figura 4.17, onde se torna visível a correlação dos sinais para valores de *Doppler* e atraso temporal.

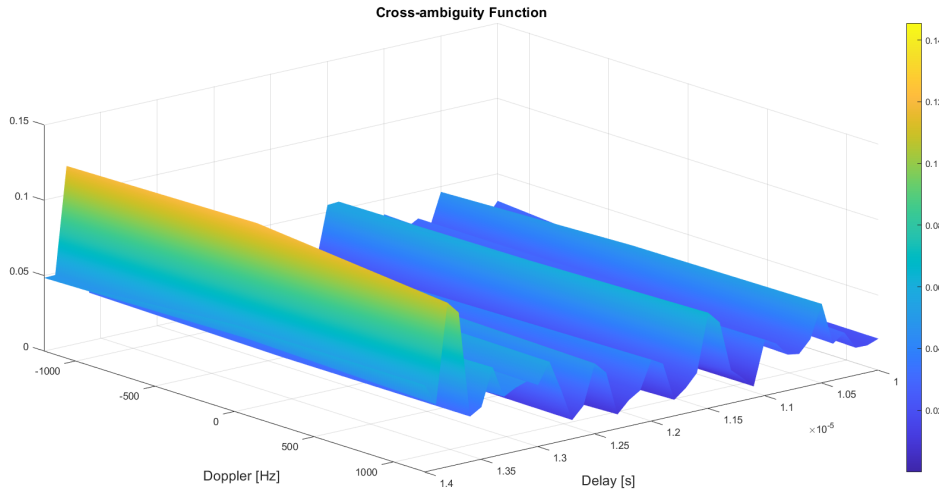


FIGURA 4.17: Correlação *doppler* e atraso temporal, entre o sinal de referência e o sinal de *surveillance* para a iteração onde se verifica o máximo da correlação *doppler* da aeronave A320 – 214

Através da análise da figura, é possível inferir a detecção do avião num corte temporal equivalente a $\tau_m \approx 13.5 \times 10^{-6}s$ e frequência de *Doppler* negativa, o que significa que, o valor máximo da correlação se verifica para uma situação em que o avião se está a afastar do recetor.

Considerando outra experiência, com uma aeronave *E195AR* a $140Kts$, ou seja, aproximadamente $72m s^{-1}$ no cenário da simulação. Desta vez, com um valor esperado de frequência *Doppler* equivalente a $f_B = 1152Hz$.

Através da realização da correlação em *Doppler*, obtém-se a figura 4.18, na qual se verificam dois máximos de correlação semelhantes, nomeadamente 0.019 e 0.018 para valores de iteração 20 e 62, respetivamente.

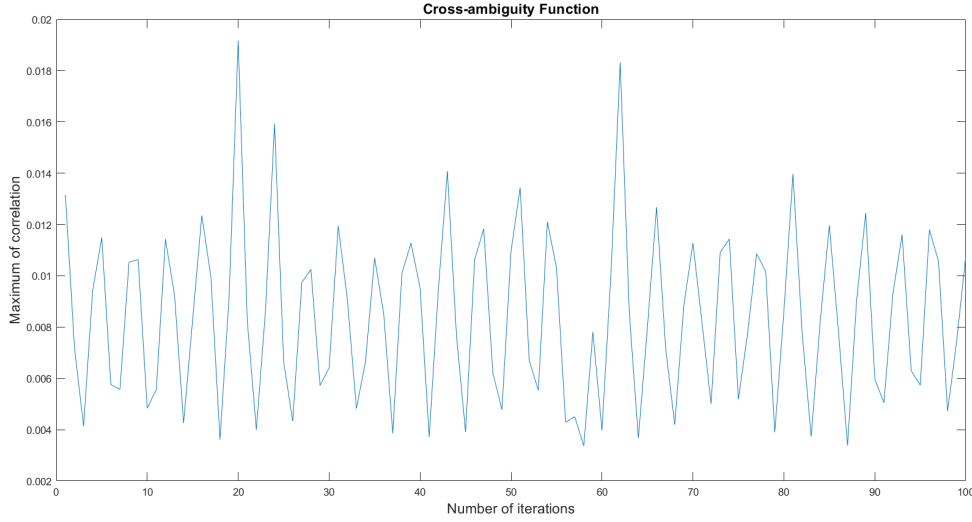


FIGURA 4.18: Evolução da correlação *doppler* para um corte nulo de atraso temporal, entre o sinal de referência e o sinal de *surveillance* durante o tempo de aquisição da aeronave *E195AR*

Uma vez que estes valores se encontram afastados entre si de um elevado número de amostras e são semelhantes, apresentam-se nas figuras seguintes as funções de correlação 3D para ambos os casos, por forma a verificar se existe alguma diferença entre as variáveis.

Por um lado, na figura 4.19 é visível a deteção do avião num corte temporal equivalente a $\tau_m \approx 11 \times 10^{-6}s$ e frequência de *Doppler* negativa. Por outro lado, visualiza-se na figura 4.20, a deteção da aeronave num corte temporal igual a $\tau_m \approx 13.5 \times 10^{-6}s$ e frequência de *Doppler* positiva, ainda que com menor valor de correlação em comparação com a figura anterior. Neste caso, verifica-se uma incongruência entre os sinais dos desvios de *Doppler*, dado que, num caso em aproximação do recetor se verifica um sinal negativo.

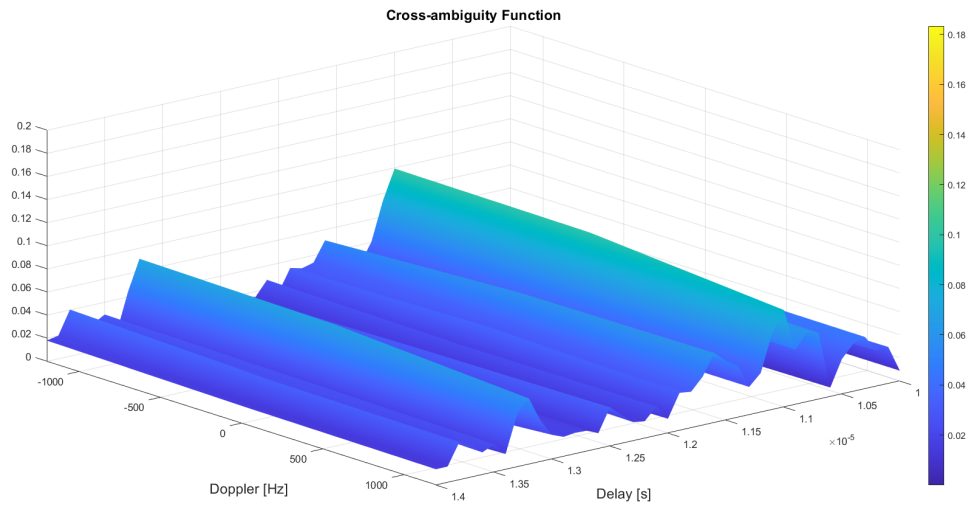


FIGURA 4.19: Correlação *doppler* e atraso temporal, entre o sinal de referência e o sinal de *surveillance* para a iteração onde se verifica o máximo da correlação *doppler* da aeronave *E195AR*

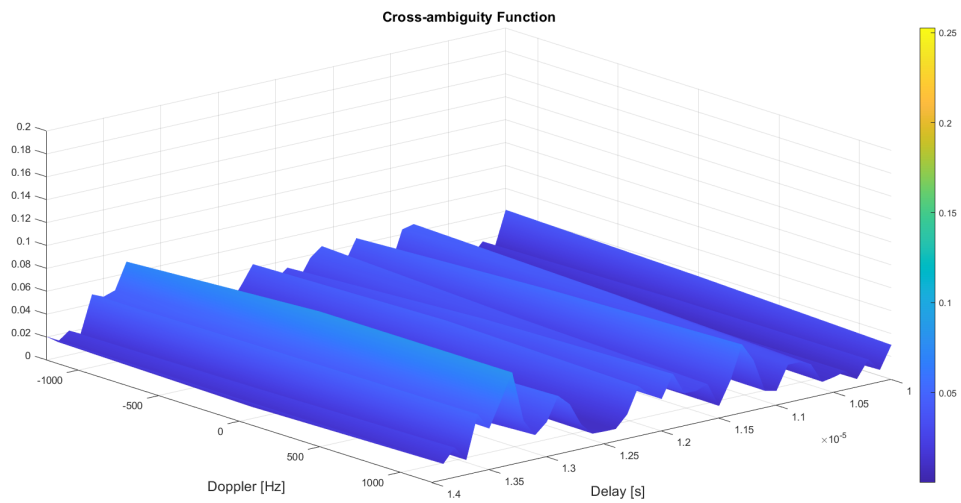


FIGURA 4.20: Correlação *doppler* e atraso temporal, entre o sinal de referência e o sinal de *surveillance* para a iteração 62 onde se verifica o segundo máximo da correlação *doppler* da aeronave *E195AR*

Capítulo 5

Conclusão e Trabalhos Futuros

O radar passivo surge como uma tecnologia com características, tão vantajosas, que motivaram empresas a investir, desenvolver e utilizar, atualmente, versões de radares passivos para certas aplicações. Nomeadamente, vigilância aérea e costeira, aplicações civis ou militares, entre outras. Além disso, permite resolver problemas observados nos radares ativos, por exemplo, a robustez contra-medidas eletrônicas, o elevado preço de aquisição ou até mesmo a versatilidade. Além do investimento por parte de grandes empresas, através do desenvolvimento do SDR, esta tecnologia aproximou-se mais do utilizador comum. Verificando-se experiências amadoras passíveis de serem aplicadas por qualquer um.

Mas como qualquer tecnologia, esta também apresenta as suas limitações. De salientar, o elevado número de amostras por processar, e o consequente custo computacional necessário. Se por um lado, o SDR veio tornar esta tecnologia de fácil acesso, a sua geometria agiu em disformidade.

Com a presente dissertação foi criada uma ferramenta modular, suscetível de ser alterada por qualquer utilizador, conforme o objetivo. Se por um lado, o objetivo for apenas o estudo da geometria bistática, o simulador encontra-se perfeitamente enquadrado para tal, sendo sempre possível a alteração de qualquer aspeto, e até mesmo a introdução de outros tipos de processamento de acordo com o radar em estudo. Se por outro lado, o propósito é o estudo do processamento de sensores SAR passivos, este programa encontra-se como uma opção de demonstração de resultados.

Além disso, comprovou-se com os resultados experimentais, a facilidade de montagem de um radar passivo, recorrendo a SDR, contudo, demonstrou-se também a dificuldade inerente desta geometria. Desta forma, o presente estudo revela as dificuldades esperadas e as limitações do SDR utilizado.

5.1 Discussão e Conclusões

Um dos estudos experimentais da dissertação envolveu o desenvolvimento de raiz de um simulador SAR passivo. Para tal, o trabalho foi projetado em duas partes. Primeiramente, foi elaborado um programa para detecção passiva de alvos. Este define o cenário e todas as particularidades iniciais, incluindo a aquisição de alvos, que estejam em condições de serem detetados de forma passiva, segundo a formulação definida no capítulo 3. Posteriormente, foi introduzido o processamento SAR a esse programa. Relativamente a esta parte experimental do presente estudo, poder-se-ão retirar as seguintes conclusões:

- O programa inicial desenvolvido permite a detecção de alvos, selecionados pelo utilizador, de forma passiva, como descrito no capítulo 3. Para tal, para uma dada posição do transmissor, faz uso dos ângulos calculados entre este e a normal aos alvos, e ainda, entre a mesma normal e o recetor. Em relação a essa formulação, o simulador foi implementado para a detecção passiva de alvos, cuja posição relativa ao transmissor e recetor, seja igual para todos estes.
- No que concerne à parte do processamento SAR, o simulador desenvolvido utiliza um sinal QPSK, ideal para comunicação, contudo, característico de pouca resolução para detecção SAR passiva. Assim, não houve a potencialização da resolução em alcance deste simulador, uma vez que, esta depende inteiramente da largura de banda e da forma do sinal. De modo a serem obtidas imagens de melhor resolução em alcance devem ser utilizados sinais *chirp*.
- Ainda no processamento, todos os resultados obtidos foram derivados de uma trajetória linear do avião. Além disso todos os alvos eram estáticos. Desta forma, não houve o estudo de detecção para alvos em movimento, nem com diferentes perfis de trajetória do transmissor.
- Além disso, o simulador permite a detecção de vários alvos ao longo da área de interesse. Contudo, o processamento SAR é realizado, com base no máximo da matriz de compressão em alcance, entre o sinal de referência e o sinal de *surveillance*, ao longo das posições de azimuth. Significa que, o processamento SAR foi realizado para a detecção de um único alvo, apesar de ser facilmente generalizado para mais do que um alvo. Isto porque, nas condições de ter dois alvos próximos entre si, ao obter o máximo dessa correlação, poderei estar a seleccionar valores dos perfis de alcance, dos dois alvos. Dado que, o objetivo é isolar cada perfil de alcance para um alvo específico, neste caso, apenas se tem controlo de um perfil de alcance.

À parte do simulador realizado, a dissertação tinha o objetivo de detetar alvos de forma passiva, em testes reais recorrendo a um SDR. Para tal, houve a implementação de um código em MATLAB, que comunica com o SDR, permite fazer a aquisição dos sinais, guardando os valores das amostras recebidas para posterior análise. Seguidamente, foi elaborado um código que correlaciona os sinais recebidos e, possivelmente, permitir verificar a presença de um alvo. No que concerne a esta parte experimental, foram retiradas as seguintes conclusões:

- Numa fase inicial, verificou-se que o *LimeSDR USB* apresenta apenas um canal para transmissão/aquisição de amostras. Isto é, apesar do SDR permitir fazer transmissão e receção, este apenas consegue fazer um destes processos de cada vez. Dado que, a experiência realizada consistia numa geometria bistática, ou seja, para o processamento é necessário haver a aquisição do sinal de referência e do sinal de *surveillance*, em dois canais independentes ao mesmo tempo. De forma, a permitir uma correlação, que seja feita na mesma base temporal. Nos testes obtidos, não existindo a possibilidade de recorrer a um terceiro SDR, não foi possível receber o sinal de referência, nem ter uma base temporal para as amostras que estavam a ser recebidas.
- Ainda nos testes reais, um problema que afeta os resultados obtidos é relativo ao elevado custo computacional necessário, para o grande volume de amostras recebido. Uma vez que realizar uma correlação para milhões de amostras se torna uma tarefa de elevado processamento, que não é razoável de ser aplicado aos computadores a que se tem facilmente acesso. Desta forma, a correlação foi realizada, fixando um número pequeno de amostras e ir correlacionando esses valores, até à totalidade de amostras recebidas. Isto significa que, ao selecionar um valor de amostras muito reduzido em comparação com a totalidade do sinal, e não ter o sinal de referência, que desse uma base temporal para as amostras recebidas, os resultados ficam degradados, na medida que, não se tem controlo sobre a correlação. As amostras que estão a ser correlacionadas, poderão não estar na mesma base temporal, e está a ser feito um processamento com menos amostras do que seria idealizado. Uma das forma possíveis de solucionar a necessidade do elevado custo computacional, seria a aplicabilidade de um dos algoritmos apresentados no capítulo 2, para o cálculo da correlação.

5.2 Propostas para Trabalhos Futuros

A sugestão inicial debruça-se sobre o simulador de radar passivo. Em relação ao programa desenvolvido, este está implementado para solicitar ao utilizador um vetor normal aos alvos. Uma das sugestões seria implementar o cálculo deste parâmetro de forma automática, ou seja, o programa calcular a normal a um alvo, tendo em conta a posição do transmissor e do recetor, de forma a complementar a área de interesse com geometrias mais genéricas. Além disso, poderão ser feitas outras alterações de forma a colmatar as limitações do simulador e torná-lo mais abrangente. Tais como, compreender diferentes trajetórias de voo para a plataforma, incluir testes com outras formas de sinal e condição de *raytracing* 3D. Poder-se-iam realizar, também, outros estudos através da aplicação de algoritmos de processamento SAR enunciados no capítulo 2, e a comparação de resultados entre estes. A seguinte sugestão seria, de implementar o processamento relativamente à *range cell migration correction*, de forma, a englobar a formação de imagem de múltiplos alvos.

O sistema PBR é vantajoso pelas inúmeras razões identificadas ao longo da dissertação, no entanto, verificou-se a necessidade de um processamento de sinal muito pesado. Os resultados obtidos permitem guiar futuros projetos nesta área, na medida que, se revela necessário reduzir o elevado número de amostras a correlacionar, através da implementação de um dos algoritmos mencionados na dissertação. Além disso, para projetos que envolvam o *LimeSDR USB*, fica identificada a sua maior limitação e a demanda de 2 SDR para adquirir o sinal de referência e o sinal de *surveillance*, simultaneamente.

Referências

- Agency, E. S. (2007). *ASAR Product Handbook*. <https://earth.esa.int/eogateway/documents/20142/37627/ASAR-Product-Handbook.pdf>
- Capria, A., Petri, D., Martorella, M., Conti, M., Dalle Mese, E. & Berizzi, F. (2010). DVB-T passive radar for vehicles detection in urban environment. *2010 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, 3917–3920. <https://doi.org/10.1109/IGARSS.2010.5649675>
- Capria, A., Petri, D., Moscardini, C., Conti, M., Forti, A. C., Massini, R., Cerretelli, M., Ledda, S., Tesi, V., Dalle Mese, E., Gentili, G. B., Berizzi, F., Martorella, M., Soleti, R., Martini, T. & Manco, A. (2015). Software-defined Multiband Array Passive Radar (SMARP) demonstrator: A test and evaluation perspective. *OCEANS 2015 - Genova*, 1–6. <https://doi.org/10.1109/OCEANS-Genova.2015.7271460>
- Chetty, K., Tan, B. & Woodbridge, K. (2014). Data processing for real-time wireless passive radar. *2014 IEEE Radar Conference*, 0455–0459. <https://doi.org/10.1109/RADAR.2014.6875634>
- Colone, F., Cardinali, R. & Lombardo, P. (2006). Cancellation of clutter and multipath in passive radar using a sequential approach. *2006 IEEE Conference on Radar*, 1–7-. <https://doi.org/10.1109/RADAR.2006.1631830>
- Dan, Y., Yi, J., Wan, X., Rao, Y. & Wang, B. (2019). LTE-based passive radar for drone detection and its experimental results. *The Journal of Engineering*, 2019(20), 6910–6913. <https://doi.org/https://doi.org/10.1049/joe.2019.0583>
- Di Lallo, A., Farina, A., Fulcoli, R., Immediata, S., Sedehi, M., Tilli, E., Timmoneri, L., Di Lallo, A., Farina, A., Fulcoli, R., Immediata, S., Sedehi, M., Tilli, E. & Timmoneri, L. (2016). AULOS: Finmeccanica family of passive sensors. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 31(11), 24–29. <https://doi.org/10.1109/MAES.2017.160037>
- Edrich, M., Lutz, S. & Hoffmann, F. (2019). Passive Radar at Hensoldt: A Review to the last Decade. *2019 20th International Radar Symposium (IRS)*, 1–10. <https://doi.org/10.23919/IRS.2019.8768186>
- ERA. (2013). *ERA launches its Silent Guard demonstrator for passive detection of non-cooperative flying targets*. <http://old.era.aero/news/132/59/ERA->

- launches - its - Silent - Guard - demonstrator - for - passive - detection - of - non - cooperative - flying - targets/
- Fang, Y., Atkinson, G., Sayin, A., Chen, J., Wang, P., Antoniou, M. & Cherniakov, M. (2020). Improved Passive SAR Imaging With DVB-T Transmissions. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 58(7), 5066–5076. <https://doi.org/10.1109/TGRS.2020.2972156>
- Goulão, S. A. (2018). RADARES DE ABERTURA SINTÉTICA (SAR): Os fundamentos e potencialidades de uso na Marinha Portuguesa.
- Gromek, D., Samczyński, P., Kulpa, K., Krysik, P. & Malanowski, M. (2014). Initial results of passive SAR imaging using a DVB-T based airborne radar receiver. *2014 11th European Radar Conference*, 137–140. <https://doi.org/10.1109/EuRAD.2014.6991226>
- Gromek, D., Kulpa, K. & Samczyński, P. (2016). Experimental Results of Passive SAR Imaging Using DVB-T Illuminators of Opportunity. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 13(8), 1124–1128. <https://doi.org/10.1109/LGRS.2016.2571901>
- HENSOLDT. (s.d.). *Twinvis® passive radar*. <https://www.hensoldt.net/products/radar-iff-and-datalink/twinvis-passive-radar/>
- Heunis, S., Paichard, Y. & Inggs, M. (2011). Passive radar using a software-defined radio platform and opensource software tools. *2011 IEEE RadarCon (RADAR)*, 879–884. <https://doi.org/10.1109/RADAR.2011.5960663>
- Jakowatz, C. (1996). *SPOTLIGHT · MODE SYNTHETIC APERTURE RADAR : A SIGNAL PROCESSING APPROACH SPOTLIGHT -MODE SYNTHETIC APERTURE RADAR : A SIGNAL PROCESSING*. <https://doi.org/10.1007/978-1-4613-1333-5>
- Johnsen, T. & Olsen, K. E. (2006). Bi- and Multistatic Radar. *1*, 1–34.
- Keim, R. (2016). Understanding quadrature phase shift keying (QPSK) modulation. *All About Circuits*.
- Klembowski, W., Kawalec, A. & Wizner, W. (2013). Passive Radars as Sources of Information for Air Defence Systems. *14th International Radar Symposium (IRS), IEEE Conference Publications*, 1, 131–135.
- Kulpa, K. (2008). The CLEAN type algorithms for radar signal processing. *2008 Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium*, 152–157. <https://doi.org/10.1109/MRRS.2008.4669567>
- Kulpa, K. & Malanowski, M. (2019). From Klein Heidelberg to Modern Multistatic Passive Radar. *2019 20th International Radar Symposium (IRS)*, 1–9. <https://doi.org/10.23919/IRS.2019.8768176>

- Kuschel, H. (2013). Approaching 80 years of passive radar. *2013 International Conference on Radar*, 213–217. <https://doi.org/10.1109/RADAR.2013.6651987>
- Kuschel, H. (2014). T10 — Passive bistatic radar, theory — Systems — Measurements. *2014 IEEE Radar Conference*, 37–37. <https://doi.org/10.1109/RADAR.2014.6875536>
- Kuschel, H. (2017). Passive Coherent Locator History and Fundamentals, 1–12. <https://doi.org/10.14339/STO-EN-SET-243-PDF>
- Kuschel, H., Cristallini, D. & Olsen, K. E. (2019). Tutorial: Passive radar tutorial. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 34(2), 2–19. <https://doi.org/10.1109/MAES.2018.160146>
- Kwag, Y.-K., Jung, J.-S., Woo, I.-S. & Park, M.-S. (2014). Modern Software Defined Radar (SDR) Technology and Its Trends. *Journal of electromagnetic engineering and science*, 14, 321–328. <https://doi.org/10.5515/jkiees.2014.14.4.321>
- Malanowski, M., Kulpa, K., Samczyński, P., Misiurewicz, J., Kulpa, J., Roszkowski, P., Dzwonkowski, P., Gromek, D., Maślikowski, Ł., Misiurewicz, M. & Podkalicki, Ł. (2012). Experimental results of the PaRaDe passive radar field trials. *2012 13th International Radar Symposium*, 65–68. <https://doi.org/10.1109/IRS.2012.6233290>
- Malanowski, M. (2019). *Signal Processing for Passive Bistatic Radar*.
- Martelli, T., Colone, F. & Cardinali, R. (2018). Eco-friendly dual-band AULOS® passive radar for air and maritime surveillance applications. *2018 IEEE International Conference on Environmental Engineering (EE)*, 1–6. <https://doi.org/10.1109/EE1.2018.8385267>
- Martorella, M. & Berizzi, F. (2013). Passive Radar Imaging. *Sto-Mp-Set-187*, 1–12.
- Maslikowski, L., Samczynski, P., Baczyk, M., Krysik, P. & Kulpa, K. (2014). Passive bistatic SAR imaging — Challenges and limitations. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 29(7), 23–29. <https://doi.org/10.1109/MAES.2014.130141>
- Masood, R. F. (2013). Adaptive Modulation (QPSK, QAM).
- Moreira, A., Prats-Iraola, P., Younis, M., Krieger, G., Hajnsek, I. & Papathanassiou, K. P. (2013). A tutorial on synthetic aperture radar. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine*, 1(1), 6–43. <https://doi.org/10.1109/MGRS.2013.2248301>
- Moscardini, C., Petri, D., Capria, A., Conti, M., Martorella, M. & Berizzi, F. (2015). Batches algorithm for passive radar: a theoretical analysis. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 51(2), 1475–1487. <https://doi.org/10.1109/TAES.2015.130407>

- NATO. (s.d.). Passive Coherent Locator Applications, 1–16.
- Nohara, T., Beason, R. & Weber, P. (2011). Using Radar Cross-Section to Enhance Situational Awareness Tools for Airport Avian Radars. *Human Wildlife Interactions*, 5. <https://doi.org/10.26077/sgas-w455>
- Oikonomou, D., Nomikos, P., Limnaios, G. & Zikidis, K. C. (2019). Passive Radars and their use in the Modern Battlefield. *Journal of Computations & Modelling*, 9(2), 37–61.
- RF, M. (2020). *LimeSDR USB*. <https://myriadrfr.org/projects/component/limesdr/>
- Rodriguez-Cassola, M. (2013). Bistatic synthetic aperture radar data processing. *DLR Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V. - Forschungsberichte*, (27), 1–206.
- Rycroft, M. J. (1998). *Radar technology encyclopedia* (Vol. 60). <https://doi.org/10.1017/S0373463397217716>
- Samczynski, P., Kulpa, K., Baczyk, M. K. & Gromek, D. (2016). SAR/ISAR imaging in passive radars. *2016 IEEE Radar Conference (RadarConf)*, 1–6. <https://doi.org/10.1109/RADAR.2016.7485107>
- Schroeder, A., Edrich, M. & Winkler, V. (2013). Stationary cassidian FM Passive Radar demonstrator for 24/7 operation and sensor cluster measurements. *2013 14th International Radar Symposium (IRS)*, 1, 161–166.
- Sevimli, R. A. (2014). Target detection and imaging on passive bistatic radar systems.
- S.p.A., L. (s.d.). PASSIVE COVERT RADAR.
- tan, H., ren, M., liu, B. & song, J. (2006). PCL system with illuminator of opportunity. *2006 CIE International Conference on Radar*, 1–3. <https://doi.org/10.1109/ICR.2006.343277>
- Thales. (s.d.). GROUND ALERTER 100 MULTISTATIC PASSIVE RADAR FOR AIR SURVEILLANCE AND SITE PROTECTION.
- Thales. (2010). *The HA100 Passive Radar from Thales to Play a Role*. <http://defense-studies.blogspot.com/2010/07/ha100-passive-radar-from-thales-to-play.html>
- Thales. (2014). PASSIVE RADAR ACTIVISTS.
- Vierinen, J. (2015). *BUILDING YOUR OWN SDR-BASED PASSIVE RADAR ON A SHOESTRING*. <https://hackaday.com/2015/06/05/building-your-own-sdr-based-passive-radar-on-a-shoestring/>
- Wahl, D., Eichel, P., Ghiglia, D. & Jakowatz, C. (1994). Phase gradient autofocus-a robust tool for high resolution SAR phase correction. *IEEE Transactions on*

- Aerospace and Electronic Systems*, 30(3), 827–835. <https://doi.org/10.1109/7.303752>
- Wang, F., Li, H., Zhang, X. & Himed, B. (2018). Signal Parameter Estimation for Passive Bistatic Radar With Waveform Correlation Exploitation. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 54(3), 1135–1150. <https://doi.org/10.1109/TAES.2017.2775898>
- Wang, R. & Deng, Y. (2017). *Bistatic SAR system and signal processing technology*. <https://doi.org/10.1007/978-981-10-3078-9>
- Wu, D., Shen, L., Xie, J. & Qian, C. (2012). Direct path and multipath cancellation with discrete distribution structure in passive radar. *Proceedings of 2012 2nd International Conference on Computer Science and Network Technology*, 2064–2067. <https://doi.org/10.1109/ICCSNT.2012.6526325>
- Zare, A., Masnadi-Shirazi, M. A. & Samadi, S. (2012). Range-Doppler algorithm for processing bistatic SAR data based on the LBF in the constant-offset constellation. *2012 IEEE Radar Conference*, 0017–0021. <https://doi.org/10.1109/RADAR.2012.6212104>