



ESCOLA NAVAL



la Sante Obiffaire



Afonso Lobo Sénica

Deteção de Alvos em Sistemas de Radares Passivos

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



Alfeite,

2020



Afonso Lobo Sénica

Deteção de Alvos em Sistemas de Radares Passivos

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

Orientação de: Paulo Alexandre Carapinha Marques

Co-orientation of: João Luís Reis Fidalgo Neves

O Aluno Mestrando,

Afonso Sénica

O Orientador,

Paulo Marques

Alfeite,

2020

A dedicatória tem por finalidade prestar homenagem ou dedicar o trabalho a alguém próximo ou que tenha um especial significado para o autor do trabalho.

É, também, um elemento facultativo na estrutura do trabalho, mas é usual que seja feita dedicando o trabalho aos pais, à família mais chegada ou a alguém com relevância especial na vida do autor.

Agradecimentos

Agradecimento é a expressão registada de uma gratidão às pessoas, entidades ou instituições que, de algum modo, contribuíram para a elaboração do trabalho. Sendo um elemento opcional, quando exista deve incluir-se na frente de folha a colocar logo após a folha de rosto ou das folhas da epígrafe e/ou da dedicatória, deixando o verso em branco.

Resumo

Desde o inicio da utilização de radares pelos militares que é conhecido o facto da vulnerabilidade da localização do transmissor quando se encontra a transmitir. Não só por este caso, mas também pela poluição do espetro eletromagnético ou pelo custo elevado de um transmissor, o radar passivo é uma solução ideal a todos estes problemas. No entanto, como tudo, tem as suas desvantagens, realçando não se controlar o sinal que é transmitido pelo iluminador de oportunidade e este não estar otimizado para sistemas de radar, o que no final, implica um processamento mais complexo.

Este conceito de radares passivos não é uma ideia recente. A primeira experiência realizada remonta ao ano de 1935, quando Robert Watson-Watt usou um iluminador de oportunidade de onda curta radiada do BBC Empire transmitter em Daventry para detetar um bombardeiro Heyford a uma distância de 8 km. No entanto, o primeiro radar passivo foi desenvolvido uns anos depois pelos alemães, denominado Klein Heidelberg.

Esta dissertação tem como principal objetivo o desenvolvimento de um sistema de radar passivo, usando como iluminador de oportunidade, a televisão digital terrestre, Digital Video Broadcasting - Terrestrial (DVB-T) e, simultaneamente, desenvolver um trabalho de pesquisa sobre radares passivos, processamento de sinal nos mesmos, teoria de antenas e formação de imagem utilizando radares passivos. Em jeito de conclusão e em função dos resultados obtidos pretende-se discutir possíveis cenários de implementação na Marinha Portuguesa.

Palavras-chave: Radar Passivo, Deteção, Processamento de Sinal, DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial)

Abstract

The concept of passive radars is not a recent idea. In fact, the first experiment carried out dates back to the year of 1935 when Robert Watson-Watt used a BBC Empire transmitter shortwave illuminator of opportunity in Daventry to detect a Heyford bomber at a range of 8 km. However, the first passive radar was developed a few years later by the Germans, called Klein Heidelberg.

This dissertation has as main objective the development of a passive radar system, using DVB-T as an illuminator of opportunity and, simultaneously, to develop a research work on passive radars, its signal processing, basic theory of antennas and passive radars for image formation. As a conclusion and based on the results obtained, it is intended to discuss possible implementation scenarios in the Portuguese Navy.

Keywords: Passive Radar, Detection, Signal Processing, DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial)

Índice

1	Introdução	1
1.1	Sistemas Passivos para Deteção e Localização de Alvos	1
1.2	Sistemas de Radar Definidos por Software	2
1.3	Iluminadores de Oportunidade	2
1.4	Motivação e Objetivos	4
1.5	Organização da Dissertação	4
2	Radares Passivos	5
2.1	Contextualização	5
2.1.1	Geometrias Radar	6
2.1.2	Alcance Bistático e <i>Doppler</i>	8
2.1.3	Previsão de <i>Performance</i>	12
2.1.4	Formação de Imagem	17
3	Teoria de Antenas	21
3.1	Teoria Básica de Antenas	21
3.1.1	Tipos de Antenas	21
3.1.2	Parâmetros Fundamentais	25
3.2	Simulação de uma Antena	39
3.2.1	Para Sinais DVB-T	39
4	Processamento de Sinal	41
4.1	Processamento de Sinal	41
4.1.1	Cancelamento de <i>clutter</i>	47
4.1.2	Reconstrução e equalização do sinal direto	50
4.2	Simulação	54
4.2.1	Função de Ambiguidade	54
	Sinais FM	54
	Sinais DVB-T	55
4.3	Bases de Dados	56
4.3.1	Formação de Imagem	56

5 Aplicação	57
5.1 Sistema Desenvolvido	57
5.2 Resultados	60
6 Conclusões e Discussão	61
6.1 Sumário	61
6.2 Discussão e Conclusões	61
6.3 Cenários Possíveis - MARINHA	61
Conclusão	61
Bibliografia	65
Apêndices	67
A Função de ambiguidade para ficheiros IQ	67
B Radar Passivo	69
Anexos	75
I Função de ambiguidade para um pulso FM	75

Listas de Figuras

2.1	Esquema Geometria Radar Passivo	6
2.2	Geometria Monostática	7
2.3	Geometria Bistática	7
2.4	Geometria <i>Forward Scatter</i>	7
2.5	Parâmetros na geometria bistática	8
2.6	Geometria bistática para vários alvos	10
2.7	Variação da Radar Cross Section (RCS) e largura de feixe consoante a frequência	14
2.8	Alcance de deteção para um transmissor em Wrotham e recetor na University College London (UCL)	16
2.9	Alcance de deteção para um transmissor em Crystal Palace e recetor na UCL	17
2.10	Diagrama de blocos ISAR	19
2.11	Processo de <i>clustering</i>	20
3.1	Antena como meio de transição	22
3.2	Antena de Fio	23
3.3	Antena de Abertura	23
3.4	Antena <i>Microstrip</i>	24
3.5	Antena Refletora	25
3.6	Diagrama de radiação direcional	26
3.7	Diagrama de radiação omnidirecional	27
3.8	Elementos característicos do diagrama de radiação	28
3.9	Campos E e H de um diagrama de radiação de uma antena	29
3.10	Alterações típicas da forma do diagrama de radiação	30
3.11	Alterações típicas da forma do diagrama de radiação	36
3.12	Terminais de referência e perdas na antena	37
4.1	Correlation FFT vs Direct FFT	45
4.2	Aproximação de fase	46
4.3	Perdas SNR	48

4.4	Cenário PCL - Clutter	48
4.5	Mapa da performance dos algoritmos	50
4.6	Mapas de range-Doppler dos diferentes algoritmos utilizados	51
4.7	Constelação 64QAM	52
4.8	Função de ambiguidade - Sinal DVB-T	53
4.9	Diagrama de blocos - Algoritmo de equalização	53
4.10	Função de ambiguidade para um pulso FM	54
4.11	Função de ambiguidade para uma estação FM	55
4.12	Função de ambiguidade para dois sinais DVB-T	56
5.1	Entrada LimeSDR	58
5.2	Mapa de emissores e local da experiência	59
5.3	Disposição do sistema	60

Lista de Tabelas

1.1	Características dos sinais FM, DAB e DVB-T	3
4.1	<i>Batches algorithm</i> - tempo de processamento	47
5.1	Características do LimeSDR USB	57

Lista de Abreviaturas

ATC	Air Traffic Control
2D-CCF	2-Dimensional Cross-Correlation Function
CCF	Cross-Correlation Function
CNIT	Italian National Consortium for Telecommunications
CPI	Coherent Processing Interval
CZT	Chirp-Z Transform
DAB	Digital Audio Broadcasting
DFT	Direct Fourier Transform
DVB	Digital Video Broadcasting
DVB-S	Digital Videp Broadcasting - Satellite
DVB-T	Digital Videp Broadcasting - Terrestrial
ECA	Extensive Cancellation Algorithm
ECA-B	Extensive Cancellation Algorithm - Batched
ECA-S	Extensive Cancellation Algorithm - Sliding window
ERP	Equivalent Radiated Power
FFT	Fast Fourier Transform
FLOPS	Floating Point Operations per Second
FM	Frequency Modulation
FNBW	First Null BeamWidth
GNSS	Global Navigation Satellite System
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communication
HPBW	Half Power BeamWidth
IDFT	Inverse Direct Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IO	Iluminador de Oportunidade
ISAR	Inverse Synthetic Aperture Radar
LMS	Least Mean Square
MFN	Multiple Frequency Network
NLMS	Normalized Least Mean Square
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing

PB-ISAR	Passive Bistatic - Inverse Synthetic Aperture Radar
PCL	Passive Coherent Location
PLF	Polarization de Loss Factor
PSD	Power Spectrum Density
RCS	Radar Cross Section
RLS	Recursive Least Squares
ROE	Relação de Onda Estacionária
SAR	Synthetic Aperture Radar
SCA	Sequential Cancellation Algorithm
SDR	Software Defined Radio
SFN	Single Frequency Network
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
UHF	Ultra High Frequency
UCL	University College London
VHF	Very High Frequency
WiFi	Wireless Fidelity

Listas de Símbolos

a	distância	m
B	largura de banda	Hz
c	velocidade de propagação da luz	m s^{-1}
CPI	coherent processing interval	s
D	diretividade	
D_0	diretividade máxima	
F_s	Frequência de amostragem	Hz
G	ganho	
G_0	ganho máximo	
L	dimensão da antena	m
N	número de amostras	
N_f	número de doppler bins	
N_τ	número de range bins	
P	potência	W
r	raio	m
S_r	<i>surveillance signal</i>	
S_{ref}	<i>reference signal</i>	
T_s	intervalo de amostragem	s
U	intensidade de radiação	W sr^{-1}
U_0	intensidade de radiação isotrópica	W sr^{-1}
W	densidade de potência	W m^{-2}
δ_{cr}	<i>cross-range resolution</i>	m
δ_R	<i>monostatic range resolution</i>	m
δ_r	<i>bistatic range resolution</i>	m
Δ	variação de ângulo de incidência	
φ	ângulo polar	rad
σ	radar cross section	m^2
θ	azimute	rad
λ	comprimento de onda	m
ν	desvio de <i>Doppler</i>	Hz
τ	<i>delay-Time</i>	s

ω ângulo sólido m

Lista de Acrónimos

2D-CCF	2-Dimensional Cross-Correlation Function.
ATC	Air Traffic Control.
CCF	Cross-Correlation Function.
CNIT	Italian National Consortium for Telecommunications.
CPI	Coherent Processing Interval.
CZT	Chirp-Z Transform.
DAB	Digital Audio Broadcasting.
DFT	Direct Fourier Transform.
DVB	Digital Video Broadcasting.
DVB-S	Digital Video Broadcasting - Satellite.
DVB-T	Digital Video Broadcasting - Terrestrial.
ECA	Extensive Cancellation Algorithm.
ECA-B	Extensive Cancellation Algorithm - Batched.
ECA-S	Extensive Cancellation Algorithm - Sliding Window.
ERP	Equivalent Radiated Power.
FFT	Fast Fourier Transform.
FLOPS	Floating Point Operations per Second.
FM	Frequency Modulation.
FNBW	First Null Beamwidth.
GNSS	Global Navigation Satellite System.
GPS	Global Positioning System.
GSM	Global System for Mobile Communication.

HPBW	Half Power Beamwidth.
IDFT	Inverse Direct Fourier Transform.
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform.
IO	Iluminador de Oportunidade.
ISAR	Inverse Synthetic Aperture Radar.
LMS	Least Mean Square.
MFN	Multiple Frequency Network.
NLMS	Normalized Least Mean Square.
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
PB-ISAR	Passive Bistatic - Inverse Synthetic Aperture Radar.
PCL	Passive Coherent Location.
PSD	Power Spectrum Density.
RCS	Radar Cross Section.
RLS	Recursive Least Squares.
SAR	Synthetic Aperture Radar.
SCA	Sequential Cancellation Algorithm.
SDR	Software Defined Radio.
SFN	Single Frequency Network.
SINR	Signal to Interference Plus Noise Ratio.
SNR	Signal to Noise Ratio.
UCL	University College London.
UHF	Ultra High Frequency.
VHF	Very High Frequency.
WiFi	Wireless Fidelity.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Sistemas Passivos para Detecção e Localização de Alvos

A deteção e localização de alvos é feita de um modo convencional por um sistema de deteção ativo, ou seja, o radar convencional. De forma geral, existe um transmissor e um recetor, ambos controlados pelo operador que emite um sinal e é determinada uma distância através do tempo que este leva do recetor ao alvo e de volta ao transmissor.

O radar passivo oferece a capacidade de detetar alvos usando iluminadores de oportunidade, falados em 1.3. Isto permite detetar e localizar alvos como o radar ativo, com a vantagem operacional de não emitir nenhum sinal, o que se torna vantajoso não só pela razão mais óbvia que é no ambiente militar: a capacidade de não ser detetado; mas também outras, como a não poluição do espaço eletromagnético, utilizando assim sinais presentes neste.

Por apresentar uma geometria bistática, como falado no Capítulo 2, o radar Passive Coherent Location (PCL), ou radar passivo, oferece uma capacidade de detetar alvos *stealth*, ou seja, alvos que apresentam um *design* que tem como objetivo dispersar o sinal emitido do radar, por forma a não voltar ao mesmo local, o que é eficaz contra um radar convencional, mas no caso do radar bistático, apenas ajuda a detetar com mais facilidade, aumentando a sua Radar Cross Section (RCS). Ainda é possível mencionar mais capacidades, como a melhor deteção de alvos a baixas altitudes e ainda a resistência a contra-medidas eletrónicas, ou seja, *jaming*.

Dito isto, este tipo de sistemas, não devem ser vistos como uma substituição do radar convencional, mas sim como um complemento do mesmo.

1.2 Sistemas de Radar Definidos por Software

O sistema de radar passivo requer uma grande capacidade de computação e *software* que disponibiliza técnicas complexas. O Capítulo 4 refere-se ao processamento de sinal e deste é possível compreender porque o radar PCL necessita de uma grande capacidade de computação, tanto como várias técnicas que são utilizadas.

O conceito de sistema de radar definido por software vem do termo Software Defined Radio (SDR), que consiste num rádio o mais simples possível em *hardware* e onde as restantes funções que eram definidas fisicamente, são agora definidas por *software*. Isto permite uma grande flexibilidade e adaptabilidade da tecnologia.

Quando um sistema de radar é desenhado, vários dos fatores mais relevantes são a *performance* e flexibilidade. Com uma radar definido por *software* tem-se isto e muito mais. Um pequeno exemplo é a aplicação de forma relativamente rápida o radar ao tipo de situação, seja para detetar veículos ou objetos de diferentes dimensões, estáticos ou com velocidades elevadas, ajustando frequências e técnicas no software.

Proporcionalmente ao avanço da tecnologia e ao rápido desenvolvimento da capacidade de processamento dos computadores, este tipo de radares vem a ser cada vez mais utilizado e com *software* cada vez mais pesado e com mais capacidades.

1.3 Iluminadores de Oportunidade

Nos dias de hoje, o espaço eletromagnético encontra-se preenchido por os mais diversos sinais e cada vez mais com tendência para aumentar a ocupação deste, portanto o sinal a utilizar, ou seja, o Iluminador de Oportunidade (IO) pode ter as mais variadas características. A sua escolha é crucial para a *performance* do sistema e de modo geral podem-se dividir em dois grandes grupos:

- Família dos iluminadores de oportunidade terrestre;
- Família dos iluminadores de oportunidade espaciais.

Na família dos IOs terrestre encontram-se outros tipos de radares, como Air Traffic Control (ATC), sistemas de comunicações móveis como Global System for Mobile Communication (GSM) ou até Wireless Fidelity (WiFi), e sistemas de *broadcast*, como Digital Audio Broadcasting (DAB), transmissões Frequency Modulation (FM) e Digital Video Broadcasting - Terrestrial (DVB-T).

1.3. Iluminadores de Oportunidade

Na família dos IOs espaciais, encontram-se radares de monotorização da terra, sistemas de *broadcast* como Digital Video Broadcasting - Satellite (DVB-S), ou seja, televisão de satélite, sistemas de localização terrestre como Global Positioning System (GPS), GLONASS e ainda sistemas de comunicações móveis por satélite como Iridium, Orbcomm e Globalstar.

Dentro dos parâmetros que mais influenciam a escolha do iluminador para o radar PCL encontram-se a densidade de potência no alvo, a natureza da onda e a cobertura, por isso, devido à pouca cobertura, normalmente exclui-se logo outros radares como opção. No entanto, rádio FM tem sido muito utilizado para este fim, especialmente nos primeiros anos deste século devido à sua boa cobertura e densidade de potência, tanto como uma largura de banda aceitável e que depende do tipo de música a ser transmitido que é um tópico abordado no Capítulo 5. Este IO tem vindo a ser substituído por outros serviços de *broadcast* como DAB e DVB-T devido ao tópico falado anteriormente e consequentemente à necessidade de escolha de uma estação que transmita música mais adequada, o que também é uma variável que não se consegue controlar.

	FM	DAB	DVB-T
Banda de frequência <i>Network</i>	88 - 108MHz MFN	174 - 240MHz SFN	470 - 862MHz SFN
Largura de banda de cada canal	150kHz max.	1.536MHz	7.612MHz
ERP típica(kW)	2-250	0.5-10	1-100

TABELA 1.1: Características dos sinais FM, DAB e DVB-T

A tabela 1.1, retirada do artigo *****METER REF(pcl history and fundamentals)***** ,apresenta as principais características dos sinais mais utilizados como IOs, com ERP:"Equivalent Radiated Power (ERP)", MFN:"Multiple Frequency Network (MFN)" e SFN:"Single Frequency Network (SFN)". Numa configuração SFN, todos os transmissores da rede transmitem na mesma frequência, enquanto em MFN, os transmissores transmitem em frequências diferentes. Na utilização de iluminadores em SFN, o recetor do sinal direto recebe várias réplicas do sinal (*multipath*) direto e o recetor do sinal refletido recebe várias réplicas do sinal refletido no alvo, o que provoca uma deteção com menor confiança.

Comparando as outras características, pode-se concluir que a DVB-T tem maior largura de banda, especialmente que FM o que se torna muito favorável para casos específicos como formação de imagem. É também importante referir que tanto

a ERP de FM como DVB-T permite ter uma boa densidade de potência no alvo a uma distância razoável quando comparado com o sinal DAB.

Para além da utilização destes iluminadores, também têm sido utilizados sinais Global Navigation Satellite System (GNSS) com sucesso no passado recente.

1.4 Motivação e Objetivos

Esta dissertação pretende abordar o estudo da deteção de alvos utilizando sistemas de radares Passivos. Dispositivos, no universo das tecnologias radar, com grande potencial de aplicação prática, não só no ambiente civil, como no militar.

Com a pesquisa, pretende-se efetuar o respetivo estado da arte, e aferir da sua pertinência de aplicação na Marinha, dotando-a de conhecimento, que nesta matéria lhe permita manter na vanguarda da evolução tecnológica. Tem também como objetivo, realizar o estudo sobre radares passivos de modo a, através de simulação de sinais DVB-T e sinais FM, simulação de antenas que garantam a adequada receção destes sinais, estudo das funções de ambiguidade de diversos sinais passíveis de serem utilizados como iluminadores de oportunidade e conseguir detetar alvos com este conceito.

1.5 Organização da Dissertação

Esta dissertação divide-se em 6 capítulos, sendo o Capítulo 1 a introdução. No Capítulo 2 pretende-se introduzir o conceito de radar passivo, os conceitos a este adjacentes, a matemática básica que os suporta e uma breve explicação de formação de imagem. O Capítulo 3 é dedicado à teoria de antenas, passando pelos diversos tipos e os parâmetros fundamentais que as definem. No seguinte capítulo, pretende-se explicar a teoria do processamento de sinal num radar passivo de forma a haver deteção e pretende-se apresentar técnicas que o permitem fazer, o que leva ao Capítulo 5, onde se pretende discutir como foi abordada a aplicação destes conceitos e as ferramentas que foram utilizadas. Por fim, o Capítulo 6 tem como objetivo a discussão de resultados obtidos e as conclusões a retirar da dissertação.

É de referir que todos os documentos e programas relevance feitos durante a dissertação, tanto como o documento da mesma estão disponíveis no GitHub, no seguinte link <https://github.com/afonsosenica/Tese>.

Capítulo 2

Radares Passivos

2.1 Contextualização

Os radares convencionais apresentam uma configuração onde são constituídos por um transmissor e um receptor, normalmente no mesmo local. Neste tipo de radares, um pulso é transmitido em forma de energia eletromagnética, e através do conhecimento do tempo levado pelo pulso a ser transmitido e recebido depois de refletido no alvo e da velocidade de propagação da luz, consegue-se determinar um valor de distância.

Num radar passivo, não existe transmissão de energia eletromagnética durante o seu funcionamento. Ao invés, utiliza iluminadores de oportunidade e compara o seu sinal direto com pequenas alterações que ocorrem no campo eletromagnético por alvos em movimento de forma a detetar um alvo (Hugh Griffiths e C. J. Baker 2017).

Este sistema radar pode utilizar uma grande variedade de iluminadores, desde sistemas de navegação por satélite (*GNSS*) como o GPS ou o GLONASS, *routers* de WiFi ou qualquer sistema de transmissão de frequências rádio como *Digital Video Broadcasting (DVB)* ou estações de rádio. Dito isto, por forma a dimensionar o sistema para o efeito desejado, torna-se necessário uma boa compreensão das mais diversas características dos iluminadores, como é falado mais à frente neste capítulo.

Para a finalidade de deteção de alvos a grandes distâncias, os sinais mais eficazes e consequentemente mais utilizados são os que apresentam elevada potência, como transmissores de Very High Frequency (VHF) e de televisão digital em Ultra High Frequency (UHF), não obstante poder-se também utilizar em certos casos outros iluminadores.

O cenário típico de um esquema de deteção usando um radar passivo é, como mostrado na Figura 2.1, constituído por duas antenas receptoras, uma antena que recebe o sinal direto do iluminador (S_{ref}) e outra antena que recebe o sinal que é refletido no alvo (S_r). O sinal refletido no alvo fornece duas informações importantes para a sua deteção: o *bistatic range*, ou seja, a distância ao alvo, conseguida através da diferença de tempo entre o sinal direto e o sinal refletido; e o *Doppler*, que é o desvio de frequência que um alvo em movimento cria no sinal que é refletido devido à sua velocidade. Estes conceitos são discutidos mais à frente neste capítulo.

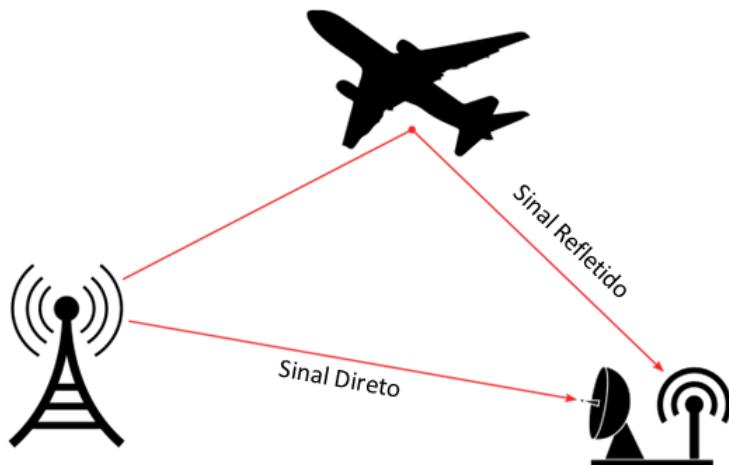


FIGURA 2.1: Esquema da geometria de um radar passivo

O conceito do radar passivo é fazer uma relação cruzada, ou, como mais conhecido o termo, *cross-correlation* entre o sinal direto e o sinal refletido em função das variáveis *delay-time* que pode ser transformado em *bistatic range* e o desvio de *Doppler*. A *cross-correlation*, de forma simples, é uma medida de similaridade entre dois sinais aplicando um atraso num deles, que neste caso, para além do atraso (*delay-time*), também é feita para os diferentes *Doppler*, ou seja, em duas dimensões. No entanto, na prática existem processos analíticos mais eficientes, visto que fazer a *cross-correlation* a duas dimensões em tempo real torna o processo muito pesado computacionalmente.

2.1.1 Geometrias Radar

Podemos classificar os radares quanto à localização dos transmissores e receptores. O ângulo β que estes formam, sendo o seu centro o alvo, determina o tipo de geometria (P. C. Baker 2019). Se $\beta < 20^\circ$, o transmissor e o receptor encontram-se perto ou no mesmo sítio, então estamos perante uma geometria monostática (Figura 2.2). Quando o transmissor e receptor estão mais afastados e formam um ângulo

2.1. Contextualização

com centro no recetor dentro dos seguintes limites, $20^\circ < \beta < 145^\circ$, a geometria é bistática (Figura 2.3). Para situações particulares, em que o alvo se encontra a uma cota baixa em relação à linha imaginária que une o transmissor e o recetor ($145^\circ < \beta < 180^\circ$), estamos perante uma geometria *Forward Scatter* (Figura 2.4).

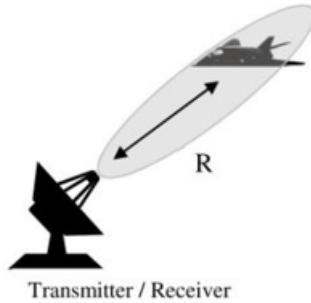


FIGURA 2.2: Geometria Monostática

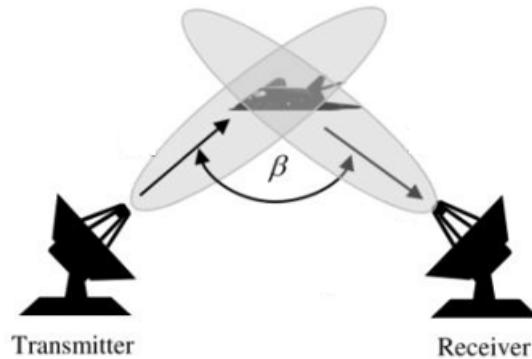


FIGURA 2.3: Geometria Bistática

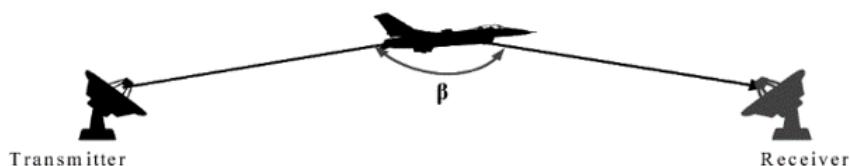


FIGURA 2.4: Geometria *Forward Scatter*

Os radares passivos, como já discutido, têm a vantagem de não transmitirem um sinal, e ao invés usar um sinal a ser transmitido por outra fonte. Isto implica que o transmissor e o recetor não estejam no mesmo sítio nem perto, logo, quando se fala em radares passivos, assume-se uma geometria bistática.

2.1.2 Alcance Bistático e *Doppler*

Como falado no ínicio deste capítulo, o alcance bistático, ou *bistatic range* e o desvio de *Doppler* são varáveis fundamentais para qualquer sistema radar e isso não exclui o radar passivo.

O recetor bistático pode medir 3 parâmetros diferentes:

- A diferença em alcance entre o sinal direto e o sinal que é refletido, ou seja, o *bistatic range*;
- O desvio de *Doppler* do sinal recebido;
- O ângulo θ_R do sinal recebido, se for usada uma antena de *surveillance* direcional.

Alcance Bistático

Tal como representado na Figura 2.5, tomamos os valores R_T como a distância do transmissor ao alvo, R_R como a distância do recetor ao alvo, β como o ângulo entre estes e com centro no alvo, e C como a distância do transmissor ao recetor, ou, *Baseline*.

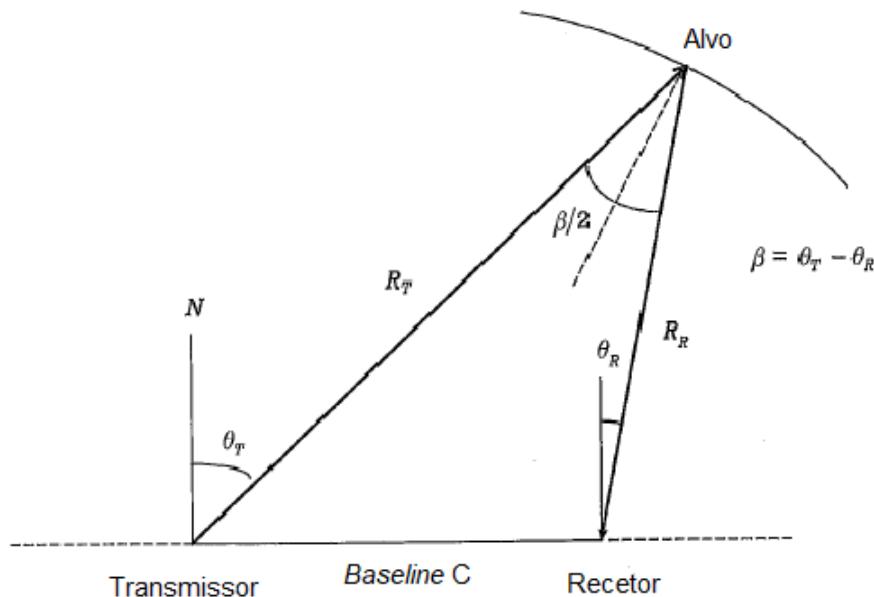


FIGURA 2.5: Parâmetros na geometria bistática

O termo alcance bistático, ou *bistatic range*, é definido em 2.1. Com este valor é possível criar elipses bistáticas (para duas dimensões) ou elipsóides bistáticos (para três dimensões) com o transmissor e o recetor como dois focos das mesmas.

2.1. Contextualização

$$R_T + R_R - C \quad (2.1)$$

Contudo, se a *baseline* C for um valor conhecido, pode-se extrair o termo *range sum* $R_T + R_R$.

Através do conhecimento do valor de θ_R , que é mensurável se a antena de *surveillance* for direcional, a distância do alvo ao recetor é dada pela expressão 2.2.

$$R_R = \frac{(R_T + R_R)^2 - C^2}{2(R_T + R_R + C \sin \theta_R)} \quad (2.2)$$

Um dos parâmetros importantes quando se fala em alcance bistático é a *range resolution*, ou seja, a resolução em alcance. Este parâmetro é definido pela capacidade de distinguir os alvos que estão muito próximos. Um bom exemplo de um sistema radar que necessite de grande *range resolution* é um sistema de direção de tiro.

Num radar convencional monostático, a resolução em alcance é dada por $\delta_R = c/2B$, onde c é a velocidade de propagação e B a largura de banda do sinal transmitido. No entanto, num radar passivo, a geometria é bistática, o que leva a existirem diferentes elipses bistáticas concêntricas, isto é, com centro no mesmo ponto, o que tem de ser tomado em conta na expressão que representa a *range resolution*:

$$\delta_r = \frac{c}{2B \left(\cos \frac{\beta}{2} \right)} \quad (2.3)$$

No entanto, este caso é específico para quando os dois alvos estão alinhados relativamente à bissetriz do ângulo β , como é possível observar na figura 2.6 o exemplo dos alvos 1 e 2. Para um caso generalizado, como por exemplo o alvo 1 e o alvo 3, a expressão da *bistatic range resolution* (Expressão 2.4) depende de mais um valor φ representado na figura 2.6 como o ângulo entre o seguimento da bissetriz do ângulo β e o segmento de reta que une o alvo 1 e o alvo 3 com centro no alvo 1.

$$\delta_r = \frac{c}{\left[2B \left(\cos \frac{\beta}{2} \right) \right] \cos \varphi} \quad (2.4)$$

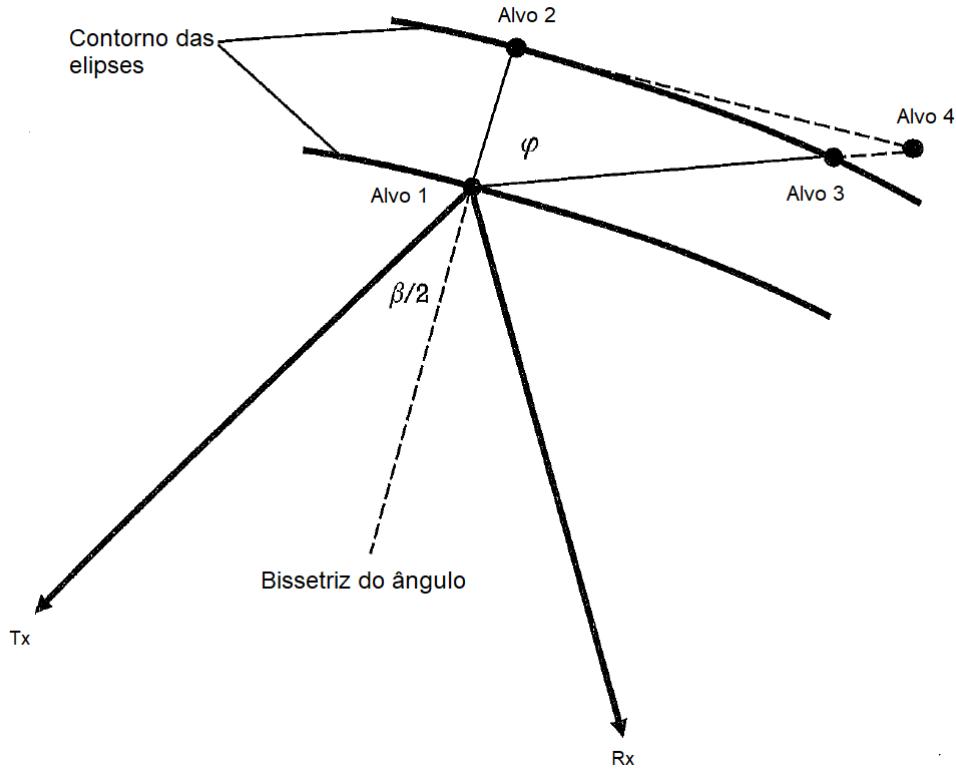


FIGURA 2.6: Geometria bistática para vários alvos (Adaptada da figura 2.4 Hugh Griffiths e C. J. Baker 2017)

A expressão do *bistatic range resolution* permite interpretar a geometria bistática quanto à distância entre o transmissor e receptor. Da expressão 2.4 conclui-se que quanto mais o ângulo β se aproxima de um ângulo reto, o denominador tende para um valor próximo de 0, ou seja, a resolução em alcance torna-se fraca. Contudo, nesta situação estamos perante uma geometria *forward scatter*, discutido no inicio deste capítulo, o que pode ser contornado usando vários receptores em locais diferentes.

Para radares passivos, continuando a interpretação da expressão 2.4, os iluminadores de oportunidade mais utilizados têm pouca largura de banda B , o que se reflete numa resolução em alcance mais reduzida. No entanto, os sinais de DVB-T, discutidos no Capítulo 1, têm uma largura de banda na ordem dos 8 MHz, o que já permite uma resolução em alcance na ordem dos 40m.

Doppler

Ignorando efeitos relativísticos, o desvio de *Doppler* bistático ocorre quando pelo menos um dos elementos transmissor, alvo, receptor se encontra em movimento.

2.1. Contextualização

É definido como a taxa de variação temporal do comprimento total do caminho percorrido pelo sinal refletido, normalizado pelo comprimento de onda λ (Willis 2005). No caso mais comum, em que apenas o alvo se encontra em movimento, o desvio de *Doppler* é dado por (Willis 2005),

$$f_D = \frac{2v}{\lambda} \cos\delta \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad (2.5)$$

onde δ é o ângulo formado pelo sentido do vetor velocidade v e a bissetriz do ângulo β com centro no alvo.

Na equação 2.5, quando $\beta = 180^\circ$, estamos perante uma geometria *forward scatter* e temos um valor de desvio de *Doppler* $f_D = 0$ para todos os ângulos de δ . Quando $\beta = 0^\circ$, fica-se reduzido a uma geometria monostática.

A resolução de *Doppler* no radar bistático é semelhante à resolução de *Doppler* no radar monostático, isto porque depende do tempo de integração T que é um parâmetro escolhido e indiferente à geometria do radar. Quanto maior for o tempo de integração, melhor é a resolução de *Doppler*. A expressão 2.6 define o requisito mínimo entre a separação dos alvos.

$$|f_{a1} - f_{a2}| = \frac{1}{T} \quad (2.6)$$

sendo que f_{a1} e f_{a2} são os desvios de *Doppler* para cada alvo, definidos em 2.5. Substituindo as equações dos alvos em 2.5 na equação 2.6, e resolvendo em ordem a Δv , ou seja, a diferença entre os dois vetores velocidade projetados na bissetriz do ângulo β ($\Delta v = (v_1 \cos\delta_1 - v_2 \cos\delta_2)$), vem,

$$\Delta v = \frac{\lambda}{2T \cdot \cos(\beta/2)} \quad (2.7)$$

Com esta expressão, assumimos que os alvos partilham a mesma bissetriz, o que na realidade é pouco provável. No entanto, esta restrição pode ser ignorada, se,

1. A separação entre os alvos não for suficiente para permitir resolução em *range*;
2. O ângulo entre as bissetrizes dos dois alvos é pequeno.

2.1.3 Previsão de *Performance*

Para qualquer sistema radar é importante conseguir prever com precisão os vários aspetos da *performance* do sistema. O ponto de início de uma análise de *performance* mi, radar passivo é a equação de radar bistática, falada brevemente no capítulo 3 e rescrita de uma forma que reflete as características do radar PCL para o caso da geometria bistática vem (H.D. Griffiths e C. Baker 2005),

$$\frac{P_r}{P_n} = \frac{P_t G_t}{4\pi r_1^2} \cdot \sigma_b \cdot \frac{1}{4\pi r_2^2} \cdot \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \cdot \frac{1}{kT_0 BF} \cdot L \quad (2.8)$$

onde,

P_r : "potência do sinal recebido"

P_n : "potência do ruído do recetor"

P_t : "potência do sinal transmitido"

G_t : "ganho da antena de transmissão"

G_r : "ganho da antena de receção"

r_1 : "alcance do transmissor ao alvo"

r_2 : "alcance do recetor ao alvo"

σ_b : "RCS bistática do alvo"

λ : "comprimento de onda do sinal"

k : "constante de Boltzmann= $1,380649 \times 10^{-23} J \cdot K^{-1}$ "

T_0 : "temperatura de ruído de referência, 290K"

B : "largura de banda efetiva do recetor"

F : "*noise figure*¹ efetiva do recetor"

$L(\leq 1)$: "perdas do sistema"

É de notar que para esta equação, usada para a previsão de *peformance*, é importante conhecer o valor de cada parâmetro a ser usado, o que leva a ter uma ideia bem definida da função do sistema radar e o que se pretende com o mesmo.

¹*noise figure* ou figura de ruído representa a diferença em dB entre o ruído de entrada do recetor e o ruído de saída do mesmo

2.1. Contextualização

Também é necessário um conhecimento dos vários iluminadores de oportunidade e as suas características, falado no subcapítulo 1.3.

Potência transmitida

A potência transmitida P_t é substancial para muitas das fontes de sinal para o radar passivo devido aos receptores de sinais de *broadcast* e comunicações apresentarem, normalmente, antenas ineficientes e com *noise figures* baixas. Isto é, as antenas de receção dos sinais mais comuns no espaço, são antenas que têm de ser relativamente baratas, por exemplo uma antena de receção de DVB-T ou de receção de radiodifusão sonora em VHF, de forma a o utilizador comum poder ter acesso a qualquer uma destas, logo este tipo de antenas são mais ineficientes e isso é colmatado por uma maior potência de transmissão por parte da estação de difusão.

Seja qual for o iluminador de oportunidade utilizado, a potência do transmissor implica com a densidade de potência $\Phi = (P_t G_t) / 4\pi r_1^2$, que é uma característica importante na escolha da fonte de sinal a ser utilizada.

RCS bistática do alvo

Na deteção de alvos usando radares PCL, a RCS bistática do alvo é uma característica importante na previsão de *performance*. As características do alvo definem este parâmetro e também a sua localização em relação ao transmissor - receptor, formando o ângulo bistático β , falado no início deste capítulo. É difícil ter uma previsão deste parâmetro, mas há um caso especial a ser considerado, que é para uma geometria *forward scatter*.

Quando o ângulo bistático, representado na figura 2.5 por β , toma valores próximos de 180° , entra-se na região de *forward scatter* e nesta zona, o valor da *cross-section* do alvo é melhorado devido ao princípio de *Babinet*. Este princípio aplicado a este caso, diz que para um alvo que é um absorvedor perfeito, na região de *forward scatter*, a dispersão de energia que é transmitida para o receptor é igual à dispersão que era transmitida se no lugar deste alvo estivesse presente uma abertura com a mesma forma (H.D. Griffiths e C. Baker 2005). Assim sendo, para um alvo com uma área transversal A , a RCS é representada na equação 2.9 e a largura de feixe do sinal refletido na equação 2.10.

$$\sigma_b = \frac{4\pi A^2}{\lambda^2} \quad (2.9)$$

$$\theta_b = \frac{\lambda}{d} \quad (2.10)$$

Onde d é a dimensão linear no plano apropriado. Ao analisar as duas funções fazendo variar a frequência (a partir da figura 2.7) é de notar que com menor frequência consegue-se menor largura de feixe e maior RCS bistática do alvo. Isto fundamenta o uso de radares com frequência baixa para a deteção na zona de *forward scatter*.

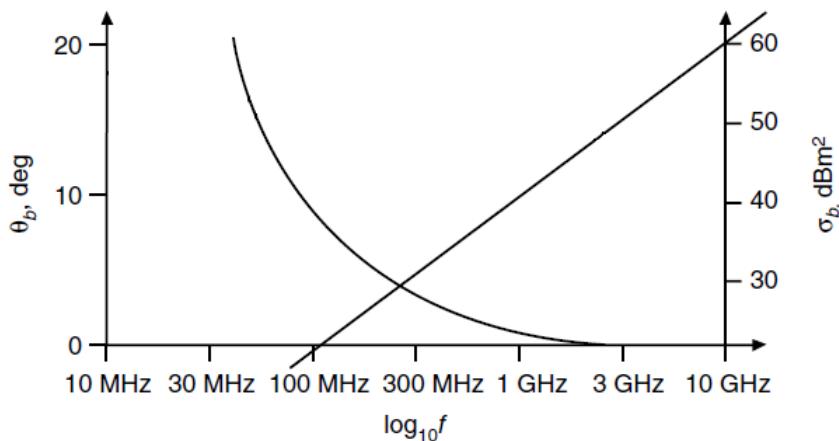


FIGURA 2.7: Variação da RCS e largura de feixe consoante a frequência, para um alvo de $10m^2$ de área e dimensão linear $20m$ (figura 1 H.D. Griffiths e C. Baker 2005)

Noise figure do recetor

A *noise figure*, de uma forma simples, é definida pela relação entre a Signal to Noise Ratio (SNR) à entrada do recetor e a SNR à saída do mesmo, ou seja, é um valor que representa o desempenho do recetor, sendo que quanto menor for, mais perto se encontram os dois valores de SNR e consequentemente melhor desempenho.

Não é só a *noise figure* que contribui para os níveis de ruído presentes no sinal. Por forma a compreender melhor os fatores que contribuem para os níveis de ruído, pode ser criada uma função $P_i(\theta, f)$ dependente da direção e frequência que engloba todos estes fatores, sendo estes:

1. *Noise figure* do recetor;
2. Sinal direto do transmissor, que é a componente mais forte desta função;
3. Componente de *multipath*, ou seja, todas as réplicas do sinal direto atrasadas no tempo devido a reflexões em obstáculos;

2.1. Contextualização

4. Sinal direto e *multipath* de outros sinais que possam estar a transmitir no mesmo canal;
5. Outros sinais devido a fontes diversas, como por exemplo radiação de dispositivos eletrónicos.

Devido a todas estas componentes é necessário haver um cancelamento das mesmas de forma a ser perceptível o sinal refletido no alvo e aumentar a sensibilidade e alcance do sistema. No capítulo 4 é abordado este assunto com mais pormenor.

A *noise figure* do receptor, pode ser representada pela seguinte equação,

$$NF = 10\log_{10} \left(\frac{SNR_i}{SNR_o} \right) = SNR_{i,dB} - SNR_{o,dB} \quad (2.11)$$

Ganho de integração

A largura de banda efetiva do receptor B , que é normalmente a largura de banda do sinal transmitido, é adaptada ao sinal direto e, quando combinada com um tempo de integração T , resulta um ganho de integração como representado na equação 2.12. Este tempo de integração é referido no capítulo 4 como o tempo em que é integrada a *cross-correlation*.

$$G_i = BT \quad (2.12)$$

Para o caso da DVB-T, que a largura de banda é aproximadamente $8MHz$, com um tempo de integração de 1 segundo dá um ganho de processamento G_i de $69dB$, o que se torna muito melhor que o ganho de integração de por exemplo uma transmissão rádio FM com uma largura de banda de $50kHz$, que para 1 segundo de tempo de integração vem um ganho de $47dB$.

Tendo como referência a equação 2.12, podemos ter a percepção de que para obter maior ganho de integração num determinado sinal, basta aumentar o tempo de integração da correlação para valores maiores, o que é verdade, mas ao fazer isto, existem vários efeitos limitativos que vão ocorrer. Um dos principais e efeito mais limitativo é conhecido como *target flutuations*, ou seja, alterações repentinas da força do sinal, que é resultante de maioritariamente dois fatores: a mudança de ângulo de observação e o efeito de *multipath*. Com isto, a função do ganho de integração já não vai ser linear e aumentar sempre com o aumento do tempo de integração, pelo

oposto, dependendo de vários fatores vai ter um pico para um determinado tempo de integração.

Este tema tem sido estudado e foram tiradas várias conclusões com resultados de alvos reais (Malanowski e Kulpa 2008). Uma das conclusões que foi verificada, foi que o tempo de integração da correlação é importante para ecos fracos, que são originados por reflexões em alvos distantes e que para alvos mais próximos, normalmente existe boa SNR e não é necessário maior tempo de integração. Também são abordadas e testadas soluções para este problema usando diferentes versões da função de correlação.

Previsão de *performance* na deteção

Como conclusão deste subcapítulo e depois da abordagem em alguns tópicos considerados mais importantes na previsão de *performance* de um radar passivo são apresentados exemplos práticos (H.D. Griffiths e C. Baker 2005) de uma previsão de alcance para dois transmissores de rádio FM localizados em Wrotham e Crystal Palace, com o receptor localizado no edifício *Engineering Sciences Faculty* da University College London (UCL).

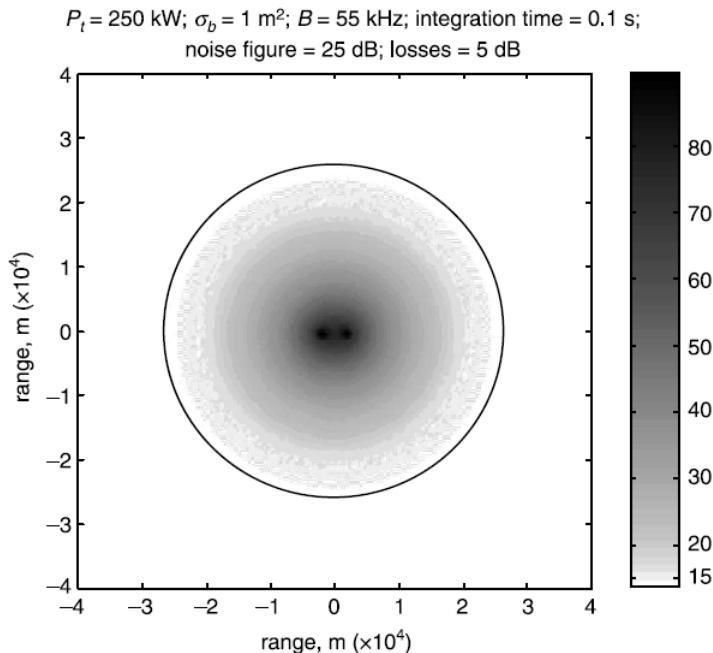


FIGURA 2.8: Alcance de deteção para um transmissor em Wrotham e receptor na UCL (figura 3 H.D. Griffiths e C. Baker 2005)

Várias observações podem ser feitas com estas duas figuras, mas a primeira que salta à vista é o alcance de deteção para um transmissor, sendo que a linha

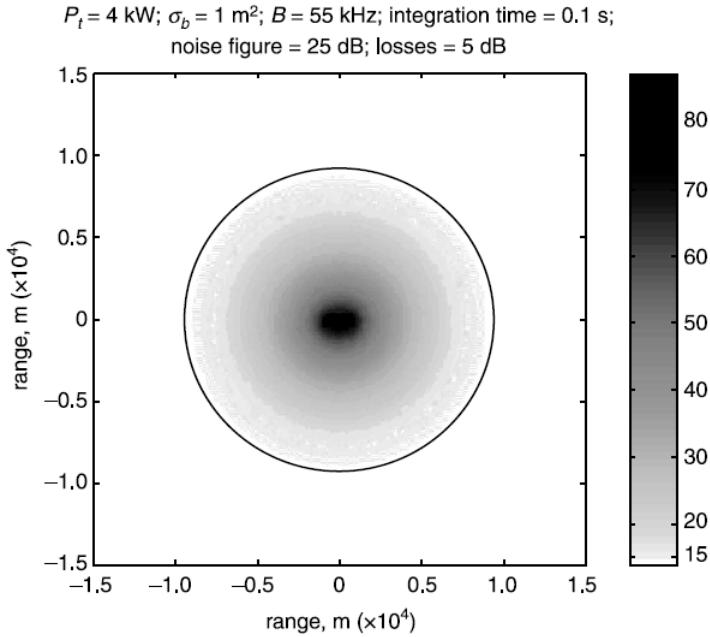


FIGURA 2.9: Alcance de deteção para um transmissor em Crystal Palace e recetor na UCL (figura 4 H.D. Griffiths e C. Baker 2005)

preta que contorna os dois transmissores é uma referência para os $15dB$, que ronda pouco mais de $10km$ para o transmissor em Crystal Palace, e para o transmissor em Wrotham o já está na ordem dos $30km$. Isto deve-se à potência de transmissão, que no caso de Crystal Palace é de $4kW$ e em Wrotham, $250kW$, o que leva de novo a um dilema que tem sido debatido ao longo desta dissertação, que é a escolha do iluminador de oportunidade e a variedade de fatores que afetam esta escolha nunca conseguindo ter uma fonte de sinal ideal, mas sim uma mais adaptada à função do radar passivo.

2.1.4 Formação de Imagem

O radar PCL, ou radar passivo, não oferece apenas a capacidade de explorar os iluminadores de oportunidade para o fim de deteção e localização, mas também para a formação de imagens. Tem muitas vantagens na utilização deste tipo de radares para este fim, sendo um bom exemplo o mapeamento de uma zona com qualquer condição meteorológica e sem transmitir nenhum sinal.

O objetivo deste subcapítulo é dar um conhecimento superficial sobre uma das capacidades dos radares passivos e dar a conhecer alguns conceitos fundamentais e um algoritmo Passive Bistatic - Inverse Synthetic Aperture Radar (PB-ISAR) na formação de imagens.

Inverse Synthetic Aperture Radar (ISAR)

O conceito do ISAR é utilizar uma configuração de um radar de abertura sintética, mas em que o radar esteja estático e o alvo em movimento em relação ao mesmo (Inverso do Synthetic Aperture Radar (SAR)). Ao utilizar esta abordagem é necessário criar uma abertura sintética por forma a ter boa resolução *cross-range*, que é conseguida, no caso do SAR, por um elemento que se move ao longo de uma trajetória conseguindo assim meios para formar uma matriz virtual para o intervalo de tempo em que esteve a observar. O único caso em que esta matriz virtual criada pela abertura sintética é diferente de uma imagem obtida por uma matriz real é quando o espaço a ser iluminado está estático em relação ao radar durante a formação da mesma.

Os elementos chave para a construção de uma imagem usando ISAR são (Marco Martorella 2019):

1. Utilizar um sinal com grande largura de banda por forma a ter uma boa resolução em *range* δ_R falado no subcapítulo 2.1.2 para o caso monostático e bistático.
2. Processar os ecos recebidos durante o tempo de observação em diferentes ângulos de incidência no alvo a iluminar. A resolução *cross-range* é definida na equação 2.13, que é inversamente proporcional à variação de ângulo de incidência Δ .

$$\delta_{cr} = \frac{c}{2f_0\Delta} \quad (2.13)$$

Por forma a compreender o processo de formação de imagem de uma forma simples, segue-se o diagrama de blocos da figura 2.10. Este diagrama não comprehende todos os processos englobados na formação de imagem através de ISAR, mas apenas os fundamentais para uma breve explicação que é o objetivo deste subcapítulo.

Depois de recebido o sinal da antena de referência e *surveillance* o sinal direto é submetido a um pré processamento explicado no capítulo 4 que para o caso de DVB-T visto que é um dos iluminadores de oportunidade com maior largura de banda o que permite maior resolução em *range*, reconstrução e equalização do sinal. Esse sinal direto passa por um equivalente a um filtro adaptado, ou seja, a *cross-correlation* do sinal direto com o sinal refletido no alvo.

O *input* do algoritmo PB-ISAR é um mapa *range-Doppler* que contém o eco do alvo mais *clutter* e ruído. No entanto, os radares do tipo ISAR são desenvolvidos

2.1. Contextualização

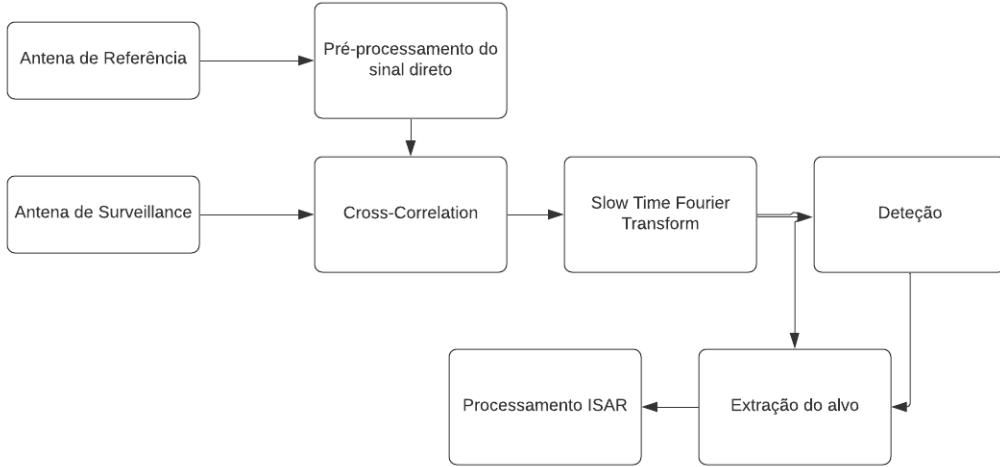


FIGURA 2.10: Diagrama de blocos ISAR

para trabalhar no domínio frequência/*slow-time* ou *range/ slow-time* e para isso ser possível é necessário transformar os dados recebidos do mapa *range-Doppler* num destes domínios. Uma das formas para o fazer, no caso de transformar no domínio frequência/*slow-time* é aplicar uma transformada de *Fourier* inversa à imagem em *range-Doppler* do alvo.

Após este processamento, que no caso do filtro adaptado é explicado sucintamente no capítulo 4, o sinal passa por um bloco de extração do alvo que consiste em quatro passos:

1. processo de *clustering* dos alvos detetados no mapa *range-Doppler* com um exemplo representado na imagem 2.11;
2. criação de uma caixa em redor do alvo;
3. através das caixas formadas em redor dos alvos, resolver possíveis problemas de *overlapping* e desviar erros de deteção de vários alvos próximos quando na realidade apenas se encontra um;
4. extração dos alvos detetados.

De seguida a imagem passa por um pré-processamento do ISAR por forma a definir perfis de *range* em cada alvo extraído que, por fim, é submetida ao processamento do ISAR onde é feito uma estimativa a partir do pré-processamento da posição dos alvos em relação ao recetor e, posteriormente uma compensação do movimento do alvo seguida de uma Direct Fourier Transform (DFT) para obter a

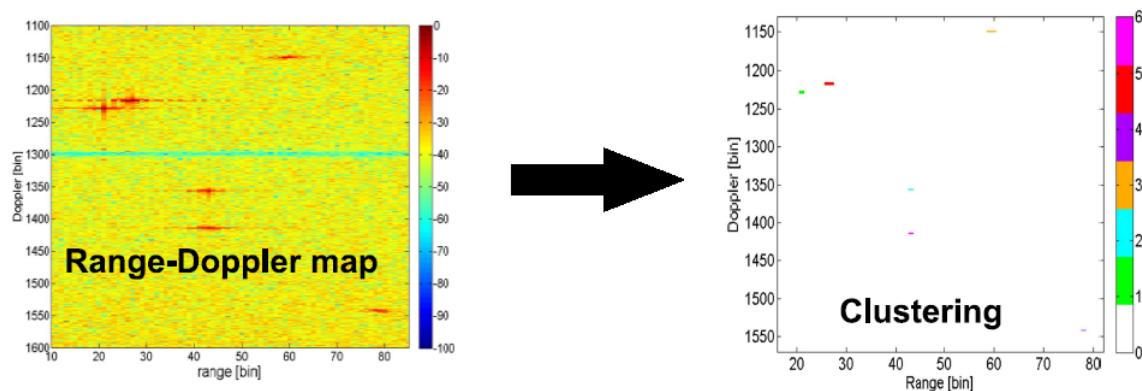


FIGURA 2.11: Processo de *clustering* (adaptado da figura do slide 36 da apresentação do artigo Marco Martorella 2019)

imagem ISAR do alvo. Para um entendimento mais profundo dos cálculos e processamento, tanto como resultados obtidos com este métodos há vários trabalhos que se podem consultar como Marco Martorella 2019.

Capítulo 3

Teoria de Antenas

3.1 Teoria Básica de Antenas

Uma antena é definida como "um dispositivo geralmente metálico (com haste ou fio) para irradiar ou receber ondas de rádio" (Balanis 2016), ou seja, uma antena, é o dispositivo que permite a transição entre o meio que a rodeia e o equipamento, que se pode observar na Figura 3.1. Este dispositivo é um transdutor que converte energia elétrica em ondas eletromagnéticas ou vice versa, sendo que é uma antena de transmissão, se converter um sinal elétrico num sinal eletromagnético e é uma antena de receção, se converter um sinal eletromagnético em sinal elétrico.

3.1.1 Tipos de Antenas

Neste subcapítulo irá ser introduzido de uma forma breve, os vários tipos de antenas, a sua utilização e vantagens entre estes.

Antenas de Fio

Estas antenas são umas das mais antigas, que apresentam uma configuração mais simples, como se pode observar na Figura 3.2, sendo apenas constituídas por um fio que pode variar na sua dimensão e na sua forma e ainda podem ser utilizadas nas mais variadas aplicações. Podem tomar uma forma aleatória, desde um fio direito (dipolo) até um fio com as mais diversas formas.

As antenas de fio podem ser encontradas nos mais variados locais, desde aeronaves, carros ou navios a edifícios.

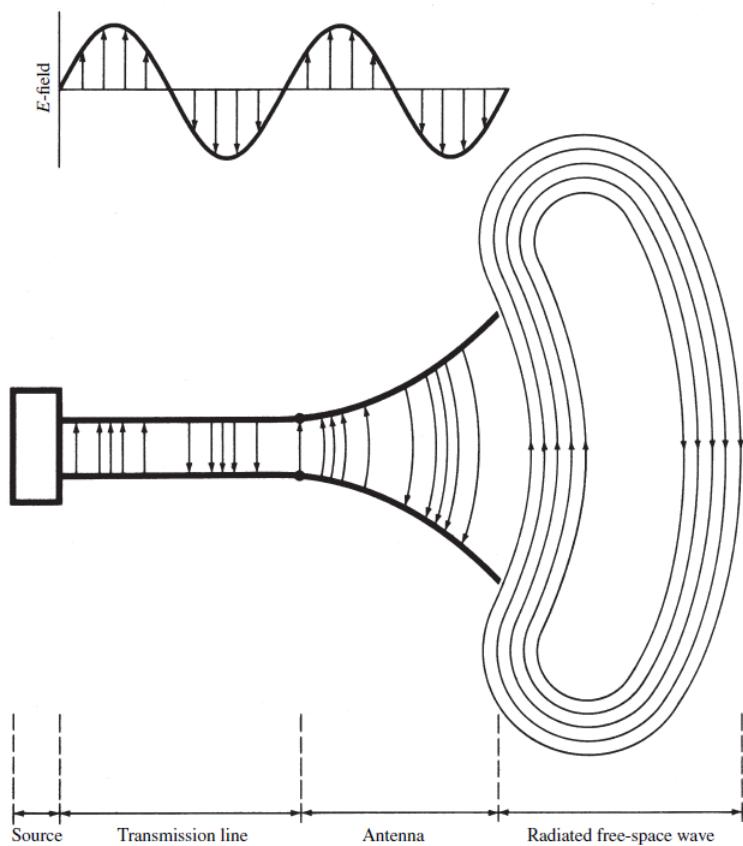


FIGURA 3.1: Antena como um meio de transição (Figura 1.1 - Balanis 2016)

Antenas de Abertura

Os campos no fim de um guia de ondas aberto não são uniformes devido a esta mesma abertura, assim, para este caso, assume-se que os campos são iguais a como se o guia de ondas continuasse fechado. As antenas de abertura entram quando se pretende aumentar a diretividade à saída do guia, abrindo as extremidades do mesmo de forma a dar uma forma como se observa na Figura 3.3. Este tipo de antenas, em específico as antenas de abertura piramidais, são utilizadas para alimentar ou calibrar grandes antenas de prato.

Assim sendo, as antenas de abertura são utilizadas para frequências mais elevadas, especificamente em frequências de micro-ondas e podem ser aplicadas nas mais variadas formas geométricas, como retangulares, elípticas, circulares, piramidais, entre outras.

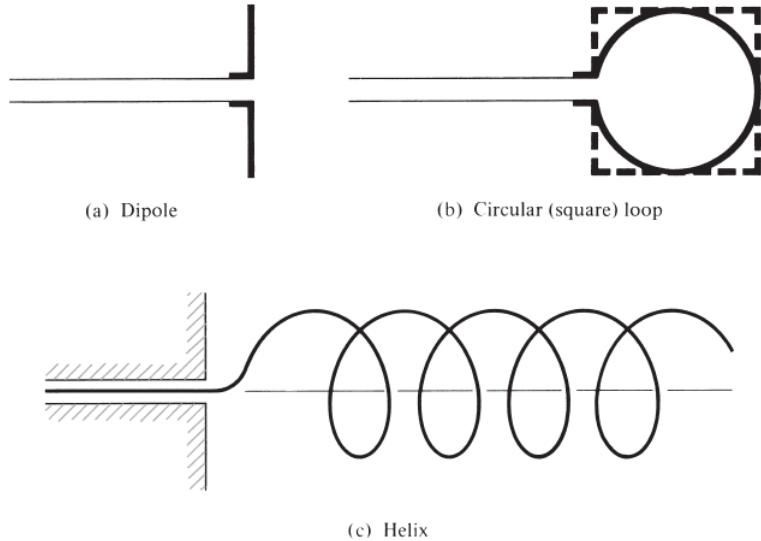


FIGURA 3.2: Exemplos de vários tipos de antenas de fio (Figura 1.3
- Balanis 2016)

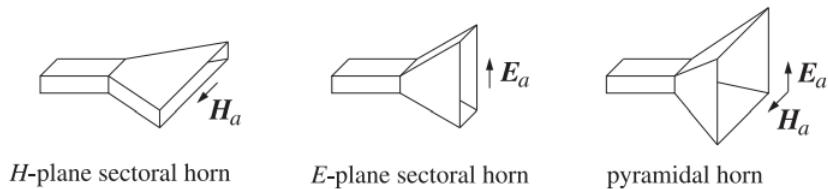


FIGURA 3.3: Antenas de abertura no plano *H*, *E* e piramidal

Antenas de *Microstrip*

Uma antena *microstrip*, conhecida como antena impressa, é um tipo de antena que está inserida numa placa de circuito impresso e funciona como uma antena interna.

Hoje em dia são utilizadas em aplicações comerciais, tendo como suas maiores vantagens o facto de serem baratas e simples de manufaturar e apresentarem um tamanho reduzido. Este tipo de antenas são aplicadas em frequências UHF.

A sua construção consiste num *patch* metálico sobre um substrato. Este *patch* pode apresentar as mais variadas formas como representado na Figura 3.4, sendo as retangulares e circulares as mais comuns. Têm ainda as vantagens de serem impressas em superfícies com as mais variadas formas, sendo robustas e versáteis nos parâmetros da sua frequência de ressonância, polarização e impedância (Balanis 2016).

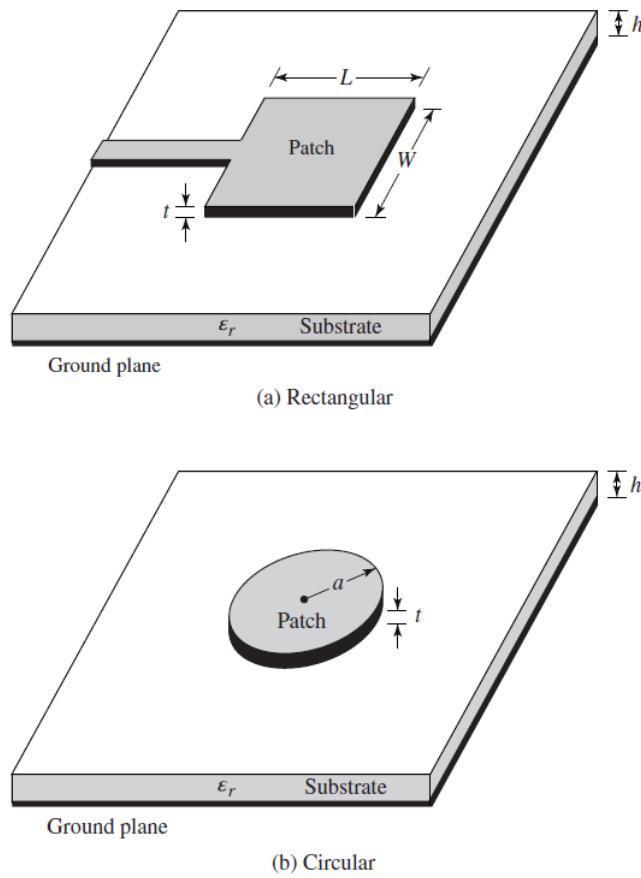


FIGURA 3.4: Exemplos de duas configurações de *patches* diferentes
(Figura 1.5 - Balanis 2016)

Antenas de Matrizes

As antenas de matrizes surgem nas aplicações em que é necessário mais que um elemento. Consegue-se assim agrupar vários elementos de forma a obter as características pretendidas. Algumas alterações às características que se conseguem com este tipo de antenas são o aumento de ganho, alterar o diagrama de radiação, determinar a direção de chegada de um sinal ou maximizar o Signal to Interference Plus Noise Ratio (SINR)¹.

Antenas de Lente

Este tipo de antenas utiliza as propriedades de convergência e divergência das lentes para a receção ou transmissão de sinal. O tamanho da lente a ser utilizada depende da frequência - quanto maior for a frequência, menor a lente. Dito isto,

¹SINR é um indicador de qualidade de transmissão ajustado a comunicações móveis devido à interferência de outros utilizadores ser mais significativa (Jeske e Sampath 2004).

3.1. Teoria Básica de Antenas

é mais favorável usar este tipo de antenas em frequências mais altas, visto que a lente será menor. As suas aplicações são semelhantes às das refletoras parabólicas, especificamente quando usadas em frequências mais altas e que necessitem de mais largura de banda.

Antenas Refletoras

As antenas refletoras existem desde o final do século XIX, no entanto começaram a ser aplicadas em radares na Segunda Guerra Mundial e a partir do final do século XX em comunicações espaciais. Estas aplicações devem-se à sua capacidade de transmissões a grandes distâncias. Podem-se apresentar nas mais diversas formas, como plano refletor, refletor curvilíneo, entre outros.

O seu modo de funcionamento baseia-se na convergência da energia numa direção como demonstrado na Figura 3.5, o que leva, para além de um grande alcance, a uma grande diretividade.

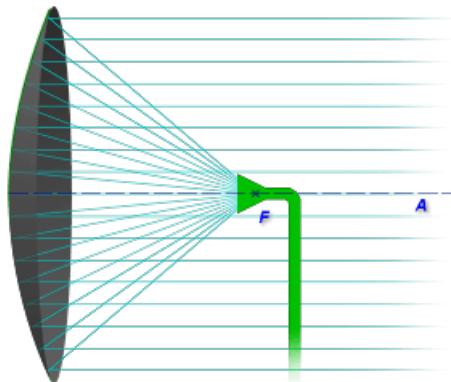


FIGURA 3.5: Funcionamento de uma Antena Refletora

3.1.2 Parâmetros Fundamentais

Neste subcapítulo vão ser discutidos os parâmetros mais relevantes que estão relacionados com o funcionamento de uma antena e com a sua *performance*. Grande parte dos parâmetros estão definidos no IEEE 1983 Standard Definitions for Antennas and Propagation.

Diagrama de Radiação

Um diagrama de radiação é a função ou representação gráfica que descreve as propriedades espaciais de radiação de uma antena. É de extrema importância conhecer este padrão de radiação de uma antena e poder controlá-lo, visto que a

distribuição de energia eletromagnética, se for mal dimensionada, pode comprometer o projeto.

A manipulação do diagrama de radiação de uma antena é dependente do objetivo da mesma. Podemos ter como finalidade um diagrama de radiação que seja direcional (Figura 3.6), como numa ligação ponto a ponto, ou podemos como finalidade, um diagrama de radiação omnidirecional (Figura 3.7), ou seja, que radia, idealmente, com igual intensidade para todas as direções.

Para este efeito são utilizadas coordenadas esféricas (r , φ e θ), sendo que a antena se encontra na origem do referencial. A propriedade mais relevante nos diagramas de radiação é a distribuição espacial, em duas ou três dimensões, da energia radiada em função da posição do observador de acordo com um azimute (θ constante).

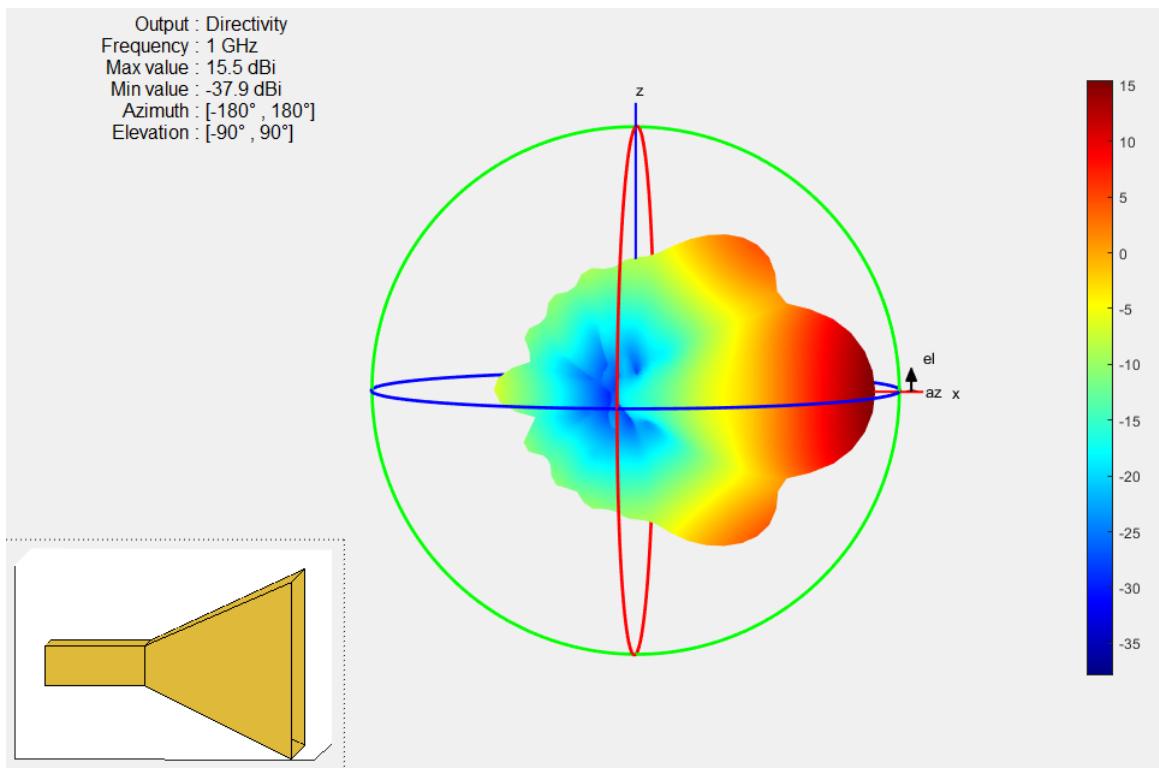


FIGURA 3.6: Diagrama de radiação direcional - Corneta de guia de ondas dimensionada para 1GHz (MATLAB Antenna Designer Toolkit)

Os lóbulos são um dos parâmetros fundamentais de um diagrama de radiação, que representam a energia radiada numa direção relativamente ao transmissor e podem ser classificados em lóbulos principais, secundários, laterais e posteriores (Figura 3.8). O lóbulo principal é o lóbulo que contém a direção da radiação máxima, que no caso da Figura 3.8, está definido no sentido do eixo dos zz. Os lóbulos

3.1. Teoria Básica de Antenas

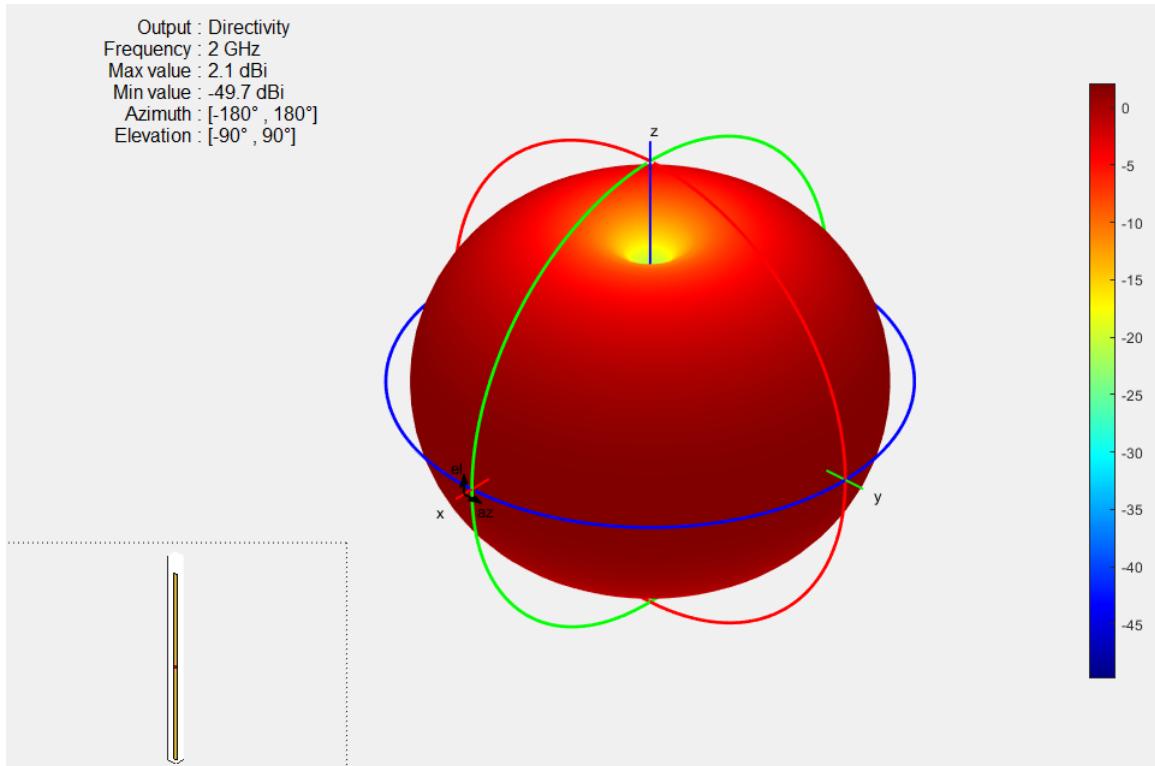


FIGURA 3.7: Diagrama de radiação omnidirecional - Dipolo dimensionado para 2GHz (MATLAB Antenna Designer Toolkit)

secundários são todos os lóbulos exceto o principal. Os lóbulos laterais são todos os que radiam energia para qualquer direção que não seja a pretendida. Os lóbulos posteriores contêm a energia que é radiada num ângulo de 180° em relação à direção do feixe da antena.

A largura de feixe a meia potência (Half Power Beamwidth (HPBW)) e a largura de feixe ao primeiro nulo (First Null Beamwidth (FNBW)) estão relacionadas com a capacidade de resolução da antena, ou seja, a sua capacidade de distinguir dois alvos. O critério para distinguir dois alvos é que a HPBW seja aproximadamente $FNBW/2$, isto é, se dois alvos estiverem separadas por distâncias angulares iguais ou superiores a $HPBW \approx FNBW/2$ de uma antena, esta consegue distingui-los (Kraus 1988). Os fatores que afetam a largura de feixe são o comprimento de onda (λ), a forma do diagrama de radiação e as dimensões da antena.

Os diagramas de radiação podem ser classificados quanto à diretividade em que as antenas radiam. Um radiador isotrópico é definido com uma antena hipotética e sem perdas que radia igualmente em todas as direções e é normalmente tomado como referência para exprimir a diretividade de antenas. O radiador direcional é caracterizado por radiar ondas eletromagnéticas em determinadas direções e o

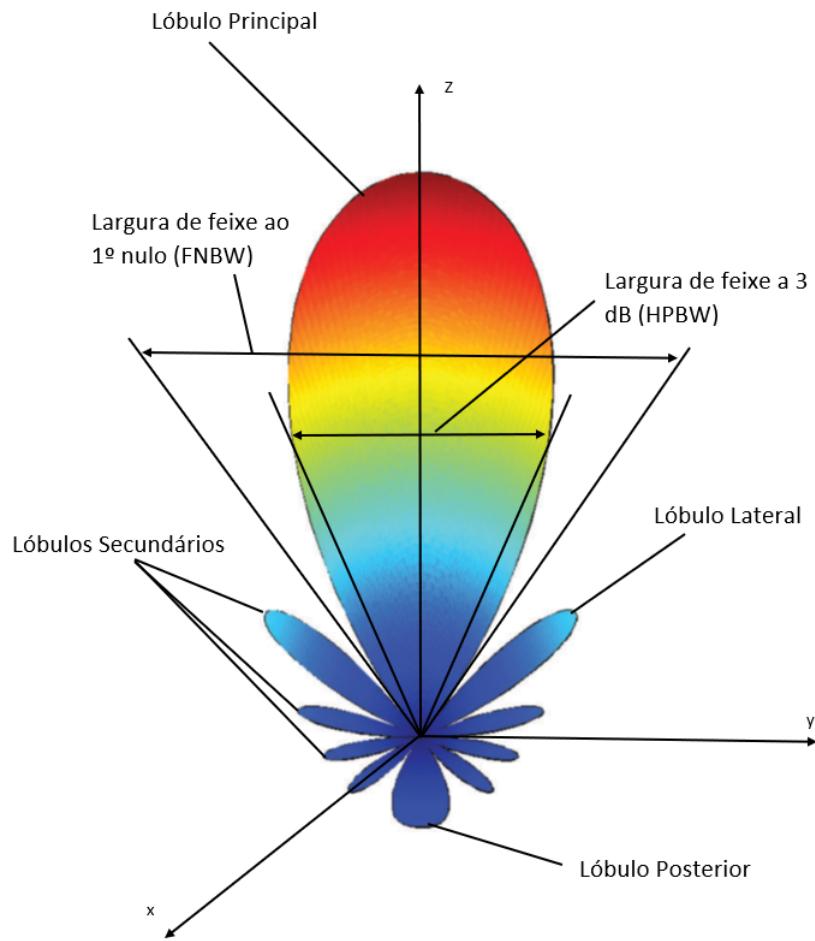


FIGURA 3.8: Elementos característicos do diagrama de radiação

radiador omnidirecional radia energia de igual forma em todas as direções (Balanis 2016).

Planos Principais

Para antenas com polarização linear, discutido com mais detalhe no subcapítulo Polarização, consideram-se os seguintes planos:

- Plano E: Definido pelo plano que contém o vetor do campo elétrico e a direção da máxima radiação;
- Plano H: Definido pelo plano que contém o vetor do campo magnético e a direção da máxima radiação.

Os eixos do sistemas de coordenadas são escolhidos por forma a que pelo menos um dos planos referido coincidas com os planos do referencial, no entanto, há casos em que pode ser mais favorável escolher outro sistema de coordenadas.

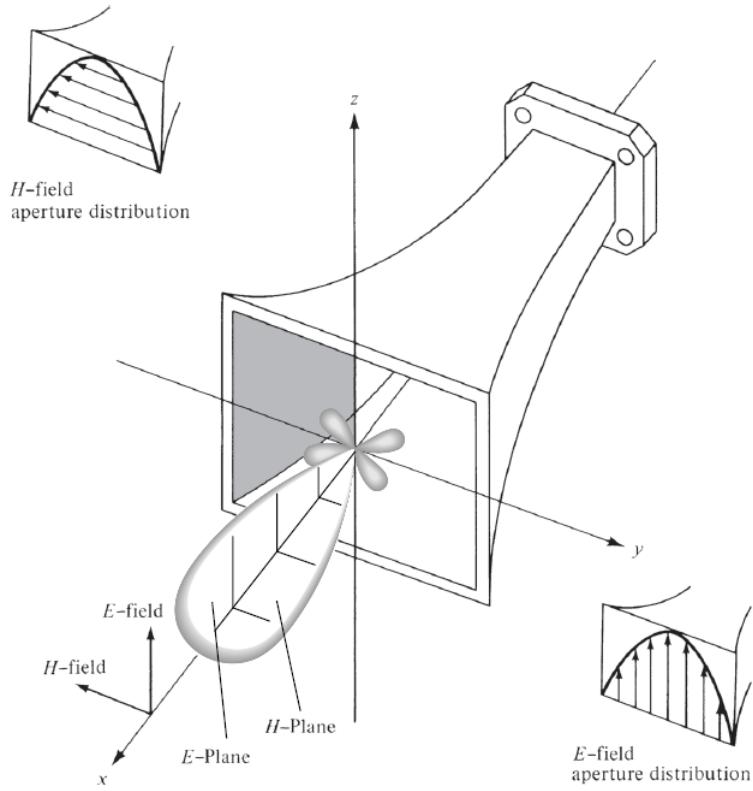


FIGURA 3.9: Campos E e H de um diagrama de radiação de uma antena

Regiões de Campo

De forma a identificar a estrutura do espaço circundante da antena, este é dividido em três regiões (Kraus 1988):

- Região reativa do campo próximo: Definida com a porção do espaço imediatamente em redor da antena, onde predomina o campo reativo;
- Região do campo próximo (*Região de Fresnel*): Definida como a região da antena entre a região reativa do campo próximo e a região de *Fraunhofer* onde predomina o campo radiado e a sua orientação espacial depende da distância à antena;
- Região do campo distante (*Região de Fraunhofer*): Caracterizada pela região onde a distribuição angular do campo é maioritariamente independente da distância à antena.

Tipicamente, a forma diagrama de radiação é alterado consoante as regiões em que se encontra. Segundo a Figura 3.10 presente no artigo Y. Rahmat-Samii, L. I. Williams e Yoccarino 1995, o diagrama é mais disperso e uniforme na região

reativa do campo próximo. À medida em que a distância à antena aumenta, e que se entra nas regiões de *Fresnel* e *Fraunhofer* a forma do diagrama evidencia mais os seus lóbulos e fica mais regular. A separação entre as regiões reativa do campo próximo e região de *Fresnel* e entre a região de *Fresnel* e região de *Fraunhofer* são definidas pelas expressões 3.1 e 3.2 respetivamente (Y. Rahmat-Samii, L. I. Williams e Yoccarino 1995).

$$R = \frac{2L^2}{\lambda} \quad (3.1)$$

$$R = 0.62\sqrt{\frac{L^3}{\lambda}} \quad (3.2)$$

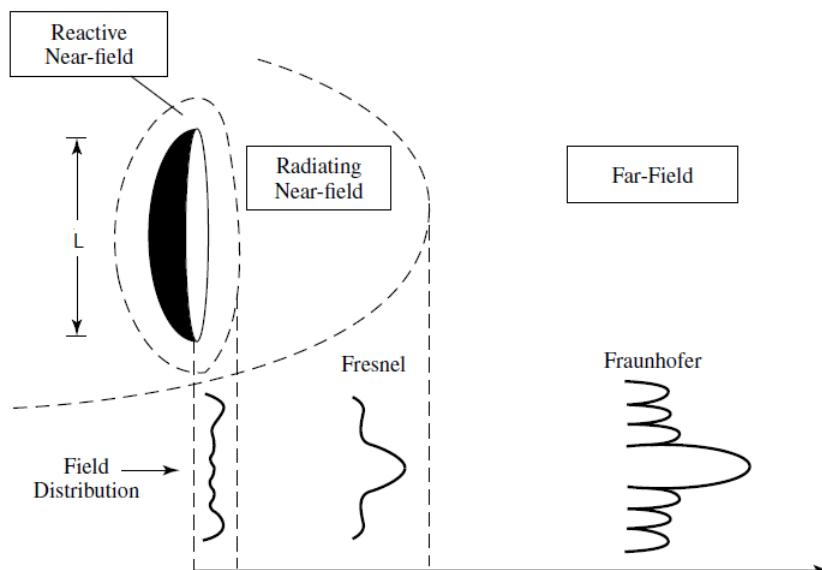


FIGURA 3.10: Alterações típicas do diagrama de radiação desde a reação reativa do campo próximo à Região de *Fraunhofer*. (Y. Rahmat-Samii, L. I. Williams e Yoccarino 1995)

Densidade de Potência

As ondas eletromagnéticas resultam da combinação de um campo magnético e de um campo elétrico que se propaga no espaço. A forma de representar a densidade direcional da quantidade de energia transferida de uma onda eletromagnética é através do vetor de *Poynting*, o qual é definido, contabilizando variações temporais sinusoidais, na equação 3.3, expressa em W m^{-2} .

$$W_{av}(x, y, z) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[E \times H^*] \quad (3.3)$$

Sendo que o vetor de *Poynting* é uma densidade de potência, ao integrar a componente normal do mesmo, obtém-se na equação 3.4 a potência média radiada pela antena P_{rad} que atravessa uma superfície fechada S.

$$P_{rad} = P_{av} = \iint_S W_{rad} \cdot ds = \frac{1}{2} \iint_S \operatorname{Re}[E \times H^*] \cdot ds \quad (3.4)$$

Como meio de comparação, define-se a potência radiada por um radiador isotrópico na expressão 3.6, com uma densidade de potência dada por,

$$W_0 = \hat{a}_r = \hat{a}_r \left(\frac{P_{rad}}{4\pi r^2} \right) \quad (3.5)$$

$$P_{rad} = \iint_S W_{rad} \cdot ds = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [\hat{a}_r W_0(r)] \cdot [\hat{a}_r r^2 \sin\theta d\theta d\phi] = 4\pi r^2 W_0 \quad (3.6)$$

Diretividade

A diretividade de uma antena é definida com a relação entre a intensidade de radiação numa determinada direção e a intensidade de radiação média em todos as direções. A intensidade média é igual ao quociente entre a potência total radiada pela antena e 4π (IEEE 1997). Sendo que a intensidade de radiação U é obtida pela multiplicação entre a densidade de radiação e o quadrado da distância, a diretividade D de uma antena pode ser descrita pela expressão 3.7.

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (3.7)$$

No entanto, para antenas com componentes de polarização ortogonais podem-se definir diferentes diretividades parciais para cada polarização θ e ϕ ,

$$D_0 = D_\theta + D_\phi \quad (3.8)$$

onde,

$$D_\theta = \frac{4\pi U_\theta}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\phi} \quad (3.9)$$

$$D_\phi = \frac{4\pi U_\phi}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\phi} \quad (3.10)$$

sendo que o índice θ e ϕ representa a direção que contém as componentes do campo θ e ϕ respetivamente.

Para um radiador isotrópico, a diretividade toma o valor unitário, no entanto, em qualquer outro tipo de radiador, o valor da máxima diretividade irá ser sempre superior a ao valor unitário. Na equação 3.7, considerando o cálculo para a diretividade máxima, esta pode tomar valores inferiores a 1, o que não acontece na realidade. Com isto, uma expressão mais geral para a diretividade e para a diretividade máxima podem ser definidas na equação 3.11 e 3.12 respetivamente.

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{F(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (3.11)$$

$$D_0 = 4\pi \frac{F(\theta, \phi) |_{max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (3.12)$$

onde $F(\theta, \phi)$ é uma função dos componentes do campo elétrico numa região do campo distante, que, multiplicada por uma constante, resulta a intensidade de radiação.

No entanto, a diretividade máxima também pode ser descrita em função do ângulo sólido de feixe Ω_A ,²

$$D_0 = \frac{\frac{4\pi}{\left[\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \right]}}{F(\theta, \phi) |_{max}} = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (3.13)$$

Ganho

A diretividade de uma antena é uma medida que descreve apenas a propriedades direcionais da antena. Por outro lado, o ganho, para além de estar relacionado

²O ângulo sólido Ω é definido como um ângulo tridimensional no centro de uma esfera, que subentende na superfície da mesma uma área medida pelo quadrado do raio da esfera e toma valores adimensionais.

com a diretividade, também tem em conta a eficiência da antena, discutida mais à frente neste capítulo.

O ganho de uma antena é um parâmetro fundamental na *performance* da mesma. Este representa a eficiência em que a antena converte o sinal elétrico em ondas eletromagnéticas, que pode ser definido como ganho absoluto ou ganho relativo. O ganho absoluto de uma antena (definido na equação 3.14) representa a relação entre a intensidade de radiação radiada numa determinada direção e a intensidade de radiação que chega à antena, se a potência que chega à antena fosse radiada de forma isotrópica. No entanto, a antena isotrópica, como já foi falado neste capítulo, é um caso ideal e não corresponde à realidade. Com isto, utiliza-se o ganho relativo que relaciona a intensidade de radiação radiada de uma antena numa dada direção com a intensidade de radiação radiada a partir de outra antena na mesma direção, denominada antena de referência, quando ambas são alimentadas com a mesma potência de entrada.

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (3.14)$$

Como falado mais à frente neste capítulo, a potência radiada P_{rad} está relacionada com a potência de entrada P_{in} da seguinte forma,

$$P_{rad} = e_{cd} P_{in} \quad (3.15)$$

sendo que e_{cd} representa a eficiência de radiação da antena.

A partir da equação 3.15, usando a 3.14, vem,

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} \left[4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] \quad (3.16)$$

Que está relacionado com a diretividade (equação 3.7) da seguinte forma,

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} D(\theta, \phi) \quad (3.17)$$

No entanto, a equação 3.17 não contempla perdas quando o elemento da antena está conectado a um guia, o que provoca perdas indesejadas, através de reflexões. Isto pode ser solucionado com a introdução do termo e_r que está relacionado com o coeficiente de reflexão,

$$e_r = (1 - |\Gamma|^2) \quad (3.18)$$

Assim sendo, pode-se introduzir o conceito de ganho realizado G_{re} que tem em conta as perdas por reflexão da antena.

$$G_{re}(\theta, \phi) = e_r G(\theta, \phi) = (1 - |\Gamma|^2) G(\theta, \phi) = e_r e_{cd} D(\theta, \phi) \quad (3.19)$$

É de notar, que se a antena for adaptada ao guia, ou seja, se a impedância de entrada for igual à impedância característica ($|\Gamma| = 0$), então, $G = G_{re}$.

Largura de Banda

A largura de banda é uma gama de frequências, em redor de uma frequência central f_c , para a qual as características da antena se mantêm com um valor aceitável relativamente aos valores obtidos para a frequência central. A largura de banda é, frequentemente, um dos parâmetros determinantes usados para dimensionar a antena.

Dependendo das necessidades de operação da antena que é utilizada, a largura de banda será limitada por certos fatores que são falados neste capítulo, como a impedância de entrada, ganho, forma do diagrama de radiação e polarização. Na prática, a largura de banda pode ser representada de duas formas,

- Antenas de banda larga, que apresentam a característica da frequência mais alta ser maior ou igual que o dobro da menor frequência. A largura de banda é representada pela razão entre estas frequências. Por exemplo, uma razão de 5:1 significa que a frequência mais alta é 4 vezes maior que a menor frequência.
- Antenas de banda estreita, que são caracterizadas por apresentarem uma largura de banda muito menor que a frequência central. Neste caso, a largura de banda é expressa em percentagem. Por exemplo, uma percentagem de 10% de banda larga significa que é aceitável que a diferença da menor frequência para a frequência central, e consequentemente a diferença da frequência central para a maior frequência tome um valor que seja metade dos 10% para cada lado de f_c , ou seja, 5% de f_c para cada lado.

Polarização

A polarização da antena é definida como a polarização da onda radiada pela mesma, que é definida como a direção do campo elétrico da onda radiada, que se nada for dito em contrário, se considera na direção da máxima radiação. No entanto, na prática, a polarização da onda radiada depende da direção de propagação, ou seja, podem existir diferentes polarizações em zonas diferentes do diagrama de radiação.

A polarização pode ser classificada como linear, circular ou elíptica. Uma polarização linear é caracterizada se o vetor que descreve o campo elétrico tiver sempre a mesma direção à medida que a onda se propaga. A polarização circular é caracterizada pelo vetor do campo elétrico que gira numa circunferência no plano xy à medida que a onda se propaga, o que difere para a polarização elíptica, no facto das duas componentes do vetor campo elétrico girarem numa elipse no plano xy . Pode-se definir a polarização linear e circular como casos particulares da polarização elíptica (Figura 3.11), em que as componentes do campo elétrico são múltiplos de π na polarização linear e têm módulos iguais e um desfasamento múltiplo ímpar de $\frac{\pi}{2}$ na polarização circular.

Perdas de Polarização

As perdas de polarização ocorrem quando a polarização da antena recetora é diferente à da onda incidente. Devido a este fator, a potência extraída pela antena do sinal recebido não vai ser máxima.

Assumindo que o campo elétrico da onda incidente pode ser escrito da seguinte forma,

$$\mathbf{E}_i = \hat{\rho}_w E_i \quad (3.20)$$

onde $\hat{\rho}_w$ é o vetor unitário da onda. Então, a polarização do campo elétrico da antena recetora pode ser escrito da seguinte forma,

$$\mathbf{E}_a = \hat{\rho}_a E_a \quad (3.21)$$

As perdas de polarização podem ser definidas pelo fator de perdas de polarização PLF , como na expressão 3.22.

$$PLF = |\hat{\rho}_w \cdot \hat{\rho}_a|^2 = |\cos\psi_p|^2 \quad (3.22)$$

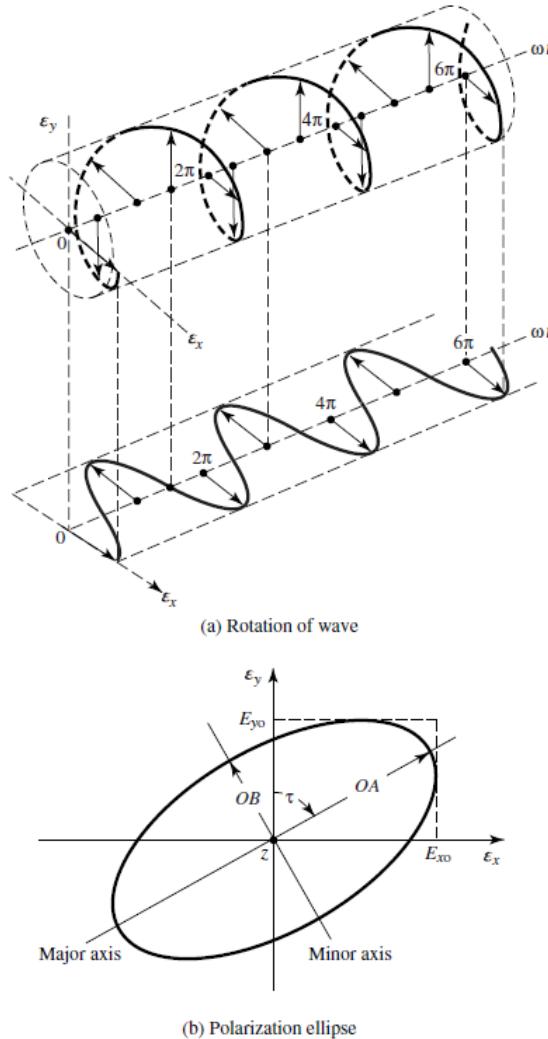


FIGURA 3.11: Rotação de uma onda eletromagnética com polarização elíptica para $z = 0$ (Figura 2.23 Balanis 2016).

onde ψ_p é o ângulo entre os dois vetores unitários.

Eficiência

Eficiência da Antena

A eficiência da antena e_0 descreve perdas nos terminais de entrada e dentro da estrutura da antena. A figura 3.12 representa os terminais de referência da antena e as suas perdas:

- Perdas por reflexão devido à não adaptação entre o guia e a antena
- Perdas por condução e dielétrico

Ou seja, de modo geral, a eficiência pode ser escrita da seguinte forma,

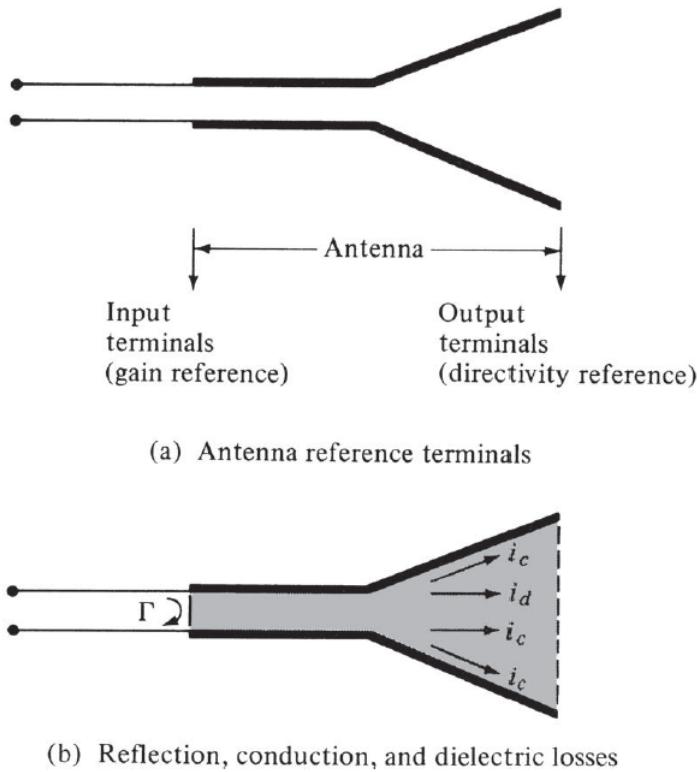


FIGURA 3.12: Terminais de referência e perdas na antena (Figura 2.22 do livro Balanis 2016)

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (3.23)$$

onde

e_0 : "eficiência total"

e_r : "eficiência considerando perdas por reflexão ($1 - |\Gamma|^2$)"

e_c : "eficiência considerando perdas por condução"

e_d : "eficiência do dielétrico"

Γ : "coeficiente de reflexão nos terminais de entrada da antena"

$[\Gamma = (Z_{in} - Z_0)/(Z_{in} + Z_0)]$ com Z_{in} : impedância de entrada e Z_0 : impedância característica do guia.

com a relação de onda estacionária ROE,

$$ROE = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (3.24)$$

Por norma, e_c e e_d são muito difíceis de calcular, mas podem ser determinados experimentalmente. Com isto, é comum substituir-se $e_c e_d$ por e_{cd} e representar-se a eficiência total e_0 por,

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (3.25)$$

Equação Radar

A equação radar pode ser definida através do conhecimento da RCS do alvo.³

A equação radar relaciona a potência recebida com a potência transmitida depois de ter sido refletida num alvo com uma RCS σ

$$\frac{P_r}{P_t} = e_{cdt} e_{cdr} \sigma \frac{D_t(\theta_t, \phi_t) D_r(\theta_r, \phi_r)}{4\pi} \left(\frac{\lambda}{4\pi R_1 R_2} \right)^2 \quad (3.26)$$

com RCS,

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} \left[4\pi R^2 \frac{W_s}{W_i} \right] \quad (3.27)$$

onde

e_{cdr} : "eficiência considerando perdas dielétrico e por condução no recetor"

e_{cdt} : "eficiência considerando perdas dielétrico e por condução no transmissor"

R : "distância do recetor ao alvo"

W_i : "Densidade de potência radiada"

W_s : "Densidade de potência recebida"

Se considerarmos perdas por reflexão vem,

³RCS é uma representação da capacidade de um alvo de refletir um sinal radar na direção do recetor. Em regra a RCS de um alvo é comparada com a força de um sinal refletido isotrópicamente de uma esfera perfeitamente lisa com uma área de secção transversal de $1m^2$

$$\frac{P_r}{P_t} = e_{cdt} e_{cdr} \left(1 - |\Gamma_t|^2\right) \left(1 - |\Gamma_r|^2\right) \sigma \frac{D_t(\theta_t, \phi_t) D_r(\theta_r, \phi_r)}{4\pi} \times \left(\frac{\lambda}{4\pi R_1 R_2}\right)^2 |\hat{\rho}_w \cdot \hat{\rho}_a|^2 \quad (3.28)$$

onde

Γ_r : "coeficiente de reflexão nos terminais de entrada da antena de receção"

Γ_t : "coeficiente de reflexão nos terminais de entrada da antena de transmissão"

$\hat{\rho}_w$: "vetor unitário de polarização nas ondas refletidas"

$\hat{\rho}_r$: "vetor unitário de polarização na antena de receção"

No entanto, se as antenas estiverem com polarização adaptada para a máxima radiação direcional e receção, a equação 3.28 fica reduzida a,

$$\frac{P_r}{P_t} = \sigma \frac{G_{0t} G_{0r}}{4\pi} \left(\frac{\lambda}{4\pi R_1 R_2}\right)^2 \quad (3.29)$$

3.2 Simulação de uma Antena

3.2.1 Para Sinais DVB-T

Capítulo 4

Processamento de Sinal

4.1 Processamento de Sinal

Como falado em 2.1, o conceito do radar passivo é fazer uma *cross-correlation* entre o sinal direto e o refletido. O problema está no facto de ser computacionalmente muito pesado fazer uma *2-Dimensional Cross-Correlation Function (2D-CCF)*, sendo necessário a utilização de algoritmos mais eficientes para o cálculo da mesma.

O processamento de sinal num radar passivo pode ser, resumidamente, enumerado em oito pontos:

1. Recepção e reconstrução do sinal direto (*reference signals_{ref}*)
2. Recepção do *surveillance signal* (s_r)
3. *Cross-correlation* do s_{ref} e s_r
4. Integração de produtos da correlação (FFT)
5. Filtragem de *clutter*
6. Deteção de alvos e seguimento no domínio *range/Doppler*
7. Processamento no plano Cartesiano
8. Seguimento no plano Cartesiano

Equivalência entre um filtro adaptado e *cross-correlation*

Para *Software Defined Radios*, a implementação de um filtro adaptado pode ser feita através do cálculo de uma *cross-correlation* (Martorella e Berizzi s.d.). Considerando $s_0(t)$ o sinal de saída do filtro adaptado e $h_{MF}(t)$ a resposta do filtro vem,

$$s_0(t) = s_R(t) \otimes h_{MF}(t) = \int s_R(\tau) s_{ref}^*(\tau - t) d\tau \quad (4.1)$$

A equação 4.1 mostra que usando um filtro adaptado obtemos um sinal de saída igual ao fazer uma *cross-correlation* entre o s_R e s_{ref} .

Ao implementar uma *cross-correlation* como mostrado em 4.1, não se toma em conta o desvio de *Doppler*, visto que se faz a *cross-correlation* apenas numa dimensão. Para se entrar com o desvio de *Doppler* tem de se extender a 2D-CCF,

$$CCF(\tau, \nu) = \int s_R(\tau) s_{ref}^*(\tau - t) e^{-2\pi j \nu t} d\tau \quad (4.2)$$

onde ν representa o desvio de *Doppler* que é definido pela *cross-correlation* entre o s_R e s_{ref} compensada com o *Doppler shift*.

Como o *delay-time* τ pode ser transformado em *bistatic range*, a 2D-CCF pode ser representada num *bistatic range-Doppler map*, através da equação 4.3 que representa a 2D-CCF numéricamente visto que os sinais têm de ser digitalizados com uma certa frequência de amostragem.

$$CCF(l, m) = \sum_{n=0}^{N-1} s_R(n) s_{ref}^*(n - l) e^{-2\pi j \frac{mn}{N}} \quad (4.3)$$

onde n representa o tempo, l o *delay-time*, m o desvio de *Doppler* e N o número total de amostras que depende do Coherent Processing Interval (CPI),

$$N = \frac{CPI}{T_s} = CPI \cdot F_s \quad (4.4)$$

Eficiência do cálculo da 2D-CCF

De modo a ter um cálculo da 2D-CCF mais eficiente, há duas condições principais a referir:

- Cumprir com o teorema de *Nyquist*, ou seja, garantir que a frequência de amostragem é superior ou igual à largura de banda ($F_s \geq B$);
- Ter um CPI longo de forma a obter maior ganho de integração e consequentemente melhor relação sinal-ruído.

No entanto, o cálculo de uma 2D-CCF é computacionalmente muito pesado, e isto pode ser demonstrado com um pequeno exemplo: Para uma largura de banda $B = 10MHz$, um $CPI = 1s$ e um número de *range bins* e de *doppler bins* igual a 1000 cada, implica um número de multiplicações muito elevado ($10000000 \cdot 1 \cdot 1000 \cdot 1000 = 10000000000$ cálculos).

Para solucionar este problema existem várias soluções numéricas, como *Correlation FFT*, *Direct FFT* e *Batches Algorithm* (Martorella e Berizzi s.d.).

Correlation FFT

A *Correlation FFT* pode ser obtida através da equação 4.3 mudando o exponencial de posição como representado na eq. 4.5, de modo a obter uma nova expressão que pode ser calculada como uma *cross-correlation* a uma dimensão com uma compensação de *Doppler*, ou seja, *Doppler bin* (m), a *Cross-Correlation Function (CCF)* é a *cross-correlation* entre o *reference signal* S_{ref} e o sinal direto com um *Doppler shift*.

$$CCF(l, m) = \sum_{n=0}^{N-1} s_R(n) e^{-2\pi j \frac{mn}{N}} s_{ref}^*(n - l) \quad (4.5)$$

Substituindo $s_R(n) e^{-2\pi j \frac{mn}{N}}$ por $s_R(n, m)$ vem,

$$CCF(l, m) = \sum_{n=0}^{N-1} s_R(n, m) s_{ref}^*(n - l) \quad (4.6)$$

Com isto, e sabendo que as *cross-correlations* são calculadas mais eficientemente no domínio de *Fourier*, vem,

$$CCF(l, m) = IDFT [S_R(k, m) S_{ref}^*(k)] \quad (4.7)$$

com

$$S_R(k, m) = DFT [s_R(n, m)] \quad (4.8)$$

$$S_{ref}(k) = DFT [s_{ref}(n)] \quad (4.9)$$

A DFT da versão do sinal direto com *Doppler shift* pode ser calculada apenas uma vez porque a variável m apenas causa um desvio circular. Com isto, pode-se tirar algumas conclusões (Martorella e Berizzi s.d.):

- Apenas é necessário calcular a *DFT* de $s_R(n, m)$ uma vez para $m = 0$, visto que para outros valores de m podem ser obtidos com um desvio;
- Em cada iteração, são calculadas N multiplicações complexas e uma *Inverse Direct Fourier Transform (IDFT)*.

Com isto, concluímos que quanto menos *doppler bins* existirem em relação aos *range bins*, mais eficiente será o cálculo. Este pode ser expressado através da seguinte função de complexidade:

$$O_{CF} = 2N\log_2(N) + N_f[N + N\log_2(N)] \quad (4.10)$$

onde, N_f : "Número de doppler bins"

Direct FFT

Por outro lado, a *Direct FFT* é um método que, tal como a *Correlation FFT* deriva da interpretação da equação 4.3 mas, para cada *time bin* l , a *CCF* é a DFT do produto do sinal recebido com a versão conjugada com *delay* do *reference signal* S_{ref} .

$$CCF(l, m) = DFT \left[S_R(n) S_{ref}^*(n - l) \right] \quad (4.11)$$

Da interpretação da equação 4.11 conclui-se que, para cada iteração, são calculadas N multiplicações complexas e u,a DFT. A sua função de complexidade pode ser expressa através da expressão 4.12:

$$O_{DF} = N_\tau[N + N\log_2(N)] \quad (4.12)$$

onde, N_τ : "Número de range bins"

Ao contrário da *correlation FFT*, tal como se pode observar na função de complexidade, a eficiência deste método é dependente do N_τ . Isto é, o número de iterações feitas neste método está diretamente relacionado com o número de *range cells*: quanto maior for o número de *range cells* do mapa *range-Doppler*, menos eficiente é este método.

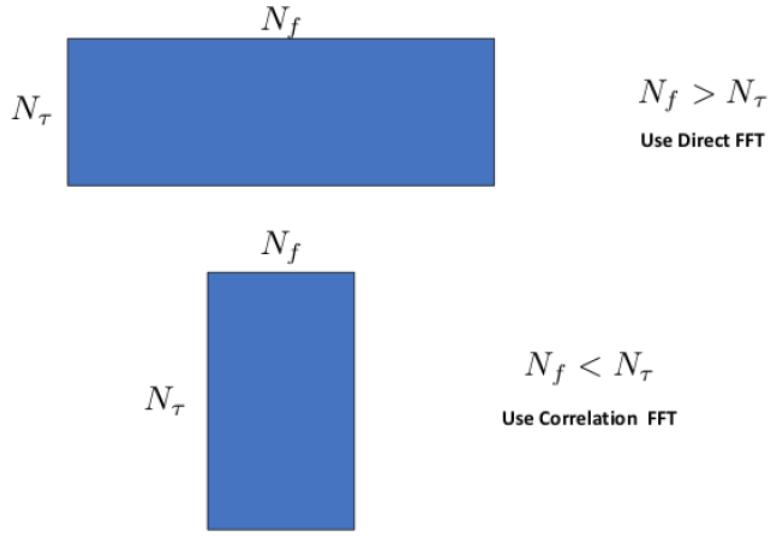


FIGURA 4.1: *Correlation FFT vs Direct FFT* (Figura 2.4 Martorella e Berizzi s.d.)

A figura 4.1 representa de uma forma ilustrativa quando usar a *Direct FFT* ou *Correlation FFT* de acordo com a relação de *Doppler cells* e *range cells* no mapa de *range-Doppler*. Se existirem mais *Doppler cells* a *Direct FFT* é mais eficiente, enquanto se o contrário se verificar, a *Correlation FFT* torna-se mais eficiente.

Batches algorithm

Tanto os métodos *direct FFT* e *correlation FFT* são mais eficientes que fazer o cálculo da 2D-CCF, no entanto, dependem do número de *range* ou *doppler cells* e continuam a ser muito pesadas computacionalmente porque apenas otimizam o cálculo ao longo de uma dimensão.

Apesar de não existir nenhum método perfeito que produza uma solução exata, um método denominado *Batches algorithm* foi proposto e permite otimizar em duas dimensões com uma pequena perda de *SNR* reduzindo de forma considerável o peso computacional.

O *Batches algorithm* consiste na subdivisão dos dois sinais recebidos, o sinal direto e o sinal refletido no alvo, em segmentos denominados *batches*. Sendo n_B o número de *batches* e N_B o comprimento do mesmo, com $N = n_B \cdot N_B$, a expressão da CCF é representada pela equação 4.13.

$$CCF(l, m) = \sum_{r=0}^{n_B-1} e^{\left(-j2\pi \frac{mrN_B}{N}\right)} \cdot \sum_{p=0}^{N_B-1} s_R(rN_B + p) s_{ref}^*(rN_B + p - l) e^{\left(-j2\pi \frac{mp}{N}\right)} \quad (4.13)$$

Este algoritmo assume que o efeito de *Doppler* é negligenciado dentro de cada *batch*, ou seja, só é calculado para o inicio de cada *batch* n_B e assim a equação 4.13 é reduzida à equação 4.14.

$$CCF(l, m) = \sum_{r=0}^{n_B-1} e^{\left(-j2\pi \frac{mrN_B}{N}\right)} \cdot \sum_{p=0}^{N_B-1} s_R(rN_B + p) s_{ref}^*(rN_B + p - l) \quad (4.14)$$

A aproximação feita na eq. 4.14 (frequência com que se calcula o desvio de *Doppler*) pode ser representada por uma função *step-wise* em vez de uma função linear (figura 4.2).

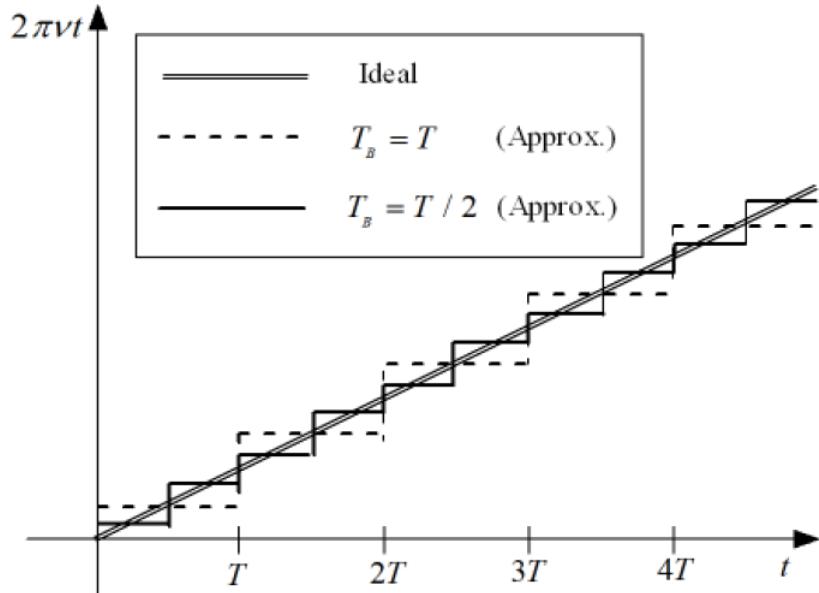


FIGURA 4.2: Aproximação de fase da função de *step* comparada com o ideal: função linear (Figura 2.6 Martorella e Berizzi s.d.)

A equação 4.14 pode ser interpretada de uma forma mais simples (eq. ??) ao considerar o somatório do produto entre s_R e s_{R*} como uma CCF e a cada n_B é calculado a DFT ao longo de r .

$$CCF(l, m) = \sum_{r=0}^{n_B-1} CCF(l, r) e^{\left(-j2\pi \frac{mrN_B}{N}\right)} = DFT[CCF(l, r)] \quad (4.15)$$

Um dos fatores que influencia a eficiência do algoritmo é a escolha da duração dos *batches*. Com isto, é simples concluir que para um determinado intervalo, ao escolher *batches* com maior duração, vai existir um menor número de *batches*, e consequentemente, a DFT é calculada ao longo de um menor número de pontos o que vai levar a um menor tempo de processamento. No entanto, ao escolher *batches* com maior duração, vai introduzir um erro maior na aproximação de fase e consequentemente mais perdas em SNR.

Contudo, *batches* com menor duração implicam o contrário, ou seja, maior número de batches, maior tempo de processamento e menos perdas em SNR.

Foi desenvolvido um estudo de grande interesse (Petri et al. 2012) que analisa extensivamente a utilização do *batches algorithm* em que foram recolhidos dados com um radar passivo da Italian National Consortium for Telecommunications (CNIT). Os resultados da análise da duração dos *batches* com o tempo de processamento e perdas SNR encontram-se representados na tabela e figura 4.3 respetivamente.

Comprimento do batch	Tempo de processamento
31.28 μs	4.93 s
218.76 μs	0.92 s
333.29 μs	0.71 s
924 μs	0.59 s

TABELA 4.1: *Batches algorithm* - Análise do tempo de processamento devido ao comprimento dos *batches* (Tabela 2.1 Martorella e Berizzi s.d.)

4.1.1 Cancelamento de *clutter*

No funcionamento do radar passivo, um dos sinais que se quer ter conhecimento é o sinal direto, que é o sinal que é transmitido diretamente do iluminador de oportunidade para o receptor, como representado na figura 2.1. Este sinal é submetido a uma atenuação pequena relativamente ao sinal refletido, isto porque a *baseline C* representada na figura 2.5 é sempre menor que o *bistatic range*. Logo,

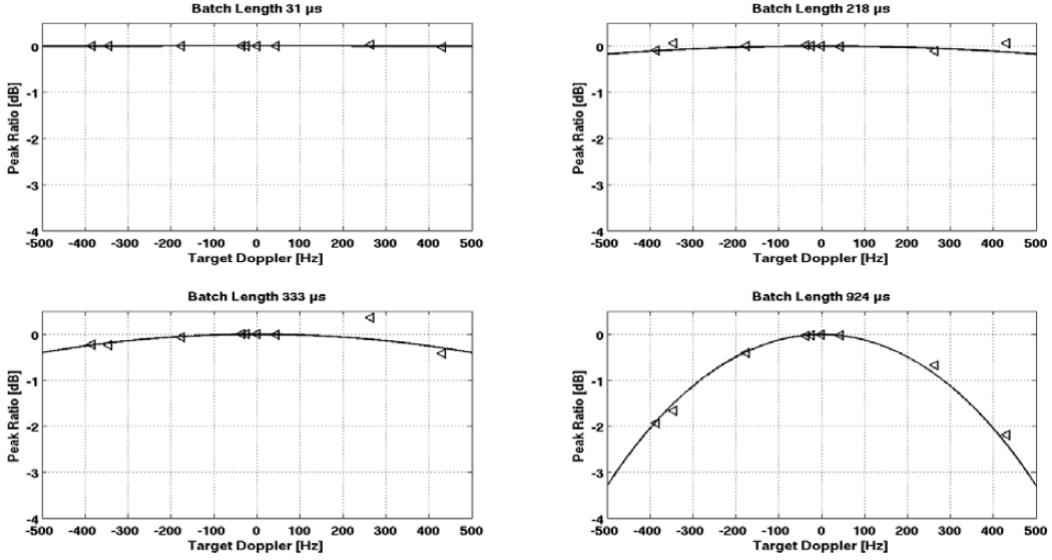


FIGURA 4.3: *Batches algorithm* - Análise perdas SNR devido ao comprimento dos *batches*(Figura 2.8 Martorella e Berizzi s.d.)

o sinal direto pode ser muito mais forte comparado com os ecos dos alvos, o que dificulta a deteção de alvos.

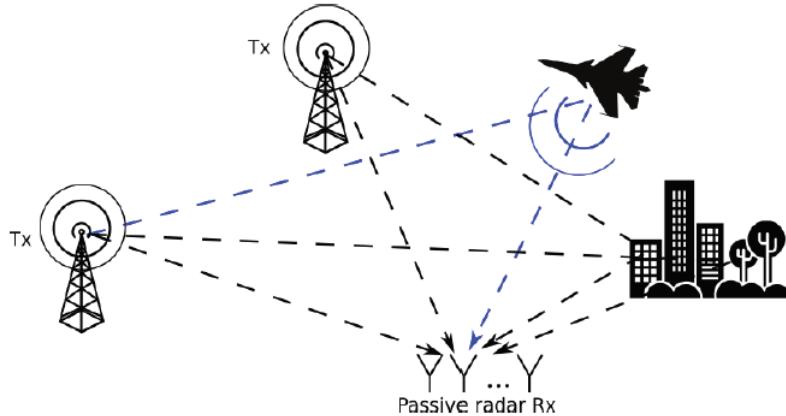


FIGURA 4.4: Cenário PCL - Clutter (Figura 1 Pető e Seller 2018)

Por mais que se tente fisicamente não receber o sinal direto na antena de *surveillance*, este e todas as suas cópias atrasadas no tempo devido a reflexões em objetos e terreno não desejadas (*clutter* representado na figura 4.4) são mais fortes que o sinal refletido no alvo. É possível haver reflexões em edifícios ou algo perto da antena de *surveillance* que possam ser confundidas com o sinal que pretendemos obter, o que pode complicar o cancelamento de todas as réplicas do sinal indesejadas. É de notar, que no caso dos radar *PCL*, ou seja, radares passivos, estamos perante uma geometria bistática e isto leva a que o nível de *clutter* na zona da *baseline*

4.1. Processamento de Sinal

possa ser muito forte e ser notável em algumas *range cells*. Este efeito em junção com o sinal direto que possa ser captado na antena de *surveillance* podem dificultar a deteção de alvos.

O sinal recebido pode ser interpretado de uma forma mais realista como na equação 4.16 para facilitar os processos de cancelamento de *clutter* e identificação das diferentes componentes do sinal.

$$S_R = A_R s_T(t) + \sum_{m=1}^{N_T} a_m s_T(t - \tau_{T_m}) e^{(2\pi j f_{D_m} t)} + \sum_{i=1}^{N_s} b_i s_T(t - \tau_{c_i}) + n(t) \quad (4.16)$$

Onde o primeiro termo representa a componente do sinal direto, o segundo termo representa o sinal refletido no alvo, o terceiro termo representa o *clutter* e por fim, o quarto termo representa a componente de ruído.

Os aspetos mais importantes na *performance* do cancelamento de *clutter* são a capacidade de operação em tempo real e a eficiência do algoritmo representada no mapa *range-Doppler*. De modo geral, a filtragem, ou cancelamento de *clutter* é feita em dois domínios diferentes: Técnicas de supressão no domínio do espaço para lidar com interferências de alta potência e algoritmos de filtragem de *clutter* no domínio do tempo. Tem sido investigado a aplicação de vários métodos e o artigo Pető e Seller 2018 resume a aplicabilidade e comparação de resultados obtidos na utilização dos mesmos tanto como uma explicação sucinta na sua execução.

Existem várias técnicas de cancelamento de *clutter* utilizadas em radares passivos. Os algoritmos de filtragem no domínio do tempo utilizam o *reference signal* de modo a cancelar as réplicas do sinal com um desvio no tempo e de *Doppler* no canal de *surveillance*. Entre estes podemos salientar a aplicação das técnicas de filtragem de *Wiener* com *sample matrix inversion*, Extensive Cancellation Algorithm (ECA), Extensive Cancellation Algorithm - Batched (ECA-B), Extensive Cancellation Algorithm - Sliding Window (ECA-S) Sequential Cancellation Algorithm (SCA), Least Mean Square (LMS), Normalized Least Mean Square (NLMS) e Recursive Least Squares (RLS).

Como jeito de conclusão deste tópico, as figuras 4.6 e 4.5, retiradas do estudo Petri et al. 2012 representam a *performance* dos vários algoritmos nos dois aspetos mais relevantes, respetivamente no mapa de *range-Doppler* que permite a observação da distorção e resolução do algoritmo e do aumento de SINR em relação ao custo computacional medido em Floating Point Operations per Second (FLOPS).

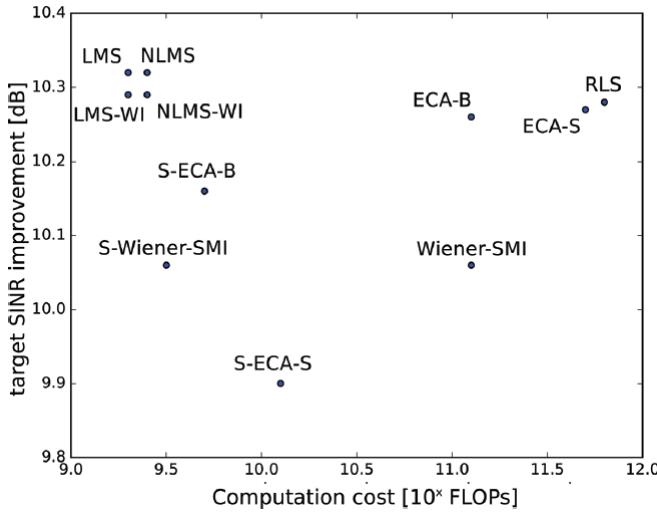


FIGURA 4.5: Mapa da *performance* dos algoritmos de acordo com o aumento de SINR e *computation cost* em FLOPS (Figura 16 Pető e Seller 2018)

Destes resultados obtidos, é de realçar o algoritmo ECA-S que obteve a melhor *performance* ao custo de um grande *computation cost*. Contudo, pode-se observar os algoritmos do tipo LMS e NLMS, que apesar de terem um bom aumento de SINR com pouco custo computacional, apresentam, como observável na figura 4.6, uma grande distorção no mapa *range-Doppler*. Também é de notar, que na figura 4.5, o aumento de SINR é pouco relativamente ao custo computacional, isto porque o referencial não está normalizado, ou seja, a janela do eixo das ordenadas toma valores entre 9.8 e 10.4dB enquanto a janela do eixo das abcissas toma valores entre 10⁹ e 10¹² FLOPS.

4.1.2 Reconstrução e equalização do sinal direto

Uma das principais diferenças do radar passivo para o radar ativo é que no último o *reference signal* é conhecido visto que é transmitido pelo próprio radar. No caso do radar passivo, a utilização de iluminadores de oportunidade tem como consequências o não conhecimento do sinal direto, visto que para além de receber o mesmo, recebemos as suas réplicas atrasadas no tempo e em *Doppler* e ainda ruído.

De forma a melhorar o sinal direto em quando este é digital, neste subcapítulo vão ser discutidos dois métodos diferentes para a remoção de *multipath* e remoção de picos espúrios formados na função de ambiguidade.

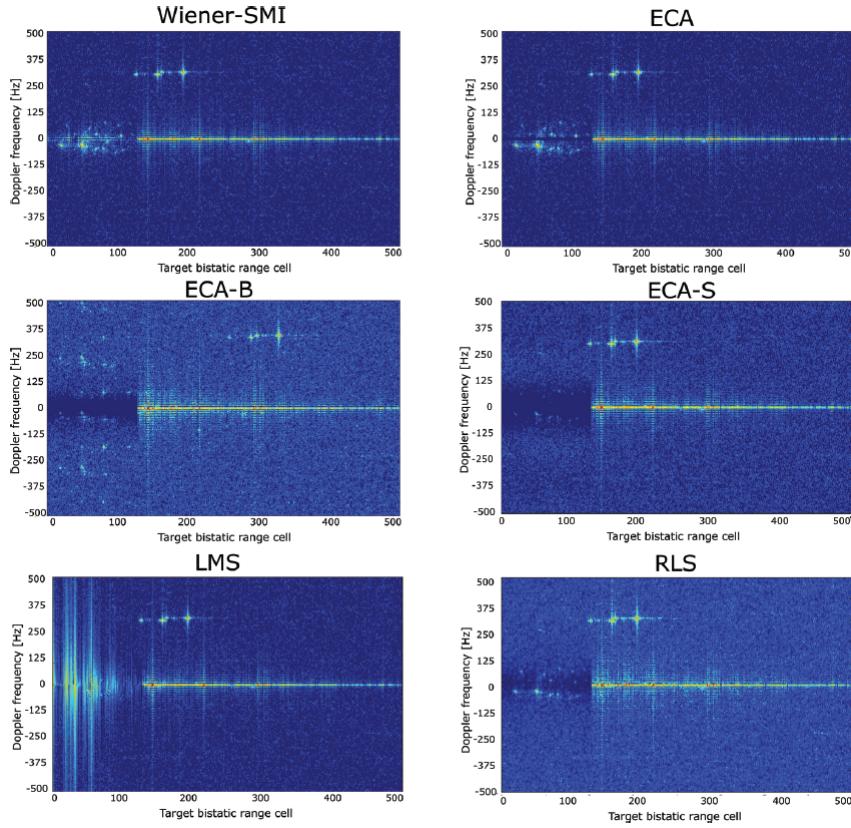


FIGURA 4.6: Mapas de *range-Doppler* dos diferentes algoritmos utilizados (Figura 14 Pető e Seller 2018)

Reconstrução do sinal direto

Alguns sinais digitais transmitidos, como DVB-T em específico, permitem a reconstrução do sinal direto através da desmodulação e re-modulação do sinal direto recebido. Por forma a reconstruir o sinal direto, no caso da DVB-T, é importante conhecer o comprimento do símbolo expresso em amostras, isto porque se a frequência de amostragem do transmissor e do receptor for igual, o comprimento do sinal em amostras é inteiro e a sua receção consiste em meter o sinal no domínio da frequência, usando uma Fast Fourier Transform (FFT). Se este não for o caso, ou seja, que a frequência de amostragem do receptor não seja a definida pelo *standard* DVB-T, o comprimento do símbolo não vai ser um número inteiro e a constelação do sinal recebido vai ficar distorcida visto que os pontos depois de usar a FFT não vão corresponder às posições de cada subportadora. As soluções para este problema podiam passar por fazer uma nova amostragem do sinal por interpolação, mas isso ia introduzir grandes distorções. Existem várias soluções para este problema, como a utilização de outras transformadas, como a Chirp-Z Transform (CZT).

O próximo passo na receção do sinal DVB-T é descodificar os símbolos Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). Este processo passa por o cálculo inverso no espetro do sinal que foi realizado no transmissor, ou seja, se foi usado uma FFT no transmissor, para descodificar os símbolos OFDM usa-se uma Inverse Fast Fourier Transform (IFFT). É de notar que, como falado no parágrafo anterior, se a frequência de amostragem for diferente no transmissor e recetor, a FFT que é o mais comum, não pode ser usada. Ao invés, usa-se um método baseado na CZT, que não é abordado nesta dissertação, mas pode ser compreendido, tal como todo o processo de reconstrução do sinal direto para radares passivos no estudo Baczyk e Malanowski 2011.

De seguida, tem-se uma constelação do sinal direto reconstruido como na figura 4.7 e o próximo passo é a reprodução do sinal no domínio do tempo sem o efeito de *multipath*.

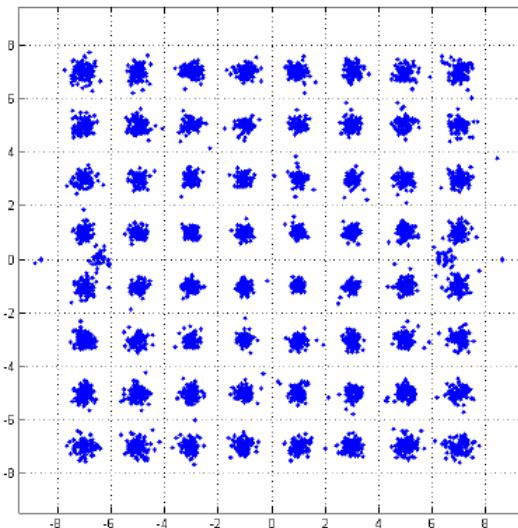


FIGURA 4.7: Constelação 64QAM (Figura 3.4 Martorella e Berizzi s.d.)

Equalização do sinal direto

Em adição à remoção do efeito *multipath* com a reconstrução do sinal direto, é possível equalizar o sinal de forma a remover picos espúrios formados na função de ambiguidade como representados na figura 4.8 relativamente a sinais DVB-T.

Um algoritmo eficiente para remover estes picos espúrios passa por estimar tanto para o sinal direto S_{ref} como para um sinal, neste caso DVB-T, gerado localmente uma função de *Power Spectrum Density (PSD)* e, equalizar através de uma função de filtragem H que posteriormente, é multiplicada com a transformada do

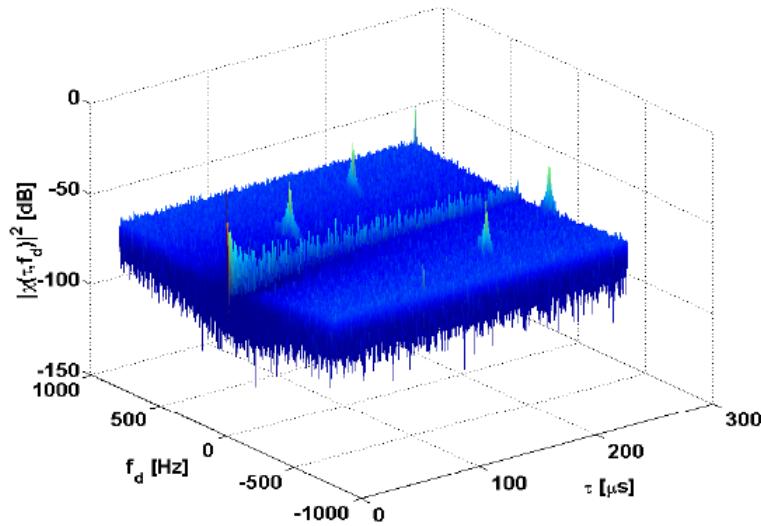


FIGURA 4.8: Função de ambiguidade - Sinal DVB-T - Presença de picos espúrios (Figura 3.5 Martorella e Berizzi s.d.)

sinal direto S_{ref} . De seguida é aplicada a IFFT de forma a gerar um sinal direto mais limpo. Um esquema de blocos do algoritmo está representado na figura 4.9.

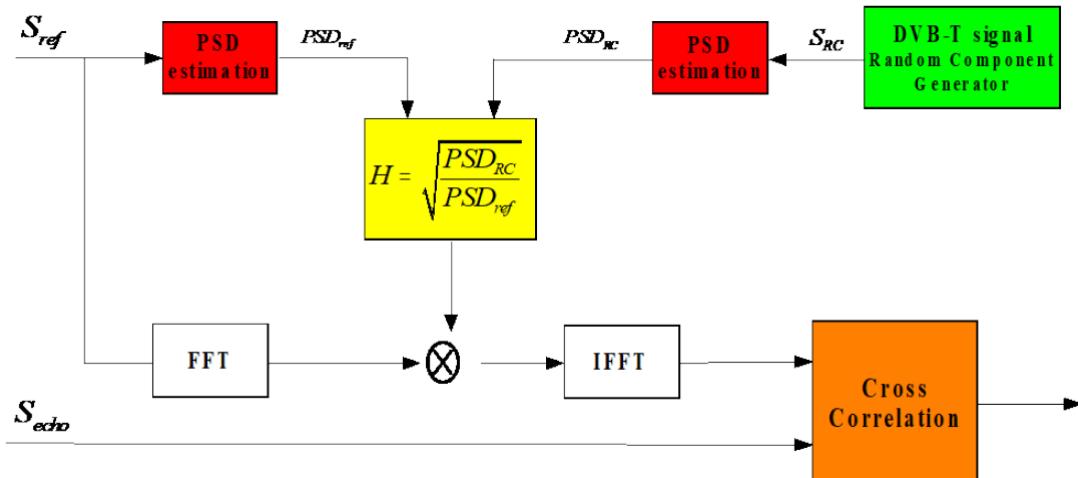


FIGURA 4.9: Diagrama de blocos - Algoritmo de equalização(Figura 3.6 Martorella e Berizzi s.d.)

4.2 Simulação

4.2.1 Função de Ambiguidade

Uma ferramenta que permite analisar as propriedades do sinal utilizado como iluminador de oportunidade é a função de ambiguidade. Esta função é bidimensional no *time-delay* e em *Doppler*, que representa a distorção devido ao filtro adaptado do receptor, falado no inicio deste capítulo e às propriedades do sinal.

Para um sinal $s(t)$, a sua função de ambiguidade é obtida pela equação 4.17.

$$\chi(\tau, f) = \int s(t) s^*(t - \tau) e^{2\pi j f t} dt \quad (4.17)$$

, ou seja, a auto-correlação do sinal recebido.

Utilizando o *matlab* e as ferramentas que este dispõe, é possível calcular funções de ambiguidade de diversos sinais, tendo como um exemplo a figura 4.10 que é resultado do código em anexo I apresentado pelo matlab para fazer funções de ambiguidade consoante as características do sinal.

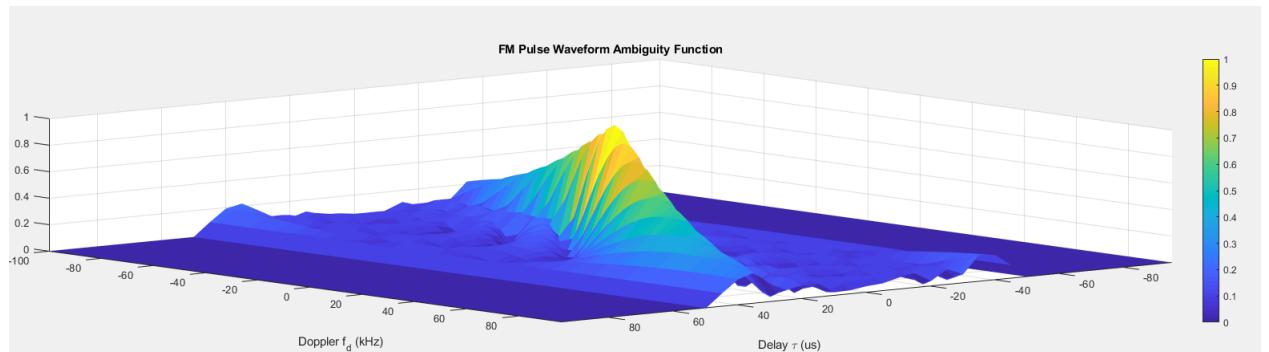


FIGURA 4.10: Função de ambiguidade para um pulso FM

Sinais FM

Um dos fatores que influencia a performance do sistema é a largura de banda, o que no caso de sinais FM é dependente do tipo de música que é transmitido.

A figura 4.11 é retirada de uma estação a transmitir notícias que corresponde aos gráficos de cima e a transmitir música pop, representado no gráfico de baixo. As principais conclusões que se podem retirar da análise da função de ambiguidade de ambas é que quando é transmitida música, especialmente estilos de músicas como *hard rock*, a largura de banda do sinal transmitido aumenta o que provoca uma

4.2. Simulação

função mais estreita e com menor intensidade em redor dos planos de zero *Doppler* e zero *delay*. Consequentemente, este tipo de transmissões permitem uma melhor deteção não só em alcance, como em *Doppler*.

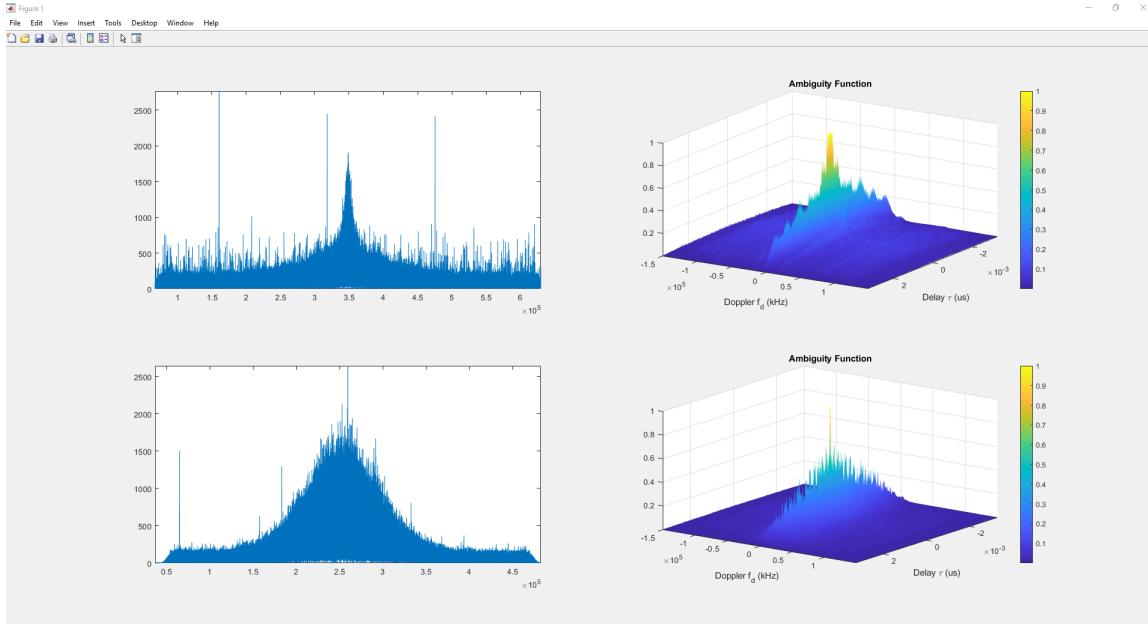


FIGURA 4.11: Função de ambiguidade para um pulso FM retirada de uma estação a dar notícias e música pop

Sinais DVB-T

Para obter as funções de ambiguidade dos sinais DVB-T foi utilizado o LimeSDR com duas antenas de $24dB$, como descrito no Capítulo 6. É de notar que a antena utilizada no lado direito tem um ganho relativamente superior, o que se deve às fichas que foram cravadas, mas que não tem muito impacto na função de ambiguidade. Dito isto, é mais adequado utilizar este canal para o sinal refletido e o com menor ganho para o sinal direto.

Através da equação 4.18, na frequência $f_0 = 602MHz$ que é utilizada nesta zona para DVB-T, com $c = 3 \times 10^8 m/s$, obtém-se um valor de variação de frequência de $100Hz$ para $50m/s = 180km/h$, ou seja, para uma distância ao alvo com valores inferiores a $15m$, segundo a equação 4.19 para um *delay* de 0.1×10^{-6} , é muito difícil a deteção.

$$\Delta f = \frac{\Delta v}{c} f_0 \quad (4.18)$$

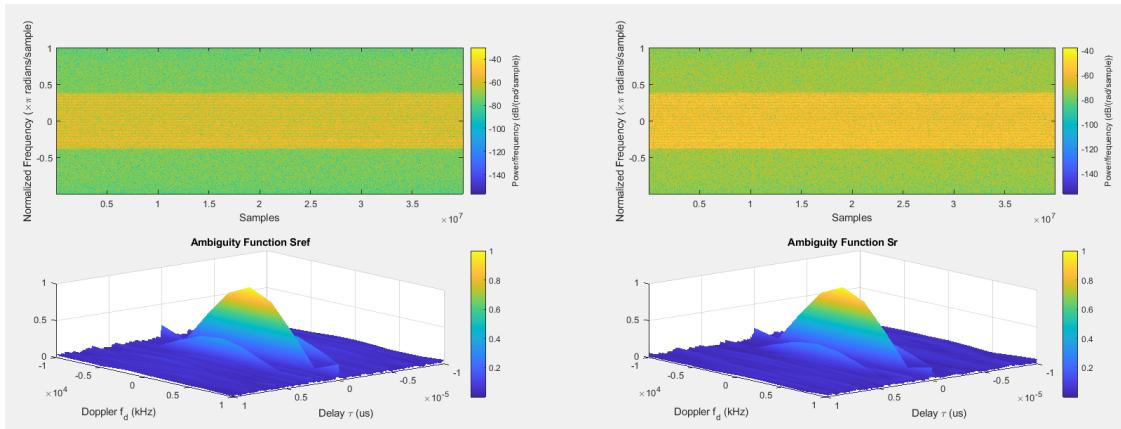


FIGURA 4.12: Função de ambiguidade para dois sinais DVB-T

$$Range = \frac{c \times delay}{2} \quad (4.19)$$

4.3 Bases de Dados

4.3.1 Formação de Imagem

@

Capítulo 5

Aplicação

5.1 Sistema Desenvolvido

O objetivo principal da parte prática da dissertação é não só recolher sinais e criar a sua função de ambiguidade, mas principalmente detetar um objeto estático e em movimento. Para realizar estas tarefas foi utilizado um transmissor e recetor LimeSDR USB. As suas principais características estão apresentadas na seguinte tabela e a sua documentação em <https://wiki.myriadrf.org/LimeSDR-USB>.

Característica	Descrição
<i>RF Transceiver</i>	LMS7002M
<i>Oscillator</i>	Rakon RPT7050A @30.72MHz
Banda de frequência	100kHz - 3.8GHz
Largura de banda máxima	61.44MHz

TABELA 5.1: Características do LimeSDR USB

Por forma a reduzir o ruído a alimentação é feita através dum *power bank* de 20000mAh. Isto é conseguido com um cabo em "Y" que vem com o LimeSDR, que separa a entrada de dados da alimentação do equipamento.

As duas antenas utilizada tanto para o canal de receção do sinal direto como do sinal refletido são antenas *One for all Yagi* de exterior para televisão, com 24dB.

Para a ligação entre o *LimeSDR* e as antenas foram utilizados cabos coaxiais RG-58 com 1m de comprimento onde foram cravadas fichas SMA, como representado na figura 5.1.

O repositório que contém as drivers que permitem trabalhar com o LimeSDR a partir do MATLAB foram desenvolvidos inicialmente e disponibilizado no link <https://github.com/jocover/Simulink-MATLAB-LimeSDR> em Agosto de

2017 pelo autor Jocover, posteriormente adaptado e atualizado em Dezembro de 2019 pelo autor Damir Rakhimov para a versão do LimeSuite 19.04 e pode ser acedido no *github* do mesmo, <https://github.com/RakhDamir/LimeSDR-Matlab>. Todos os passos de instalação e configuração do sistema encontram-se disponibilizados no seu *github*.



FIGURA 5.1: Entrada LimeSDR

Para o estudo da deteção de alvos utilizando sistemas de deteção passivos, foi utilizado sinais DVB-T dos transmissores de Palmela ($38^{\circ}33'23.02''N$ $8^{\circ}54'27.56''W$) e Cruz de Pau ($38^{\circ}37'3.78''N$ $9^{\circ}7'2.31''W$), ambos a transmitir nas frequências $598 - 606MHz$, e a posição do estudo foi em Brejos de Azeitão ($38^{\circ}32'11.10''N$ $9^{\circ}1'21.43''W$). Para uma melhor compreensão do panorama geográfico, a imagem 5.2 representa os transmissores a amarelo, os utilizados a amarelo com um risco preto por baixo e a posição da experiência com um círculo azul.

Nesta experiência, a antena que recebe o sinal direto estava direcionada para Palmela, recebendo também sinal direto do transmissor da Cruz de Pau devido à pouca diretividade da antena, enquanto a antena que recebe o sinal refletido estava posicionada de modo a apontar na direção oposta, como na figura 5.3.

Antes de apresentar os resultados, é necessário compreender a situação em que se está inserido e as limitações do equipamento para se conseguir tirar conclusões coerentes. Com isto, os dois parâmetros a serem considerados inicialmente é a resolução em *Doppler* e em alcance. Da expressão 2.3, é dada a resolução em alcance para o caso bistático. Visto que o ângulo β , entre o transmissor e o receptor toma

5.1. Sistema Desenvolvido

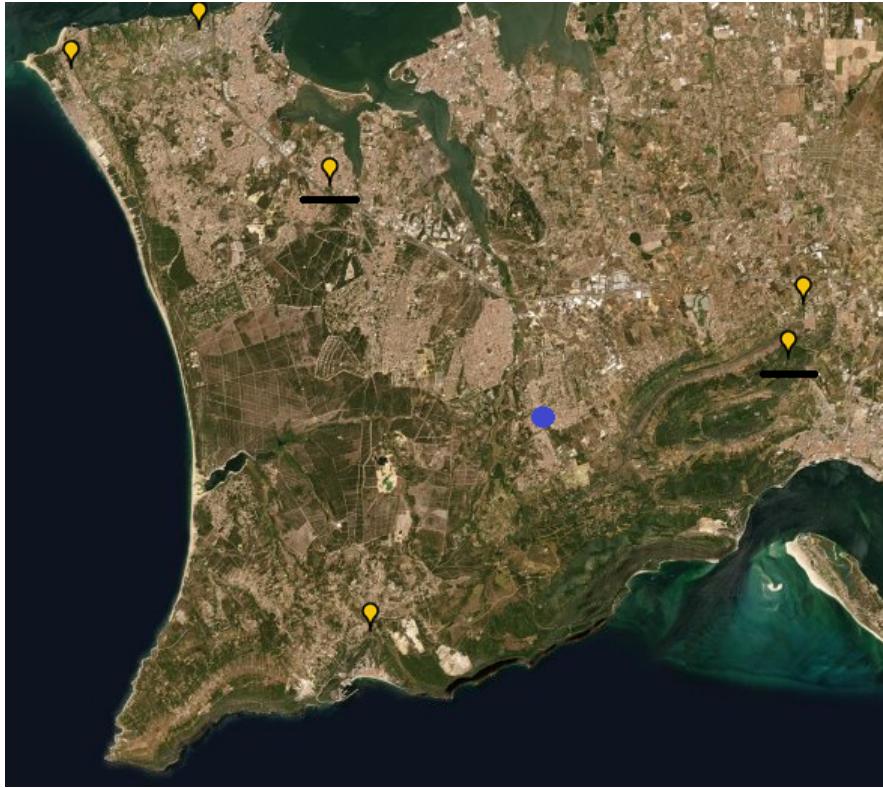


FIGURA 5.2: Mapa de emissores e local da experiência

valores perto dos 0° , o termo $\cos\left(\frac{\beta}{2}\right) = 1$, logo, reduz-se ao caso monostático, e obtém-se o resultado em 5.1.

$$\delta_r = \frac{c}{2B \left(\cos \frac{\beta}{2} \right)} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \times 8 \times 10^6 \left(\cos \frac{0}{2} \right)} = 18.75m \quad (5.1)$$

Portanto, teoricamente, não é possível distinguir dois alvos com uma distância entre eles menor que $18.75m$, e logicamente se o alvo estiver em movimento só irá ser detetado a mudança de célula de resolução a cada $18.75m$.

No caso do desvio de *doppler*, a resolução é dada pela expressão 2.7, para o caso do receptor estático e alvo em movimento. Desta, para as mesmas condições acima definidas e um tempo de integração de $1s$, resulta uma resolução em *Doppler* de $2.5m/s$. No entanto, com um frequência de amostragem utilizada de $17MHz$ os cálculos são computacionalmente demasiado pesados para o *Matlab* conseguir calcular, para qual a solução ótima seria a aplicação de algoritmos por forma a reduzir este peso, mas a utilizada foi a redução das amostras utilizadas para valores inferiores a 0.1



FIGURA 5.3: Disposição do sistema no local da experiência

$$\Delta v = \frac{3 \times 10^8}{\frac{602 \times 10^6}{2 \times 1}} = 0.25m/s \quad (5.2)$$

5.2 Resultados

Capítulo 6

Conclusões e Discussão

6.1 Sumário

6.2 Discussão e Conclusões

6.3 Cenários Possíveis - MARINHA

Conclusão

A conclusão segue-se ao corpo principal dos capítulos que constituem o trabalho, realçando, de forma resumida e nos aspetos mais relevantes, os passos seguidos e os resultados obtidos (mas evitando fazer um resumo que repita aspetos do corpo). Devem expor-se as dificuldades e limitações sentidas, sobretudo se as mesmas limitaram a investigação e prejudicaram o alcançar dos resultados propostos na introdução.

E, de igual modo, se a investigação desenvolvida mostrou novas vias de trabalho que não puderam ser desenvolvidas, devem evidenciar-se os caminhos que foram abertos, avançando com sugestões e propostas para trabalhos futuros que deem continuidade ao projeto presente.

Bibliografia

- Baczyk, Marcin e Mateusz Malanowski (2011). «Reconstruction of the reference signal in DVB-T-based passive radar». Em: *International Journal of Electronics and Telecommunications* 57.1, pp. 43–48. ISSN: 20818491. DOI: 10.2478/v10177-011-0006-y.
- Baker, Prof Christopher (2019). «PCL Waveforms». Em: pp. 1–16.
- Balanis, Constantine (2016). *Antenna Theory: Analysis and Design*. 4th. New Jersey: John Wiley & Sons, pp. 1–1072. ISBN: 9789896540821. DOI: 10.2307/j.ctvfxvc64.18.
- Griffiths, H.D. e C.J. Baker (2005). «Passive coherent location radar systems.» Em: *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation* 152.4, pp. 153–159. ISSN: <null>. DOI: 10.1049/ip-rsn. URL: http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-rsn%7B%5C_%7D20010473.
- Griffiths, Hugh e Christopher J. Baker (2017). *An introduction to passive radar*.
- IEEE (1997). *The IEEE standard dictionary of electrical and electronics terms*. 6th. New York.
- Jeske, Daniel R. e Ashwin Sampath (2004). «Signal-to-interference-plus-noise ratio estimation for wireless communication systems: Methods and analysis». Em: *Naval Research Logistics* 51.5, pp. 720–740. ISSN: 0894069X. DOI: 10.1002/nav.20022.
- Kraus, John D- (1988). *Antennas*. Ed. por McGraw-Hill. 2nd. New Delhi.
- Malanowski, Mateusz e Krzysztof Kulpa (2008). «Analysis of integration gain in passive radar». Em: *Proceedings of the 2008 International Conference on Radar, Radar 2008* 7, pp. 323–328. DOI: 10.1109/RADAR.2008.4653940.
- Marco Martorella, Fabrizio Berizzi (2019). «Passive Radar Imaging». Em: *STO-MP-SET-187*, pp. 1–12.
- Martorella, Marco e Fabrizio Berizzi (s.d.). «PCL Detection Fundamentals». Em: (), pp. 1–19.
- Pető, Tamás e Rudolf Seller (2018). «Adaptive Clutter Cancellation Techniques for Passive Radars». Em: *Topics in Radar Signal Processing*. DOI: 10.5772/intechopen.71289.

- Petri, D, C Moscardini, M Martorella, M Conti, A Capria e F Berizzi (2012). «Performance analysis of the batches algorithm for Range-Doppler map formation in passive bistatic radar». Em: *IET Conference Publications*. Vol. 2012. 603 CP, pp. 1–4. ISBN: 9781849196765. DOI: [10.1049/cp.2012.1570](https://doi.org/10.1049/cp.2012.1570).
- Willis (2005). *Bistatic Radar*. 2nd. Scitech. ISBN: 1891121456. DOI: [10.1049/sbra003e](https://doi.org/10.1049/sbra003e).
- Y. Rahmat-Samii, L. I. Williams e R. G. Yoccarino (1995). «The UCLA Bi-polar Planar-Near-Field Antenna Measurement and Diagnostics Range». Em: *IEEE Antennas & Propagation Magazine*, Vol. 37, No. 6.

Apêndice A - Função de ambiguidade para ficheiros IQ

Código MATLAB para criar função de ambiguidade para dois ficheiros iq diferentes gravados em .wav:

```
clc
close all
clear all

% Read and info IQ file
info = audioinfo('noticiasrtl.wav');
[a,fs] = audioread('noticiasrtl.wav');

info2 = audioinfo('poprtl.wav');
[a2,fs2] = audioread('poprtl.wav');
% From 2 columns to a 1 column complex data
y = a;
y(:,2) = y(:,2)*1i;
y(:,1) = y(:,1) + y(:,2);
y(:,2) = [];

y2 = a2;
y2(:,2) = y2(:,2)*1i;
y2(:,1) = y2(:,1) + y2(:,2);
y2(:,2) = [];

% Column to vector - transpose
t = transpose(y);
x = t(1:1000);

t2 = transpose(y2);
x2 = t2(1:1000);

% Maths
[afmag,delay,doppler] = ambgfun(x,fs,10000);
```

```
afmag = afmag*2;
afmag(afmag>1 )= 1;

[afmag2,delay2,doppler2] = ambgfun(x2,fs2,10000);
afmag2 = afmag2*2;
afmag2(afmag2>1 )= 1;

% Figure plot
figure
subplot(2,2,1)
plot(abs(fftshift(fft(t))));

subplot(2,2,2)
surf(delay,doppler,afmag,'LineStyle','none');
shading interp;
axis tight;
grid on;
view([140,35]);
colorbar;
xlabel('Delay \tau (us)');
ylabel('Doppler f_d (kHz)');
title('Ambiguity Function');

subplot(2,2,3)
plot(abs(fftshift(fft(t2))));

subplot(2,2,4)
surf(delay2,doppler2,afmag2,'LineStyle','none');
shading interp;
axis tight;
grid on;
view([140,35]);
colorbar;
xlabel('Delay \tau (us)');
ylabel('Doppler f_d (kHz)');
title('Ambiguity Function');
```

Apêndice B - Radar Passivo

Código MATLAB para criar função de ambiguidade para dois sinais adquiridos pelo LimeSDR com o MATLAB e fazer a correlação entre estes:

```
% Author of the LimeSDR MATLAB compatibility program:  
%     Damir Rakhimov, CRL, TU Ilmenau, Dec 2019  
  
% Author of the current program, based on the simple RX by Damir Rakhimov:  
%     Afonso Sénica, Escola Naval, June 2020  
  
clc  
clear all  
  
addpath('../_library') % add path with LimeSuite library  
  
% Initialize parameters  
TotalTime    = 1;          % Time of observation, s  
Fc           = 602e6;       % Carrier Frequency, Hz  
Fs           = 17e6;        % Frequency of sampling frequency, Hz  
Ts           = 2;          % Signal duration, s  
Fsig         = 602e6;       % Frequency of desired signal, Hz  
Asig         = 1;          % Amplitude of signal, V  
BW           = 8e6;         % Bandwidth of the signal, Hz (5-40MHz and 50-130Mhz)  
Gain          = 24;         % Receiver Gain, dB  
  
% Open LimeSDR  
dev = limeSDR(); % Open device  
  
% Setup device parameters.  
dev.rx0.frequency    = Fc;  
dev.rx0.samplerate   = Fs;  
dev.rx0.bandwidth    = BW;  
dev.rx0.gain         = Gain;  
dev.rx0.antenna      = 2;      % LNA_L
```

```
dev.rx1.frequency    = Fc;
dev.rx1.samplerate   = Fs;
dev.rx1.bandwidth    = BW;
dev.rx1.gain         = Gain;
dev.rx1.antenna      = 2;      % LNA_L

% Read parameters from the devices
Fs_dev      = dev.rx0.samplerate; % in SPS
Fc_dev      = dev.rx0.frequency;
BW_dev      = dev.rx0.bandwidth;
Ant_dev     = dev.rx0.antenna;
Gain_dev    = dev.rx0.gain;
ChipTemp    = dev.chiptemp;

fprintf('Rx Device sampling frequency: %3.1fHz, Initial sampling frequency: %3.1fHz\n'
        'Rx Device carrier frequency: %3.1fHz, Initial carrier frequency: %3.1fHz\n'
        'Rx Device bandwidth: %3.1fHz, Initial bandwidth: %3.1fHz\n', BW_dev, BW);
fprintf('Rx Device antenna: %d \n', Ant_dev);
fprintf('Rx Device gain: %3.1fdB, Initial gain: %3.1fdB\n', Gain_dev, Gain);
fprintf('Rx Device temperature: %3.1fC\n', ChipTemp);

Fs_dev1      = dev.rx1.samplerate; % in SPS
Fc_dev1      = dev.rx1.frequency;
BW_dev1      = dev.rx1.bandwidth;
Ant_dev1     = dev.rx1.antenna;
Gain_dev1    = dev.rx1.gain;

% Create empty array for the received signal
bufferRx    = complex(zeros(TotalTime*Fs,1));

bufferRx1    = complex(zeros(TotalTime*Fs,1));

% Enable stream parameters.
dev.rx0.enable;

dev.rx1.enable;

% Calibrate RX channel
```

```
dev.rx0.calibrate;

dev.rx1.calibrate;

% Start the module
dev.start();
fprintf('Start of LimeSDR\n');

% Receive samples on RX0 channel
indRx = 1; % index of the last received sample
for idxLoop = 1:round(TotalTime/Ts)
    tic;
    [samples, ~, samplesLength] = dev.receive(Fs*Ts,0);
    bufferRx(indRx:indRx+samplesLength-1) = samples;
    indRx = indRx + samplesLength;
    status = dev.rx0.status;
    fprintf('Received samples: %d\n', samplesLength);
    fprintf('Fifo size: %d\n', status fifoFilledCount);
end
pause(1)

indRx1 = 1; % index of the last received sample
for idxLoop1 = 1:round(TotalTime/Ts)
    tic;
    [samples1, ~, samplesLength1] = dev.receive(Fs*Ts,0);
    bufferRx1(indRx1:indRx1+samplesLength1-1) = samples1;
    indRx1 = indRx1 + samplesLength1;
    status1 = dev.rx1.status;
    fprintf('Received samples: %d\n', samplesLength1);
    fprintf('Fifo size: %d\n', status1 fifoFilledCount);
end
pause(1)

% Cleanup and shutdown by stopping the RX stream and having
% MATLAB delete the handle object.
dev.stop();
clear dev;
```

```
fprintf('Stop of LimeSDR\n');

% Select a few samples to get the process quicker
t = bufferRx(1:10000);
x = transpose(t);

t1 = bufferRx1(1:10000);
x1 = transpose(t1);

% Select plot gain *1
% Sref ambiguity function
[afmag,delay,doppler] = ambgfun(x,Fs,250000);
afmag = afmag*1;
afmag(afmag>1 )= 1;

% Sr ambiguity function
[afmag2,delay2,doppler2] = ambgfun(x1,Fs,250000);
afmag2 = afmag2*1;
afmag2(afmag2>1 )= 1;

% Correlation
[afmag3,delay3,doppler3] = ambgfun(x,x1,Fs,[250000 250000]);
afmag3 = afmag3*1.5;
afmag3(afmag3>1 )= 1;

% Plot spectrograms of the received signals
tic
figure(1)
subplot(3,2,1);
spectrogram(bufferRx,2^12,2^10,2^12,'centered','yaxis')

subplot(3,2,2);
spectrogram(bufferRx1,2^12,2^10,2^12,'centered','yaxis')
```

```
fprintf('Time for visualisation: %g\n', toc);

% Plot the ambiguity functions of Sref and Sr
subplot(3,2,3)
surf(delay,doppler,afmag,'LineStyle','none');
shading interp;
axis([-0.5e-5 0.5e-5 -10000 10000]);
grid on;
view([140,35]);
colorbar;
xlabel('Delay \tau (s)');
ylabel('Doppler f_d (Hz)');
title('Ambiguity Function Sref');

subplot(3,2,4)
surf(delay2,doppler2,afmag2,'LineStyle','none');
shading interp;
axis([-0.5e-5 0.5e-5 -10000 10000]);
grid on;
view([140,35]);
colorbar;
xlabel('Delay \tau (us)');
ylabel('Doppler f_d (kHz)');
title('Ambiguity Function Sr');

% Plot the correlation of Sref and Sr
subplot(3,2,5)
surf(delay3,doppler3,afmag3,'LineStyle','none');
shading interp;
axis([-0.3e-6 0.3e-6 -1500 1500]);
zlim([0 1]);
grid on;
view([140,35]);
```

```
colorbar;  
 xlabel('Delay \tau (s)');  
 ylabel('Doppler f_d (Hz)');  
 title('Cross-correlation');
```

Anexo I - Função de ambiguidade para um pulso FM

Código sugerido pelo MATLAB para criar função de ambiguidade para um pulso FM consoante as características do sinal:

```
clc
close all
clear all

Rmax = 15e3;
Rres = 1500;
c = 3e8;
prf = c/(2*Rmax);
bw = c/(2*Rres);
fs = 2*bw;
fc = 1e9;

lfmwaveform = phased.LinearFMWaveform('SampleRate',fs,'SweepBandwidth',bw,'PRF',prf);
bw_lfm = bandwidth(lfmwaveform);
wav = lfmwaveform();
deltav_lfm = dop2speed(20e3,c/fc);
[afmag_lfm,delay_lfm,doppler_lfm] = ambgfun(wav,lfmwaveform.SampleRate,lfmwaveform.

subplot(2,1,2)
surf(delay_lfm*1e6,doppler_lfm/1e3,afmag_lfm,'LineStyle','none');
axis tight; grid on; view([140,35]); colorbar;
xlabel('Delay \tau (us)'); ylabel('Doppler f_d (kHz)');
title('FM Pulse Waveform Ambiguity Function');
```