



## **Mapeamento de minas terrestres por deteção aérea**

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica Militar

Alferes-Aluno Rui Miguel Carapinha Rita

### **Orientadores:**

Professor Doutor Pedro Nuno Mendonça dos Santos

Professor Doutor João Paulo Neto Torres

Academia Militar - Lisboa

2023/2024





## **Mapeamento de minas terrestres por deteção aérea**

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica Militar

Alferes-Aluno Rui Miguel Carapinha Rita

### **Orientadores:**

Professor Doutor Pedro Nuno Mendonça dos Santos

Professor Doutor João Paulo Neto Torres

Academia Militar - Lisboa

2023/2024



## Agradecimentos

A conclusão desta dissertação de mestrado contou com valiosas contribuições, permitindo que todo o esforço, dedicação e persistência dedicados ao desenvolvimento do trabalho fossem recompensados com sucesso, atingindo os objetivos propostos.

Aos orientadores, Professor Doutor Pedro Santos e Professor Doutor João Torres, cujos tive o prazer de ser também aluno durante o percurso académico, agradeço o apoio, a paciência, a partilha de conhecimentos e as contribuições importantes para a realização desta dissertação.

Aos meus pais e à minha irmã, por estarem sempre presentes em todo o meu percurso, foram e serão sempre o meu grande apoio em qualquer altura e qualquer parte. Ao meu tio Nuno e a minha tia Carla, agradeço também por toda a ajuda e encorajamento durante todo este percurso. Aos meus avós, um obrigado muito especial pela vossa ajuda durante todo este processo, um obrigado por tudo o que me proporcionaram e ensinaram ao longo da vida.

À minha namorada, Marta, um obrigado é pouco por todo o amor, paciência e suporte dado ao longo destes anos. Por me ajudares e ouvires nos piores momentos e festejares comigo, os mais bonitos. Agradeço também à sua família, por todo o apoio.

Aos meus camaradas da Academia Militar, mais concretamente à turma Foxtrot, um agradecimento por todo o apoio dado durante estes seis árduos anos de formação na Academia Militar, incluindo os dois anos de formação no Instituto Superior Técnico e ao longo de toda a dissertação de mestrado. Sem vocês seria impossível completar este percurso, e, mesmo que fosse, certamente não seria o mesmo.

À Academia Militar, nomeadamente os professores, instrutores, comandantes e todas as pessoas responsáveis, agradeço a todos o esforço e dedicação que implementaram para a formação e transmissão de conhecimentos aos alunos.

Ao professor João Casaleiro, cujos conhecimentos foram fundamentais ao longo do desenvolvimento deste projeto, e aos colegas Guilherme Marques e Diogo Silva, por todo o apoio, companheirismo e contribuição técnica, que se revelaram essenciais para superar os desafios encontrados e alcançar os resultados esperados, bem como ao CINAMIL, ao Instituto Superior de Engenharia de Lisboa e ao Instituto de Telecomunicações, pela infraestrutura laboratorial. Este trabalho foi apoiado em parte pela FCT/MCTES através de fundos nacionais e em parte por fundos cofinanciados da UE no âmbito do Projeto UIDB/50008/2020. Este trabalho é também reflexo da dedicação e colaboração de todos.

Por fim, um agradecimento a todos aqueles que não estando presentes neste momento, tiveram um contributo igual nas minhas conquistas. A todos, dedico a minha dissertação de trabalho.



## Resumo

A detecção de minas terrestres está a enfrentar desafios crescentes devido à evolução dos materiais utilizados, tais como plásticos, que dificultam a eficácia dos métodos tradicionais. Esta dissertação tem como objetivo desenvolver e integrar tecnologias que permitam a detecção de minas terrestres fazendo uso de veículos aéreos não tripulados, visando melhorar a identificação e localização de minas enterradas e, conseqüentemente, aumentar a segurança e eficiência das operações de desminagem.

A presente dissertação inicia-se com uma revisão abrangente da literatura sobre as principais técnicas de detecção de minas. Segue-se uma breve análise da evolução dos veículos aéreos não tripulados e das suas aplicações na desminagem, bem como uma discussão sobre os desafios associados à detecção de diferentes tipos de minas em vários tipos de terreno.

A metodologia adotada para este estudo inclui a definição dos parâmetros de *hardware* e *software* necessários para otimizar a detecção de minas com recurso a Radar de Penetração no Solo, o desenvolvimento de algoritmos para cancelar a auto-interferência resultante da proximidade das antenas e de sincronização entre os sistemas de detecção e o módulo de localização, garantindo uma georreferenciação precisa dos dados recolhidos.

Os resultados obtidos demonstram que, apesar da falta de sincronismo do *hardware*, o uso de veículos aéreos não tripulados, algoritmos de cancelamento de auto-interferência e sincronização entre detecção e localização permitem uma maior precisão na detecção e georreferenciação de minas, especialmente em áreas de difícil acesso ou perigosas. Este sistema não só pode reduzir o risco para os militares, como também aumentar significativamente a eficiência das operações de desminagem, proporcionando uma solução inovadora e segura.

**Palavras-chave:** Radar de penetração no solo, Mapeamento de minas terrestres, Veículos aéreos não tripulados, Cancelamento de auto-interferência, Georreferenciação.



## **Abstract**

The detection of landmines is facing growing challenges due to the evolution of materials used, such as plastics, which reduce the effectiveness of traditional methods. This work aims to develop and integrate technologies that enable landmine detection through the use of unmanned aerial vehicles, in order to improve the identification and localization of buried mines and, consequently, enhancing the safety and efficiency of demining operations.

This dissertation begins with a comprehensive literature review on the main landmine detection techniques. This is followed by a brief analysis of the evolution of unmanned aerial vehicles and their applications in demining, as well as a discussion on the challenges associated with detecting different types of mines in various types of terrain.

The methodology adopted for this study includes defining the necessary hardware and software parameters to optimize landmine detection using Ground Penetrating Radar, developing algorithms to cancel self-interference resulting from the proximity of antennas, and synchronizing the detection systems with the localization module to ensure precise georeferencing of the collected data.

The results obtained demonstrate that, despite hardware synchronization issues, the use of unmanned aerial vehicles, self-interference cancellation algorithms, and synchronization between detection and localization allow for greater accuracy in mine detection and georeferencing, especially in hard-to-reach or dangerous areas. This system can not only reduce risk for military personnel but also significantly increase the efficiency of demining operations, providing an innovative and safe solution.

Keywords: Ground penetrating radar, Landmine mapping, Aerial platforms, Self-interference cancellation, Georeferencing.



# Conteúdo

<b>Resumo</b>	<b>vii</b>
<b>Abstract</b>	<b>ix</b>
<b>Índice de Figuras</b>	<b>xiv</b>
<b>Índice de Tabelas</b>	<b>xv</b>
<b>Lista de Acrónimos e Siglas</b>	<b>xviii</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>xix</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Motivação . . . . .	1
1.2 Objetivos . . . . .	1
1.3 Desafios . . . . .	2
<b>2 Revisão da Literatura</b>	<b>3</b>
2.1 Ondas Eletromagnéticas . . . . .	3
2.2 Parâmetros Físicos de Meios Heterogêneos . . . . .	4
2.3 Radares . . . . .	4
2.3.1 Domínio do Tempo . . . . .	5
2.3.2 Domínio da Frequência . . . . .	5
2.3.2.1 Frequency-Modulated Continuous Wave . . . . .	6
2.3.2.2 Stepped-Frequency Continuous Wave . . . . .	6
2.3.3 Parâmetros do Radar . . . . .	8
2.3.4 Resolução . . . . .	8
2.3.5 Resolução Angular e Antenas . . . . .	8
2.3.6 Secção Transversal do Radar . . . . .	9
2.4 Técnicas de Detecção Eletromagnética . . . . .	10
2.4.1 Radar de Penetração no Solo . . . . .	10
2.4.2 Detetor de Metais . . . . .	12
2.4.3 Micro-ondas . . . . .	12
2.4.4 Radar de Infravermelho . . . . .	13
2.5 Detecção Acústica . . . . .	13
2.6 Resumo Sobre as Técnicas de Detecção Abordadas . . . . .	13
2.7 Software Defined Radio . . . . .	14
2.8 Evolução dos VANT . . . . .	14
2.9 GNSS . . . . .	15
2.10 Trabalhos Relacionados . . . . .	16
2.10.1 Radar de Penetração no Solo para Detecção de Minas Enterradas . . . . .	16
2.10.2 Detetor de Metais para Detecção de Minas Enterradas . . . . .	19
2.10.3 Micro-Ondas para Detecção de Minas Enterradas . . . . .	19
2.10.4 Sensor Infravermelho para Detecção de Minas Enterradas . . . . .	20
2.10.5 Sensor Ultrassom para Detecção de Minas Enterradas . . . . .	20
2.10.6 Técnicas Conjuntas de Detecção de Minas Enterradas . . . . .	20

<b>3</b>	<b>Metodologia e Resultados Teóricos</b>	<b>23</b>
3.1	Algoritmo de Detecção e Cancelamento da Auto-Interferência . . . . .	23
3.1.1	Descrição do Algoritmo . . . . .	23
3.1.2	Cálculo da Resolução do Radar . . . . .	25
3.1.3	Análise dos Resultados . . . . .	26
3.2	Georreferenciação . . . . .	30
3.2.1	Aplicações do GNSS no Projeto . . . . .	31
3.2.2	Georreferenciação por Módulo GNSS . . . . .	31
<b>4</b>	<b>Metodologia e Resultados Práticos</b>	<b>35</b>
4.1	Hardware . . . . .	35
4.1.1	Adalm Pluto . . . . .	35
4.1.2	BladeRF 2.0 . . . . .	36
4.1.3	Antenas . . . . .	36
4.2	Detecção de Alvos Enterrados . . . . .	41
4.2.1	Análise da Fase do Sinal Recebido com Adalm Pluto . . . . .	41
4.2.2	Análise da Fase do Sinal Recebido com BladeRF 2.0 . . . . .	42
4.2.3	Análise da amplitude do Sinal Recebido com BladeRF 2.0 . . . . .	46
4.3	Cancelamento da Auto-Interferência com BladeRF 2.0 . . . . .	48
4.3.1	Parametrização do Hardware . . . . .	48
4.3.2	Problema da Auto-interferência . . . . .	50
4.3.3	Sincronismo dos Canais de Transmissão e Recepção . . . . .	53
4.3.3.1	Sincronismo dos Transmissores . . . . .	54
4.3.3.2	Sincronismo dos Recetores . . . . .	54
4.3.3.3	Validação da arbitrariedade de fase entre transmissão e recepção . . . . .	57
4.3.3.4	Impacto da falta de Sincronismo . . . . .	59
4.3.3.5	Solução Proposta . . . . .	59
4.3.4	Cancelamento Através do Sinal de Referência . . . . .	61
4.4	Detecção de Alvos e Análise do Scan Tipo B . . . . .	62
<b>5</b>	<b>Conclusão</b>	<b>69</b>
5.1	Trabalho Futuro . . . . .	69
	<b>Referências</b>	<b>71</b>
	<b>Anexos A - Códigos em Matlab</b>	<b>75</b>
	<b>Anexos B - Códigos em C</b>	<b>85</b>

## Lista de Figuras

2.1	Forma de onda típica de um radar de impulso, (a) impulso, (b) mono-impulso ( $\tau$ é a largura do impulso e $v_p$ a amplitude de pico).	5
2.2	Transmissão de sinais em SFCW, (a) no domínio do tempo, (b) no domínio da frequência e (c) na frequência mas em ordem ao tempo.	7
2.3	Impulso sintético obtido pela IFFT em SFCW.	7
2.4	Distinção de alvos próximos baseado na resolução.	8
2.5	Distinção de alvos próximos baseado na resolução angular.	9
2.6	Deteção de energia refletida ou dispersa.	10
2.7	Comparação entre um alvo semelhante a uma mina terrestre e um solo homogéneo.	11
2.8	Reflexão de ondas eletromagnéticas em uma fronteira geológica.	12
2.9	Arquitetura de um SDR.	14
2.10	Evolução dos VANT.	15
2.11	Funcionamento dos sistemas de localização e navegação por satélite.	16
2.12	Deteção de mina AT no subsolo.	17
2.13	Deteção de mina no subsolo sem normalização.	17
2.14	Deteção de mina no subsolo com normalização.	17
2.15	Deteção de mina no subsolo sem normalização.	18
2.16	Deteção de mina no subsolo com normalização.	18
3.1	Estrutura do <i>script</i> em MATLAB para simulação da deteção e cancelamento da auto-interferência.	23
3.2	Perfil das minas detetadas pelo radar SFCW.	25
3.3	Perfil de Interferência.	26
3.4	Perfil dos alvos com interferência para um SNR de 20 dB e ganho das antenas de 12 dB.	27
3.5	Perfil dos alvos sem interferência para um SNR de 20 dB e ganho das antenas de 12 dB.	27
3.6	Perfil dos alvos com interferência para um SNR de 10 dB e ganho das antenas de 8 dB.	28
3.7	Perfil dos alvos com cancelamento de interferência para um SNR de 10 dB e ganho das antenas de 8 dB.	29
3.8	Perfil dos alvos com interferência para um SNR de 15 dB, ganho das antenas de 10 dB e uma altura de voo de dois metros.	29
3.9	Perfil dos alvos sem interferência para um SNR de 15 dB, ganho das antenas de 10 dB e uma altura de voo de dois metros.	30
3.10	Varrimento efetuado pelo VANT numa determinada área.	32
3.11	Informação contida no ficheiro CSV.	32
3.12	Informação contida no ficheiro CSV pós tratamento dos dados.	33
3.13	Informação gráfica obtida através do tratamento dos dados contidos no ficheiro CSV: à direita uma aproximação de uma secção da imagem da esquerda, mostrando detalhes dos alvos detetados.	33
4.1	Diagrama de blocos Adalm-Pluto.	36
4.2	Diagrama de blocos BladeRF.	37
4.3	Diagrama de radiação a 2.4 GHz e 4 GHz.	37
4.4	VNA Anritsu MS46122B.	38
4.5	Conetor VNA Anritsu TOSLKF50A-20.	38
4.6	Impedância antena Vivaldi.	39
4.7	Gráficos dos parâmetros S das antenas.	40
4.8	Variação do ganho com a frequência.	40

4.9	<i>Setup</i> de testes de detecção, recorrendo a objetos enterrados numa caixa de areia. . . . .	41
4.10	Diagrama GNU Radio análise da Fase com o Adalm Pluto. . . . .	41
4.11	Comparação da Fase do sinal refletido com e sem alvo enterrado. . . . .	42
4.12	Blocos GNU Radio para comunicação RF. . . . .	43
4.13	Sinal recebido no GNU Radio. . . . .	43
4.14	Diagrama GNU Radio análise da Fase com a BladeRF. . . . .	44
4.15	Comparação da fase do sinal refletido com objeto e sem objeto próximo às antenas. . . . .	44
4.16	Comparação da fase do sinal refletido com objeto e sem objeto próximo às antenas com o solo molhado. . . . .	45
4.17	Sinal recebido em diferentes condições. . . . .	47
4.18	Estrutura do código realizado em C. . . . .	48
4.19	Teste da técnica SFCW. . . . .	48
4.20	Espetro entre 990 MHz a 3 GHz para um ganho de 61 dB. . . . .	49
4.21	Variação dos ganhos no transmissor. . . . .	49
4.22	Representação do fenómeno da auto-interferência. . . . .	50
4.23	Sinal capturado pela antena recetora. . . . .	51
4.24	Antenas afastadas 18 centímetros. . . . .	51
4.25	Impacto do afastamento das antenas na auto-interferência. . . . .	52
4.26	Modo de transmissão em MIMO. . . . .	53
4.27	Sinal transmitido em ambos os canais TX1 e TX2. . . . .	54
4.28	Esquema de montagem em SISO. . . . .	55
4.29	Variação da Fase para diversos ensaios. . . . .	55
4.30	Esquema de montagem em MISO. . . . .	56
4.31	Diferença de Fase nos recetores em MISO. . . . .	56
4.32	Esquema de montagem em MIMO. . . . .	57
4.33	Diferença de Fase nos recetores em MIMO. . . . .	57
4.34	Componentes de Fase em SISO. . . . .	58
4.35	Componentes de Fase e quadratura nos recetores em MIMO. . . . .	58
4.36	Montagem dos <i>switches</i> . . . . .	60
4.37	Validação da montagem efetuada com os <i>switch</i> . . . . .	60
4.38	Cancelamento de interferências. . . . .	61
4.39	<i>Setup</i> para <i>scan</i> tipo A. . . . .	62
4.40	<i>Scan</i> tipo A para a leitura efetuada no local da mina. . . . .	62
4.41	Deteção do alvo metálico através do <i>scan</i> tipo B. . . . .	63
4.42	Sinal obtido através do <i>scan</i> tipo A. . . . .	64
4.43	Sinal obtido através do <i>scan</i> tipo A com cancelamento da auto-Interferência. . . . .	64
4.44	Deteção do alvo de PVC através do <i>scan</i> tipo B sem algoritmo de cancelamento. . . . .	65
4.45	Deteção do alvo de PVC através do <i>scan</i> tipo B com algoritmo de cancelamento. . . . .	66
4.46	<i>Setup</i> para o estudo da atenuação do sinal com a profundidade. . . . .	66
4.47	Atenuação causada por 32 mm de areia húmida. . . . .	67
4.48	Deteção dos alvos enterrados através do <i>scan</i> tipo B. . . . .	67

## Lista de Tabelas

2.1	Resumo das técnicas de detecção de minas. . . . .	13
2.2	Resumo do Estado da Arte. . . . .	21
3.1	Constantes utilizadas na simulação. . . . .	24
4.1	Características técnicas Adalm Pluto. . . . .	35
4.2	Características técnicas BladeRF. . . . .	36



## Lista de Acrónimos e Siglas

**ADC** Analog-to-Digital Converter (Conversor Analógico-Digital).

**AP** Antipessoal.

**AT** Antitanque.

**CLI** Command Line Interface (Interface de Linha de Comandos).

**CMD** Controlled Metal Detector (Detetor de Metal Controlado).

**CSV** Comma-Separated Values (Valores Separados por Vírgulas).

**CW** Continuous Wave (Onda Contínua).

**DAC** Digital-to-Analog Converter (Conversor Digital-Analógico).

**EM** Eletromagnética.

**ERAST** Environmental Research Aircraft and Sensor (Aeronaves e Sensores de Pesquisa Ambiental).

**FMCW** Frequency Modulated Continuous Wave (Onda Contínua Modulada por Frequência).

**FPGA** Field-Programmable Gate Array (Arranjo de Porta Programável em Campo).

**FSPL** Free Space Path Loss (Atenuação da Propagação em Espaço Livre).

**GNSS** Global Navigation Satellite System (Sistema Global de Navegação por Satélite).

**GPR** Ground Penetrating Radar (Radar de Penetração no Solo).

**GPS** Global Positioning System (Sistema de Posicionamento Global).

**IFFT** Inverse Fast Fourier Transform (Transformada Rápida de Fourier Inversa).

**IQ** In-Phase and Quadrature (Fase e Quadratura).

**IR** Infrared (Infravermelho).

**MD** Metal Detector (Detetor de Metais).

**MIMO** Multiple Input, Multiple Output (Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas).

**MISO** Multiple Input, Single Output (Múltiplas Entradas e Saída Única).

**MWR** Microwave Radar (Radar Micro-Ondas).

**NASA** National Aeronautics and Space Administration (Administração Nacional da Aeronáutica e Espaço).

**NDT** Non-Destructive Testing (Teste Não Destrutivo).

**OFDM** Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais).

**PRI** Pulse Repetition Interval (Intervalo de Repetição do Pulso).

**RBW** Resolution Bandwidth (Banda de Resolução).

**RCS** Radar Cross Section (Secção Transversal Radar).

**RF** Radio Frequency (Radiofrequência).

**RX** Recetor.

**SDR** Software-Defined Radio (Rádio Definido por Software).

**SFCW** Stepped Frequency Continuous Wave (Onda Contínua de Frequência Escalonada).

**SISO** Single Input, Single Output (Entrada Única e Saída Única).

**SNR** Signal-to-Noise Ratio (Relação Sinal-Ruído).

**TX** Transmissor.

**US** Ultrassom.

**UWB** Ultra-Wideband (Banda Ultralarga).

**VANT** Veículo Aéreo Não Tripulado.

**VNA** Vector Network Analyzer (Analisador Vetorial de Redes).

## Lista de Símbolos

<b>Símbolo</b>	<b>Significado</b>	<b>Unidade</b>
$R$	Alcance	$m$
$R_{max}$	Alcance máximo	$m$
$\tau$	Amplitude da onda eletromagnética	$V/m$
$v_p$	Amplitude do pico	$V$
$\theta_i$	Ângulo de incidência	$Rad$
$\theta_r$	Ângulo de reflexão	$Rad$
$\Gamma$	Atraso relativo entre o sinal transmitido e refletido	$s$
$E_s$	Campo elétrico disperso	$V/m$
$E_o$	Campo elétrico incidente	$V/m$
$\lambda$	Comprimento de onda	$m$
$E_0$	Densidade de potência	$W/m^2$
$d$	Distância	$m$
$f$	Frequência	$Hz$
$f_0$	Frequência inicial	$Hz$
$f_d$	Frequência resultante do atraso relativo entre sinais transmitidos e refletidos	$Hz$
$G_a$	Ganho das antenas	$dB$
$\delta_f$	Intervalo de frequência	$Hz$
$B$	Largura de banda total	$Hz$
$\theta$	Largura do feixe das antenas	$Rad$
$\epsilon$	Permissividade dielétrica	$F/m$
$\epsilon_0$	Permissividade dielétrica no vácuo	$F/m$
$\epsilon_r$	Permissividade dielétrica relativa	-
$\delta_R$	Resolução	$m$
$\sigma$	Secção transversal Radar	$m^2$
$v$	Velocidade	$m/s$
$c$	Velocidade da luz	$m/s$



# 1 Introdução

## 1.1 Motivação

A desminagem continua a ser um problema atual, essencialmente porque a eficácia das técnicas e métodos conhecidos é insuficiente para um mapeamento de grandes áreas minadas. De acordo com os últimos relatórios, ainda existem mais de 110 milhões de minas terrestres enterradas em 59 estados ou outras áreas [1]. No ano passado, feriram ou mataram mais de 7.300 pessoas, das quais metade eram crianças [1].

As minas terrestres modernas são fabricadas com materiais não metálicos (plásticos) sofisticados, apresentando novos desafios para as técnicas tradicionais de detecção e remoção de minas que utilizam detetores de metais de indução magnética e sondas manuais [2]. A detecção deste tipo de minas requer o desenvolvimento de tecnologias avançadas de detecção, que tentam explorar as perturbações das propriedades eletromagnéticas do solo, como a permissividade elétrica [3, 4]. A eficácia de detecção de minas plásticas com detetor de metais é bastante reduzida ou quase nula e, adicionalmente, é uma solução muito limitada para mapeamento de grandes áreas e de zonas com vegetação densa. Além de que, o operador do equipamento de detecção está próximo da ameaça. Para superar estes desafios, atualmente, o foco da investigação nesta área está na utilização de Radares de Penetração no Solo, ou como são habitualmente designados em inglês, *Ground Penetrating Radar* (GPR) que têm apresentado resultados relevantes [5, 6, 7, 8, 9, 10, 11].

A necessidade de mapear vastas áreas num tempo curto é o principal motivo para o desenvolvimento de técnicas de medição rápidas baseadas em GPR. Nesse contexto, os sistemas GPR são frequentemente montados a bordo de veículos [12] e operam com as antenas com acoplamento ao ar, ou seja, as ondas eletromagnéticas (EM) propagam-se no ar antes de atingirem o solo e os respetivos alvos abaixo da superfície. Embora existam também sistemas com acoplamento ao solo, estes são inadequados para a detecção de minas dado que o equipamento está em contacto com o solo e ao passar por cima da mina iria deflagrá-la.

Atualmente a detecção de minas terrestres utilizando GPR embarcado num veículo aéreo não tripulado (VANT) é confiável para a detecção de minas antitanque (AT) metálicas em solos com pouco humidade e poucas irregularidades. A detecção das minas mais modernas, de plástico, em solos com bastante humidade e terreno irregular ainda está numa fase inicial de desenvolvimento e são necessários mais estudos para amadurecer a tecnologia. É nesse âmbito que este projeto se enquadra, onde se irá investigar e desenvolver as técnicas mais recentes para detecção de minas terrestres modernas, tais como o estudo de outras técnicas de detecção por eletromagnetismo ou detecção acústica, que também já apresentaram resultados relevantes [13, 14, 15, 16, 17, 18, 19].

## 1.2 Objetivos

O objetivo principal desta tese é analisar e selecionar o radar mais apropriado para a incorporação num VANT, visando a detecção aérea de minas enterradas. A especificação do radar será baseada na eficácia da detecção de minas e objetos similares enterrados a uma profundidade de risco. O plano passa por estudar a frequência (em GHz) que seja a mais adequada e eficaz para que a energia da onda possa penetrar em diversos tipos de terreno. Serão também desenvolvidas técnicas de cancelamento da auto-interferência de forma a aumentar a eficácia na detecção. Por fim, será estudada uma técnica de georreferenciação com o propósito de facilitar o processo de desminagem.

### 1.3 Desafios

As minas AT e antipessoal (AP) são de diversos tamanhos e formas e podem ser feitas de metal, plástico ou outro material. Podem ser enterradas de forma isolada ou juntamente com outro tipo de materiais, a várias profundidades, cobertas ou não por vegetação. Os explosivos AP são, geralmente, enterrados a pouca profundidade, normalmente a cerca de 50 mm [2]. Em contrapartida as minas terrestres AT são enterradas a várias profundidades, desde perto da superfície até mais de 150 mm [2]. Posto isto, desenvolver um sistema de deteção de minas terrestres que consiga detetar minas, independentemente do tipo de explosivos utilizados, é uma tarefa difícil. As minas apresentam várias formas e vários tipos de invólucros, e dessa forma, o sistema a desenvolver deve ser capaz de detetar explosivos independentemente desses fatores.

A deteção deste tipo de minas requer o desenvolvimento de tecnologias avançadas de deteção, que tentem explorar as perturbações das propriedades eletromagnéticas do solo, como a permissividade elétrica [3, 4]. Para tal, é necessário varrer o terreno com um feixe eletromagnético com uma frequência que consiga detetar esses materiais. A principal dificuldade será encontrar a frequência certa dadas as condições do terreno a analisar, visto que será necessário adotar uma frequência alta para detetar materiais como o plástico, porém é preciso ter em conta que quanto mais elevada a frequência, menor a capacidade de penetração no solo.

No entanto, os métodos existentes, apresentam falhas na deteção de minas compostas por vários tipos de materiais [20]. Neste sentido, o desafio de detetar minas terrestres não se concentra apenas em desenvolver técnicas que possam solucionar esse problema, mas também em adaptar essas técnicas às condições locais.

## 2 Revisão da Literatura

Para compreender o funcionamento das técnicas de detecção baseadas em eletromagnetismo, é essencial perceber os princípios fundamentais das ondas EM, bem como analisar as propriedades do solo, que influenciam diretamente a análise do terreno. Os conceitos teóricos sobre estes tópicos são discutidos nas secções 2.1 e 2.2.

Além disso, a secção 2.3 explora os diferentes tipos de radares e as técnicas empregadas, juntamente com os parâmetros envolvidos.

As técnicas de detecção de minas utilizando eletromagnetismo, juntamente com os desafios e soluções relacionados com a sua aplicação em VANT, são abordadas em detalhe em 2.4, enquanto o uso de sistemas acústicos para detecção de minas é explorado em 2.5.

Já no que diz respeito aos rádios definidos por *software*, ou do inglês *Software Defined Radio* (SDR), a secção 2.7 descreve as suas características e o porquê de serem uma opção válida para este propósito.

A evolução dos VANT e a capacidade de integrar diferentes sistemas são discutidas em 2.8.

Por fim, é apresentada uma introdução à teoria da georreferenciação na secção 2.9, seguida de uma revisão de trabalhos relacionados com o presente projeto na secção 2.10, proporcionando um contexto mais amplo e fundamentado.

### 2.1 Ondas Eletromagnéticas

Para percebermos como é que as ondas EM originadas numa antena se propagam no solo, é fundamental perceber o básico, isto é, o modo como se propagam. Em primeiro lugar, as ondas EM são emitidas num cone de transmissão que aumenta o seu tamanho proporcionalmente com o aumento da profundidade abaixo da superfície [21, 22]. O segundo ponto é o facto de a energia transmitida não ser limitada à frequência central utilizada na antena [23]. Os sistemas GPR por exemplo, transmitem uma onda EM em banda larga que emite uma gama de frequências entre metade e duas vezes a frequência central da antena [21, 24].

A reflexão acontece quando as ondas EM atravessam uma superfície e encontram uma descontinuidade que separa materiais com diferentes propriedades físicas ou químicas, fazendo com que parte da onda seja refletida para a superfície [21, 25]. Numa superfície plana o ângulo em que a onda vai ser refletida pode ser calculado com base na lei da reflexão, onde o ângulo de incidência é igual ao ângulo de reflexão:  $\theta_i = \theta_r$ . A intensidade da onda refletida também depende das propriedades dos dois materiais cuja interface está a ser refletida [22].

Na Física, difração refere-se à mudança de trajetória que as ondas sofrem em torno de objetos ao passarem por aberturas estreitas [23]. Ao utilizar GPR, a difração está mais ligada ao desvio que a onda EM sofre quando encontra um objeto com propriedades diferentes às do meio onde se propaga.

A dispersão é o fenómeno que acontece quando as ondas são refletidas para fora do alcance da antena recetora, não sendo captadas pelo sistema. Este fenómeno é mais frequente quando é feita uma análise em terrenos com superfícies irregulares ou em leituras feitas longe da superfície [21, 25]. O contrário desse fenómeno é o foco, que ocorre quando as ondas são refletidas por superfícies planas ou inclinadas para a antena. Desse fenómeno resultam múltiplas reflexões com alta amplitude que podem distorcer os dados recolhidos pelo sistema [21].

À medida que as ondas EM se propagam a maiores profundidades, tornam-se cada vez mais dispersas devido à condutividade elétrica dos materiais que a onda encontra abaixo da superfície do solo, até atingirem um ponto em que são totalmente dissipadas ou atenuadas e nenhuma energia é refletida de volta à superfície [21, 22].

## 2.2 Parâmetros Físicos de Meios Heterogêneos

A obtenção de dados com sucesso depende principalmente dos parâmetros da aquisição de dados, tais como frequência, altura ao solo e das características dos materiais pelas quais as ondas EM se propagam [21, 26].

A condutividade elétrica é a capacidade de um material conduzir a parte elétrica de uma onda EM. Materiais com maior condutividade elétrica tendem a refletir a maior parte da energia de uma onda EM. Por outro lado, materiais com menor condutividade elétrica permitem uma maior penetração da onda, o que pode levar a uma maior atenuação do sinal [21, 27].

A permeabilidade magnética refere-se à capacidade de um material se magnetizar na presença de um campo EM. Materiais que tenham mais permeabilidade magnética vão interferir mais com a parte magnética da onda EM, fazendo com que se atenuem mais rapidamente [21, 27].

A permissividade dielétrica corresponde à capacidade do material armazenar e transmitir uma carga elétrica induzida por um campo eletromagnético [27]. É também descrita por Permissividade Dielétrica Relativa e pode ser definida pela equação (2.1):

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (2.1)$$

onde,  $\epsilon_r$  a Permissividade Dielétrica Relativa,  $\epsilon$  é a permissividade dielétrica e  $\epsilon_0$  é a permissividade dielétrica no vácuo [27].

Como a permissividade dielétrica relativa não pode ser controlada pelo sistema de detecção utilizado, o parâmetro que pode ser ajustado para atingir uma profundidade alvo ou para obter dados de objetos com dimensões específicas é a frequência.

Utilizar uma frequência mais baixa, com comprimentos de onda maiores, faz com que seja possível penetrar mais no solo, enquanto as frequências mais altas, com comprimentos de onda mais curtos, permitem apenas capturar dados superficiais [24, 28].

A capacidade de detectar objetos abaixo da superfície do solo depende do comprimento de onda, visto que um comprimento de onda mais curto produz um cone de transmissão mais estreito. O facto de o sinal ficar mais diretivo leva a uma concentração mais elevada em áreas pequenas e dessa forma consegue atingir uma melhor resolução, ao contrário dos comprimentos de onda maiores que produzem sinais menos diretivos [21]. O comprimento de onda da frequência central pode ser calculado a partir da equação (2.2):

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.2)$$

onde  $\epsilon_r$  é a Permissividade Dielétrica Relativa,  $c$  a velocidade da luz e  $f$  a frequência central [22].

## 2.3 Radares

Os sistemas de Detecção e Distânciometria por Rádio, ou do inglês *Radio Detection and Ranging* (Radar), baseiam o seu funcionamento nas informações obtidas através das ondas EM e funcionam como um sensor não destrutivo. Foram utilizados pela primeira vez ao serviço do Exército Americano em 1940 e, desde então, estão em constante evolução desde o seu início onde o propósito era detectar dispositivos para aplicações militares na Segunda Guerra Mundial [29]. O seu princípio de funcionamento é baseado sempre no tempo de ida e volta das ondas EM, sendo que podem diferir nas técnicas de transmissão, receção e processamento do sinal. Os radares de detecção, quer de superfície quer de subsolo, podem funcionar com técnicas de impulsos ou com técnicas de onda contínua, permitindo esta última trabalhar com o sinal no domínio do tempo ou na frequência [30]. A maior diferença entre sistemas de impulsos e de onda contínua está no princípio utilizado para a transmissão da onda [29].

### 2.3.1 Domínio do Tempo

Os radares de impulso, também conhecidos como radares no domínio do tempo, transmitem uma sequência de impulsos, ou mono-impulsos, num intervalo de repetição do impulso, ou como é amplamente designado em inglês *Pulse Repetition Interval* (PRI) [29], como se pode observar na Figura 2.1.

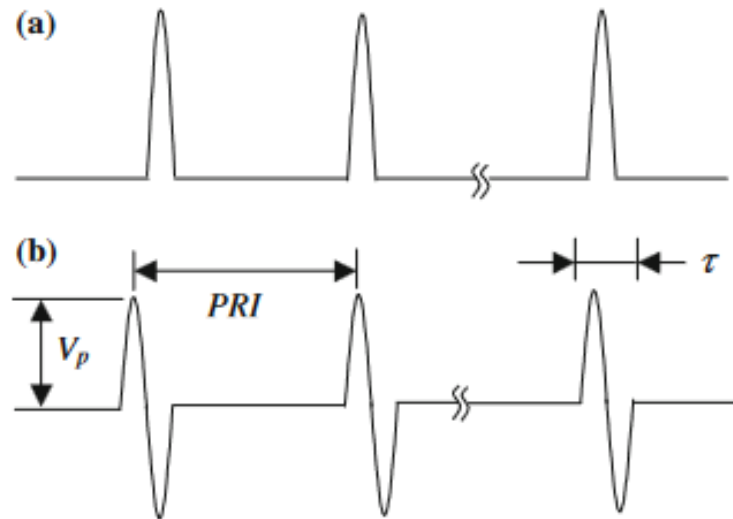


Figura 2.1: Forma de onda típica de um radar de impulso, (a) impulso, (b) mono-impulso ( $\tau$  é a largura do impulso e  $v_p$  a amplitude de pico), adaptado de [29].

É o tipo de Radar mais simples, e baseia-se na transmissão periódica de um impulso de radio-frequência (RF) que aquando da reflexão do sinal por um objeto é devolvido ao Radar. Este tipo de sensores são muito utilizados em aplicações onde o objetivo é detetar alvos dado a sua simplicidade [31, 32]. Como a resolução é inversamente proporcional à largura de banda, e os radares de impulso têm, geralmente, largura de banda na ordem dos GHz, muito superior às dos sistemas baseados em onda contínua, a sua resolução é na ordem dos metros o que para um sistema de deteção de minas, não é a solução adequada [29].

Outra desvantagem do Radar de impulsos é a sua dificuldade para detetar alvos a distâncias curtas, pois existe um intervalo de tempo entre a transmissão e receção. Aquando da transmissão do impulso, que é, geralmente, de alta potência, o recetor está eletricamente isolado da antena de forma a evitar danos no circuito recetor. Se a distância for na ordem dos centímetros, como o intervalo de tempo da propagação do sinal é muito curto, é possível que a comutação entre o circuito transmissor e recetor não exista, o que leva a que o Radar não detete o alvo.

### 2.3.2 Domínio da Frequência

A principal diferença entre um sistema de impulsos e um sistema de onda contínua está na forma da onda que é transmitida, que no caso de um sistema onda contínua a transmissão e a receção acontecem simultaneamente. Para o domínio da frequência os Radares podem utilizar dois métodos distintos, sendo eles: *Frequency-Modulated Continuous Wave* (FMCW) e *Stepped-Frequency Continuous Wave* (SFCW). Estes radares apresentam uma maior sensibilidade e gama dinâmica [30].

Como os radares SFCW e os FMCW trabalham no mesmo domínio, os dados adquiridos podem passar do domínio da frequência para o domínio do tempo através da Transformada Rápida de Fourier Inversa, ou como habitualmente é designada em inglês, *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT) [29]. Ainda assim, o radar SFCW apresenta um melhor desempenho para situações onde a banda de

frequências em que se vai trabalhar é mais baixa, e é necessário obter uma resolução alta [30], sendo o SFCW muito popular em aplicações de GPR, onde o objetivo é detetar objetos num meio dissipativo como o solo [33, 34].

### 2.3.2.1 Frequency-Modulated Continuous Wave

Um sistema FMCW transmite um sinal em cada frequência de forma contínua e linear consecutivamente ao longo da largura de banda [29]. A base deste conceito consiste num Radar que emite o sinal e recebe as suas reflexões, utilizando posteriormente o desvio de fase entre os dois sinais para calcular a distância a que se encontra o objeto. O alcance deste tipo de radares pode ser calculado através da equação (2.3):

$$R = \frac{v\tau}{2} = \frac{v \times f_d}{2 \times m} \quad (2.3)$$

onde  $f_d$  é a frequência que resulta do atraso relativo  $\tau$  entre os sinais transmitidos e refletidos, e  $m$  é o *sweeping rate* da frequência [29].

No entanto, existem algumas desvantagens na utilização deste método para a deteção de minas, pois para um dado alcance e meio de propagação, a precisão depende do *sweeping rate* da frequência [29]. Porém, como os componentes de um radar FMCW são não-lineares, essa precisão é dificilmente alcançável [29]. Ainda que seja aplicada uma largura de banda generosa, a figura de ruído do recetor será degradada, resultando numa diminuição da sensibilidade [29].

### 2.3.2.2 Stepped-Frequency Continuous Wave

Um sistema SFCW transmite sinais sinusoidais, com  $N$  passos uniformes de frequências diferentes na direção dos alvos, recebendo por fim a reflexão desses sinais [34]. A frequência de emissão deste tipo de radares é dada pela equação (2.4):

$$f_n = f_0 + n\Delta f \quad n = 0, 1, 2, \dots, N \quad (2.4)$$

onde  $f_0$  é a frequência inicial e  $\Delta f$  é o tamanho do passo da frequência ou salto entre duas sinusóides consecutivas [34]. A Figura 2.2 mostra a transmissão de sinais em SFCW, onde  $N$  é o número total de frequências transmitidas ( $f_0, f_1, \dots, f_{N-1}$ ), separadas por um *step* uniforme  $\Delta f$ . O PRI representa o tempo que cada frequência leva para ser transmitida e a largura de banda total ( $B$ ) é  $N\Delta f$  [29].

O sinal refletido pelo alvo, o qual tem um atraso  $\tau$  devido ao percurso de ida e volta (*two-way travel*) pode ser diretamente relacionado com o alcance do Radar  $R$  através da expressão (2.5):

$$R = \frac{v \times \tau}{2} \quad (2.5)$$

onde  $v$  é a velocidade da onda EM num determinado meio de propagação. A resolução do sistema, que define qual a distância entre dois alvos distinguíveis pelo Radar, é definida como:

$$\Delta R = \frac{v}{2B} \quad (2.6)$$

onde  $B = N\Delta f$  é a largura de banda, de onde é possível calcular o alcance máximo do sistema como  $R_{max} = N\Delta R$  [34].

Com a relação da equação (2.6), é possível perceber que ao aumentar a largura de banda, a resolução diminui, permitindo distinguir alvos mais próximos.

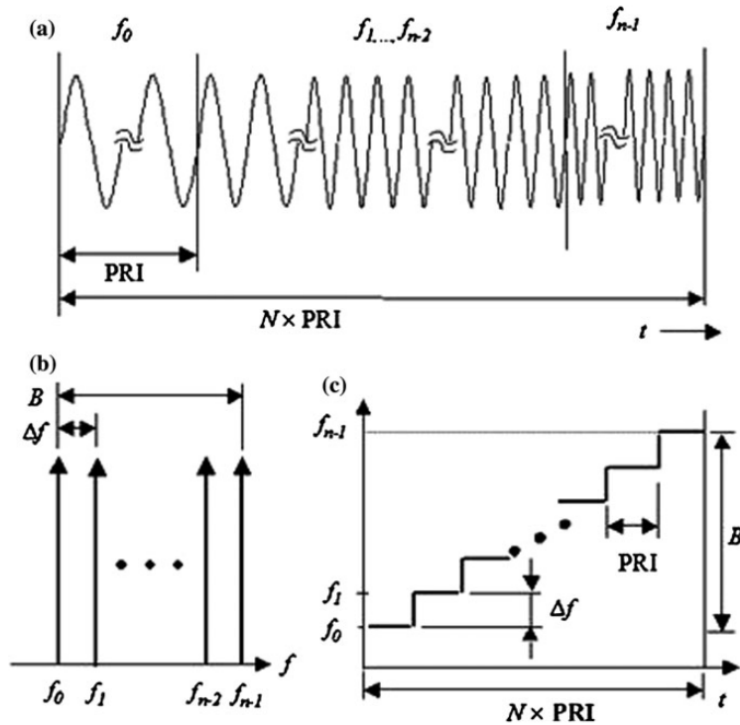


Figura 2.2: Transmissão de sinais em SFCW, (a) no domínio do tempo, (b) no domínio da frequência e (c) na frequência mas em ordem ao tempo [29].

Para obter a distância ao alvo, é necessário obter dados da diferença de fase entre o sinal recebido e o sinal transmitido ao alvo, que pode ser medida através da componente em fase e quadratura (I e Q) do sinal refletido, em todas as frequências [34]. Se aos valores da componente em fase e quadratura for aplicada uma IFFT, é possível obter um impulso sintetizado, como se pode observar na Figura 2.3, passando do domínio da frequência para o domínio do tempo.

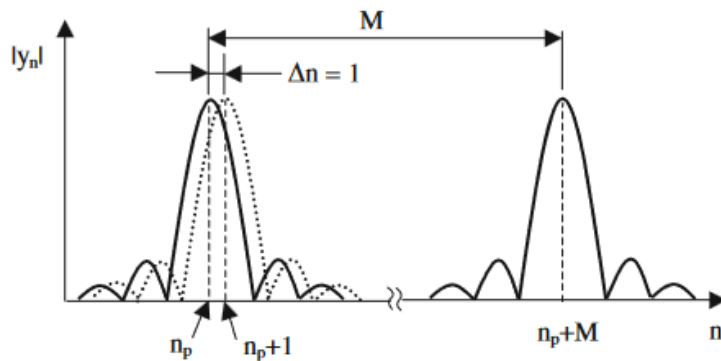


Figura 2.3: Impulso sintetizado obtido pela IFFT em SFCW [29].

Como o objetivo é detetar minas no subsolo, esta técnica permite atingir uma potência média elevada, devido à utilização de onda contínua, o que permite ter uma maior capacidade de penetração. Esta técnica permite também eliminar, através de *software*, as não-linearidades do transmissor, do recetor e também das antenas através de um procedimento de calibração [34].

O modo de funcionamento de um Radar SFCW passa por iluminar individualmente cada alvo com toda a faixa de frequências. Para tal, é necessário que o sintetizador do emissor seja suficientemente rápido. No caso de um sistema de deteção estacionária, em que o Radar está fixo numa posição, a

velocidade do sintetizador não é uma condição crítica para o desempenho do sensor, desde que o tempo que o sistema demora para apresentar os resultados seja aceitável. No entanto, no âmbito deste trabalho, o Radar estará embarcado numa plataforma aérea, o que leva a que o sintetizador seja rápido o suficiente. Por exemplo, num caso em que o VANT se desloque a uma velocidade de 32 quilómetros por hora, a velocidade do sintetizador tem de ser inferior a 25 milissegundos [29].

O bom funcionamento do sintetizador, é de tal ordem importante, que a falha da transmissão de qualquer frequência, irá comprometer a obtenção dos impulsos sintetizados, que são fulcrais para uma deteção precisa e completa.

### 2.3.3 Parâmetros do Radar

O desenvolvimento de um sistema Radar envolve o estudo de vários parâmetros que definem a eficácia e precisão do Radar de acordo com a finalidade do mesmo, sendo estes: resolução, frequência, número de passos de frequência, largura de banda e alcance ou, neste caso, profundidade de penetração. A resolução pode-se dividir na resolução de alcance e na resolução angular. A resolução de alcance depende da largura de banda do sinal transmitido e da velocidade desse sinal num determinado meio de propagação. Por outro lado, a resolução angular é diretamente proporcional à largura do feixe da antena e à distância entre a antena e o alvo [29].

Assim, quanto maior a largura de banda, maior será a resolução de alcance, mas quanto maior for a frequência utilizada, menor será a resolução angular. Aumentar a frequência do sinal transmitido torna muito mais fácil alcançar uma resolução precisa de ângulo pois o sinal é mais estreito, no entanto, tem a desvantagem de perder a capacidade de penetração em profundidade [29]. Posto isto, existe a necessidade de encontrar um equilíbrio de forma a satisfazer as necessidades do trabalho.

### 2.3.4 Resolução

A resolução determina o quão próximos podem estar dois alvos diferentes de forma a que ainda assim sejam detetados pelo Radar [29]. Por exemplo, se um sistema tiver uma resolução de 10 cm, consegue distinguir alvos que estejam afastados no mínimo por 10 cm. A Figura 2.4 mostra esse fenómeno.

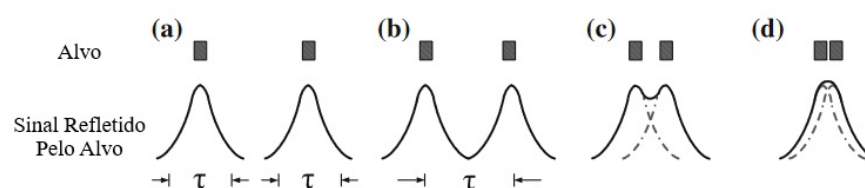


Figura 2.4: Distinção de alvos próximos baseado na resolução, adaptado de [29].

Desta forma, quanto mais estreitos forem os impulsos, sintetizados ou não, mais resolução o sistema irá ter, pois para que os alvos sejam detetados, têm de estar separados no tempo por uma duração  $\tau$  entre cada impulso, como se pode observar novamente na Figura 2.4.

### 2.3.5 Resolução Angular e Antenas

A resolução angular, que indica o ângulo mínimo entre dois alvos à mesma distância do Radar para que ambos sejam detetados, é fundamentalmente determinada pela largura do feixe da antena [29]. As antenas desempenham um papel crucial na definição dessa resolução, pois são responsáveis por direcionar e concentrar o sinal emitido pelo Radar. Quando a antena e os alvos estão à distância de pelo menos um comprimento de onda (*far-field region*), a resolução angular pode ser expressa por:

$$\Delta R = R\theta \quad (2.7)$$

onde  $\theta$  representa a largura do feixe da antena em radianos e  $R$  a distância até o alvo [29].

Na Figura 2.5, o fenômeno da resolução angular é demonstrado, destacando a importância crítica das antenas na capacidade do Radar em diferenciar alvos próximos.

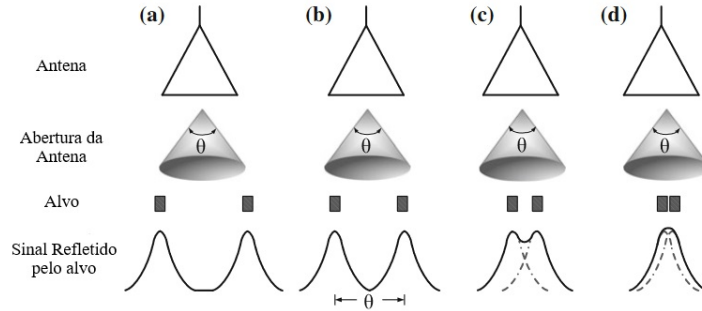


Figura 2.5: Distinguição de alvos próximos baseado na resolução angular, adaptado de [29].

### 2.3.6 Secção Transversal do Radar

A capacidade de o Radar detetar e analisar a forma, profundidade e até tamanho do objeto é dada através da Secção Transversal do Radar, ou como é frequentemente referido em inglês, *Radar Cross Section* (RCS) [35]. A RCS de um objeto é a área transversal que produz uma reflexão da onda EM emitida pelo Radar de volta ao recetor do mesmo.

Esta medida é expressa em metros quadrados ( $m^2$ ) e depende de vários fatores, como o tamanho, forma, material e comprimento de onda do Radar utilizado [36]. Posto isto, a RCS é uma medida da potência que é refletida numa determinada direção, normalizada em relação à densidade de potência do campo incidente [36]. Ao normalizar a potência refletida pela densidade de potência do campo incidente, elimina-se o efeito da distância, permitindo que a assinatura eletromagnética do alvo seja independente dessa variável. [36]. Em aplicações de deteção de minas terrestres, a RCS desempenha um papel crucial na configuração e eficácia dos sistemas de Radar.

Assumindo que a densidade de potência de uma onda incidente num alvo localizado a uma distância  $R$  do Radar é  $E_o$ , a quantidade de potência refletida pelo alvo é dada por:

$$E_s = \sigma E_o \quad (2.8)$$

onde  $\sigma$  representa a RCS do alvo [36].  $E_o$  é definida como a densidade de potência das ondas dispersas na antena recetora e é representada pela equação (2.9).

$$E_o = \frac{E_s}{4\pi R^2} \quad (2.9)$$

Igualando as equações (2.8) (2.9) obtemos:

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \left| \frac{E_s}{E_o} \right|^2 \quad (2.10)$$

onde  $\sigma$  é o RCS do alvo,  $R$  o intervalo entre o Radar e o alvo,  $E_s$  o campo elétrico disperso, e  $E_o$  o campo elétrico incidente [36].

Os fatores que afetam a RCS são o material com o qual o alvo é feito e o tamanho do alvo [36]. O material com o qual o alvo é feito é fundamental porque diferentes materiais possuem diferentes

propriedades de reflexão. Materiais condutores, como metais, tendem a refletir mais energia do Radar, enquanto materiais não condutores, como plásticos, refletem menos. O tamanho absoluto do alvo influencia diretamente a RCS, pois alvos maiores possuem uma maior superfície de reflexão, resultando numa RCS maior.

O Radar só detecta um alvo, quando o seu recetor recebe energia suficiente refletida pelo alvo, sendo que esta energia tem de ser superior ao limiar do ruído presente no sistema [36].

Os objetos com maior RCS refletem mais energia, tornando-os mais detetáveis. No caso das minas terrestres, especialmente as AP, a RCS é relativamente pequena devido ao seu tamanho reduzido e aos materiais utilizados, que muitas vezes não são metálicos e, portanto, menos refletivos às ondas EM [37].

## 2.4 Técnicas de Detecção Eletromagnética

A detecção de minas terrestres utilizando radiação EM é baseada na diferença entre as propriedades eletromagnéticas do alvo e do solo [38]. São utilizadas diversas técnicas eletromagnéticas para detetar objetos enterrados. Essas técnicas podem diferir na gama de frequências, largura de banda, tipo de sinal transmitido, bem como na interpretação dos sinais refletidos. Abaixo, serão abordados os Radares de Penetração no Solo, Detetores de Metais, Radar de Micro-Ondas e Radar de Infravermelhos.

### 2.4.1 Radar de Penetração no Solo

O GPR enquadra-se numa técnica de teste não destrutivo, do inglês, *Non-Destructive Testing* (NDT), pois permite detetar, localizar e ainda obter uma imagem do objeto, evitando uma interação com o objeto e com o ambiente que o rodeia [39].

O GPR emite uma onda EM de banda larga no solo através de uma antena, abrangendo um amplo espectro de frequências. As variações dielétricas no solo (como é o caso entre o solo e o explosivo da mina terrestre, que é considerado como o alvo) são detetadas pelas reflexões obtidas no recetor [12]. A Figura 2.6 ilustra, de forma simplificada, a base do seu funcionamento.

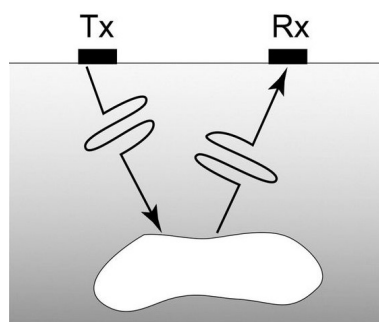


Figura 2.6: Detecção de energia refletida ou dispersa [40].

Se a amplitude do sinal recebido pela antena recetora estiver acima do nível mínimo de ruído do recetor, esta alteração pode ser detetada [39].

O GPR recolhe dados em que relaciona o tempo de ida e volta de uma onda EM, que é o tempo que cada feixe demora a ser transmitido para o solo, refletido num objeto (descontinuidade) no subsolo e recebido à superfície [21, 22, 25, 27]. O GPR também recolhe informações sobre a amplitude, comprimento de onda e fase do sinal EM que é alterado de acordo com o tipo de materiais que atravessa com diferentes propriedades físicas e químicas [21, 27].

Ao combinar todas essas informações, são obtidas as reflexões individuais, possibilitando a obtenção da informação sobre a presença de uma mina numa profundidade específica [21, 25]. São nesses

gráficos que resultam análises em que se pode concluir a existência de objetos no subsolo, como minas enterradas. Um exemplo de uma leitura efetuada a partir de uma recolha de dados teste é representada na Figura 2.7.

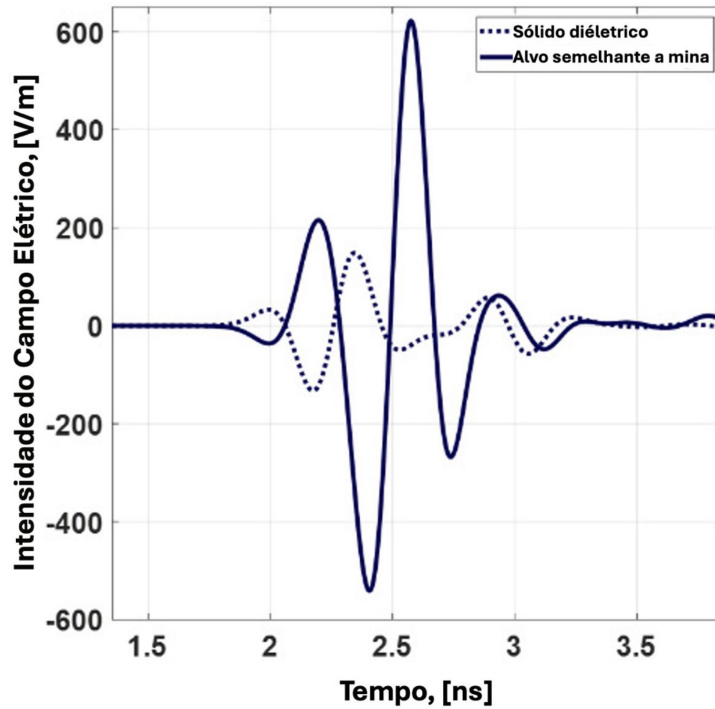


Figura 2.7: Comparação entre um alvo semelhante a uma mina terrestre e um solo homogêneo, adaptado de [41].

Os materiais têm como propriedades elétricas a condutividade elétrica, permissividade e permeabilidade que foram detalhadas na secção 2.2. Para o GPR, a propriedade mais importante é a permissividade, pois para uma frequência elevada, qualquer material também tem comportamento dielétrico [42]. A velocidade e a reflexão da onda EM no solo é caracterizada pela constante dielétrica (permissividade) do solo [42]. Quando a constante dielétrica do solo é  $\epsilon_r$ , a velocidade nesse material é dado pela equação (2.11).

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{\epsilon_r}} (m/s) \quad (2.11)$$

Assim, quando a velocidade da onda EM é conhecida, medindo o tempo entre a onda transmitida e a onda recebida  $\tau$  (s), conseguimos estimar a profundidade do objeto refletido pela equação (2.12) [42].

$$d = \frac{v\tau}{2} (m) \quad (2.12)$$

A reflexão acontece quando a onda EM encontra um material eletricamente não homogêneo, por exemplo um metal [42]. Quando uma onda EM incide na fronteira entre dois materiais com diferentes constantes dielétricas, a onda EM que inicialmente tinha uma amplitude de 1, é refletida com uma amplitude  $\Gamma$ .  $\Gamma$  pode ser obtido através da equação (2.13) [42]:

$$\Gamma = \frac{\sqrt{\epsilon_1} - \sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2}} \quad (2.13)$$

onde  $\epsilon_1$  e  $\epsilon_2$  correspondem ao valor da constante dielétrica de dois materiais diferentes.

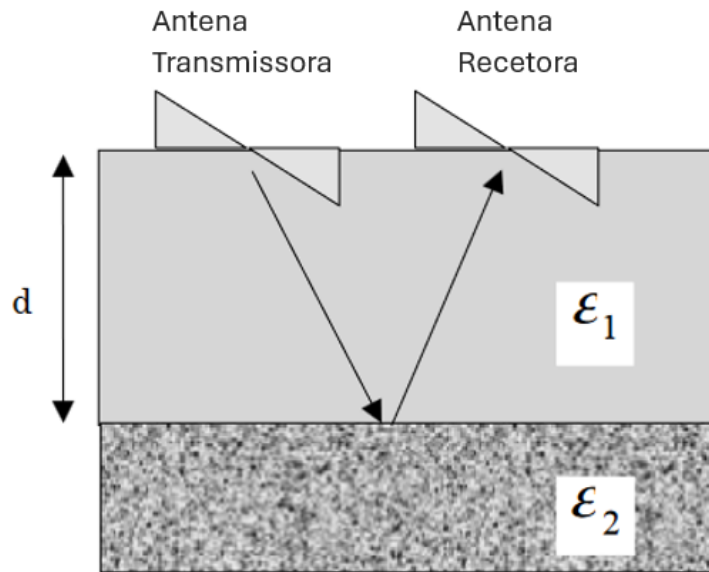


Figura 2.8: Reflexão de ondas eletromagnéticas numa fronteira geológica, adaptado de [42].

O valor de  $\Gamma$  está compreendido entre  $-1 \leq \Gamma \leq 1$ . Sendo que no metal  $\Gamma$  tem o valor -1, significando que tem máxima amplitude, dado que toda a energia da onda EM é refletida pelo metal [42].

Apesar de ser uma tecnologia promissora, o GPR possui limitações. Especificamente, para detetar objetos pequenos requer frequências na ordem dos GHz, o que reduz a penetração no solo e pode causar distorções no sinal recebido. Além disso, outro ponto limitante é o custo. Comparativamente a outras tecnologias atualmente em uso, os sistemas GPR são dispendiosos e muitas vezes ultrapassam o orçamento da maioria das operações de desminagem.

#### 2.4.2 Detetor de Metais

O Detetor de Metais (DM) tem como princípio de funcionamento a indução eletromagnética [43]. É composto por uma bobina primária e uma ou mais bobinas secundárias [43]. Ao fazer variar no tempo uma corrente na bobina faz com que se gere um campo eletromagnético que induz correntes em objetos metálicos próximos [43]. Essas correntes, induzem por sua vez, uma corrente variável na bobina secundária [43]. Essa corrente é amplificada e processada de forma a obter informação sobre a presença de alvos, neste caso minas terrestres [43]. A principal vantagem deste método é a capacidade de detetar metais com dimensões inferiores a 1 cm a uma profundidade de 50 cm [44]. São também vantagens o seu baixo custo e também a sua fiabilidade para várias condições do solo [43]. No entanto, esta técnica é incapaz de detetar minas terrestres com revestimento de plástico.

#### 2.4.3 Micro-ondas

A deteção de minas através de radares Micro-Ondas, ou como é tipicamente chamado em inglês *Microwave Radar* (MWR), baseia-se na transmissão de ondas rádio desde 100 MHz até 3 GHz, através de uma antena emissora na direção do solo, medindo o tempo até que as reflexões sejam recebidas pela antena recetora [43]. Essas reflexões ocorrem em zonas de fronteira, isto é, zonas em que as propriedades dielétricas do material são diferentes, sendo estas normais ao raio incidente [4].

Esta técnica depende fortemente da frequência utilizada, bem como das condições do solo, logo depende fortemente da premissa já mencionada de que a utilização de altas frequências é mais ade-

quada para a detecção de objetos mais pequenos. Porém apresentam menos capacidade de penetrar em profundidade, ao contrário das baixas frequências, que conseguem detetar objetos a maiores profundidades, porém com uma menor resolução [43]. Os melhores resultados são obtidos para objetos grandes em solos secos [43].

#### 2.4.4 Radar de Infravermelho

A radiação Infravermelha, ou do inglês *Infrared* (IR), corresponde ao intervalo do espectro eletromagnético situado entre os raios visíveis e a região das micro-ondas [45]. O conceito da detecção de minas com o uso de radiação IR baseia-se no facto de as minas terrestre terem propriedades térmicas diferentes aos materiais que as rodeiam, neste caso, o solo [43]. O modo de funcionamento pode ser apenas com a radiação natural do corpo em análise ou pode ser fornecida uma fonte extra de calor de forma a receber a radiação artificial criada por essa fonte de calor [43]. A eficácia desta técnica depende muito do ambiente em análise, pois é facilmente afetado por condições climatéricas [43]. Depende também do material do objeto a detetar, apresentando dificuldades a detetar minas não metálicas a mais de 15 cm de profundidade [3].

### 2.5 Detecção Acústica

Através da emissão de uma onda com uma frequência superior a 20 kHz é possível detetar objetos no subsolo, sendo possível assim detetar minas enterradas através de ultrassom (US). A onda emitida é refletida na zona fronteira entre dois materiais com propriedades acústicas diferentes, funcionando de forma semelhante aos métodos utilizados com ondas EM [44]. As principais vantagens desta técnica são a sua capacidade de penetrar em solos húmidos e o seu baixo custo de implementação, no entanto sofre bastante atenuação [43].

### 2.6 Resumo Sobre as Técnicas de Detecção Abordadas

Ao analisar as técnicas mencionadas acima, é possível perceber que todas elas dependem das características do solo e também da natureza do material que compõe a mina. Na Tabela 2.1 são apresentadas as técnicas abordadas mostrando os pontos fortes e desafios de cada uma.

Tabela 2.1: Resumo das técnicas de detecção de minas.

Técnica	Sensor	Vantagens	Desafios
Detecção EM	GPR	- Material na mina: Plástico e Metal - Natureza do solo: Seco	- Detetar minas em solos argilosos
Detecção EM	DM	- Material na mina: Metais - Natureza do solo: Variadas	- Detetar minas de plástico
Detecção EM	MWR	- Material na mina: Metais - Natureza do solo: Seco	- Dependência da frequência de operação
Detecção EM	IR	- Material na mina: Variadas - Natureza do solo: Variadas	- Afetada por condições climatéricas
Detecção Acústica	US	- Material na mina: Variadas - Natureza do solo: Molhado	- Atenuação significativa

## 2.7 Software Defined Radio

O SDR pode ser considerado um dos instrumentos de pesquisa mais importantes na área da radi-ofrequência. O conceito SDR foi abordado pela primeira vez por Mitola [46]. Ao contrário dos rádios tradicionais, que dependem de *hardware* dedicado para executar funções específicas, o SDR utiliza *software* para realizar essas mesmas funções. Em vez de conceber *hardware* tais como misturadores, amplificadores ou conversores, os SDR têm a capacidade de implementar tais componentes por via da programação. Desta forma, permite uma prototipagem mais rápida, oferecendo também a possibilidade de implementação de um grande número de componentes RF com o custo de apenas um dispositivo [47].

O módulo SDR é composto por quatro partes principais como se pode observar na Figura 2.9. Essas partes são compostas pelo processador de sinais, conversor de sinais, sintetizador e RF *front end*. Estes sub-módulos trabalham de forma sequencial para modular e desmodular as várias formas de onda [48].

A flexibilidade de implementação é fornecida pela *Field-Programmable Gate Array* (FPGA), onde são realizadas operações como modulação e desmodulação em tempo real [49]. A FPGA pode ser re-programada conforme os requisitos de cada projeto, ajustando-se a diferentes padrões de comunicação e processamento de sinais [49]. Os conversores analógico-digital (ADC) e digital-analógico (DAC), são responsáveis por converter os sinais físicos recebidos em sinais digitais e vice-versa.

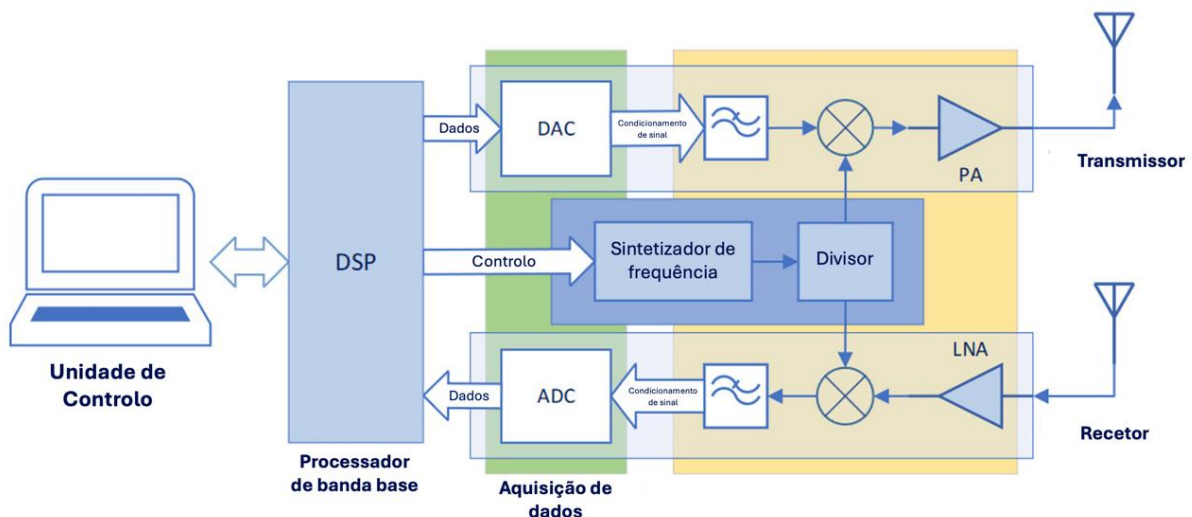


Figura 2.9: Arquitetura de um SDR, adaptado de [48].

## 2.8 Evolução dos VANT

A utilização de tecnologias aéreas para a deteção de minas tem crescido significativamente nas últimas décadas, impulsionada pelos avanços que os VANT sofreram. A capacidade de mapear grandes áreas de forma rápida e segura oferece uma vantagem significativa sobre métodos terrestres tradicionais, que são muitas vezes arriscados e demorados. A evolução dos VANT apenas começou no final do século XX, inícios do século XXI, quando foi lançado pela primeira vez um míssil a partir de um VANT (RQ-1 Predator) [50]. Apesar de terem sido utilizados na altura da Segunda Guerra Mundial, como alvos de treinos para a Artilharia, ficaram conhecidos pelo elevado número de vítimas mortais, ao longo dos anos [51].

Através do projeto Aeronaves e Sensores de Pesquisa Ambiental (ERAST), desenvolvido pela NASA, foram desenvolvidos VANT para voos de maior duração e a grande altitude, em que lhes eram acoplados sensores que tinham como principal função avaliar as condições ambientais [52]. No âmbito militar, investiu-se no desenvolvimento de micro-VANT e nos últimos anos também tem existido de forma paralela, uma adaptação dos VANT a fins sociais e civis, quer para fotografia ou operações de busca e salvamento [53].

A evolução dos VANT, como mostra a Figura 2.10, permite-nos hoje ter uma disponibilidade em larga escala a preços acessíveis possibilitando a integração de sensores avançados. Além disso, a melhoria na autonomia desses dispositivos, proporciona maior versatilidade em atividades como monitorização, mapeamento, deteção e entretenimento.

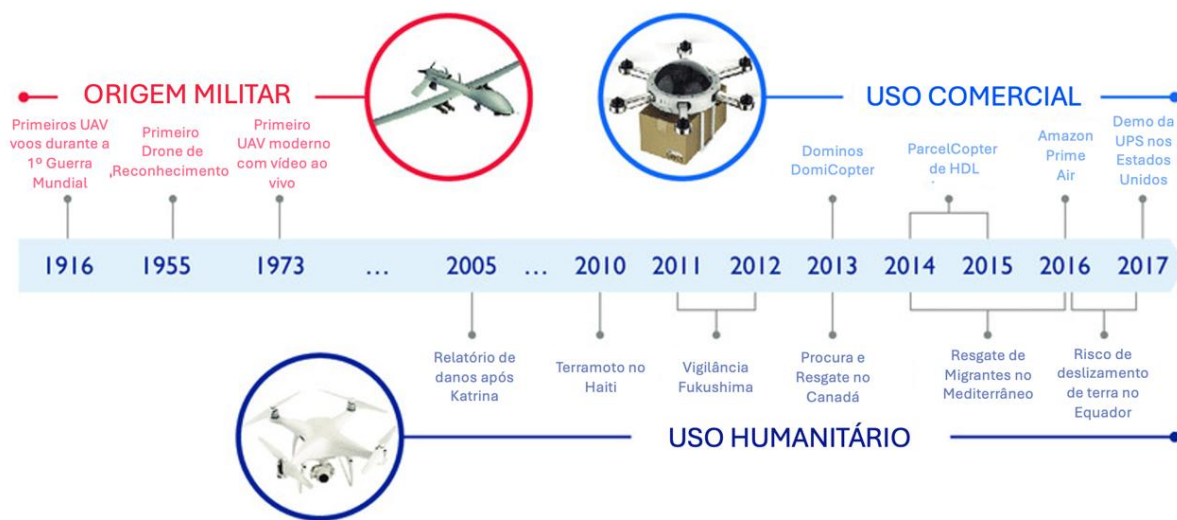


Figura 2.10: Evolução dos VANT, adaptado de [54].

## 2.9 GNSS

O Sistema Global de Navegação por Satélite, ou como é geralmente denominado em inglês *Global Navigation Satellite System* (GNSS), é uma tecnologia fundamental em várias aplicações atuais, incluindo navegação, posicionamento e, no contexto deste trabalho, na referenciação da posição aquando da deteção de minas terrestres. GNSS refere-se a uma constelação de satélites que fornecem sinais de cronometragem e localização para recetores GNSS na Terra. Esses sinais são utilizados para calcular a posição geográfica precisa do recetor, que pode ser um dispositivo móvel, um VANT, ou qualquer outro sistema [55].

Os sistemas GNSS mais conhecidos são o Sistema de Posicionamento Global (GPS) dos Estados Unidos, GLONASS da Rússia, Galileo da União Europeia e BeiDou da China. Cada sistema utiliza uma rede de satélites que se encontram a orbitar a Terra, emitindo sinais que são captados por recetores GNSS. Esses recetores utilizam a diferença de tempo entre a emissão e a receção dos sinais para calcular a distância de cada satélite, e através de triangulação, determinam a localização exata do recetor [56]. A precisão da localização pode variar dependendo de fatores como o número de satélites visíveis, interferências atmosféricas e a qualidade do recetor GNSS [55].

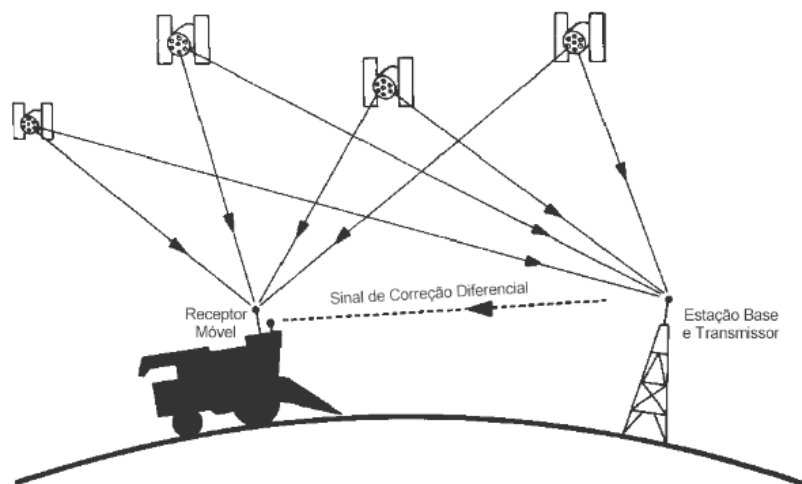


Figura 2.11: Funcionamento dos sistemas de localização e navegação por satélite, adaptado de [57].

## 2.10 Trabalhos Relacionados

Como o foco desta tese passa por otimizar um sistema de detecção de minas enterradas a bordo de um VANT, foram abordados estudos em que foram aplicadas as técnicas acima mencionadas nas secções 2.10.1, 2.10.2, 2.10.3, 2.10.4 e 2.10.5. Serão ainda apresentadas na secção 2.10.6, estudos onde foram utilizados múltiplos sensores com a finalidade de melhorar a performance da detecção.

### 2.10.1 Radar de Penetração no Solo para Detecção de Minas Enterradas

Nos últimos anos, existiu um avanço significativo no interesse em sistemas GPR aplicados a plataformas VANT. Esse interesse é atribuído, em grande parte, às melhorias realizadas nos próprios sistemas GPR, que agora são mais compactos e leves, tornando viável a integração desses sistemas em VANT. Abaixo, são apresentados estudos onde foram aplicados o sistema GPR para detecção de alvos no subsolo.

O estudo elaborado por Fuse [5] baseia-se no desenvolvimento de um sistema de detecção de minas e dispositivos explosivos improvisados utilizando um sistema GPR. Foram apresentados resultados experimentais de um sistema que utiliza *Ultra-Wideband* (UWB) testado numa câmara anecoica onde existe um campo que simula uma zona com solo. O estudo analisou os dados da dispersão e reflexão das ondas para perceber e melhorar a capacidade de detecção de objetos no subsolo. O sistema de medição incluiu um radar UWB e um posicionador esférico para a obtenção de dados num meio controlado com solo em várias condições, onde o posicionador controla o ângulo entre o solo e a antena recetora.

Os dados obtidos através da análise das ondas dispersas e refletidas foram avaliadas com a utilização duma mina AT falsa, um projétil falso e uma superfície do solo com diferentes níveis de rugosidades. Os resultados mostraram que o sinal varia consoante o ângulo da antena recetora com o solo destacando a importância da forma de como se obtêm os dados na detecção. No estudo, ficou também claro que é necessário a obtenção de mais dados em mais condições para melhorar o desempenho do sistema de detecção. O estudo indica o potencial de utilizar sistemas GPR analisando os dados recolhidos através da reflexão das ondas para detetar minas enterradas. O resultado experimental na detecção de uma mina AT foi traduzido na Figura 2.12.

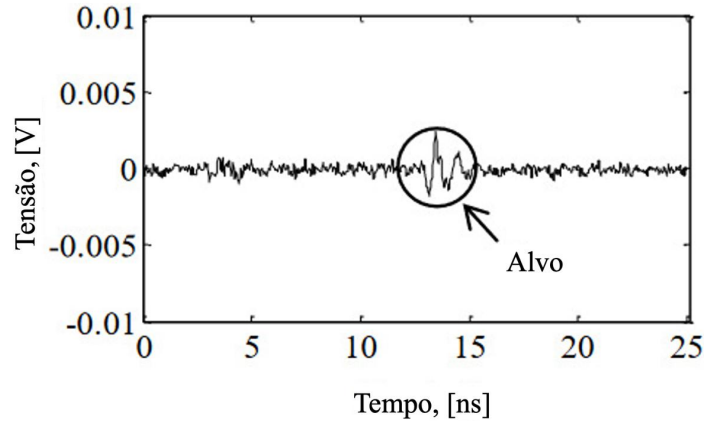


Figura 2.12: Detecção de mina AT no subsolo, adaptado de [5].

De forma a demonstrar a capacidade de um Radar UWB definido por *software* utilizando um SDR comercial, Prager e Moghaddam [58] desenvolveram um algoritmo de detecção de minas enterradas. Os resultados experimentais mostraram a eficácia do SDR e do algoritmo, com potenciais aplicações no desenvolvimento de sistemas de Radar de baixo custo e alta resolução para a detecção de minas terrestres. O estudo utiliza simulações e testes reais, comprovando a aplicabilidade no terreno.

No estudo desenvolvido por Elboushi e colaboradores [59] foi apresentado um sistema GPR de transmissão e recepção *Multiple Input Multiple Output* (MIMO), totalmente definido por *software*. Este sistema permitiu controlar todos os parâmetros de transmissão/recepção via *software*, cobrindo uma faixa de frequência desde os 450 MHz até 6 GHz, utilizando antenas UWB. A flexibilidade do sistema é assegurada pelo uso do SDR *Universal Software Radio Peripheral* (USRP) X310, que permite uma aquisição de dados eficiente e ajustável. As medições em diferentes amostras de solo, com variação do tipo de solo, mostram a eficácia do sistema em diversas condições. Os testes em laboratório com alvos enterrados em diferentes profundidades demonstram a capacidade do sistema em detectar e identificar alvos subterrâneos, eliminar interferências e melhorar a resolução das imagens. Os resultados obtidos podem ser observados nas Figuras 2.13 e 2.14, onde se pode compreender o efeito da subtração do efeito da auto-interferência dado a utilização do sistema MIMO.

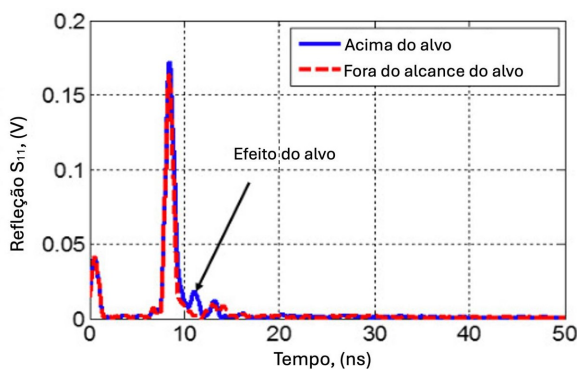


Figura 2.13: Detecção de mina no subsolo sem normalização, adaptado de [59].

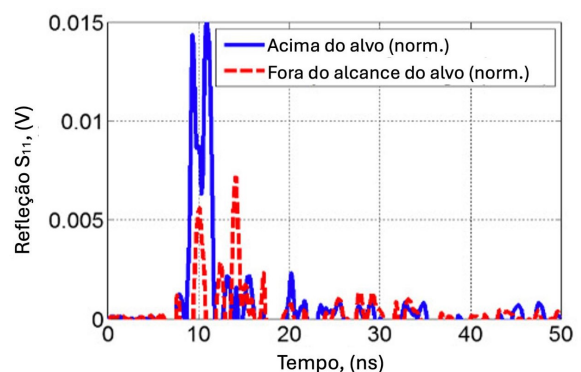


Figura 2.14: Detecção de mina no subsolo com normalização, adaptado de [59].

Šipoš e colaboradores [60] abordaram a detecção de minas terrestres utilizando GPR, com foco em duas abordagens principais: um Radar SFCW e um Radar de domínio do tempo UWB. Foram utilizados amplificadores com o objetivo de melhorar a relação sinal-ruído, do inglês *Signal-to-Noise Ratio* (SNR).

Os resultados foram armazenados e transferidos para um computador externo. Foi projetada uma antena corneta UWB personalizada para transmitir o sinal, com parâmetros S11 otimizados para garantir um bom desempenho sobre a faixa de frequências. Os testes foram realizados com uma mina terrestre enterrada. Os resultados mostraram que tanto o Radar SFCW como o Radar de domínio do tempo podem detectar minas terrestres. O Radar de domínio do tempo, em particular, mostrou maior largura de banda e capacidade para detectar objetos menores. Ambos os sistemas apresentam vantagens únicas, sendo que o SFCW oferece uma solução de baixo custo e alta capacidade de penetração, e o radar de domínio do tempo proporcionando maior resolução.

O teste efetuado por Kafedzisk e colaboradores [61] descreve a implementação de um GPR utilizando um SDR. O sistema combina os princípios de um sinal SFCW e *Orthogonal frequency-division multiplexing* (OFDM) para transmissão e detecção. Foi utilizado o dispositivo Ettus X310 USRP. Os testes de campo foram realizados com minas AT enterradas, mostrando que o sistema pode detectar e localizar objetos enterrados com precisão. Foram efetuados dois testes com diferentes larguras de banda, confirmando a eficácia do sistema em diversas condições. A compensação de descontinuidade de fase e a remoção de ondas refletidas diretamente foram importantes para os resultados dos testes com o Radar. O estudo demonstra que a combinação de SFCW e OFDM, juntamente com a utilização de SDR, oferece um sistema eficiente e preciso para a detecção de minas terrestres.

Os resultados obtidos podem ser observados nas Figuras 2.15 e 2.16, onde se pode observar o efeito da calibração e compensação da fase dos sinais.

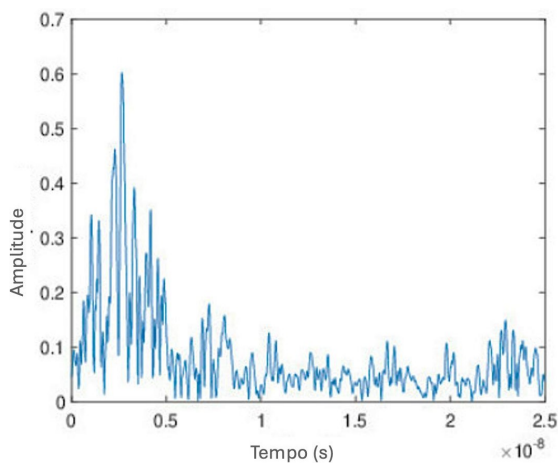


Figura 2.15: Detecção de mina no subsolo sem normalização, adaptado de [61].

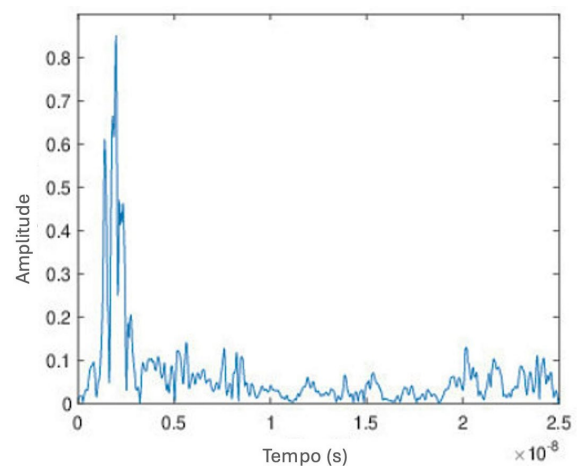


Figura 2.16: Detecção de mina no subsolo com normalização, adaptado de [61].

Num estudo elaborado por Colorado e colaboradores [7], foi desenvolvido um sistema GPR, composto por um par de antenas e um SDR. O módulo SDR transmite um feixe com uma frequência de 56 MHz. No sistema são empregues duas antenas Vivaldi Anti-podal, instaladas numa configuração bi-estática, isto é, a antena de emissão e a antena de receção estão posicionadas em lugares diferentes, pois esta configuração é vantajosa em sistemas Radar em que o objetivo seja medir as propriedades do alvo com base na análise dos sinais transmitidos e sinais recebidos. O módulo GPR pesava apenas 330g. A unidade de controlo de navegação do sistema é ZigBee, utilizando ainda um GNSS e um sensor laser (LIDAR-lite LL-905). A unidade de controlo navegação permite que o VANT seja controlado em tempo real e possibilita que o voo seja estável mantendo sempre a mesma distância ao solo.

O estudo elaborado por Šipoš e colaboradores [8] propõe um método para detectar minas terrestres utilizando um sistema GPR acoplado a um VANT. O sistema é baseado numa tecnologia que emite impulsos de radiofrequência UWB no domínio do tempo. O sintetizador de impulsos é projetado com um

transistor avalanche para obter impulsos monocíclicos eficientes. Quanto à antena UWB, foi proposta uma abordagem mista entre uma antena *horn* e antena Vivaldi e dessa forma conseguir uma impedância adequada. Os resultados experimentais iniciais demonstraram a viabilidade do sistema, com testes em laboratório em que foi observado a capacidade de detectar objetos metálicos num ambiente controlado. Os autores identificaram que podem ser feitas melhorias, como a redução da duração do impulso para aumentar a resolução.

No estudo elaborado por Li e colaboradores [9], foi desenvolvido um protótipo simples e compacto. Foi utilizado um micro-VANT, no caso foi o modelo DJI Phythom 2, onde acoplaram uma câmara ótica e um módulo Radar. O módulo Radar é um sensor Pulson P410 de UWB que trabalha numa faixa de frequências de 3,1 GHz - 5,3 GHz, conseguindo dessa forma atingir um alcance de 10 cm. O sistema é composto por duas antenas, uma de transmissão (TX) e outra de recepção (RX), em hélice. O módulo do Radar e a câmara são operados através de um Raspberry Pi a bordo do VANT que por sua vez está ligado a um computador através de uma rede Wi-Fi.

O sistema desenvolvido por Burr e colaboradores [10] baseia-se na estrutura do VANT DJI Matrice 600 Pro em que está acoplado um sistema GPR UWB com tecnologia FMCW que trabalha na faixa de frequências 1 GHz - 4 GHz. O GPR está equipado com duas antenas *horn* (TX e RX) que podem efetuar a leitura do terreno por *down-looking* ou por *side-looking*.

O protótipo desenvolvido por Schreiber e colaboradores [11], é composto pelo VANT DJI Matrice 600 Pro, onde está acoplado um módulo GPR bem como uma câmara ótica. O sistema GPR utiliza uma tecnologia baseada em FMCW e tem uma gama de frequências desde os 500 MHz até aos 3 GHz o que segundo os autores, representa um bom balanço entre uma boa penetração e uma boa resolução. O Radar compreende duas antenas Vivaldi numa configuração bi-estática. O sistema está preparado para enviar os dados para uma estação através de uma ligação *Data Link* que opera a 433 MHz.

### **2.10.2 Detetor de Metais para Detecção de Minas Enterradas**

Os autores Masunaga e Nonami [13] apresentaram o desenvolvimento de um Detetor de Metal Controlado (CMD) projetado para robôs de deteção de minas. Os testes foram realizados em áreas de deteção com solos que apresentam várias rugosidades, onde foi observada a eficácia do CMD na deteção de minas. Os resultados indicam que controlar tanto o espaço como a altitude do sensor melhora significativamente o desempenho na deteção de minas, especialmente em terrenos acidentados, fornecendo informações valiosas para o desenvolvimento de detetores de minas embarcados em sistemas não tripulados.

Ganesh e colaboradores [14], desenvolveram uma abordagem para a deteção de minas enterradas utilizando a bordo de um VANT um DM e uma câmara IR. O protótipo emprega uma placa Arduino Uno para processar os dados do detetor e coordenar as operações. Quando é detetada uma mina, as coordenadas GPS são guardadas e enviadas para um aparelho utilizando um módulo GNSS. Após detetar a mina, a imagem é obtida pela câmara térmica, que capta radiações emitidas por metais, permitindo identificar a mina e outros objetos com diferentes níveis de calor, mesmo em escuridão total no caso de operações noturnas.

### **2.10.3 Micro-Ondas para Detecção de Minas Enterradas**

Bhadouria e colaboradores [15] desenvolveram um protótipo para detetar objetos ocultos com ênfase na aplicação desse método para detetar minas terrestres através de obstáculos, sejam eles o solo ou paredes. Foram utilizadas micro-ondas na faixa de frequência de 2 GHz a 10 GHz, baseado nos dados do coeficiente de reflexão obtido. O método serve para detetar minas com limitações de acesso a ambas as faces do mesmo, como se verifica no solo. Os resultados obtidos demonstram a eficácia

do método na detecção de objetos plásticos e metálicos ocultos, consolidando a proposta como uma contribuição notável no avanço das técnicas de detecção de objetos por micro-ondas.

Na investigação de Peichl e colaboradores [16], não foi utilizado diretamente um transmissor de micro-ondas, o que fizeram foi detetar micro-ondas com um radiômetro de micro-ondas de baixa frequência. A análise do solo é feita de forma passiva. O radiômetro mede as variações dos sinais emitidos pelos objetos na área observada. Embora tenham sido obtidos resultados encorajadores, os autores concluíram que parâmetros como sensibilidade, configuração da antena e variações na superfície do solo, ainda precisam de ser investigados de uma forma mais pormenorizada.

#### **2.10.4 Sensor Infravermelho para Detecção de Minas Enterradas**

No estudo feito por Simard [17], foram utilizadas micro-ondas e também um sensor IR. As micro-ondas foram utilizadas para aquecer o material da mina enterrada. O aquecimento resultava numa mudança na assinatura térmica da mina, tornando-a detetável pelos sensores IR, e proporcionando uma maneira de identificar a presença de minas enterradas. Foram feitos testes onde foram utilizadas micro-ondas com frequências de 915 MHz e 2450 MHz. A altura do sistema de detecção ao solo variou entre 5 cm e 30 cm acima do solo para otimizar a detecção de minas enterradas. A distância final de 15 cm acima da superfície do solo foi determinada como a que proporciona as melhores imagens IR de objetos enterrados. O estudo sugeriu também que a configuração de 2450 MHz era a melhor para a detecção do que a de 915 MHz.

#### **2.10.5 Sensor Ultrassom para Detecção de Minas Enterradas**

O estudo elaborado por Martin e colaboradores [18], apresenta um US para detetar minas no subsolo. A experiência mostrou a capacidade de detetar uma mina AP localizada a 1 cm da superfície do solo, através dos resultados obtidos na resposta do solo aos estímulos mecânicos das ondas sonoras. As medições incluíram a interação da onda com a mina enterrada, mostrando uma amplificação do sinal na localização da mina devido à excitação de uma ressonância estrutural no sistema solo-mina. A frequência utilizada foi de 50 kHz.

O trabalho elaborado por Donskoy [19] estudou o mecanismo físico da distorção sonora não linear causada por objetos no subsolo, neste caso minas metálicas e não metálicas. O invólucro da mina é atingido por uma onda acústica com uma certa frequência e o recetor obtém uma onda com uma frequência diferente da original dada a interação não linear solo-mina. Esse resultado levou ao desenvolvimento de uma técnica de detecção de minas baseada na medição da diferença das frequências entre as vibrações incidentes e as transmitidas. Os testes demonstraram a capacidade do método em distinguir minas enterradas de objetos sólidos, como tijolos e rochas, indicando aplicações promissoras para a detecção de minas com baixa taxa de falsos alarmes e vantagens em termos simplicidade e baixo custo.

#### **2.10.6 Técnicas Conjuntas de Detecção de Minas Enterradas**

Nesta secção, são apresentadas investigações onde se fez uso de múltiplos sensores para a detecção de minas terrestres. A utilização de um único sensor, como um GPR, DM ou IR, é geralmente considerada insuficiente para a detecção de minas terrestres. Geralmente, atendendo aos artigos abordados acima, existe uma taxa de falsos alarmes considerável. Nos estudos abaixo irá ser abordado se com a utilização de múltiplos sensores a eficácia da detecção é superior.

O protótipo desenvolvido por Breuer e colaboradores [62], consistiu na fusão de um sensor GPR, uma câmara IR e um DM para detetar minas enterradas no subsolo. O teste foi feito em vários tipos de solos, entre os quais areia, argila e solo florestal. A fusão desses sensores foi feito ao nível da

decisão, isto é, a análise é feita com base nos dados fornecidos por cada sensor individualmente. Os testes demonstraram uma diminuição dos falsos alarmes em comparação com o uso individual de cada sensor.

No estudo feito por Takahashi e Gülle [63], foi utilizado um sistema de detecção GPR e um DM para testar se a utilização de um duplo sensor pode reduzir a taxa de falsos alarmes em comparação com a utilização de detetores únicos. Foi concluído que quando o DM é utilizado sozinho tem 2.5 falsos alarmes por metro quadrado, porém quando lhe é adicionado o sistema GPR passa para 1.4 falsos alarmes por metro quadrado, correspondendo a uma diminuição de 45%. No entanto, por vezes o sistema também não identifica minas, especialmente quando a mina está enterrada a pouca profundidade.

Na experiência desenvolvida por Jagerbro e colaboradores [64], são utilizados num sistema de detecção, um GPR e um DM. Foram enterradas minas inertes, pedras, e estilhaços metálicos. Os resultados indicam que o sistema GPR é capaz de identificar objetos com características diferentes do solo, desde que superiores a 10 cm, enquanto o DM identifica fragmentos metálicos superiores a 1 cm. A fusão dos resultados de cada sensor resulta num sistema de detecção com uma taxa de falsos alarmes inferior à de um sistema com um único sensor.

Na tabela 2.2 são apresentados, de forma resumida todos os estudos e projetos concretizados com o objetivo de detetar minas no subsolo.

Tabela 2.2: Resumo do Estado da Arte.

Referência	Tecnologia Radar	Frequências	Antena	Configuração	UAV
[5]	UWB GPR	750 MHz - 3 GHz	<i>Horn</i>	Bi-estática	Não usado
[6]	GPR	200 MHz - 4 GHz	Simulação	Mono-estática	Simulação
[7]	GPR (SDR)	2 GHz	Vivaldi Anti-podal	Bi-estática	Hexacopter
[8]	UWB GPR	0 - 6 GHz	<i>Horn</i> e Vivaldi	Bi-estática	Simulação
[9]	UWB GPR	3,1-5,3 GHz	Hélice	Mono-estática	DJI Phythom 2
[10]	UWB GPR (FMCW)	1-4 GHz	<i>Horn</i>	<i>DL</i> ou <i>SL</i>	DJI Matrice 600 Pro
[11]	UWB GPR (FMCW)	500 MHz - 3 GHz	Vivaldi	Bi-estática	DJI Matrice 600 Pro
[13]	DM	-	-	-	Robo utilizado
[14]	DM	-	-	-	Quadcopter
[15]	MWR	2 GHz - 10 GHz	-	-	Não usado
[16]	MWR	Passivo	Radiômetro	-	Não usado
[17]	IR	MWR 915 MHz e 2450 MHz	-	-	Não usado
[18]	US	50 kHz	-	Bi-estática	Não usado
[19]	US	0 - 5 kHz	-	Bi-estática	Não usado
[62]	GPR, IR e DM	1 - 6 GHz	-	Bi-estática	Não usado
[63]	GPR e DM	3 - 6 GHz	-	Bi-estática	Não usado
[64]	GPR e DM	2 - 8 GHz	-	Bi-estática	Não usado



### 3 Metodologia e Resultados Teóricos

Nos trabalhos descritos no estado da arte, observou-se que os métodos convencionais de detecção apresentam elevados números de falsos positivos e dificuldade em distinguir minas de outros objetos. Essas limitações decorrem, em parte, da presença de auto-interferência nos sistemas de Radar. No estudo de Elboushi [59], através da utilização de MIMO, que permitiu obter sinais de referência, o efeito da auto-interferência foi cancelado resultando numa melhor eficiência na detecção. Desta forma, este capítulo apresenta o desenvolvimento de um algoritmo de detecção e cancelamento de auto-interferência. Começa por explicar a lógica do algoritmo seguida da comparação dos resultados da detecção com e sem a aplicação do algoritmo. Por fim, mostram-se os resultados da elaboração de uma simulação da georreferenciação aquando da detecção de minas por parte do sistema.

#### 3.1 Algoritmo de Detecção e Cancelamento da Auto-Interferência

Foi desenvolvido o *script* em MATLAB do Anexo 1 para simular o comportamento real do Radar que se pretende aplicar no trabalho. Este *script* realiza a transmissão de um sinal SFCW, simulando a receção das componentes refletidas pelos diferentes alvos e executa o processamento do sinal necessário para a análise. Para assegurar que o processo seja o mais realista possível, foram incluídos elementos de auto-interferência e ruído no sistema.

Além disso, o *script* procura analisar o desempenho de um algoritmo de cancelamento de interferência, que é crucial para permitir a detecção dos alvos. Estas técnicas permitem distinguir os sinais refletidos pelos alvos das interferências indesejadas, melhorando significativamente a eficácia da detecção.

Na Figura 3.1, está representado um esquema de blocos detalhando as etapas principais seguidas no desenvolvimento da simulação do Radar, proporcionando uma visão abrangente do fluxo do processamento do sinal.

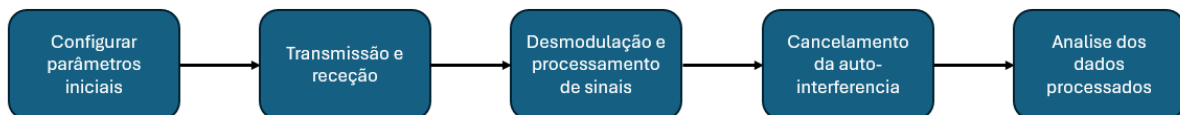


Figura 3.1: Estrutura do *script* em MATLAB para simulação da detecção e cancelamento da auto-interferência.

##### 3.1.1 Descrição do Algoritmo

Para tornar a abordagem o mais realista possível, tendo em conta que os sinais da auto-interferência e da reflexão do solo não são tratados como componentes separáveis do ruído e dos sinais dos restantes alvos, o processo de cancelamento da interferência é realizado no domínio do tempo para cada frequência transmitida, de forma a minimizar os efeitos da interferência no sinal recebido e tornando os resultados obtidos mais próximos da realidade.

Para isso, considerou-se a atenuação da propagação em espaço livre, ou como é comumente designado em inglês *Free Space Path Loss* (FSPL), dada pela equação (3.1):

$$FSPL = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (3.1)$$

em que  $d$  corresponde à distância ao alvo em metros e  $\lambda$  ao comprimento de onda, também em metros, dado por  $c/f$ , sendo  $c$  a velocidade de propagação da luz e  $f$  a frequência em Hz.

Adicionalmente, foi considerado um fator de atenuação dado pela expressão (3.2):

$$A = \frac{RCS \times G_a^2 \times \lambda^2}{(4\pi)^3 \times d^4} \quad (3.2)$$

onde  $RCS$  corresponde ao *Radar Cross Section* dos alvos, e  $G_a$  ao ganho das antenas.

A simulação da transmissão é realizada dentro de um ciclo, onde cada iteração corresponde a uma determinada frequência. A diferença de fase do sinal transmitido e do sinal recebido é analisada frequência a frequência.

Inicialmente, é realizado um primeiro ciclo sem considerar qualquer alvo, adicionando apenas as componentes de auto-interferência e reflexões do solo. Este ciclo atua como uma calibração, permitindo obter o perfil da interferência introduzido por essas componentes para, posteriormente, comparar com o sinal após o seu cancelamento.

A interferência e a reflexão do solo são modeladas com base em parâmetros reais, incluindo a atenuação e os atrasos específicos. Esses sinais são somados ao sinal transmitido inicialmente e, em seguida, é adicionado ruído ao sinal composto. O sinal composto simula o sinal que chega ao receptor.

A desmodulação do sinal nas suas componentes I e Q é realizada para cada frequência, simulando a passagem pelo oscilador local e por um filtro passa-baixo. Os sinais resultantes são usados para formar a resposta em frequência do sistema. No segundo ciclo, para cada frequência, é calculada a contribuição de cada alvo a partir do sinal recebido. É também transmitido um sinal em oposição de fase ao obtido na calibração. Este sinal é somado ao sinal recebido, após o tratamento de todas as componentes que o integram (alvos, solo e auto-interferência), de forma a cancelar os efeitos da auto-interferência diretamente no domínio do tempo.

Após a IFFT, são obtidos os perfis de alcance. Estes perfis mostram a amplitude dos sinais recebidos ao longo das diferentes distâncias. A interferência e a reflexão do solo poderão então ser visíveis no perfil de alcance sem cancelamento. Os picos significativos, que correspondem aos alvos a serem detectados, serão identificados no perfil de alcance.

Na Tabela 3.1 estão presentes os valores que foram utilizados no *script* MATLAB. O valor da RCS da mina terrestre foi baseado considerando minas em geometria de disco e majoritariamente dielétricas. Para estes objetos, a RCS pode apresentar valores entre  $10^{-3}$  e  $10^{-4}$ , tendo em conta a frequência utilizada [37].

Tabela 3.1: Constantes utilizadas na simulação.

Constante	Valor
Frequência inicial	$1 \times 10^9 \text{ Hz} (1\text{GHz})$
Frequência final	$6 \times 10^9 \text{ Hz} (6\text{GHz})$
<i>Sampling rate</i>	$60 \times 10^9 \text{ Hz} (60\text{GHz})$
Número de passos de frequência	1024
Profundidade das minas (cm)	[10, 20, 30, 60, 80]
SNR	10
RCS	0.03
Altura de voo (m)	1

### 3.1.2 Cálculo da Resolução do Radar

A resolução de um Radar SFCW depende da largura de banda total coberta pelos diferentes passos de frequência. A relação entre a resolução e a largura de banda é dada através da equação (3.3):

$$\Delta R = \frac{c}{2B} \quad (3.3)$$

onde  $c$  é a velocidade da luz no vácuo ( $3 \times 10^8 m/s$ ) e  $B$  é a largura de banda total do sinal.

Por exemplo, tendo:

- Frequência inicial  $f_{\text{inicial}} = 1GHz = 1 \times 10^9 Hz$ ,
- Frequência final  $f_{\text{final}} = 6GHz = 6 \times 10^9 Hz$ .

Portanto, a largura de banda  $B$  é:

$$B = f_{\text{final}} - f_{\text{inicial}} = 6 \times 10^9 Hz - 1 \times 10^9 Hz = 5 \times 10^9 Hz$$

Substituindo na fórmula da resolução:

$$\Delta R = \frac{3 \times 10^8 m/s}{2 \times 5 \times 10^9 Hz} = \frac{3 \times 10^8}{1 \times 10^{10}} = 0.03m = 3cm$$

Isso significa que o radar SFCW pode distinguir entre dois alvos que estão a uma distância mínima de 3 centímetros um do outro.

Para confirmar o cálculo teórico, foram considerados quatro alvos (minas) distanciados entre eles. Dois deles estão separados por três centímetros e os restantes dois afastados por dois centímetros. Na Figura 3.2 são revelados picos que correspondem aos sinais refletidos pelas minas. Cada pico indica a presença de uma mina. O gráfico mostra que o Radar é capaz de resolver duas minas separadas por três centímetros ("Mina 1" e "Mina 2"), o que está de acordo com a resolução obtida teoricamente de três centímetros. Mostra também que quando as minas estão distanciadas por menos que três centímetros não tem capacidade de resolver as duas minas, mostrando apenas uma ("Mina 3").

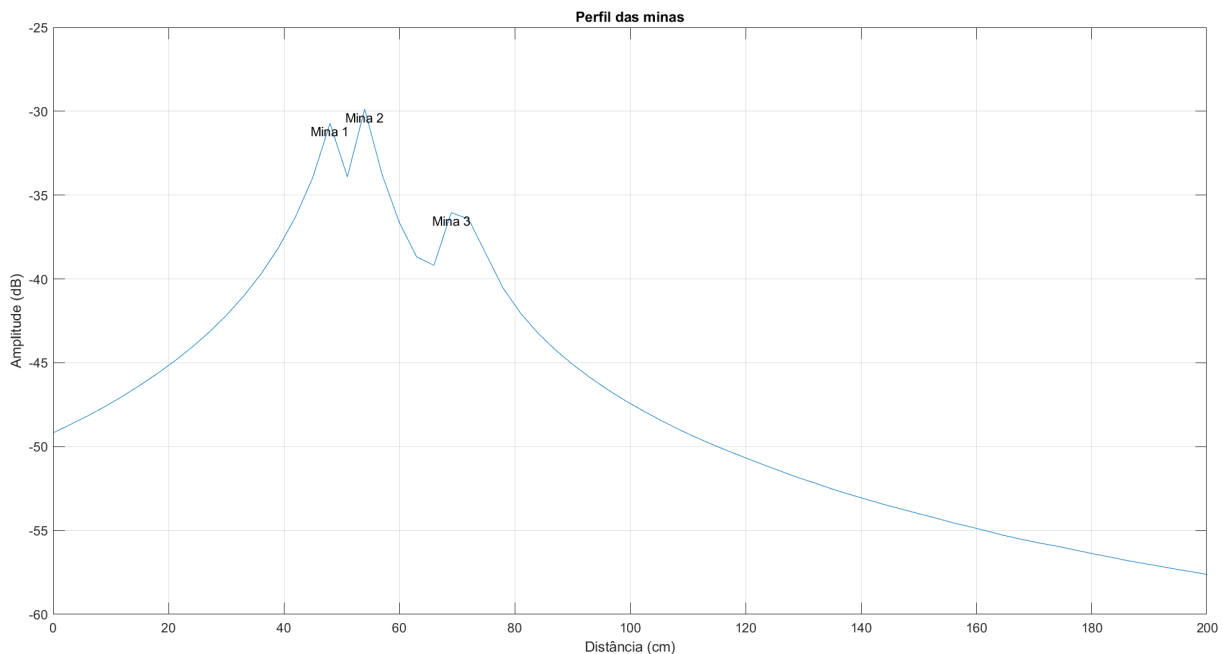


Figura 3.2: Perfil das minas detetadas pelo radar SFCW.

A análise do impacto da largura de banda na resolução e sensibilidade do radar SFCW revela alguns compromissos importantes. A resolução de distância ( $\Delta R$ ) é inversamente proporcional à largura de banda ( $\Delta f$ ) do sinal transmitido. Isso significa que uma maior largura de banda melhora a resolução do sistema, permitindo que o radar distinga entre alvos que estão mais próximos uns dos outros. Contudo, essa melhoria na resolução aumenta o ruído do sistema, o que reduz a SNR e a sensibilidade do Radar.

Por outro lado, uma menor largura de banda resulta num menor ruído, melhorando a SNR e a sensibilidade, mas piora a resolução do sistema, dificultando a distinção entre alvos próximos.

Em resumo, a escolha da largura de banda envolve um balanço entre a necessidade de alta resolução para detetar alvos próximos e a necessidade de manter uma boa sensibilidade e SNR para garantir a deteção eficaz dos alvos. Em aplicações práticas, a largura de banda deve ser escolhida com base nos requisitos específicos da aplicação, considerando tanto a resolução necessária quanto a sensibilidade desejada.

### 3.1.3 Análise dos Resultados

Os resultados da simulação são apresentados em três gráficos distintos. O gráfico da Figura 3.3, mostra a amplitude do sinal em função da distância, considerando apenas a auto-interferência e a reflexão do solo, sem a presença de alvos. Neste gráfico, é possível identificar claramente dois picos principais: o primeiro pico mais proeminente, localizado nos 25 cm, corresponde à auto-interferência do sistema. O segundo pico, localizado nos 100 cm, representa a reflexão do solo. Este gráfico serve como uma linha de base para entender como a auto-interferência e a reflexão do solo impactam o sinal recebido, sem a influência dos alvos. Ajudando também a calibrar o sistema para que a interferência possa ser minimizada nas próximas etapas da simulação.

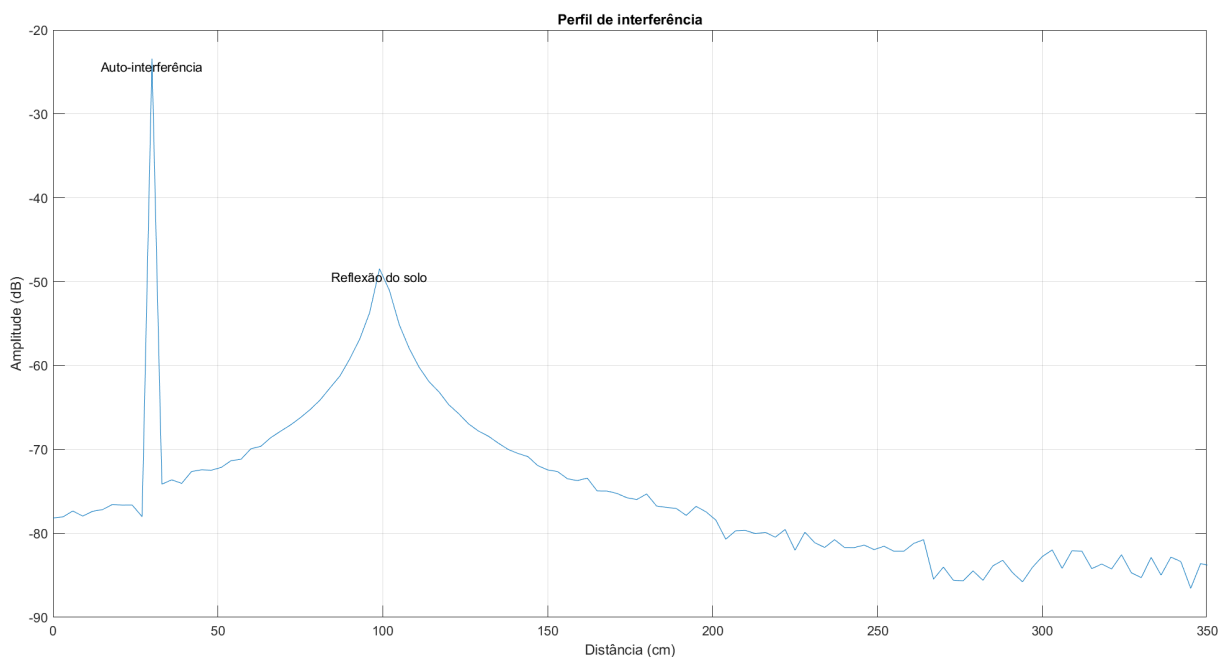


Figura 3.3: Perfil de Interferência.

O gráfico da Figura 3.4 apresenta o perfil de alcance quando os alvos estão presentes, juntamente com a auto-interferência e a reflexão do solo. Neste gráfico, é notório o impacto da auto-interferência e da reflexão do solo, na deteção dos alvos. É também possível perceber que apenas foram resolvidos dois dos cinco alvos, sendo que, ainda esses, são difíceis de identificar. Estes resultados destacam a importância das técnicas de cancelamento, visando uma deteção mais clara e precisa dos alvos.

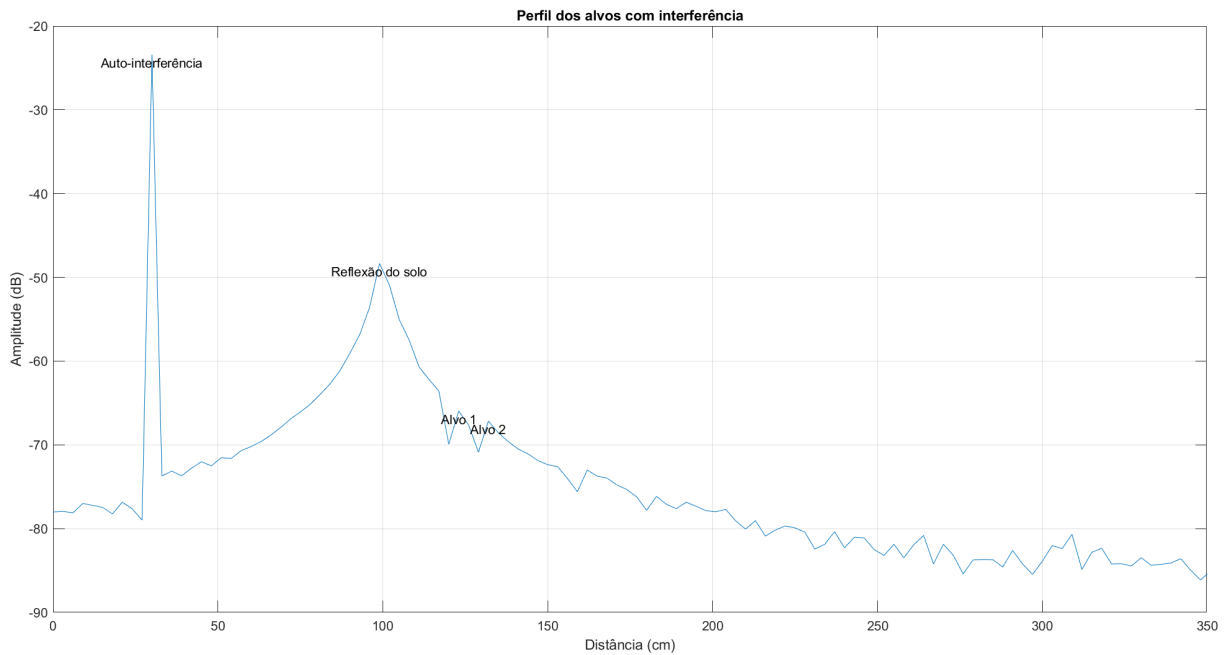


Figura 3.4: Perfil dos alvos com interferência para um SNR de 20 dB e ganho das antenas de 12 dB.

O gráfico da Figura 3.5, mostra o perfil de alcance após a aplicação das técnicas de cancelamento de interferência. Neste gráfico, observamos uma redução significativa do pico de auto-interferência, demonstrando a eficácia das técnicas de cancelamento. A reflexão do solo, ainda que presente, foi minimizada. Os picos correspondentes aos alvos são mais distintos e fáceis de identificar, indicando que o cancelamento de interferência melhorou a clareza e precisão da detecção da totalidade dos alvos. Comparando este gráfico com o perfil dos alvos com interferência, foi possível realizar-se uma redução de 22,86 dB na componente da auto-interferência e de 27,32 dB na componente da reflexão do solo.

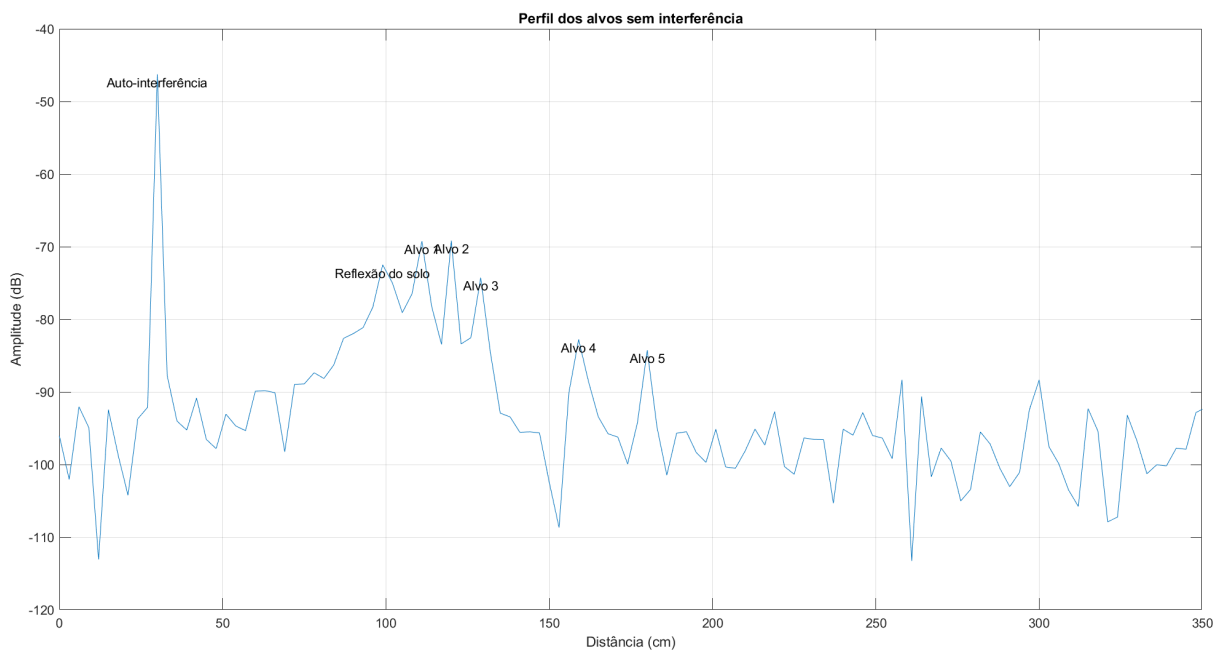


Figura 3.5: Perfil dos alvos sem interferência para um SNR de 20 dB e ganho das antenas de 12 dB.

No entanto, as condições nem sempre são ideais, como em cenários com solo arenoso ou molhado, onde a interferência pode ser ainda mais significativa. Os resultados obtidos anteriormente foram baseados num SNR de 20 dB e um ganho das antenas de 12 dB (condições muito favoráveis). Para avaliar o desempenho do sistema em condições mais desafiadoras, o SNR foi ajustado para 10 dB e o ganho das antenas para 8 dB.

Com esses novos parâmetros, foi possível analisar qual o impacto das alterações na detecção dos alvos. A redução do SNR reflete um ambiente mais ruidoso, enquanto a diminuição do ganho das antenas representa uma capacidade de recepção menos eficiente. Esses ajustes são importantes para garantir que o sistema Radar é robusto e eficaz numa variedade de condições operacionais.

Os gráficos subsequentes ilustram os perfis de alcance com esses novos parâmetros.

Na Figura 3.6, o perfil de alcance mostra um aumento nos níveis de ruído de fundo, com picos de auto-interferência e reflexão do solo mais proeminentes, o que reflete a redução do SNR. É possível observar que os picos correspondentes aos alvos são menos definidos e mais difíceis de identificar devido à presença de um maior nível de interferência.

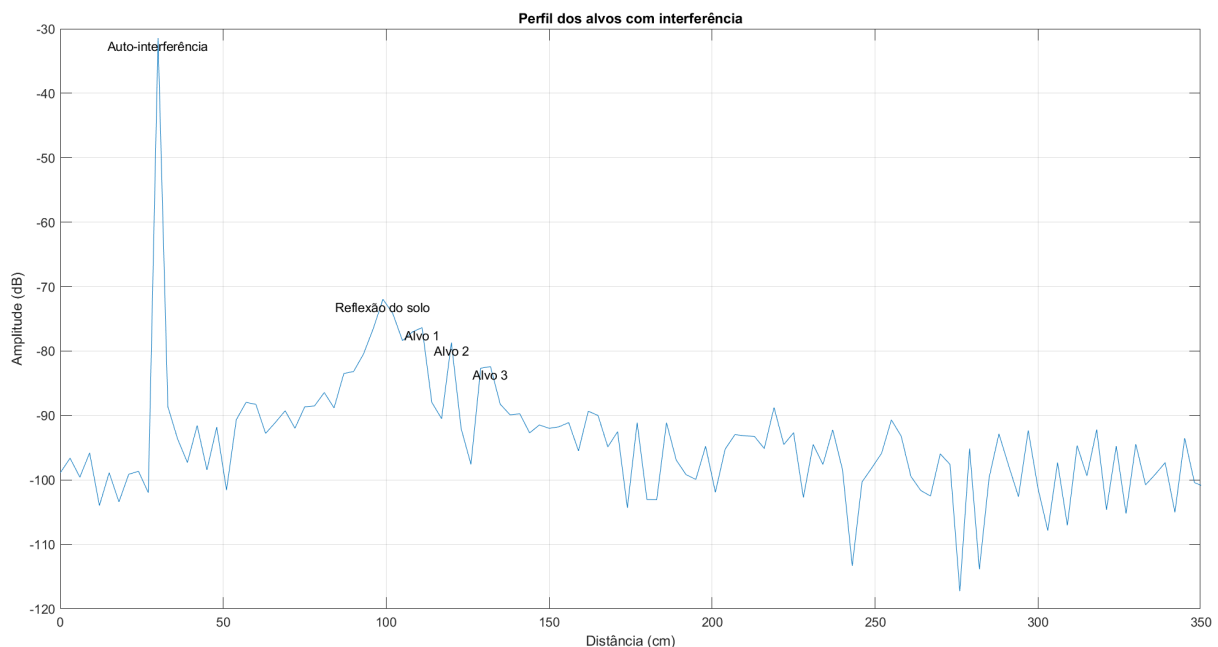


Figura 3.6: Perfil dos alvos com interferência para um SNR de 10 dB e ganho das antenas de 8 dB.

Na Figura 3.7, o perfil de alcance após a aplicação das técnicas de cancelamento de interferência com os novos parâmetros, é perceptível uma redução significativa do pico de auto-interferência, demonstrando a eficácia das técnicas de cancelamento. A contribuição da reflexão do solo ainda está presente, mas o seu impacto foi minimizado. Os picos correspondentes aos alvos são novamente mais distintos e fáceis de identificar, porém não foi possível resolver um dos alvos.

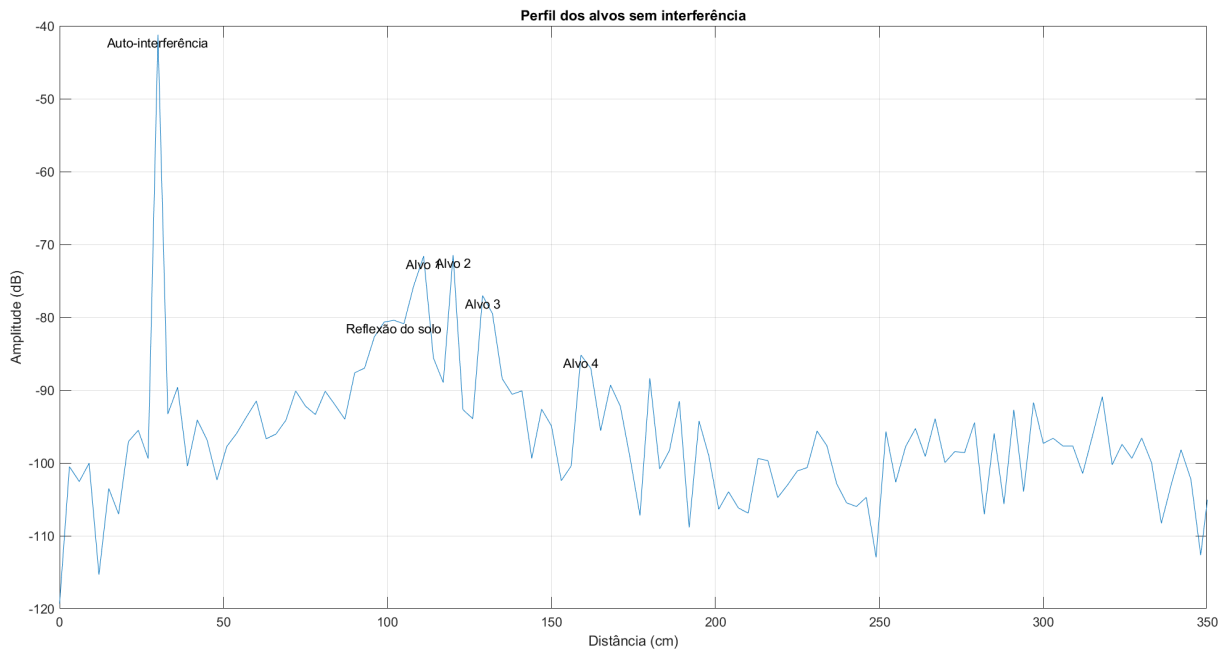


Figura 3.7: Perfil dos alvos com cancelamento de interferência para um SNR de 10 dB e ganho das antenas de 8 dB.

Para testar a eficácia do algoritmo aplicado ao sistema Radar em diferentes condições operacionais, foi ajustada a altura de voo do drone para dois metros, o SNR para 15 dB e ganho das antenas para 10 dB. Este ajuste é essencial para compreender qual o comportamento do sistema em cenários diferentes das condições ideais e analisar o seu desempenho nas mais desafiadoras.

Com este novo *setup*, podemos observar na Figura 3.8, o perfil de alcance. Os picos correspondentes aos alvos são visíveis, embora a presença das interferências torne a sua detecção mais complexa. É visível que sem o algoritmo de cancelamento de interferência, houve dificuldade em distinguir claramente os alvos, com três alvos não sendo resolvidos.

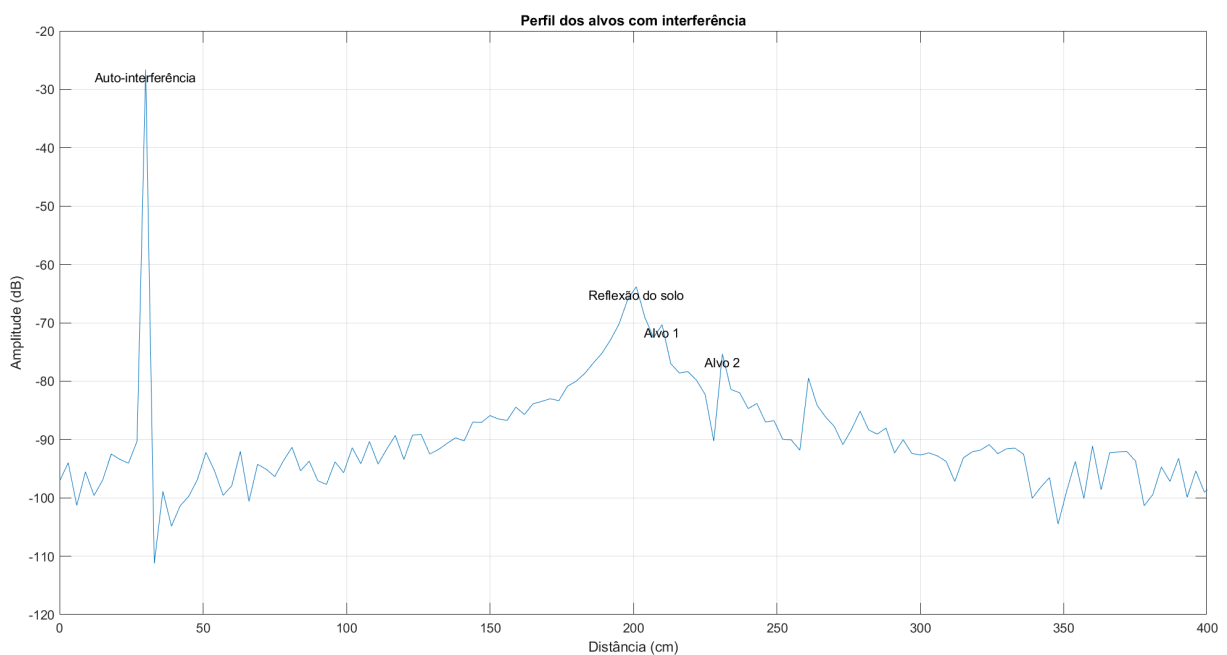


Figura 3.8: Perfil dos alvos com interferência para um SNR de 15 dB, ganho das antenas de 10 dB e uma altura de voo de dois metros.

A Figura 3.9 mostra o perfil de alcance após a aplicação do algoritmo de cancelamento, sendo perceptível uma redução significativa do pico de auto-interferência. Um dos picos correspondentes aos alvos ficou por resolver, ainda assim, existiu uma melhoria significativa na detecção dos alvos. .

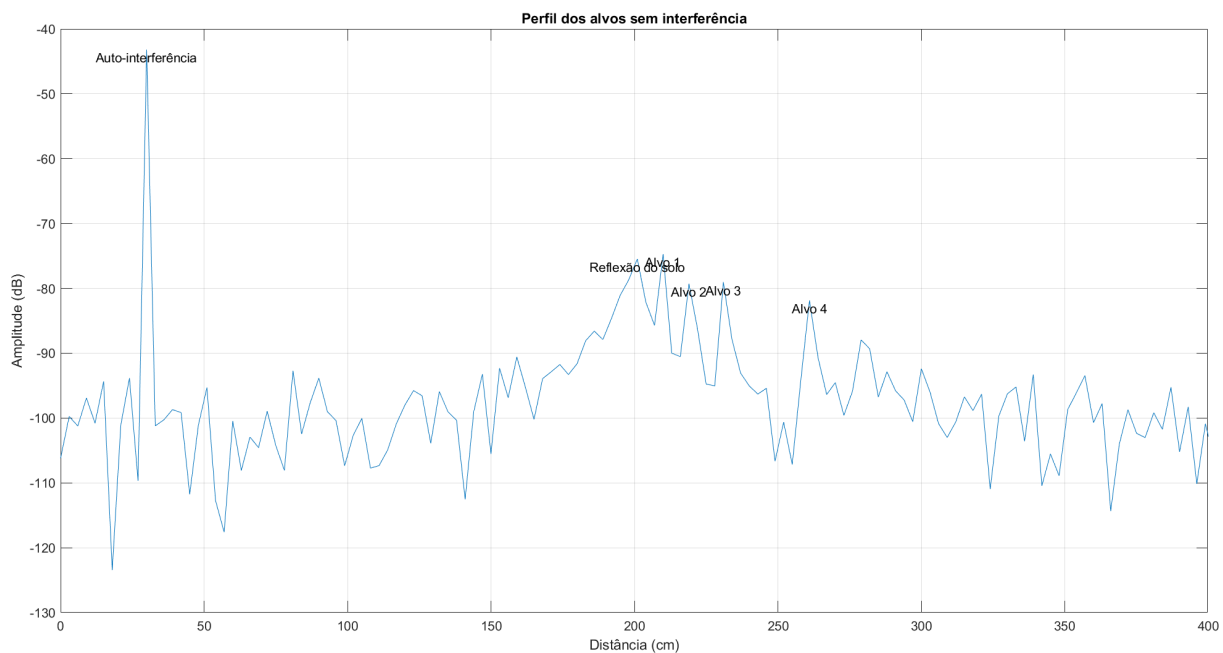


Figura 3.9: Perfil dos alvos sem interferência para um SNR de 15 dB, ganho das antenas de 10 dB e uma altura de voo de dois metros.

Os três testes realizados demonstraram a eficácia e os desafios do algoritmo de cancelamento de auto-interferência e reflexão do solo aplicados ao sistema Radar em diferentes condições operacionais. A variação dos parâmetros, como altura de voo, SNR e ganho das antenas, mostrou ser crucial para a detecção de alvos, afetando significativamente a clareza e precisão dos resultados. Em condições mais desafiadoras, o ruído aumentou, dificultando a distinção dos alvos. O algoritmo de cancelamento de interferência revelou-se essencial, melhorando a detecção e resolução dos alvos, embora a clareza em relação ao ruído ainda apresentasse limitações nas condições mais adversas.

### 3.2 Georreferenciação

A georreferenciação desempenha um papel importante na detecção de minas terrestres através do mapeamento aéreo. Este processo envolve a atribuição de coordenadas espaciais aos dados obtidos pelo módulo de posicionamento. A precisão na georreferenciação é fundamental para garantir a exatidão na localização das minas, facilitando ações subsequentes de desminagem e mitigação de riscos.

A abordagem à georreferenciação no contexto deste trabalho, destaca a importância de conhecer a localização exata da detecção da mina para a eficácia das operações de desminagem. Foi utilizado o método de funcionamento de um módulo GNSS para obter coordenadas precisas durante a detecção. Será também apresentado o algoritmo realizado em MATLAB, demonstrando como os dados de georreferenciação são integrados e utilizados para identificar a localização das minas.

A compreensão da georreferenciação é essencial para as operações de detecção de minas e para a construção de mapas precisos que podem ser utilizados pelos militares no terreno. Este sub-capítulo pretende fornecer uma base sólida sobre o tema, servindo como referência para a continuação do projeto.

### 3.2.1 Aplicações do GNSS no Projeto

No presente projeto, o GNSS é utilizado para obter coordenadas precisas durante a operação do VANT. A sincronização temporal entre o módulo GNSS e o GPR é essencial para garantir que a posição e o tempo da detecção estejam sincronizados.

O funcionamento envolve a sincronização do GNSS com o GPR, permitindo que a posição do VANT e os dados do Radar sejam obtidos de forma simultânea. Durante o voo do VANT, o GPR emite sinais que penetram no solo e são refletidos de volta para o recetor, enquanto o GNSS regista continuamente a posição do sistema.

Após a recolha, os dados são transferidos para um sistema de processamento onde as posições registadas pelo GNSS são associadas aos dados de detecção do GPR. Os dados que contêm as coordenadas são analisados para identificar a localização precisa das minas. A sincronização temporal permite que os dados do GPR sejam mapeados com precisão sobre as coordenadas GNSS. Os dados processados são utilizados para criar mapas detalhados das áreas minadas, mostrando as localizações exatas das minas detetadas.

Por exemplo, Manuel Cerquera e Julian Montañó [65], apresentaram uma técnica de sincronização GNSS com GPR que permite a detecção precisa de minas terrestres. O sistema utiliza um VANT equipado com GPR, e sincroniza os dados da localização GNSS com as deteções do GPR para mapeamento da área onde foi efetuado o varrimento. Neste sistema, foram utilizados dois conjuntos de dados: um para armazenar as informações do GPR que contêm as reflexões dos sinais emitidos e outro para armazenar os dados da localização que incluem as coordenadas GNSS correspondentes ao caminho que o VANT efetuou.

### 3.2.2 Georreferenciação por Módulo GNSS

Foi desenvolvido o algoritmo do Anexo 2 para um sistema de detecção de minas terrestres utilizando um módulo GNSS embarcado num VANT. A simulação visa validar a eficácia da integração dessa tecnologia na localização precisa de minas.

A simulação começa por definir a dimensão da área de teste que é calculada em pixels, assumindo que cada pixel corresponde a um metro. De seguida, os alvos, representando minas terrestres, são posicionados em coordenadas específicas dentro da área de teste e também é definida a altura de voo do VANT. São também definidos parâmetros como SNR, coeficientes de reflexão quer do solo, quer dos alvos.

O VANT simula o varrimento da área, movendo-se em passos calculados para garantir uma cobertura completa com uma sobreposição de 10% entre secções consecutivas a analisar, como mostra a Figura 3.10. Durante o voo, a posição do VANT é registada de forma contínua utilizando GNSS, com um erro calculado para refletir a precisão típica do GNSS, que neste caso foi de 2%.

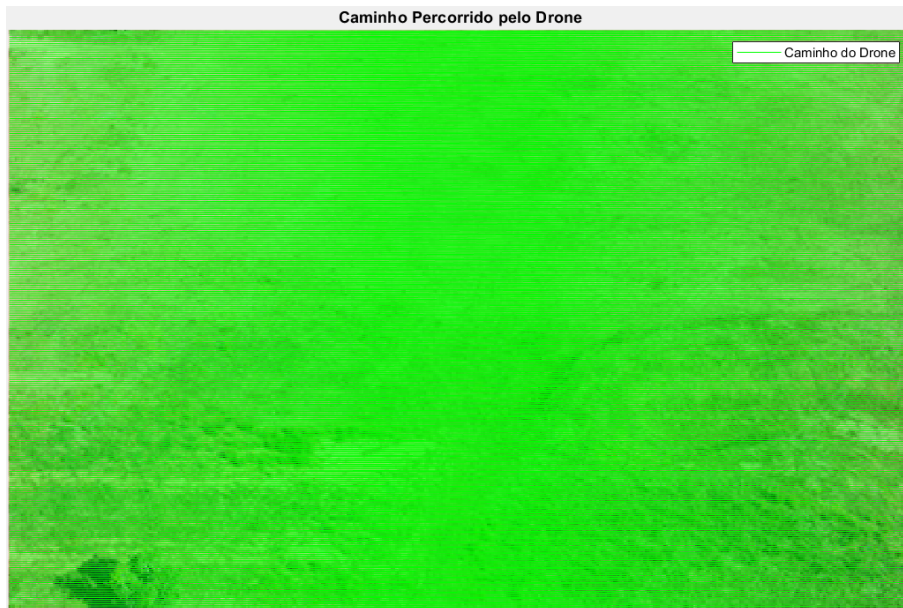


Figura 3.10: Varrimento efetuado pelo VANT numa determinada área.

Simultaneamente, o valor do GPR é obtido para cada valor de tempo. Este valor é determinado com base na proximidade do VANT às minas terrestres, representadas como alvos. Se o sistema estiver suficientemente próximo de uma mina, o valor do GPR será significativamente alto, indicando uma possível deteção. No final do varrimento, todas as posições do VANT, valores do GPR e valores de tempo de cada registo são organizados num ficheiro de valores separados por vírgulas (CSV), como se pode observar na Figura 3.11.

Tempo	Posicao_X	Posicao_Y	Valor_GPR
1	2.08	4.67	2.54
2	2.72	2.66	1.95
3	0.13	3.72	19.15
4	6.54	1.35	19.41
5	2.45	4.95	16.01
6	0.59	5.84	18.31
7	3.82	9.94	13.11
8	-1.41	9.56	18.68
9	1.98	11.22	14.86
10	0.39	10.75	3.42
11	2.78	8.89	5.54
12	-0.62	6.31	16.47
13	1.65	11.71	19
14	-2.42	14.03	7.63
15	1.64	15.88	3.74
16	0.94	15.94	12.93
17	3.19	19.51	5.52
18	1.15	15.88	2.38

Figura 3.11: Informação contida no ficheiro CSV.

Este ficheiro contém todas as informações necessárias para analisar o percurso do VANT e através dos dados do GPR, fazer a correlação da localização das minas realizadas durante o processo. Na Figura 3.12, pode ser observado, que através do sincronismo dos dois sistemas (GPR e GNSS), é possível tratar os dados de forma a saber onde existiu a deteção da mina.

Deteção em [30, 100]				Deteção em [50,300]				Deteção em [86,200]			
Tempo	Posição_X	Posição_Y	Valor_GPR	Tempo	Posição_X	Posição_Y	Valor_GPR	Tempo	Posição_X	Posição_Y	Valor_GPR
11073	25.86	102.71	100	21393	51.38	296.55	100	35223	85.62	197.68	100
11074	26.26	103.16	100	21394	52.25	299.51	100	35224	88.48	201.12	100
11488	25.1	96.85	100	21395	47.92	300.61	100	35225	86.34	200.85	100
11489	29.63	99.09	100	21396	52.22	301.74	100	35226	86.88	202.62	100
11490	30.64	102.55	100	21397	49.97	301.19	100	35227	84.74	207.15	100
11491	30.72	99.65	100	21398	48.44	301.64	100	35640	89.79	195.73	100
11492	30.55	101.26	100	21399	49.28	306.61	100	35641	86.74	200.78	100
11493	30.47	95.69	100	21813	51.6	299.16	100	35642	84.43	194.83	100
11494	26.37	103.28	100	21814	50.89	301.58	100	35643	88.99	201.24	100
Deteção em [200,250]				Deteção em [250,150]							
Tempo	Posição_X	Posição_Y	Valor_GPR	Tempo	Posição_X	Posição_Y	Valor_GPR				
81694	195.25	252.94	100	103119	249.48	156.25	100				
81695	198.36	254.02	100	103120	250.37	154.48	100				
82109	199.36	243.67	100	103533	250.66	147.59	100				
82110	199.8	243.78	100	103534	251.13	142.57	100				
82111	202.46	244.68	100	103535	250.87	147.77	100				
82112	197.51	245.54	100	103536	253.17	145.57	100				
82113	202.12	248.47	100	103537	251.06	148.17	100				
82114	198.62	251.64	100	103538	250.01	149.46	100				
82115	202.39	248.58	100	103539	249.68	157.54	100				

Figura 3.12: Informação contida no ficheiro CSV pós tratamento dos dados.

Estes resultados são apresentados de forma a facilitar a análise da eficácia do algoritmo e da precisão da deteção de minas utilizando a combinação entre GNSS e GPR. A informação visual, combinada com os dados armazenados no ficheiro CSV, proporciona a possibilidade de apresentar o resultado observável na Figura 3.13. É também uma base sólida para avaliar a performance do sistema e identificar possíveis melhorias.



Figura 3.13: Informação gráfica obtida através do tratamento dos dados contidos no ficheiro CSV: à direita uma aproximação de uma secção da imagem da esquerda, mostrando detalhes dos alvos detetados.



## 4 Metodologia e Resultados Práticos

Este capítulo apresenta a instrumentação, as montagens experimentais e os resultados obtidos durante a realização dos testes em laboratório e no terreno. Começa por descrever o *hardware* utilizado, seguido da análise dos resultados de deteção no cenário teste desenvolvido.

### 4.1 Hardware

Para o desenvolvimento de um sistema de deteção de minas enterradas é necessário o uso de *hardware* RF. Esta secção aborda cada componente de acordo com as especificidades do trabalho. Nas secções 4.1.1 e 4.1.2, são abordados os SDR utilizados, quer o Adalm-Pluto quer a BladeRF xA9, onde são analisadas as suas características. Na secção 4.1.3 são discutidas as antenas que foram aplicadas ao SDR.

#### 4.1.1 Adalm Pluto

O Adalm Pluto é um SDR desenvolvido pela *Analog Devices*, projetado para ser uma plataforma de ensino acessível para estudantes e entusiastas de telecomunicações. Este dispositivo é amplamente utilizado em projetos de pesquisa académica, laboratórios de ensino e desenvolvimento de protótipos em diversas áreas das telecomunicações.

A escolha do Adalm Pluto para este estudo foi motivada pelo seu baixo custo e a sua utilidade como fator de comparação com a placa BladeRF da *Nuand*. Esta comparação é importante para determinar a viabilidade económica e técnica de ambos os dispositivos na deteção de minas.

O Adalm Pluto é um SDR que tem uma faixa de frequência de 325 MHz a 3,8 GHz [66]. Utiliza o chip AD9363 da *Analog Devices*, um transceptor RF altamente integrado, o que lhe confere capacidades de transmissão e receção simultâneas (*full-duplex*). Além disso, o dispositivo pode ser ligado a um computador via USB, sendo compatível com diversos *softwares* de SDR, como GNU Radio, MATLAB, Simulink, e outros [66]. O estudo do Adalm Pluto permitiu explorar a eficiência de um dispositivo de baixo custo em comparação com a placa BladeRF da *Nuand*, que é conhecida pelas suas capacidades avançadas, mas com um custo significativamente mais elevado. As características técnicas podem ser observadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Características técnicas Adalm Pluto [66].

Faixa de Frequência	325 MHz a 3,8 GHz
Taxa de Amostragem	20 MHz (até 61,44 MHz)
Canais MIMO	1x1
FPGA	Xilinx Zynq Z-7010
Conectividade	USB 2.0
Peso	114g

O diagrama de blocos da Figura 4.1 mostra os principais componentes do Adalm Pluto. O bloco central é o *SoC Xilinx Zynq-7000*, que integra um processador *ARM Cortex-A9* e um FPGA. Este SoC é responsável pelo processamento dos sinais digitais e o controlo do sistema.

A memória DDR3L de 512 MB e a memória Flash QSPI de 32 MB são utilizadas para armazenamento temporário e permanente, respetivamente [66].

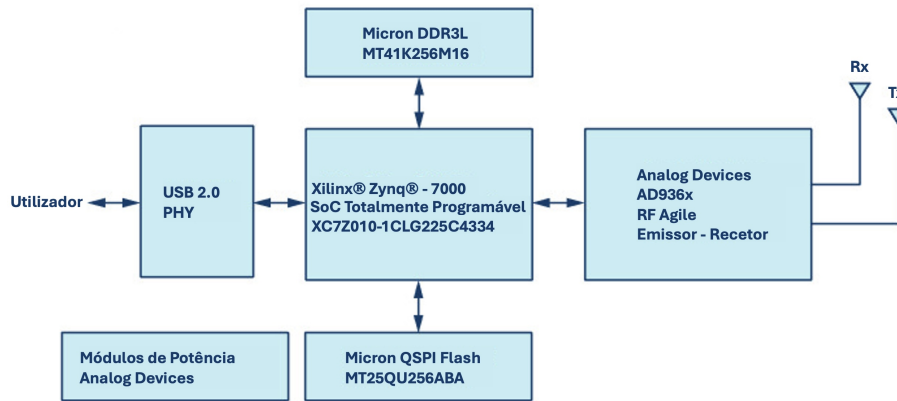


Figura 4.1: Diagrama de blocos Adalm-Pluto, adaptado de [66].

#### 4.1.2 BladeRF 2.0

O SDR BladeRF xA9 pertence à *Nuand Technologies* e as suas características são as mais adequadas para o projeto. As especificações deste dispositivo podem ser consultadas na Tabela 4.2.

A BladeRF tem uma faixa de frequência bastante ampla, permite a emissão e recepção de sinais ao longo da totalidade dessa banda, o que para o processo de deteção de alvos é bastante importante.

Tabela 4.2: Características técnicas BladeRF [67].

Faixa de Frequência	47 MHz a 6 GHz
Taxa de Amostragem	61,44 MHz (até 122,88 MHz)
Canais MIMO	2x2
FPGA	Altera Arria 10 GX com 301KLE
Conectividade	USB 3.0 SuperSpeed
Peso	80g

O diagrama de blocos da Figura 4.2 mostra a configuração básica da BladeRF 2.0. Existem três blocos principais neste SDR que permitem o utilizador trabalhar no dispositivo. Começando pela existência de USB 3.0 que permite transferência de dados com velocidades até  $5GB/s$ , sendo estes valores dez vezes superiores quando comparados ao USB 2.0. Outro dos componentes é a FPGA, que oferece flexibilidade, permitindo reconfigurar a lógica interna para executar funções específicas. Por último, o bloco AD9361 é responsável pela conversão dos sinais analógicos e digitais possibilitando a transmissão e recepção dos sinais RF [67].

Dada a presença de duas portas TX e duas portas RX é possível implementar um *loopback*. Esta técnica consiste na ligação direta da porta TX à porta RX oferecendo assim as capacidades de calibração e configuração do dispositivo. Ao devolver o sinal diretamente ao dispositivo, o mesmo é usado como referência enquanto a outra porta RX recebe os dados da resposta ao sinal transmitido (reflexões). Tal como o ADALM PLUTO pode ser conectado a um computador via USB, sendo compatível com diversos softwares de SDR, como GNU Radio, MATLAB, Simulink, e outros.

#### 4.1.3 Antenas

É importante para o SDR ter antenas adequadas à frequência ou largura de banda que será utilizada. Assim sendo, para este projeto, utilizou-se um par de antenas UWB Vivaldi que oferecem uma faixa de frequência desde os 430 MHz até 6 GHz, sendo o ideal para uma aplicação de GPR pois

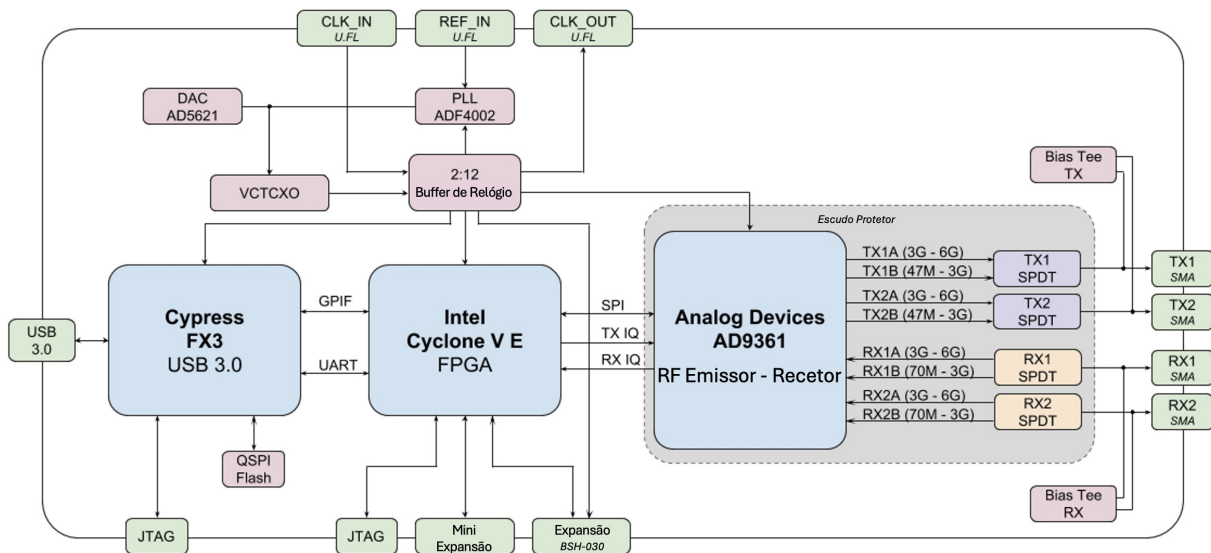


Figura 4.2: Diagrama de blocos BladeRF, adaptado de [67].

são diretivas [68]. Referir também que a faixa de frequência destas antenas aproxima-se muito das frequências em que o SDR trabalha.

As antenas direcionais focam a potência numa direção específica, aumentando a qualidade dos sinais, pois reduzem a interferência de outras fontes RF. O padrão de radiação pode ser observado na figura 4.3. Este padrão é compatível para aplicações GPR visto que tem um sinal suficientemente diretivo, permitindo assim reduzir o efeito da auto-interferência.

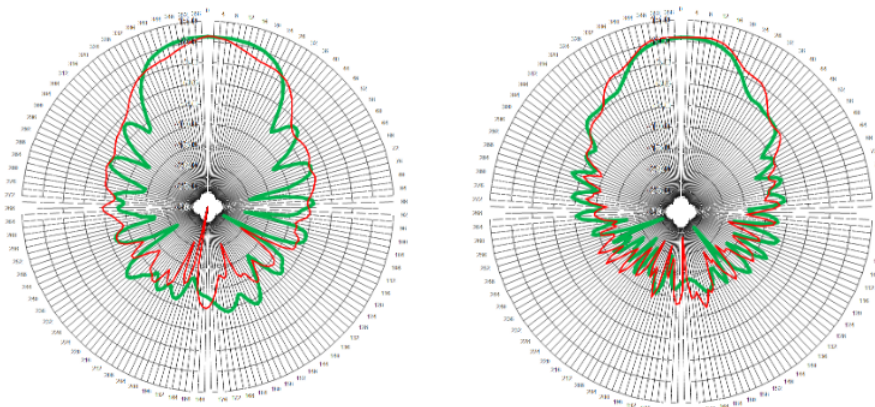


Figura 4.3: Diagrama de radiação a 2.4 GHz e 4 GHz [68].

Para validar as características das antenas Vivaldi e caracterizar a cadeia de transmissão que será aplicada no sistema GPR, foi utilizado um Analisador de Redes Vetorial, ou como é geralmente denominado em inglês *Vector Network Analyzer* (VNA). A caracterização de uma cadeia de transmissão envolve a medição de parâmetros S, que descrevem como os sinais RF se propagam através dos componentes da cadeia, incluindo antenas, cabos, *switch*, e outros dispositivos passivos e ativos. Um VNA é uma ferramenta essencial nesse processo, pois permite a medição dos parâmetros S em função da frequência, fornecendo informações sobre as perdas de retorno, isolamento, e acoplamento entre portas de um dispositivo.

Neste trabalho, foi utilizado o VNA *Anritsu MS46122B* [69] da Figura 4.4 para a caracterização da cadeia de transmissão. O modelo MS46122B é um analisador de redes vetorial e, com o respectivo *software*, através de ligação USB, fez-se a observação e registo das medições. Tem uma faixa de frequência que vai até 20 GHz, ideal para medições de componentes de RF em aplicações de telecomunicações, dispositivos sem fio, e outros sistemas de alta frequência.



Figura 4.4: VNA Anritsu MS46122B [69].

A calibração da cadeia de transmissão foi realizada utilizando o VNA e o conector de referência *TOSLKF50A-20* da Figura 4.5 nos portos 1 e 2. Foi realizado o método de calibração SOLT (Short, Open, Load, Through) para remover erros sistemáticos, como reflexões parasitas, perdas de inserção e diferenças de fase causadas pelos cabos e conectores. O processo incluiu medições de curto-circuito, circuito aberto, carga de 50 ohms e transmissão direta entre os portos. Após a calibração, o VNA mediu com precisão os parâmetros S da cadeia de transmissão, compensando os efeitos dos componentes intermediários e assegurando a precisão nas medições subsequentes. A seguir, são apresentados os resultados obtidos, demonstrando as características e o desempenho das antenas Vivaldi no contexto do sistema GPR proposto.



Figura 4.5: Conector VNA Anritsu TOSLKF50A-20 [69].

A Figura 4.6 mostra a impedância da antena Vivaldi, variando a frequência desde 430 MHz até 6 GHz. A impedância é dividida em duas componentes: resistência a azul e reatância a vermelho.

A resistência da antena varia significativamente com a frequência, apresentando picos nas frequências 1,5 GHz e 2,5 GHz. Nas restantes frequências a resistência mantém-se baixa, especialmente entre 3 GHz e 5 GHz. A reatância também varia bastante com a frequência, entre valores positivos e negativos, o que indica a existência de um comportamento indutivo e capacitivo.

Para uma boa eficiência de radiação e um retorno mínimo de sinal, a impedância deve ser próxima de 50 ohms. A resistência ao longo da faixa de 3 GHz a 6 GHz parece ser razoável para uma adaptação, embora existam picos nas frequências mais baixas (1,5 GHz e 2,5 GHz).

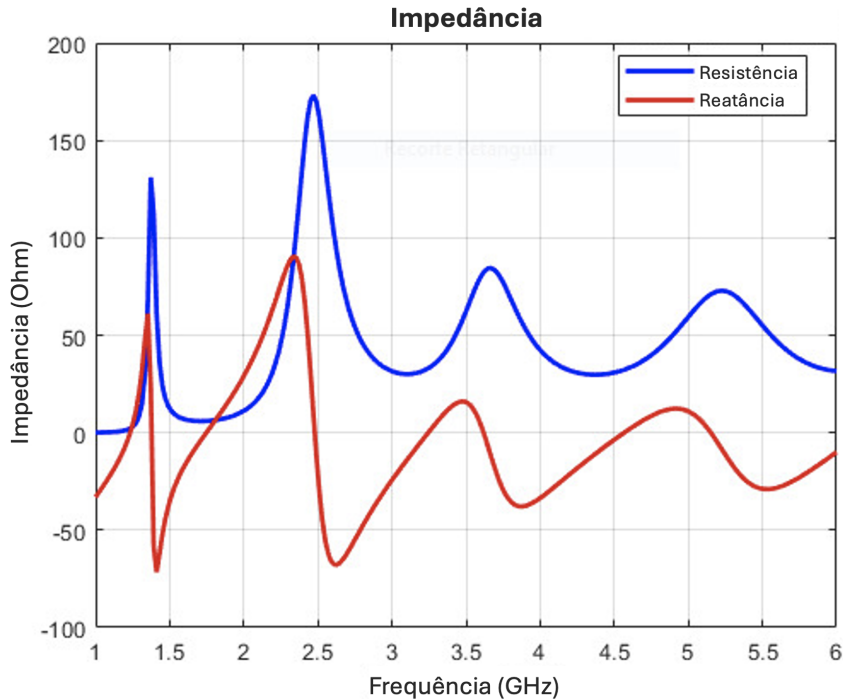


Figura 4.6: Impedância antena Vivaldi.

Na Figura 4.7, é possível observar os coeficientes de reflexão  $S_{11}$  e  $S_{22}$  da antena. O coeficiente de reflexão é um parâmetro essencial pois indica o quão bem a antena está adaptada à linha de transmissão de 50 ohms. Valores mais baixos indicam uma melhor adaptação.

A análise das figuras de  $S_{11}$  e  $S_{22}$  confirma o comportamento esperado da antena conforme descrito no *datasheet*, que informa uma adaptação entre 430 MHz e 6 GHz. O coeficiente de reflexão  $S_{11}$ , que representa as perdas por reflexão na porta 1, está abaixo de -10 dB a partir de aproximadamente 0,44 GHz, indicando uma boa adaptação de impedância, o que significa que mais de 90% do sinal é transmitido pela antena, com menos de 10% refletido de volta. A faixa de frequências acima de 0,44 GHz mostra uma excelente performance de adaptação até 6 GHz, com quedas significativas abaixo de -15 dB em várias faixas, o que indica perdas de reflexão ainda menores e um desempenho de transmissão muito eficiente. O coeficiente de reflexão na porta 2,  $S_{22}$ , também mostra um comportamento semelhante, ficando abaixo de -10 dB a partir de 0,44 GHz.

Embora exista uma pequena zona entre 0,43 GHz e 0,74 GHz onde se aproximam de -9 dB, o sistema ainda está próximo do limite aceitável, o que corrobora com a especificação.

Estes resultados confirmam que as antenas estão bem adaptadas ao longo da faixa de 430 MHz até 6 GHz, com reflexões controladas, garantindo que a maior parte do sinal seja efetivamente transmitido e recebido sem grandes perdas por reflexão.

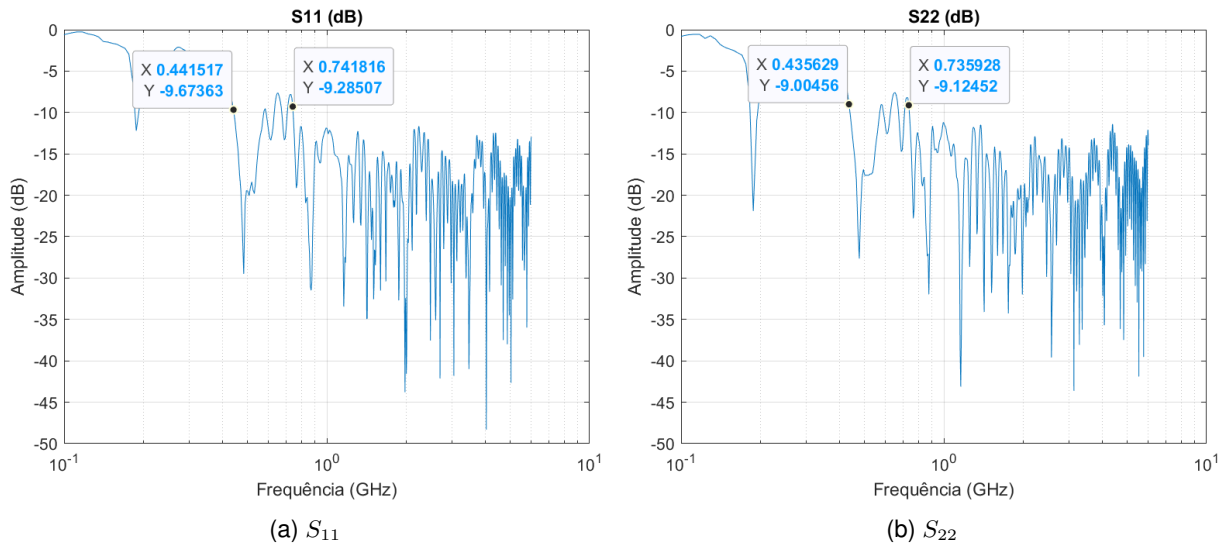


Figura 4.7: Gráficos dos parâmetros S das antenas.

A Figura 4.8, mostra a variação do ganho da antena Vivaldi em função da frequência. O ganho tem em consideração as perdas.

O ganho da antena aumenta rapidamente a partir de 0 GHz, atingindo um pico de aproximadamente 13 dBi entre os 7 GHz e os 8 GHz. A partir daí, o ganho diminui ligeiramente, mas mantém-se elevado, variando entre 8 e 12 dBi até cerca de 12 GHz. Entre 12 e 14 GHz, há uma diminuição significativa no ganho, caindo para valores próximos de 0 dBi. Após 14 GHz, o ganho apresenta flutuações, com valores geralmente abaixo de 4 dBi, e uma forte variabilidade na faixa de 18 a 20 GHz.

O ganho até cerca de 12 GHz indica que a antena é mais eficiente nas frequências de interesse para aplicações GPR. O valor máximo de aproximadamente 12 dBi sugere uma boa diretividade, essencial para a penetração e resolução do sistema GPR.

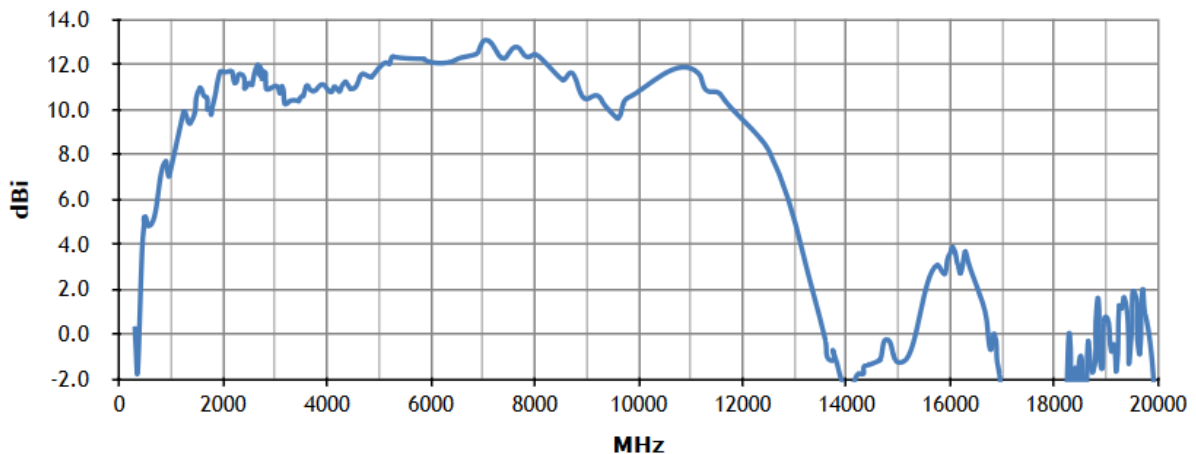


Figura 4.8: Variação do ganho com a frequência [68].

## 4.2 Detecção de Alvos Enterrados

Os seguintes testes foram realizados no *setup* da Figura 4.9 num ambiente controlado. Foi enterrado um disco metálico com um raio de 10 cm a uma profundidade de 2 cm, e o SDR foi mantido a 10 cm do solo. Estes testes envolveram os dois SDR e foram efetuados em solo seco e solo molhado.

Na análise da amplitude e da fase dos sinais recebidos, os mesmos foram estudados com e sem a presença de alvo, avaliando as capacidades de cada SDR em detetar um alvo no subsolo. Isso permitiu uma comparação direta entre os dois dispositivos, nas mesmas condições de teste.

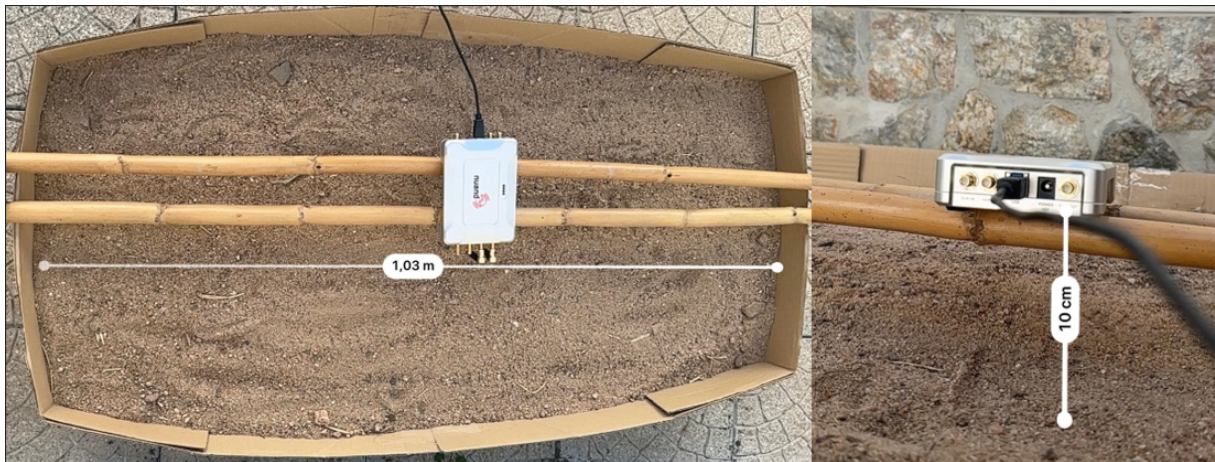


Figura 4.9: *Setup* de testes de deteção, recorrendo a objetos enterrados numa caixa de areia.

### 4.2.1 Análise da Fase do Sinal Recebido com Adalm Pluto

O seguinte teste teve como objetivo analisar o efeito da presença do alvo na fase dos sinais refletidos. Foi utilizado o GNU Radio, com recurso a um diagrama de blocos que permitiu a modulação em frequência de um sinal contínuo transmitido e a observação das alterações nos valores de fase e quadratura (IQ) dos sinais refletidos. O diagrama utilizado está presente na Figura 4.10.

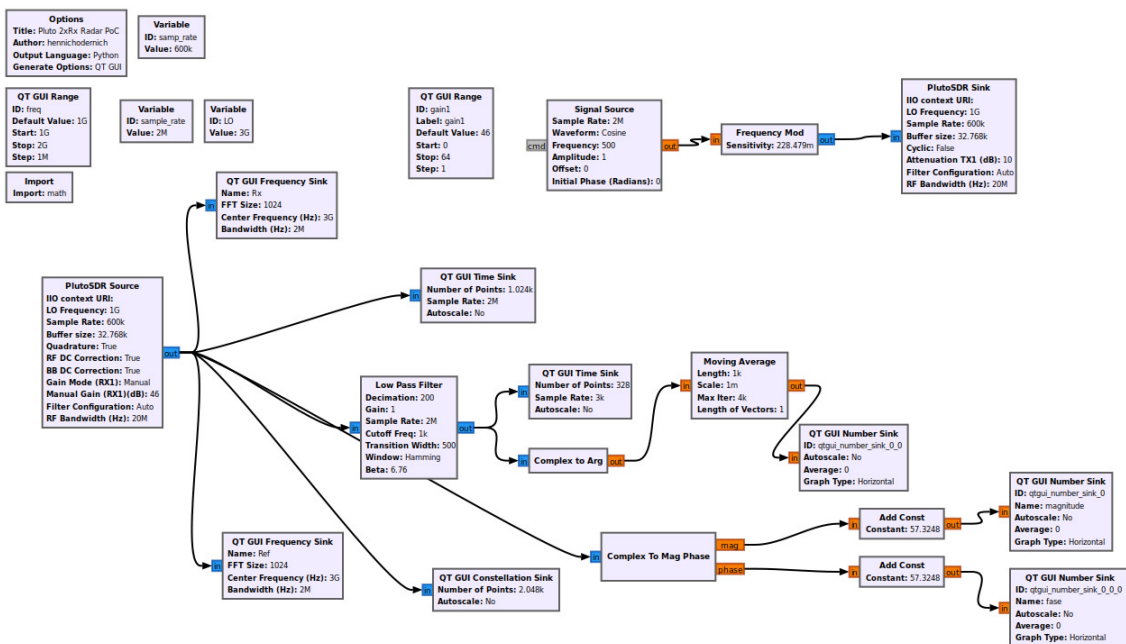
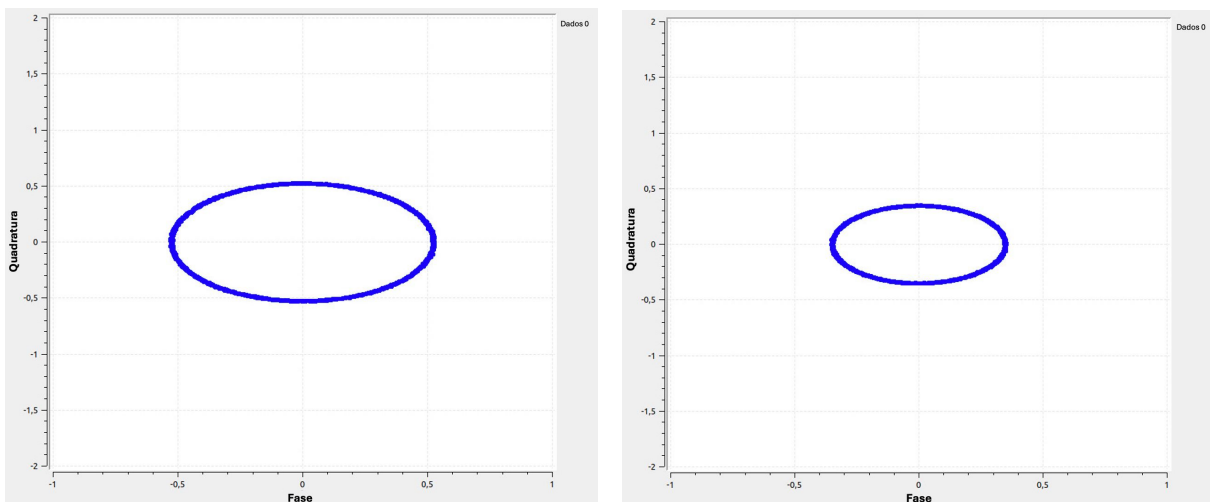


Figura 4.10: Diagrama GNU Radio análise da Fase com o Adalm Pluto.

O diagrama de blocos no GNU Radio inclui componentes como o PlutoSDR Source e Sink, configurados com uma frequência de 1 GHz e uma taxa de amostragem de 600k, um sintetizador de sinal cosseno, um modulador de frequência, um filtro passa-baixo e um conversor de sinais complexos para argumentos de forma a analisar a fase.

O teste consistiu em fazer deslizar o SDR por umas calhas não metálicas, à distância de 10 cm do solo em relação às antenas, onde estaria um alvo enterrado. Foram utilizadas para estes testes as antenas genéricas do Adalm Pluto, que trabalham nas faixas de 824-894 MHz e 1710-2170 MHz, sendo estas bandas mais específicas para redes móveis do que para aplicações Radar. Durante o processo o objetivo passou por observar as mudanças nos valores IQ dos sinais refletidos. Os resultados presentes na Figura 4.11 mostraram que ao passar na zona onde estava o alvo enterrado, havia alterações claras nos valores IQ, indicando variações na fase do sinal refletido.



(a) Fase do Sinal Refletido num Alvo enterrado a 2 cm.

(b) Fase do Sinal Refletido Sem Alvo.

Figura 4.11: Comparação da Fase do sinal refletido com e sem alvo enterrado.

É possível observar, que a presença do objeto influencia significativamente os valores IQ recebidos. No entanto, as antenas do Adalm Pluto, por não serem diretivas, apresentaram limitações na precisão e alcance dos resultados a distâncias maiores.

#### 4.2.2 Análise da Fase do Sinal Recebido com BladeRF 2.0

Sendo a BladeRF um dispositivo programável, suporta diferentes plataformas. Para conhecer e fazer uma primeira abordagem, foi utilizado o software GNU Radio para implementar um cenário RF, nos quais os blocos principais podem ser observados na Figura 4.12.

O diagrama desenvolvido no GNU Radio para o teste inicial com a BladeRF visou validar a capacidade de transmissão e recepção do SDR. Este *setup* básico é essencial para garantir que o *hardware* e o *software* estão a funcionar corretamente antes de realizar testes mais complexos.

O objetivo do teste passou por validar a funcionalidade básica da BladeRF para garantir que pode transmitir, receber e analisar sinais corretamente. Para tal, foi utilizado uma fonte de sinal que sintetiza um sinal cosseno com uma frequência e amplitude específicas. Este sinal serve como entrada de referência. Após a transmissão, a BladeRF recebe o sinal transmitido e envia de volta ao GNU Radio para análise. A análise do sinal recebido, como se pode verificar na Figura 4.13, é realizada utilizando gráficos no domínio do tempo e da frequência. Isso permite verificar se o sinal transmitido e recebido mantém as características originais, como forma de onda, frequência e amplitude.

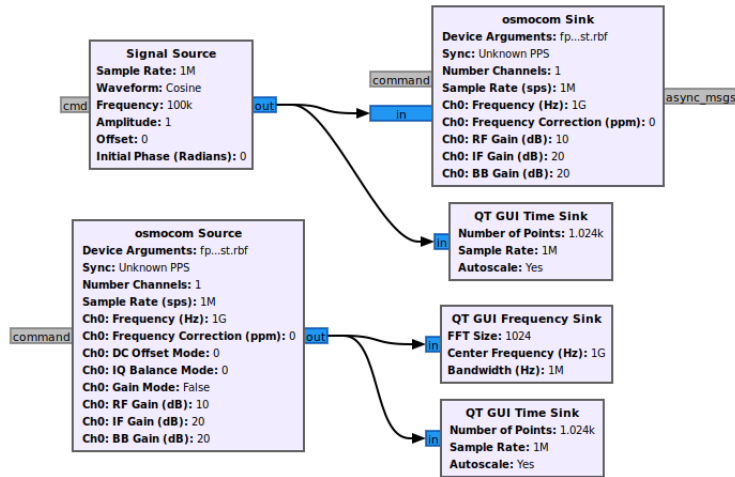


Figura 4.12: Blocos GNU Radio para comunicação RF.

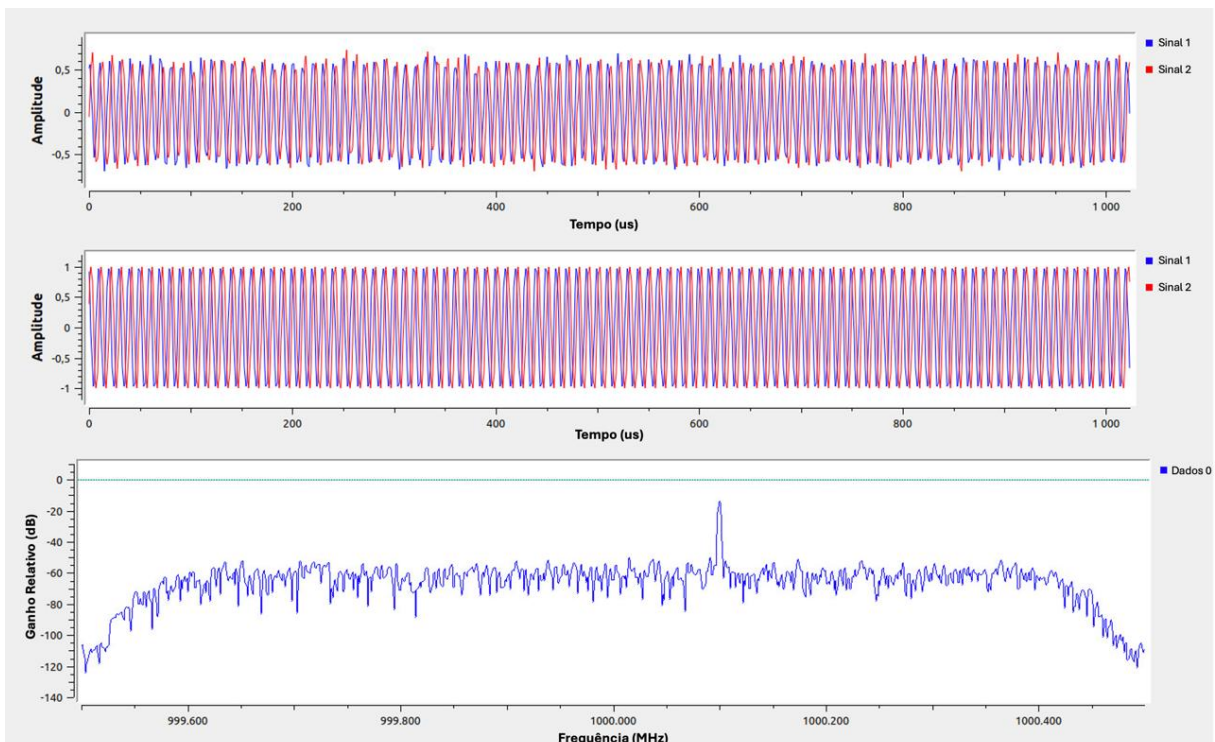


Figura 4.13: Sinal recebido no GNU Radio.

A análise dos gráficos do domínio do tempo e da frequência indicam que a BladeRF transmite e recebe o sinal de forma eficaz, com o sinal transmitido e recebido apresentando uma forma de onda muito semelhante. O pico no espectro de frequência em 1 GHz confirma a precisão da transmissão.

De seguida, foi realizado um teste similar ao anterior, mas utilizando o SDR BladeRF 2.0, com o objetivo de observar a alteração dos valores IQ dos sinais refletidos com base na presença e distância do objeto às antenas, utilizando uma frequência mais alta. O diagrama de blocos construído inclui componentes como o *Osmocom Source*, configurado para trabalhar com a BladeRF com frequência de 4 GHz e o *Osmocom Sink*, configurado para transmissão na mesma frequência. Também foram utilizados um sintetizador de sinal cosseno com frequência de 500 Hz, um filtro passa-baixo, e conversores de sinais complexos para sinais em formas de argumento (fase) e magnitude.

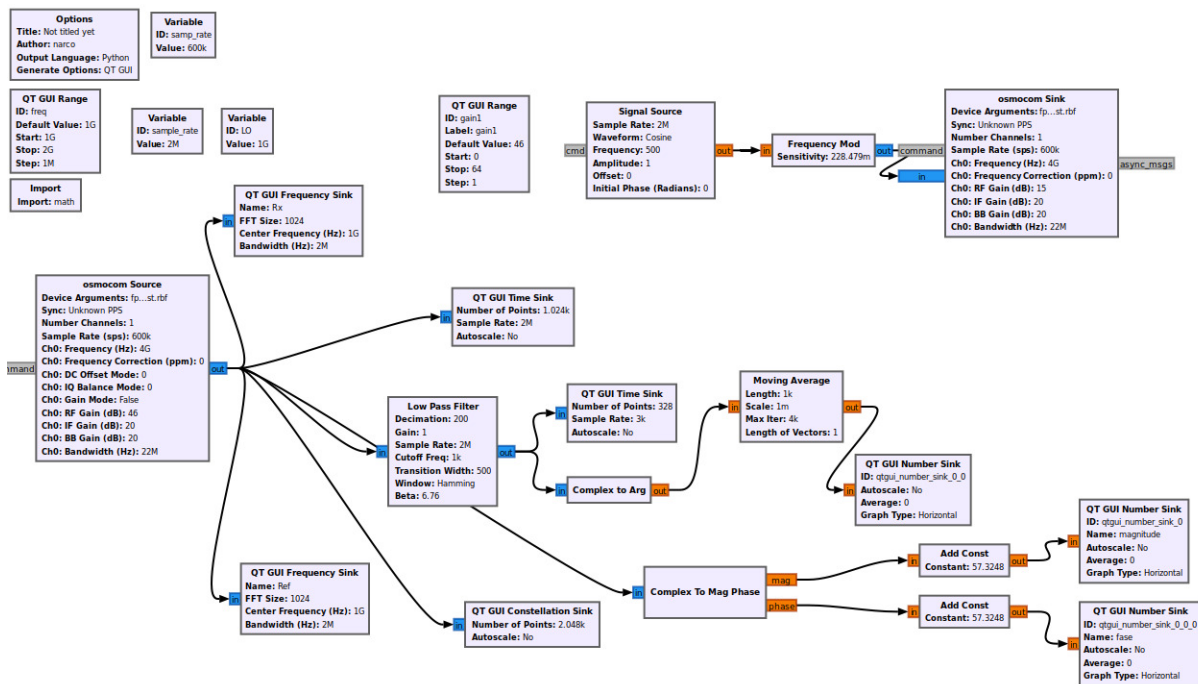
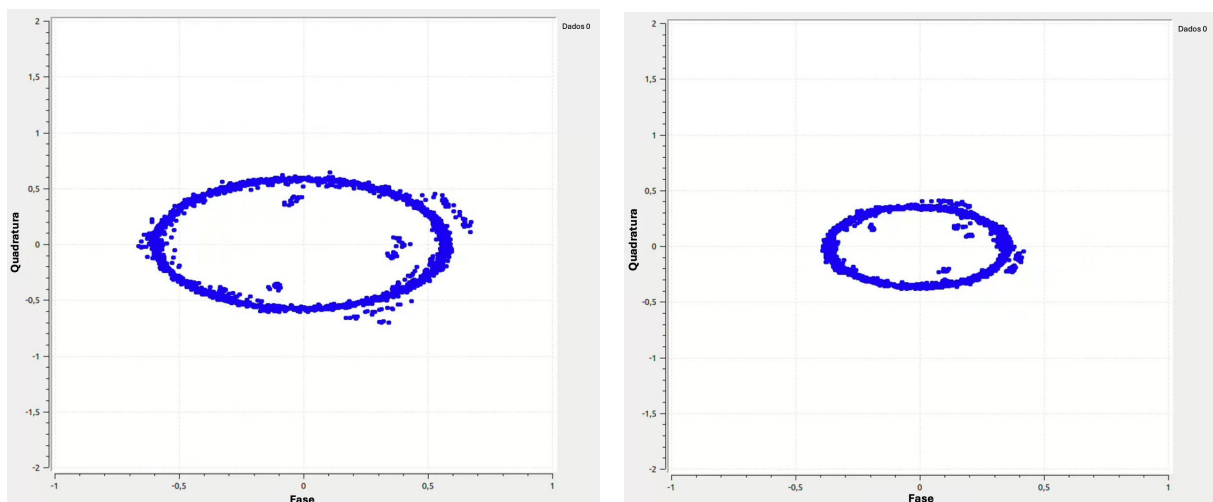


Figura 4.14: Diagrama GNU Radio análise da Fase com a BladeRF.

O teste consistiu em fazer deslizar o SDR pelas calhas à distância de 10 cm do solo em relação às antenas aplicadas na BladeRF, onde estaria um alvo. Durante a passagem do SDR pelo *setup* de teste foram observadas mudanças nos valores IQ dos sinais refletidos.

Os resultados mostraram que, quando o objeto passava pelo local onde estava o alvo enterrado, havia alterações nos valores IQ, demonstrando a influência da distância e dos materiais dos objetos nos valores IQ recebidos, como se pode ver na Figura 4.15 .



(a) Fase do Sinal Refletido num Alvo enterrado a 2cm.

(b) Fase do Sinal Refletido Sem alvo.

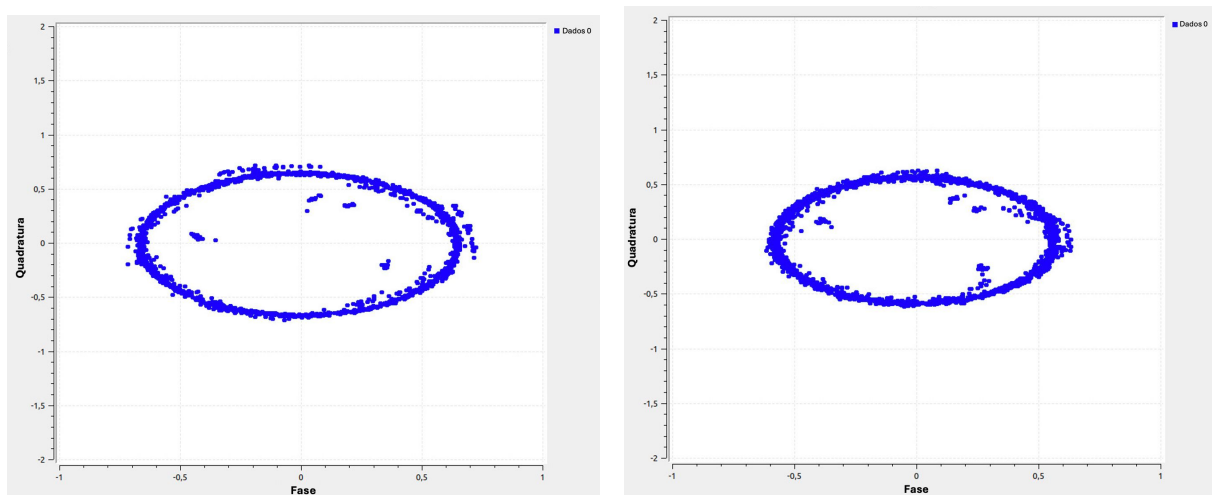
Figura 4.15: Comparação da fase do sinal refletido com objeto e sem objeto próximo às antenas.

A BladeRF trabalhou numa frequência mais alta (4 GHz) comparativamente ao Adalm Pluto (1 GHz), resultando numa maior dispersão dos valores IQ, indicando uma sensibilidade diferente às variações de fase. Embora tenham sido utilizadas as mesmas antenas, a frequência mais elevada da BladeRF influenciou os resultados, mostrando uma variação mais acentuada na constelação dos sinais refletidos.

Os testes realizados com a BladeRF corroboraram que a distância e os materiais dos objetos influenciam significativamente os valores IQ recebidos. A diferença na frequência utilizada proporcionou uma visão complementar sobre a sua influência nas características do sinal refletido. Esta comparação demonstra a importância de selecionar a frequência apropriada.

Após a realização de testes anteriores com o SDR BladeRF 2.0 xA9 em solo seco, onde foi possível observar alterações nos valores IQ dos sinais refletidos pelo alvo enterrado, foi realizado um novo teste, desta vez com solo molhado. O objetivo continuou a ser a detecção de mudanças nos sinais refletidos com base na presença e distância do objeto em relação às antenas, utilizando uma frequência de 4 GHz. O diagrama de blocos no GNU Radio foi configurado de forma similar ao teste anterior, com o *Osmocom Source* e *Osmocom Sink* utilizando a mesma frequência, e incluía componentes para conversão de sinais complexos em fase e magnitude.

Durante o teste, o SDR foi movido ao longo das calhas, mantendo-se a uma altura de 10 cm do solo, onde estava o alvo enterrado. No entanto, ao contrário dos testes realizados em solo seco, os resultados com o solo molhado foram menos promissores. Observou-se uma menor alteração nos valores da fase do sinal refletido comparativamente aos resultados obtidos em solo seco. Posto isto, a detecção do alvo não é tão facilmente observável, como se pode observar na Figura 4.16.



(a) Fase do Sinal Refletido num alvo com solo molhado. (b) Fase do Sinal Refletido sem alvo com solo molhado.

Figura 4.16: Comparação da fase do sinal refletido com objeto e sem objeto próximo às antenas com o solo molhado.

Essa diferença nos resultados pode ser atribuída ao comportamento dielétrico do solo molhado. A água presente no solo aumenta a permissividade elétrica do meio, resultando numa maior absorção do sinal eletromagnético. Isso significa que chega menos energia do sinal refletido pelo alvo ao receptor, o que dificulta a percepção das variações de fase. Além disso, o solo molhado causa mais dispersão e origina reflexões indesejadas, que interferem no sinal refletido pela mina, camuflando as mudanças nos valores IQ.

Outro fator a considerar é a atenuação do sinal. A água, devido à sua alta permissividade dielétrica, absorve boa parte das ondas eletromagnéticas, reduzindo a capacidade de penetração do sinal. Isso limita a quantidade de energia que atinge o alvo enterrado e retorna ao equipamento, comprometendo a detecção do alvo.

Em resumo, o teste em solo molhado evidenciou que a presença de água no solo afeta significativamente o comportamento do sinal, tornando a detecção dos objetos enterrados mais difícil do que em solo seco.

### 4.2.3 Análise da amplitude do Sinal Recebido com BladeRF 2.0

O *software* utilizado para este teste foi o BladeRF *Command Line Interface* (CLI) que é uma interface de linha de comandos projetada para interagir com os dispositivos SDR BladeRF. O BladeRF CLI é uma ferramenta essencial para trabalhar e controlar a BladeRF.

O BladeRF CLI inclui uma variedade de funcionalidades que abrangem desde operações básicas até configurações avançadas de rádio. Entre as principais funcionalidades, destacam-se:

- **Configuração de Parâmetros de Rádio:** O CLI permite ajustar parâmetros como frequência, largura de banda, ganho e taxa de amostragem. Sendo estes dados fundamentais para a configuração do dispositivo conforme as necessidades específicas do projeto.
- **Transmissão e Recepção de Dados:** Os utilizadores podem iniciar e parar operações de transmissão e recepção, bem como transmitir um sinal específico através de um ficheiro e ainda guardar os dados em tempo real.

A configuração inicial do SDR foi feita através do BladeRF CLI. Os principais comandos utilizados foram:

```
bladeRF> set frequency tx 800M
bladeRF> set frequency rx 800M
bladeRF> set bandwidth tx 28M
bladeRF> set bandwidth rx 28M
bladeRF> set samplerate tx 10M
bladeRF> set samplerate rx 10M
bladeRF> set gain tx 25
bladeRF> set gain rx 30
```

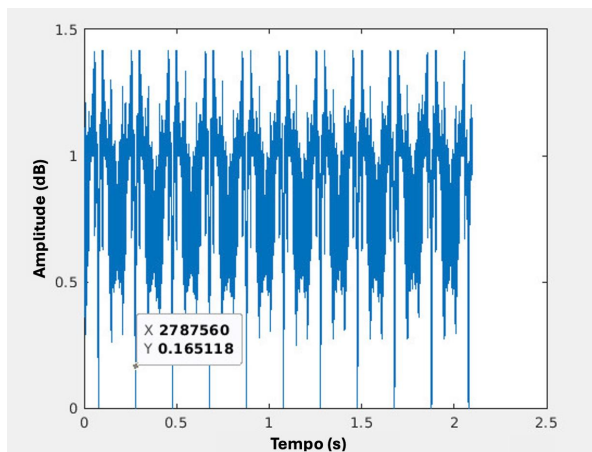
Após estes comandos, ficaram definidos a frequência, a largura de banda, a taxa de amostragem e também os ganhos quer de transmissão quer de recepção.

Para a transmissão e recepção dos dados, foram utilizados os seguintes comandos:

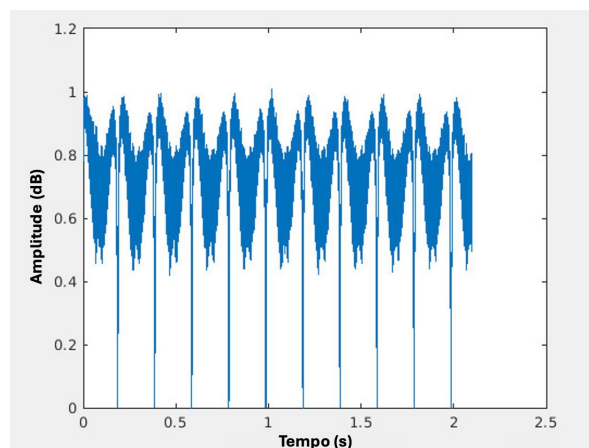
```
bladeRF> tx config file=/tmp/sfcw_signal.sc16q11 format=bin repeat=0
bladeRF> tx start
bladeRF> rx config file=/tmp/received_signal.sc16q11 format=bin
bladeRF> rx start
bladeRF> rx wait
bladeRF> tx stop
bladeRF> rx stop
```

Estes comandos configuraram os ficheiros de entrada e também os ficheiros onde foram guardados os dados recebidos pelo SDR. O ficheiro de entrada trata-se de um *script python* onde foi implementado um sinal SFCW. Por fim, é iniciada a transmissão e recepção dos dados.

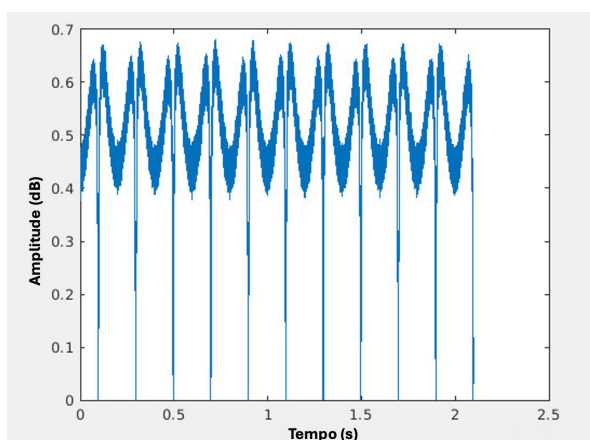
Neste teste, o SDR foi deixado estático por cima do local do alvo e foram efetuados 3 testes: sem alvo; com alvo enterrado a 5 cm; com o alvo enterrado a 2 cm. Os dados recebidos foram processados e analisados no MATLAB. Os resultados das análises são apresentados na Figura 4.17.



(a) Sinal Recebido sem objeto.



(b) Sinal Recebido com alvo a 5 cm.



(c) Sinal Recebido com alvo a 2 cm.

Figura 4.17: Sinal recebido em diferentes condições.

- **Análise Sem Objeto (4.17a):** Esta figura representa o sinal recebido sem a presença do objeto. O gráfico mostra uma variação relativamente uniforme.
- **Análise com alvo a 5cm (4.17b):** Esta figura mostra o sinal recebido com um alvo enterrado a 5 cm de profundidade. Nota-se uma alteração significativa na amplitude do sinal, indicando a presença do objeto que provoca reflexões.
- **Análise com alvo a 2 cm (4.17c):** Aqui, o objeto foi colocado mais próximo do caminho do sinal (2 cm de profundidade). O gráfico mostra variações mais acentuadas na amplitude, reforçando o impacto da proximidade do objeto na qualidade e intensidade do sinal recebido.

Os testes realizados com a BladeRF 2.0 demonstram a eficácia do dispositivo e do BladeRF CLI na configuração e recepção dos dados RF. As análises realizadas no MATLAB permitiram visualizar claramente as alterações no sinal devido à presença e proximidade de objetos, destacando a sensibilidade do sistema a mudanças no ambiente de transmissão.

Apesar dos resultados, é notório que grande parte do sinal refletido vem do solo e também do fenômeno de auto-interferência dada a proximidade das antenas. É por isso essencial desenvolver técnicas que consigam cancelar essas interferências de forma a focar as reflexões apenas do alvo.

### 4.3 Cancelamento da Auto-Interferência com BladeRF 2.0

Foi aplicada a técnica de SFCW em linguagem C, presente no Anexo 8, seguindo a estrutura de código sugerida pela própria API da NUAND, como apresentado na Figura 4.18.

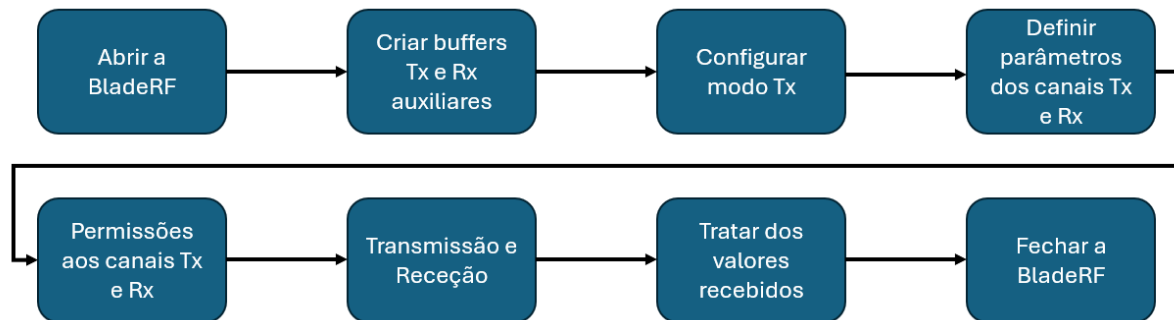


Figura 4.18: Estrutura do código realizado em C.

#### 4.3.1 Parametrização do Hardware

Foi transmitido um sinal SFCW com uma portadora a variar entre 1 GHz e 2 GHz com um intervalo discreto de 100 MHz. Ao ligar o emissor da BladeRF ao analisador de espectros (TEKTRONIX MDO3014) obteve-se o resultado presente na Figura 4.19.

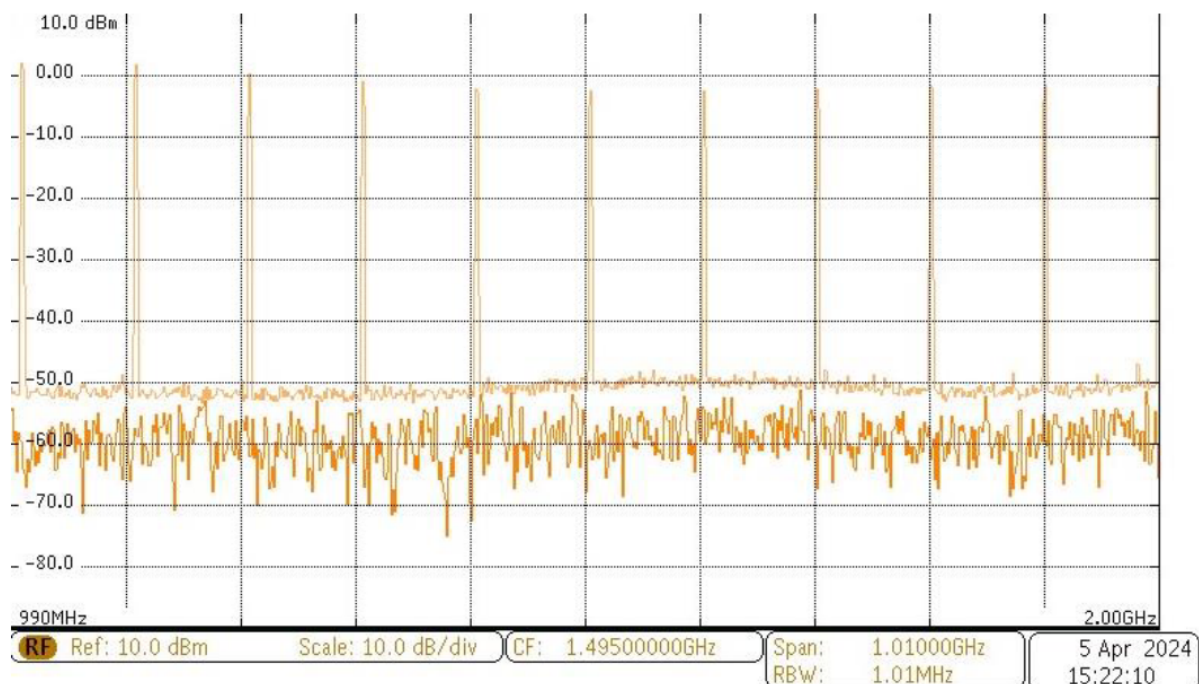


Figura 4.19: Teste da técnica SFCW.

Conclui-se, através deste teste que a potência não é constante ao longo da banda de funcionamento da BladeRF para o mesmo ganho no transmissor, tendo uma variação de 4 dBm, para uma potência de transmissão de 61 dBm.

De seguida realizou-se um teste para diferentes ganhos do transmissor para obter a evolução da potência de emissão do dispositivo em função da frequência. Para isso, realizou-se um varrimento entre 1 GHz e 3 GHz com saltos de 500 kHz. Os testes realizaram-se para ganhos compreendidos

entre os 21 e os 61 dB. Na Figura 4.20 pode ser observado o resultado obtido para o ganho máximo no transmissor.

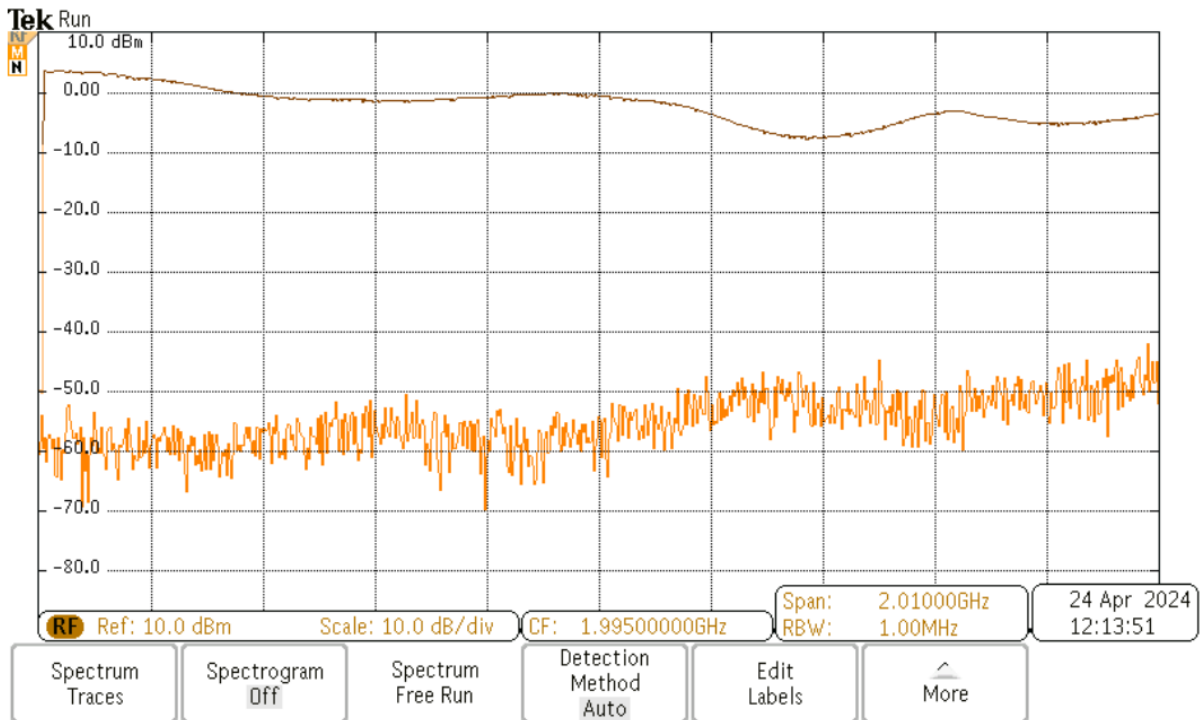


Figura 4.20: Espectro entre 990 MHz a 3 GHz para um ganho de 61 dB.

Variando o valor dos ganhos de 10 em 10 dB obteve-se o gráfico da Figura 4.21, onde é possível observar a potência de emissão entre 990 MHz e 3 GHz para ganhos de 21, 31, 41, 51 e 61 dB. Para a realização deste teste utilizou-se uma banda de resolução, ou como é normalmente designado em inglês *Resolution Bandwidth* (RBW), de 1 MHz no analisador de espectros e um *span* de 2 GHz. Para o ganho de 21 dB utilizou-se RBW de 100 kHz e reduziu-se os saltos para 100 kHz.

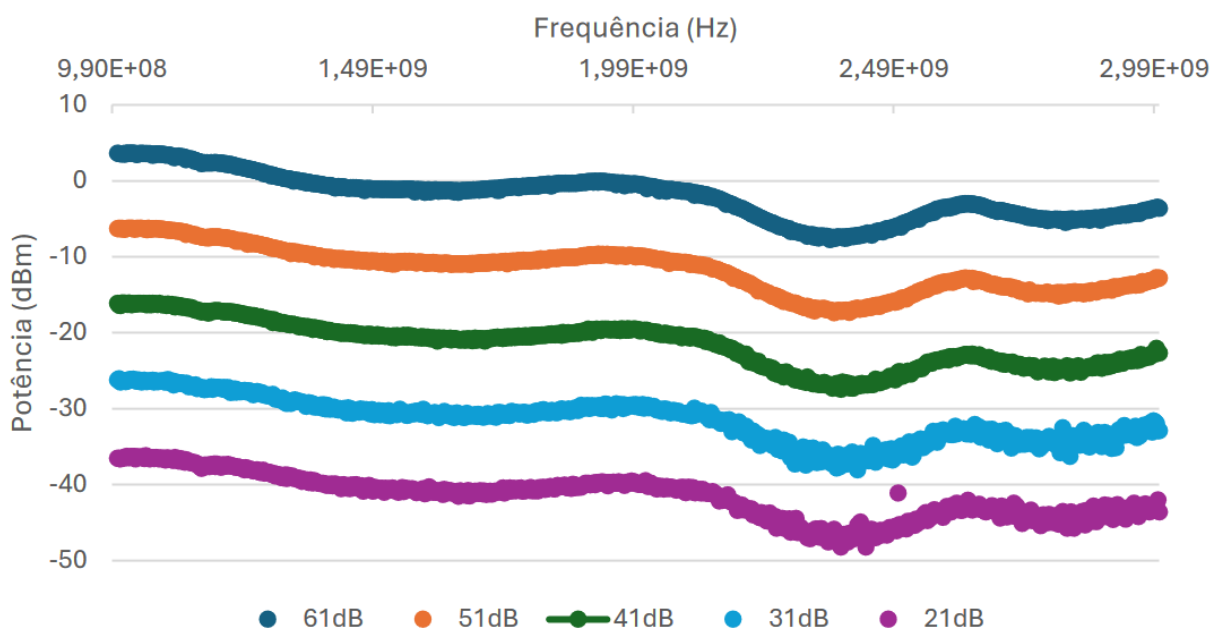


Figura 4.21: Variação dos ganhos no transmissor.

### 4.3.2 Problema da Auto-interferência

A transmissão e recepção do sinal emitido serão efetuados utilizando um par de antenas Vivaldi. Quando o sinal transmitido sofre reflexões e atinge a antena receptora, ocorre a presença de uma componente originada pela própria antena transmissora, conhecida como auto-interferência. A auto-interferência é um problema comum em sistemas Radar de banda larga, como os que utilizam antenas Vivaldi, devido à proximidade e ao ganho elevado dessas antenas. Ao contrário dos radares de impulso, em que se pode coordenar o tempo de transmissão e recepção, no radar SFCW, a transmissão e a recepção são simultâneas. Logo, ao realizar a transmissão, uma componente do sinal transmitido é diretamente captada pela antena receptora, como mostra a Figura 4.22. Esta componente possui uma amplitude significativamente maior que a do sinal refletido, dada a proximidade das antenas. Consequentemente, o sinal refletido, que é de extrema importância, acaba por ser camuflado dada essa interferência. Para obter uma detecção mais precisa das minas terrestres no solo, é fundamental minimizar esse fenômeno.

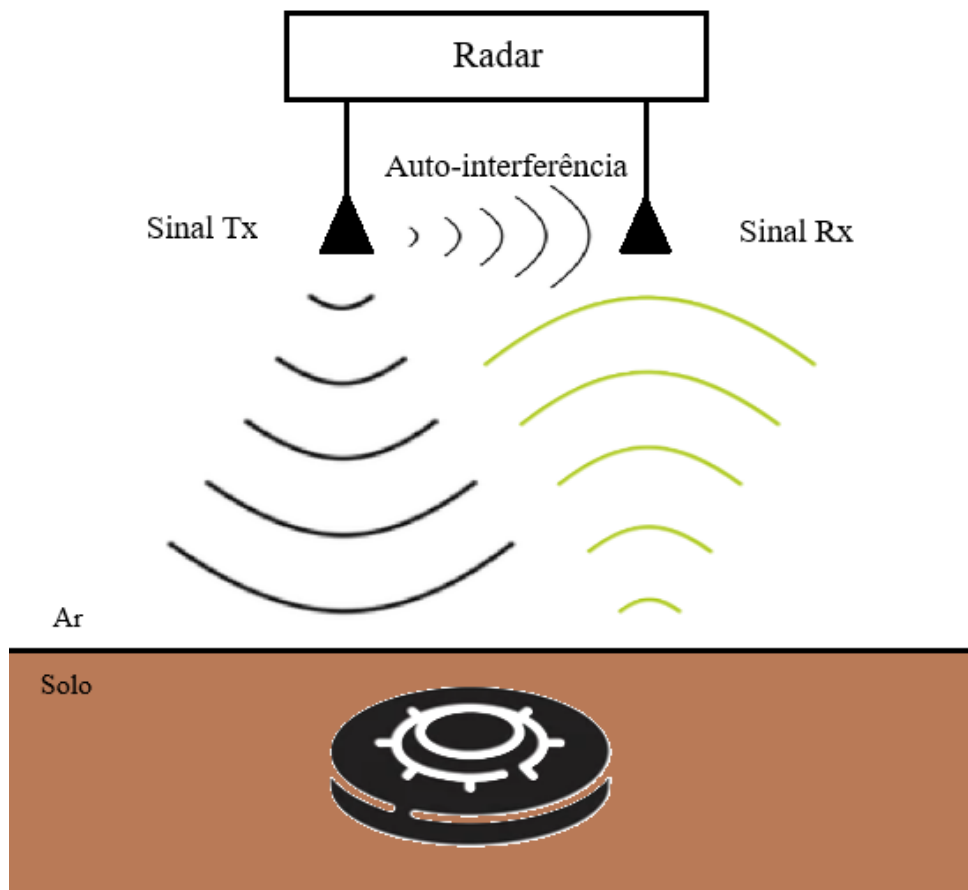


Figura 4.22: Representação do fenômeno da auto-interferência.

A Figura 4.23 ilustra o sinal transmitido pela antena e refletido por um obstáculo metálico liso, posicionado perpendicularmente a uma distância de 50 cm das antenas. Neste teste, a antena receptora foi ligada a um analisador espectral para a visualização do sinal. As antenas estavam separadas por 25 cm.

No gráfico é apresentada a potência do sinal em função da frequência. A auto-interferência manifesta-se no primeiro pico de potência significativo. A restante forma de onda é resultante da alteração de fase causada pela reflexão do sinal no alvo metálico.

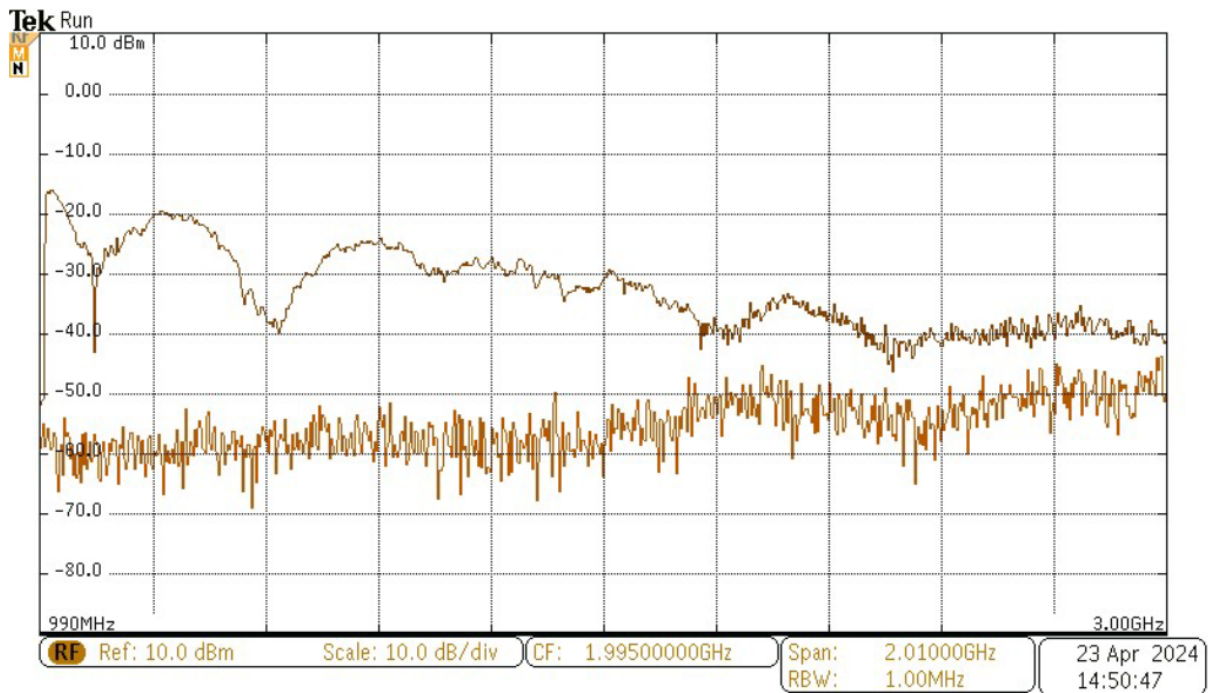


Figura 4.23: Sinal capturado pela antena recetora.

Para mitigar o efeito da auto-interferência e melhorar a qualidade das medições, foi realizado um estudo experimental variando as distâncias entre as antenas Vivaldi, começando por 18 cm, como se pode observar na Figura 4.24.

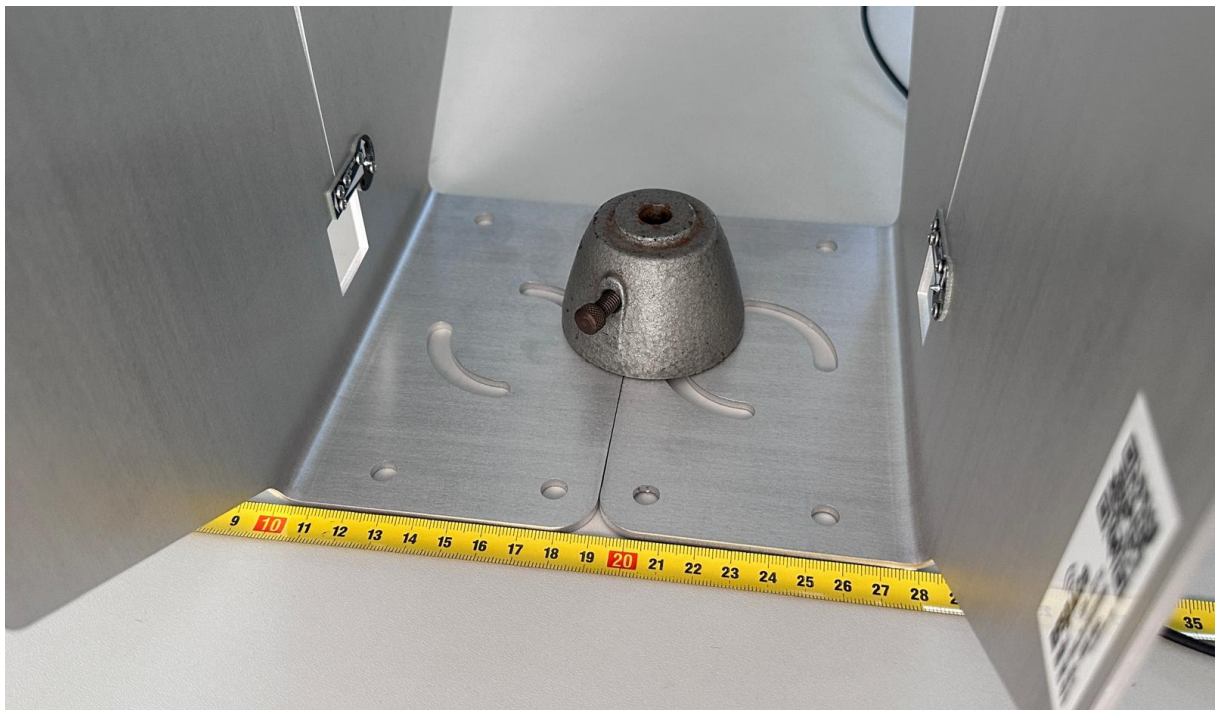


Figura 4.24: Antenas afastadas 18 centímetros.

O objetivo passou por reduzir a componente do sinal transmitido diretamente que é captada pela antena recetora, até atingir níveis de interferência próximos de -30 dB. Foram testadas várias configurações de distância, de forma a observar o comportamento da interferência. Os dados detalhados dos resultados experimentais podem ser observados na Figura 4.25.

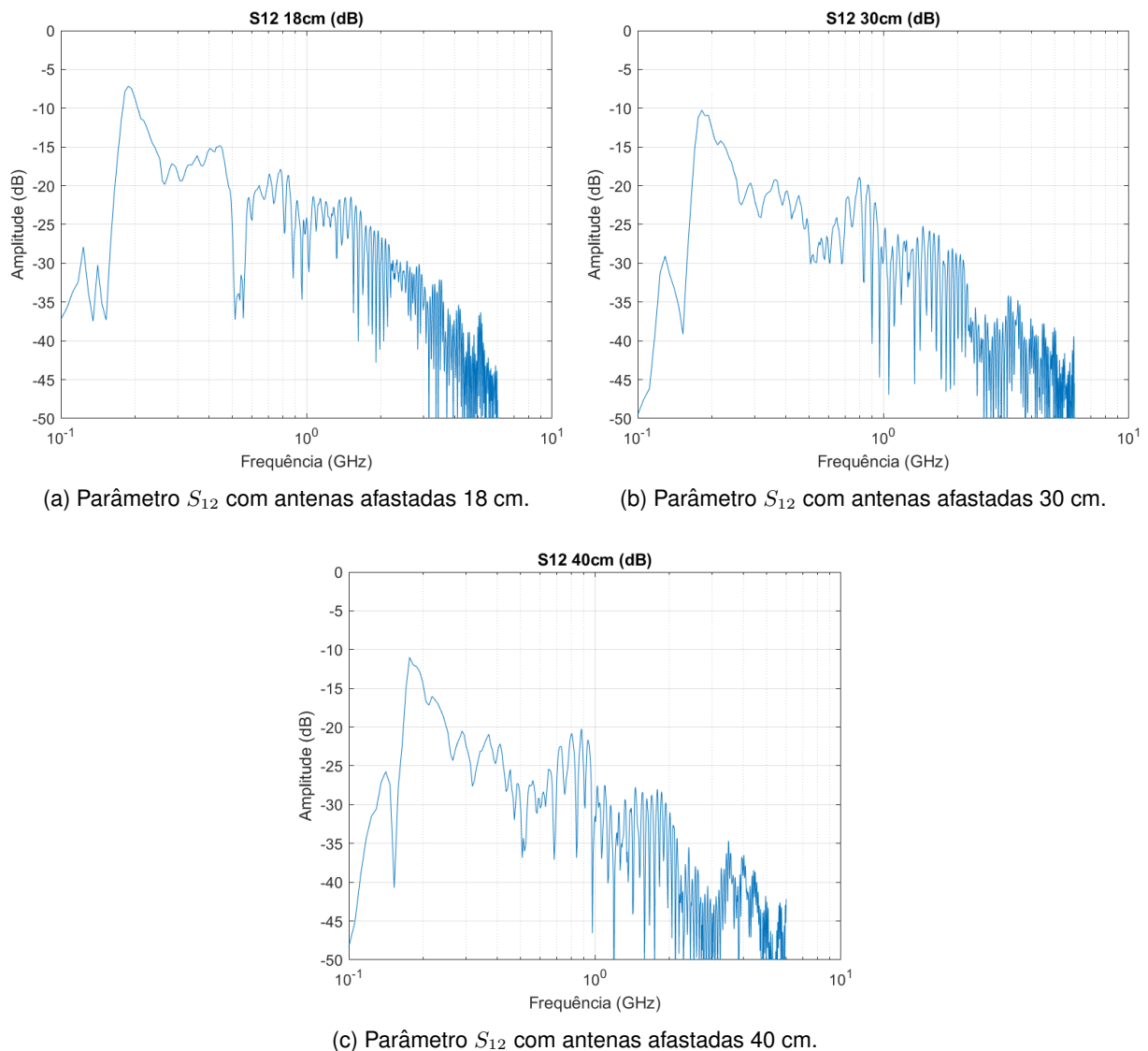


Figura 4.25: Impacto do afastamento das antenas na auto-interferência.

Os resultados obtidos para diferentes distâncias entre as antenas mostram a evolução da auto-interferência ao longo da frequência, sendo que o real interesse começa em 1 GHz.

Quando a distância entre as antenas é 18 cm, o valor de  $S_{12}$  nessa faixa varia entre -20 dB e -45 dB. A partir de 1 GHz, a interferência está na faixa de aproximadamente -20 dB. Isso indica que, embora haja uma diminuição significativa da auto-interferência com o aumento da frequência, ainda há uma interferência considerável na faixa mais baixa (próxima a 1 GHz), com valores acima de -30 dB.

Para a distância de 30 cm, observa-se uma redução da interferência. O valor de  $S_{12}$  a 1 GHz começa ligeiramente abaixo de -25 dB e decresce de forma mais rápida em relação à distância de 18 cm, atingindo valores abaixo de -30 dB antes de 2 GHz.

Finalmente, com a distância aumentada para 40 cm, a redução da auto-interferência é ainda mais evidente. A partir de 1 GHz, os valores de  $S_{12}$  começam próximos de -25 dB e rapidamente descem abaixo de -30 dB em torno de 1,5 GHz. Na maior parte da faixa de 2 GHz a 6 GHz, a interferência

mantém-se constante entre -35 dB e -45 dB, indicando que o aumento da distância entre as antenas tem um impacto direto e positivo na redução da interferência para níveis aceitáveis, especialmente para a faixa acima de 1,5 GHz.

Em conclusão, os resultados mostram que o aumento da distância entre as antenas reduz significativamente a auto-interferência, atingindo valores inferiores a -30 dB a partir de 30 cm, com melhorias adicionais a 40 cm. Essa redução permitirá uma melhor distinção entre o sinal transmitido e o sinal refletido, garantindo maior precisão nas medições e deteções.

### 4.3.3 Sincronismo dos Canais de Transmissão e Recepção

Para aplicar a técnica de cancelamento da auto-interferência, é necessário saber o estado de sincronismo dos respetivos canais de transmissão e recepção, devido às técnicas que se pretendem aplicar. Sendo assim, foram realizados diversos testes experimentais para se averiguar o mesmo. De forma a aplicar o cancelamento da auto-interferência, serão utilizados os quatro canais (MIMO) da BladeRF.

Garantindo que ambos os canais de transmissão (TX1 e TX2) estão sincronizados, ou seja, têm exatamente a mesma diferença de fase, o objetivo passa por ligar o TX1 ao RX2 para saber qual a fase do sinal que está a ser transmitido ao alvo através da antena ligada também ao TX1. Confirmando-se o sincronismo nos canais, será transmitido um sinal em oposição de fase ao transmitido em TX1, através do TX2, que por sua vez será somado ao sinal captado pela antena ligada ao RX1. Desta forma, conseguimos eliminar, em parte, a auto-interferência e ficar apenas com a contribuição dos sinais refletidos.

Com o propósito de avaliar o sincronismo do sistema foram realizados diversos testes para compreender o comportamento da BladeRF. Para realizar a transmissão utilizou-se o formato *Signed Complex 16 bits Q11* que, segundo a API da Nuand [70], transmite amostras de 32 bits sendo a primeira componente da amostra o valor em fase, ou seja, o canal I. Estes valores variam entre -2048 e 2047 (ADC a 12 bits). Quando são utilizados dois canais, o *buffer* é estruturado de acordo com a Figura 4.26.

Byte offset	Bits 31...16	Bits 15...0	Description
0x00	Q0[0]	I0[0]	Ch 0, sample 0
0x04	Q1[0]	I1[0]	Ch 1, sample 0
0x08	Q0[1]	I0[1]	Ch 0, sample 1
0x0c	Q1[1]	I1[1]	Ch 1, sample 1
...	...	...	...
0xxx	Q0[n]	I0[n]	Ch 0, sample n
0xxx	Q1[n]	I1[n]	Ch 1, sample n

Figura 4.26: Modo de transmissão em MIMO [70].

### 4.3.3.1 Sincronismo dos Transmissores

Com o objetivo de validar se ambos os canais TX1 e TX2 são síncronos, foi transmitido um sinal com 90 MHz, várias vezes, tendo sido observado no osciloscópio o que estava a ser transmitido no canal TX1 e no canal TX2. Pela análise dos resultados obtidos na Figura 4.27, conclui-se que existe sincronismo nos canais de transmissão, existindo apenas um pequeno desfasamento, no entanto, não é significativo.

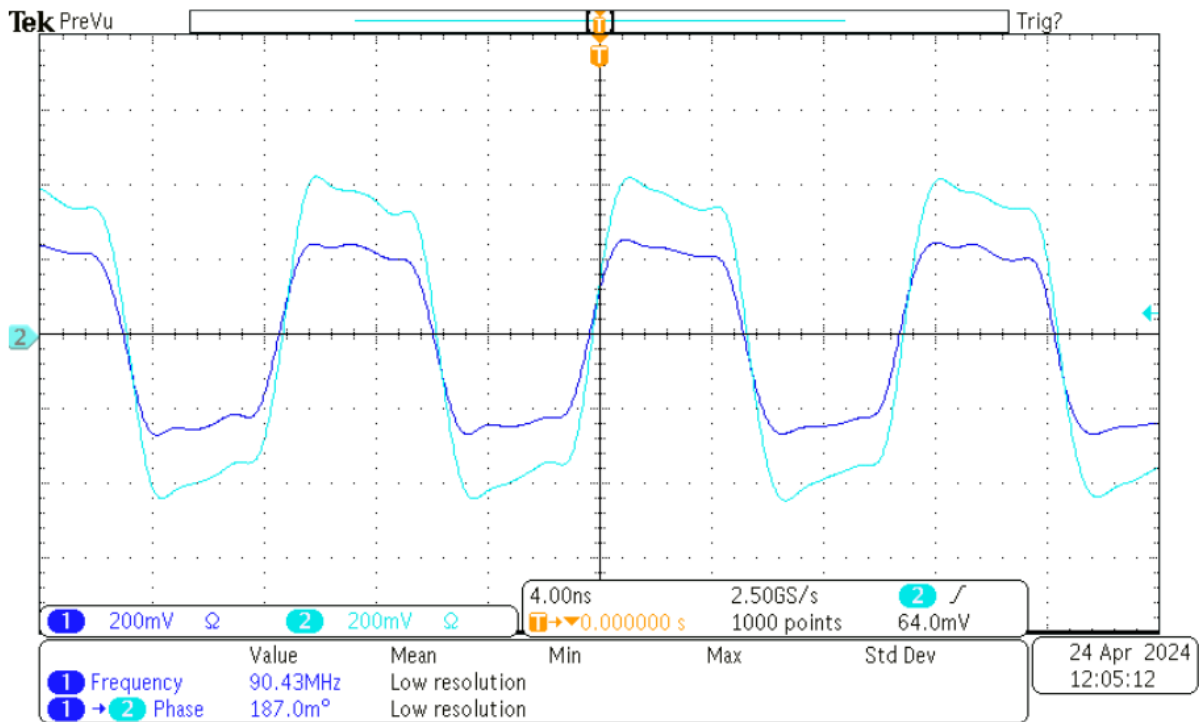


Figura 4.27: Sinal transmitido em ambos os canais TX1 e TX2.

### 4.3.3.2 Sincronismo dos Recetores

Para verificar se a diferença de fase entre um recetor e um emissor é constante, independentemente da reconfiguração da frequência, foi realizado um teste no modo *Single Input Single Output* (SISO), transmitindo uma amplitude constante equivalente a 1/4 do valor máximo que se pode transmitir. A transmissão foi realizada com uma frequência de 1 GHz e os ganhos foram definidos para 37 dB a fim de evitar a saturação do recetor. Foi também ligado um atenuador de 20 dB entre o transmissor e o recetor, como demonstrado na Figura 4.28. O resultado deste teste foi registado num ficheiro, e pode ser observado na Figura 4.29.



Figura 4.28: Esquema de montagem em SISO.

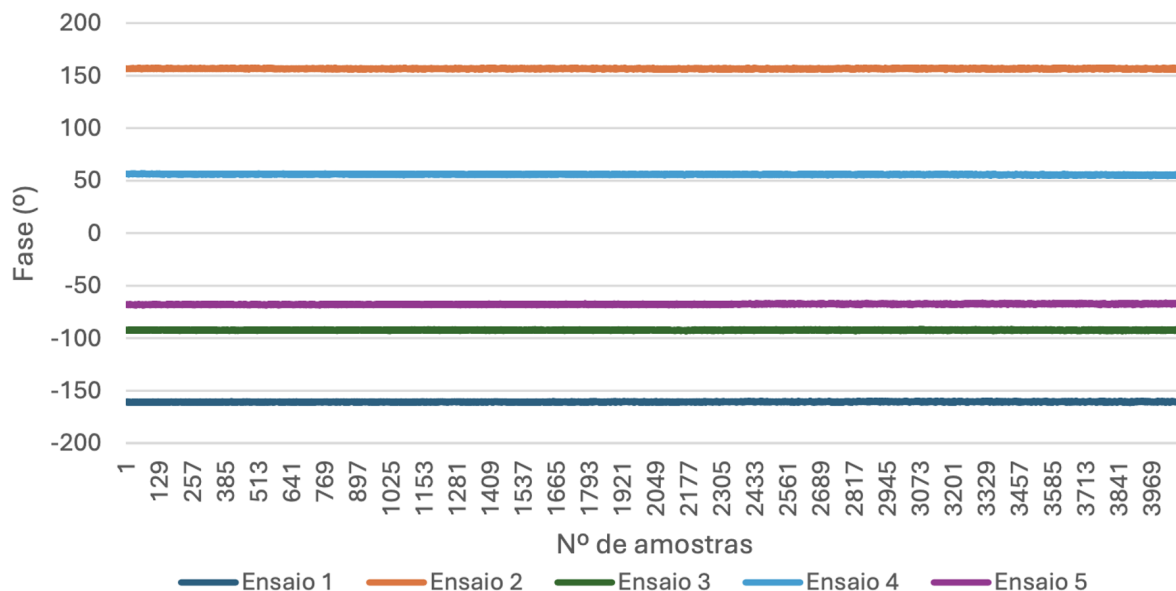


Figura 4.29: Variação da Fase para diversos ensaios.

Através da análise da Figura 4.29 é possível concluir que a fase entre os transmissores e os receptores é diferente a cada reconfiguração de frequência dos sintetizadores. Este resultado era esperado dado que os receptores e os transmissores utilizam sintetizadores diferentes, embora, o gerador de relógio de ambos seja o mesmo. Este resultado pode resultar do uso da função *bladerf.set.frequency*, que ao ajustar a frequência no oscilador local da BladeRF, altera a fase do mesmo.

Foi efetuado um segundo teste experimental, onde se ligou o canal TX1 a um *splitter* RF e as saídas deste ligadas aos canais RX1 e RX2 da BladeRF, como demonstrado na Figura 4.30, adotando uma configuração *Multiple Input Single Output* (MISO). O objetivo deste teste passa por comprovar se ambos os receptores recebem os mesmos valores de fase quando recebem exatamente o mesmo sinal.



Figura 4.30: Esquema de montagem em MISO.

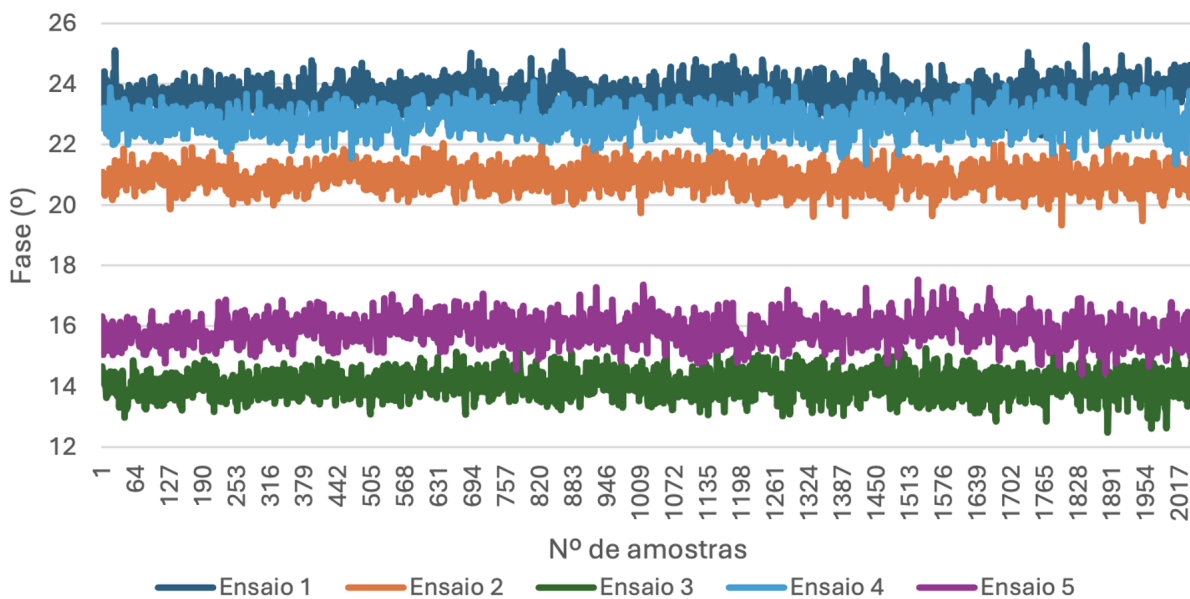


Figura 4.31: Diferença de Fase nos recetores em MISO.

Na Figura 4.31, é possível observar que os valores de fase recebidos pelos recetores não são constantes. Este resultado foi bastante inesperado e inviabiliza a utilização da BladeRF para implementação da técnica de SFCW com cancelamento da auto-interferência.

Quer a detecção de minas utilizando a técnica SFCW quer a técnica de cancelamento de auto-interferência dependem de valores precisos e consistentes da fase do sinal recebido. Quando um sinal é transmitido e refletido de volta, por exemplo, por uma mina, a fase do sinal refletido é usada para inferir informações sobre a localização e características do objeto, ao passo que a informação obtida pelo segundo recetor serve como referência para ser aplicada a técnica de cancelamento da auto-interferência. Se os recetores RX1 e RX2 não recebem um valor de fase semelhante quando lhes é transmitido o mesmo sinal, introduz incertezas e erros nas medições de fase, impossibilitando a aplicação da técnica da cancelamento de auto-interferência.

Como terceiro teste experimental, ligou-se diretamente o canal TX1 ao RX1 e o canal TX2 ao RX2, como ilustrado na Figura 4.32. O resultado pode ser observado na Figura 4.33. Neste teste, ambos os canais, transmissão e recepção, estavam no modo *Multiple Input Multiple Output* (MIMO).



Figura 4.32: Esquema de montagem em MIMO.

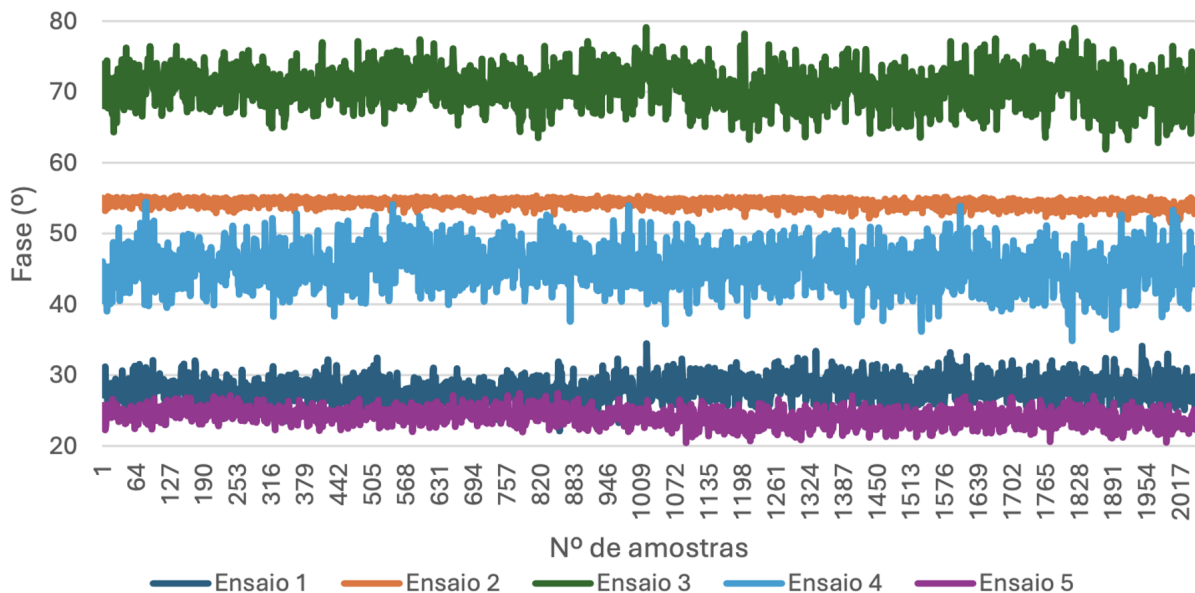


Figura 4.33: Diferença de Fase nos recetores em MIMO.

Do mesmo modo, os valores das diferenças de fase entre os recetores não são constantes. Estes valores foram calculados através da diferença do valor absoluto de fase de cada canal, que é obtido através a relação entre o canal I e Q de cada recetor.

#### 4.3.3.3 Validação da arbitrariedade de fase entre transmissão e recepção

A fim de observar ainda o fenómeno anteriormente mencionado realizaram-se testes emitindo um cosseno com frequência 10 kHz e com a mesma amplitude do sinal anteriormente transmitido. Todas as características de transmissão e recepção foram mantidas iguais às mencionadas no ponto anterior. Foi realizada a transmissão em modo SISO de forma a avaliar se as componentes que chegavam ao recetor, cruzavam o valor zero na mesma amostra.

A principal observação na Figura 4.34 é que nos ensaios dois e três, é evidente que há cruzamentos de zero em diferentes pontos, indicando falta de sincronização na fase do sinal recebido. Os restantes ensaios mostraram um comportamento mais estável em torno de zero, mas não completamente sincronizado, visto que ainda há variações.

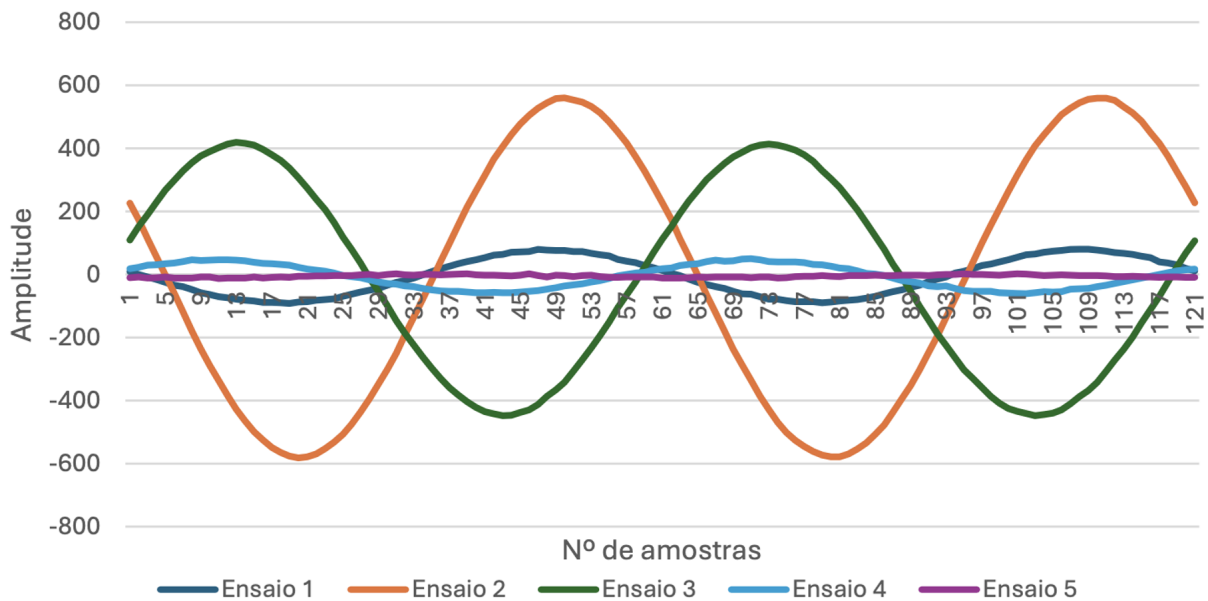


Figura 4.34: Componentes de Fase em SISO.

Realizou-se o mesmo teste em modo MIMO para avaliar se as componentes de fase e quadratura estariam em fase nos dois recetores. Através da análise da Figura 4.35 é possível concluir que as componentes de Fase encontram-se em oposição e as componentes de Quadratura encontram-se em fase. Este comportamento não era o desejado de observar, esperando-se um desfaseamento de cerca de  $90^\circ$  entre as componentes I e Q, mas que as mesmas estivessem em fase com a componente respetiva do segundo canal.

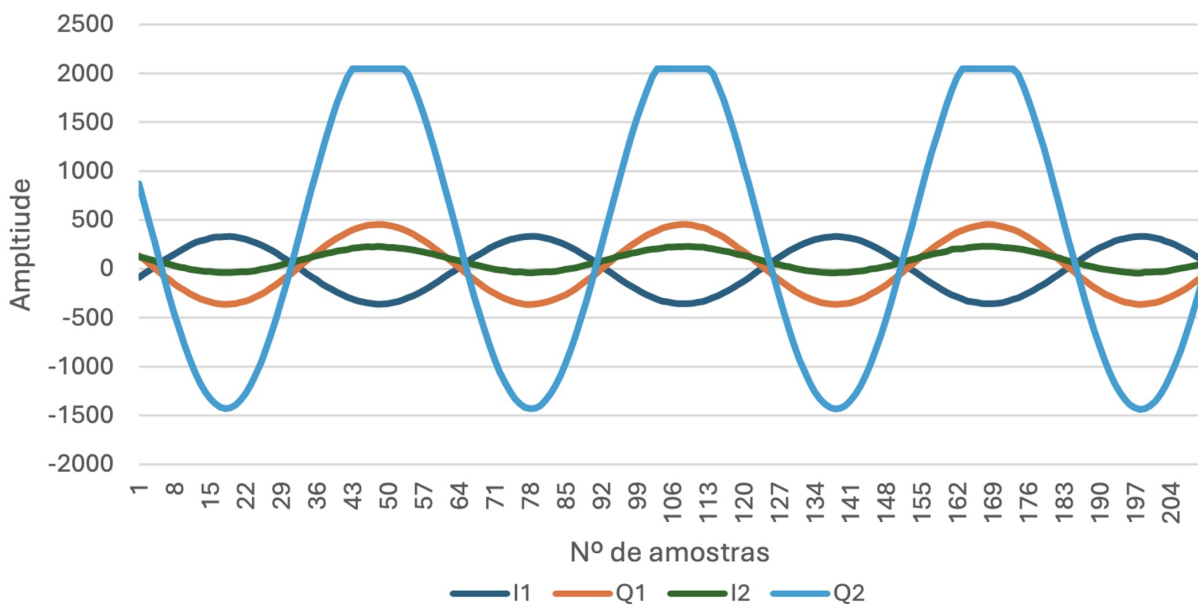


Figura 4.35: Componentes de Fase e quadratura nos recetores em MIMO.

#### 4.3.3.4 Impacto da falta de Sincronismo

A sincronização é de extrema importância para a detecção de minas utilizando a técnica SFCW por várias razões. Em primeiro lugar, ambos os recetores precisam de partilhar uma referência comum de tempo e fase para garantir que estão a medir a fase do sinal no mesmo ponto temporal. Qualquer desvio na sincronização resulta em medições de fase que não são diretamente comparáveis, comprometendo a sua precisão. A técnica SFCW usa a diferença de fase entre as frequências transmitidas e recebidas pelo módulo Radar para calcular a profundidade a que se encontra a mina. Sem sincronização esse cálculo é impossível de ser efetuado. Porém este facto não se verifica, cumprindo o sincronismo temporal entre recetores.

A técnica de cancelamento de auto-interferência tem como base enviar um sinal idêntico ao transmitido, mas com a fase invertida em 180°. A ideia passa por emitir esse sinal interferindo com o sinal proveniente da auto-interferência, cancelando-o. Para que isso funcione, é necessário que os recetores estejam perfeitamente sincronizados, ou seja, recebam a mesma informação sobre a fase.

No entanto, como os recetores não estão sincronizados, cada um deles recebe fases diferentes para o mesmo sinal. Como a técnica de cancelamento depende de uma fase precisa, essa diferença de fase entre os recetores impede que o cancelamento ocorra corretamente. Em vez de cancelar a interferência, o sinal inverso pode somar-se ou interferir de forma imprevisível com o sinal original, agravando o problema.

#### 4.3.3.5 Solução Proposta

Com o objetivo de solucionar esse problema, utilizou-se um par de *switches Mini-Circuits ZFSWA2R-63DR+*, que possibilitam saber o sinal transmitido à antena de forma precisa e utilizá-lo como sinal de referência.

O sistema é composto por dois *switches ZFSWA2R-63DR+*, um ligado ao TX e outro ao RX. No *switch* ligado ao TX o sinal emitido é dividido em dois caminhos: um vai para a antena e o outro é enviado diretamente ao recetor através do *switch*. Isso permite que o sistema tenha informação do sinal que está a ser transmitido à antena. No *switch* ligado ao RX o recetor alterna entre receber o sinal da antena e o sinal enviado diretamente pelo transmissor (TX-RX).

O sistema desenvolvido funciona em duas fases. Na primeira fase o *switch* do emissor está definido para a transmissão via antena emissora, estando o *switch* do recetor configurado para receber o sinal pela antena recetora.

Na segunda fase a restante parte do sinal o *switch* do emissor altera para a transmissão direta (TX-RX) e o sinal é enviado diretamente do transmissor para o recetor, sem utilizar a antena. Nessa fase, o recetor recebe esse sinal de forma direta, que serve como uma referência precisa para o sistema de cancelamento de auto-interferência. Dessa forma, o sistema consegue comparar o sinal transmitido e o recebido, facilitando a eliminação da interferência originada pela própria transmissão. A montagem dos *switches* pode ser observada na Figura 4.36.

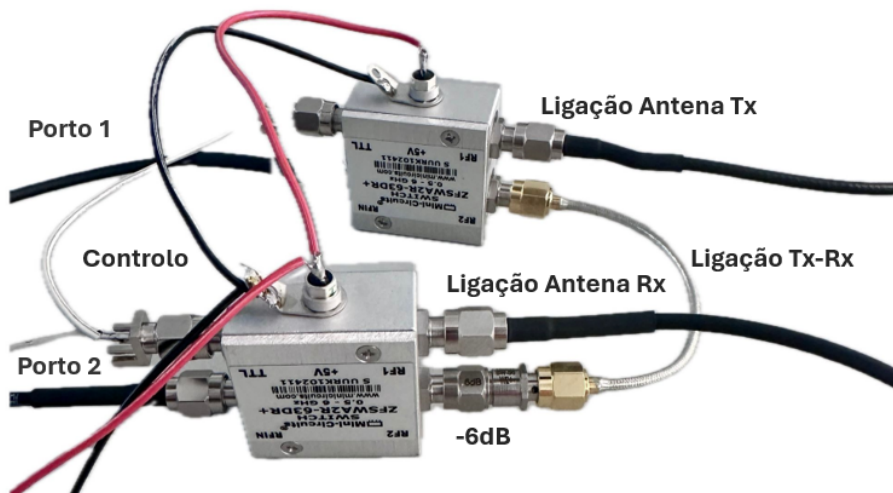
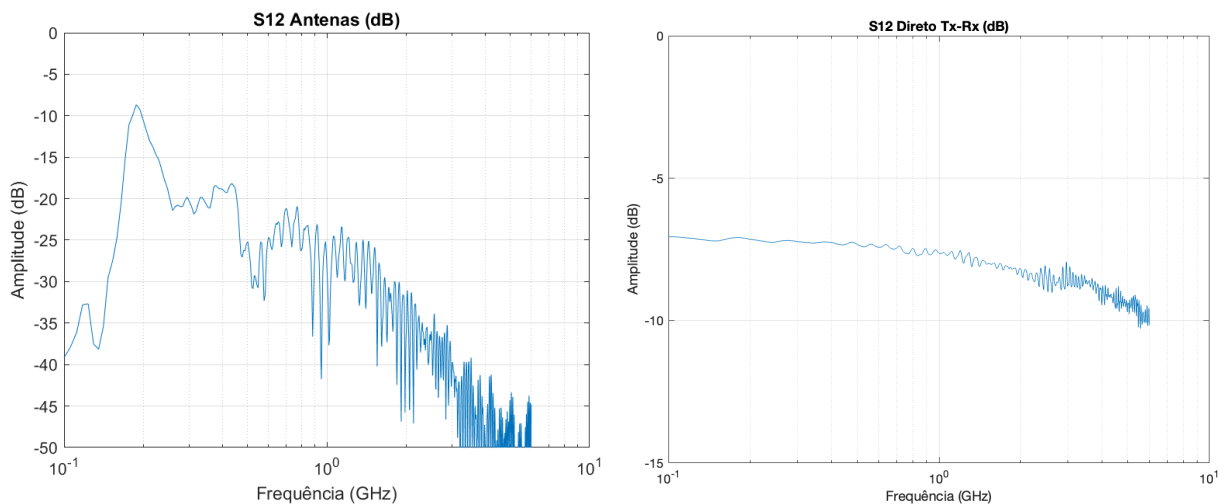


Figura 4.36: Montagem dos *switches*.

Após a montagem dos *switches*, foi realizado um teste ligando os portos 1 e 2 do VNA a cada um dos *switches*. O teste consistiu em alternar entre os dois caminhos possíveis do sinal, o que permitiu verificar o comportamento do sistema em ambos os modos de operação: transmissão-receção via antena e transmissão-receção direta (TX-RX). Os resultados podem ser observados na Figura 4.37.



(a) Sinal obtido através das antenas.

(b) Sinal obtido através da ligação direta TX-RX.

Figura 4.37: Validação da montagem efetuada com os *switch*.

O funcionamento do sistema utilizando os *switches* foi validado com sucesso. O circuito funciona de acordo com a seguinte lógica: quando os *switches* não estão alimentados, o caminho efetuado é o RF1, que corresponde ao caminho via antenas. Quando os *switches* estão alimentados, o caminho utilizado é o RF2, correspondente à ligação direta entre transmissor e recetor (TX-RX), sem passar pela antena. Esse comportamento foi verificado durante os testes, onde foi possível alternar entre os dois caminhos.

A Figura 4.37a exibe a medição  $S_{12}$  através do caminho via antena (RF1), quando os *switches* não estão alimentados. Neste caso, o sinal transmitido e recebido através das antenas apresenta uma atenuação significativamente maior, principalmente nas frequências mais altas, onde a eficiência de radiação da antena diminui e as perdas por propagação no espaço livre são mais evidentes.

A Figura 4.37b mostra a resposta  $S_{12}$  medida através do caminho direto (TX-RX). Nesse caminho, foi utilizado um atenuador de 6 dB, o que explica o nível inicial de atenuação de aproximadamente 6 dB observado na faixa de 0,5 GHz a 1 GHz. À medida que a frequência aumenta, observa-se um declínio progressivo da amplitude. Esse comportamento é típico em caminhos RF com componentes passivos, onde as perdas aumentam com a frequência devido à maior atenuação dos materiais e à menor eficiência dos componentes a frequências mais elevadas.

O comportamento observado foi o esperado, com o caminho direto representando o sinal que está a ser transmitido pela antena. O sinal recebido através desse caminho direto (RF2) será utilizado como referência para o cancelamento da auto-interferência, permitindo ao sistema eliminar os efeitos de interferência da transmissão no recetor. Dessa forma, o sistema garante um funcionamento eficiente ao fornecer uma referência precisa do sinal transmitido.

#### 4.3.4 Cancelamento Através do Sinal de Referência

Uma vez estabelecido o sistema de transmissão e recepção, o próximo passo foi implementar um método eficaz de cancelamento de interferências. Para solucionar este problema, foi utilizado o sinal de referência captado diretamente do transmissor através do caminho direto (TX-RX) via *switch*.

A técnica aplicada passou por subtrair o sinal de referência ao sinal recebido pelas antenas, após a transmissão. Este sinal de referência é fulcral, pois representa o sinal transmitido sem os efeitos de propagação, permitindo aplicar a técnica de cancelamento.

Foi desenvolvido o *script* em MATLAB do Anexo 4 em que os sinais são comparados e subtraídos, resultando num sinal em que o efeito da auto-interferência é anulado e todas as restantes interferências são reduzidas.

Os resultados do cancelamento foram analisados no domínio do tempo, utilizando a IFFT. Os resultados presentes na Figura 4.38 mostram que, após o cancelamento, o sistema conseguiu cancelar totalmente a interferência em torno dos 18 cm, correspondente à distância entre as antenas. Além disso, o sistema reduziu também o efeito de uma reflexão aos 53 cm que não era o alvo a identificar. Ficou em destaque o pico relevante aos 71 cm, que corresponde à reflexão numa superfície a essa distância.

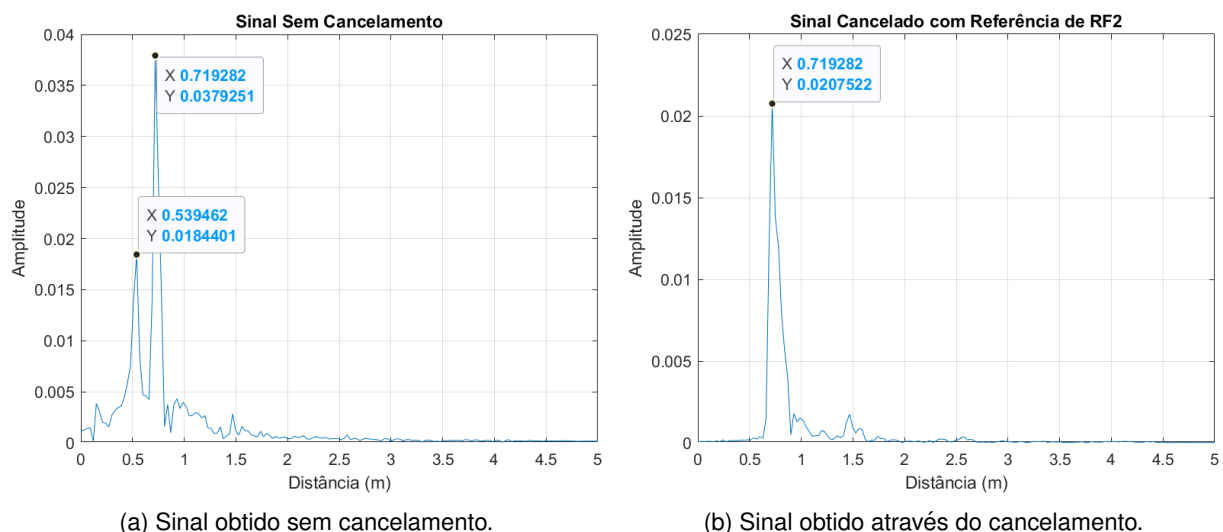


Figura 4.38: Cancelamento de interferências.

#### 4.4 Detecção de Alvos e Análise do Scan Tipo B

Nesta secção detalham-se os testes realizados para deteção de alvos utilizando um sistema de Radar baseado num VNA e um par de antenas previamente caracterizadas, com frequências de 1 GHz a 6 GHz. O objetivo principal dos testes foi construir um *Scan* do tipo B de forma a detetar a presença de um alvo no solo.

Os testes foram realizados no *setup* representado na Figura 4.39 sobre um terreno plano, onde foram feitas leituras com intervalos de 5 cm, cobrindo uma área definida. A meio do percurso, foi introduzido um alvo. As antenas foram posicionadas a uma altura de 70 cm, e ao longo da superfície foram realizados vários *scans* do tipo A. Um *scan* do tipo A é a resposta do sinal para uma única posição, permitindo analisar a profundidade do alvo. Já o *scan* do tipo B é uma série de *scans* do tipo A realizados em diferentes posições, fornecendo uma imagem bidimensional do terreno.

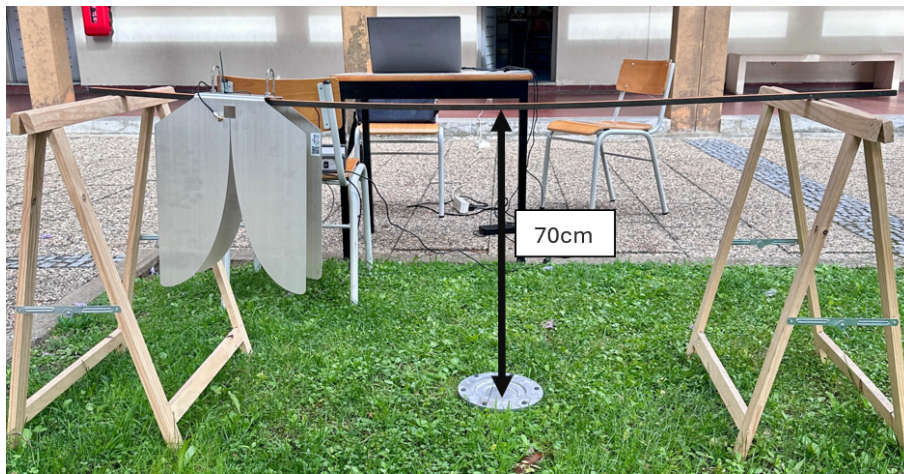


Figura 4.39: *Setup* para *scan* tipo A.

A Figura 4.40, construída a partir da IFFT da fase de  $S_{12}$ , representa um *scan* do tipo A, onde é possível observar a resposta do sistema em função da distância. São observados três picos principais, e a análise de cada um fornece informações importantes sobre o comportamento do sistema.

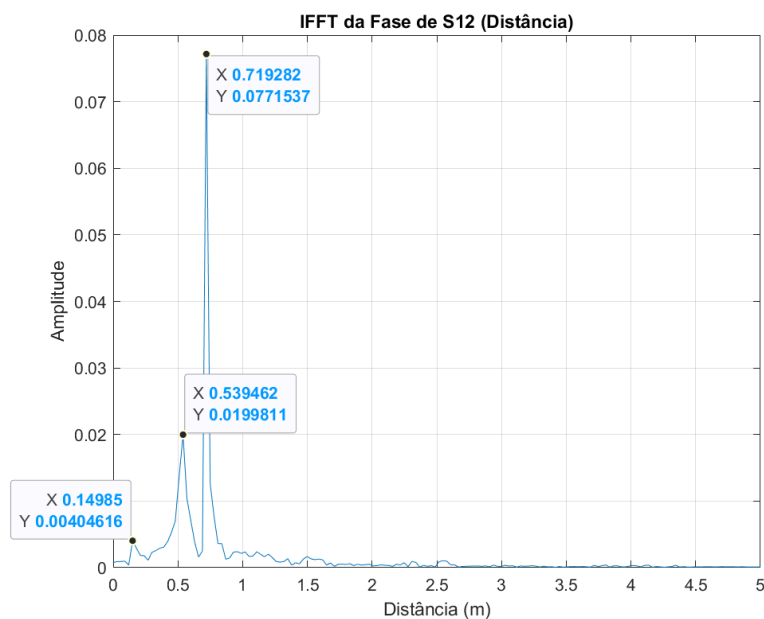


Figura 4.40: *Scan* tipo A para a leitura efetuada no local da mina.

O primeiro pico, que aparece aos 0,15 metros, está associado à auto-interferência do sistema. O segundo pico, localizado aproximadamente a 0,53 metros, pode estar relacionado a um dos componentes do *setup*, como equipamentos próximos ou superfícies refletoras não removidas da área de teste. Por fim, o terceiro pico, que aparece em 0,72 metros, tem uma amplitude bastante proeminente, sendo este o resultado da distância das antenas ao solo. Como a altura das antenas no teste foi de 70 cm, este valor está dentro da expectativa para o sinal refletido pelo solo. A análise deste pico é importante para uma interpretação correta dos resultados.

Através das leituras realizadas ao longo do terreno, foi possível construir um *scan* do tipo B, como mostra a Figura 4.41. Este tipo de representação gráfica permite observar todas as contribuições das reflexões em cada posição ao longo do terreno analisado.

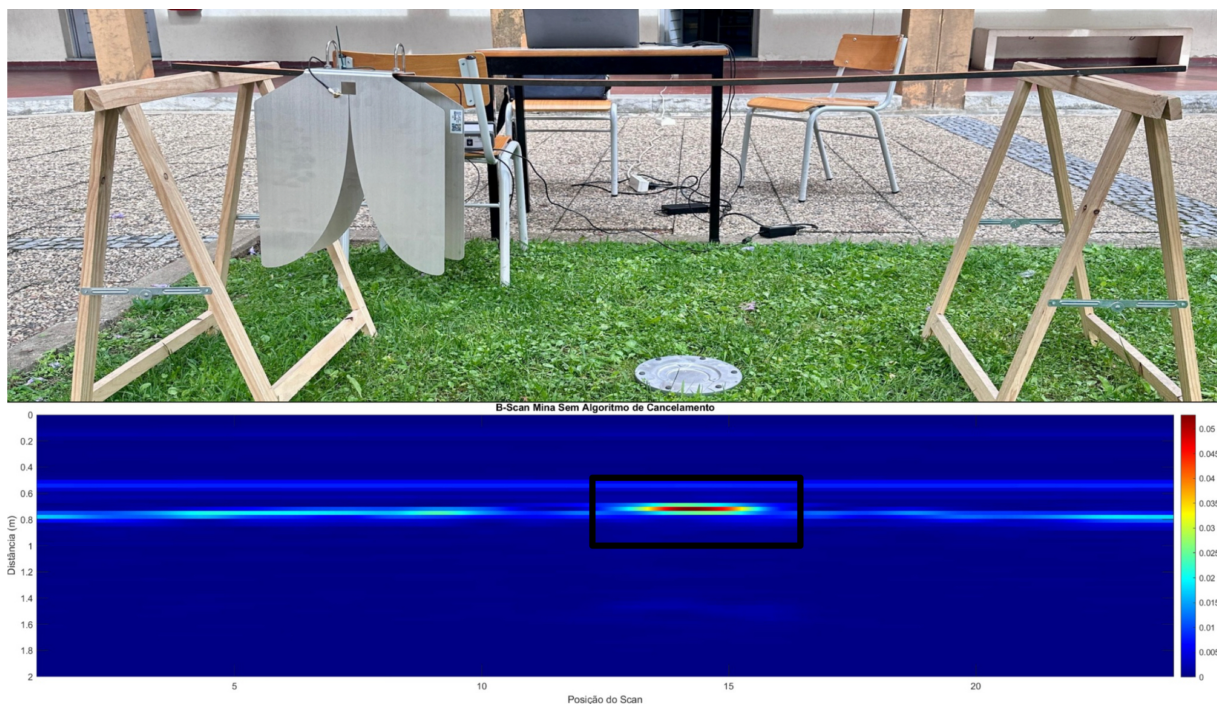


Figura 4.41: Detecção do alvo metálico através do *scan* tipo B.

Analisando a Figura 4.41, é possível identificar as camadas de reflexão e dispersão do sinal. As regiões com maior intensidade de cor (vermelho e amarelo) indicam áreas com maior retorno de sinal, sugerindo a presença de alvos, enquanto as regiões mais escuras (azul) indicam menor retorno de sinal, correspondendo a áreas de menor interação.

Observa-se também que entre as distâncias 0 cm e 20 cm existe uma ténue contribuição da auto-interferência e também perto dos 50 cm prováveis contribuições de objetos que compõem o *setup*. Por fim, é visível, entre os 70 cm e 80 cm a contribuição das reflexões do solo bem como, com cores bem mais quentes, a detecção da mina na posição 15 do *scan*.

O ponto de maior destaque, na posição 15 do *scan*, evidencia a presença do alvo introduzido no terreno. A concentração de cores quentes ao redor desta área é indicativa de uma forte reflexão causada pelo objeto.

Após a realização do primeiro teste, foi feito um segundo com o objetivo de observar o comportamento do sistema na presença de três alvos feitos de PVC, dispostos no terreno. Foi utilizada a mesma metodologia do teste anterior, incluindo o varrimento e a construção de um *Scan* do tipo B. No entanto, verificou-se que a detecção dos alvos de PVC era consideravelmente mais difícil em comparação com o alvo de metal, devido à fraca variação de fase provocada no sinal recebido.

Diferente do metal, que proporciona uma reflexão forte e, em alguns casos, mais intensa do que a própria reflexão do solo, materiais como o PVC não refletem tanto o sinal. Ao analisar o *scan* do tipo A deste teste, foi possível identificar um pequeno pico aos 71 cm entre a auto-interferência e a reflexão do solo, indicando a presença de uma leve reflexão causada pelos alvos de PVC. No entanto, devido à baixa intensidade dessa reflexão, a detecção clara dos alvos tornou-se um desafio, como se pode observar na Figura 4.42.

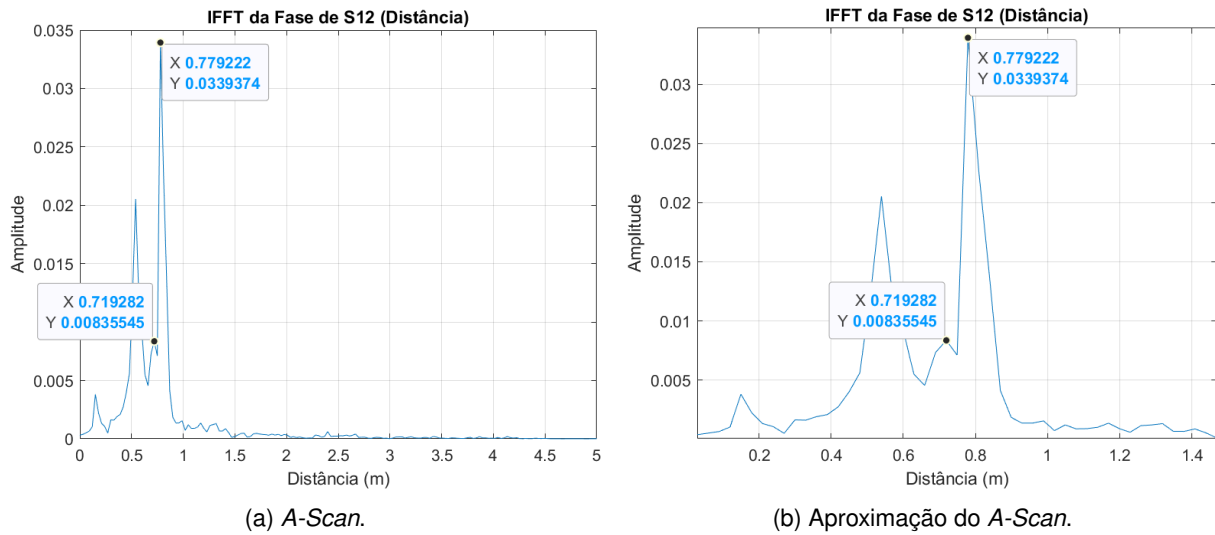


Figura 4.42: Sinal obtido através do *scan* tipo A.

Com base nestas observações, a solução passou por aplicar o algoritmo de cancelamento de auto-interferência e também de reflexão do solo via *software*. Para isso, fez-se uso do sinal de referência. O cancelamento da auto-interferência permitiu minimizar o efeito indesejado desse fenômeno, o que, por sua vez, facilitou a detecção dos picos correspondentes aos alvos no terreno, como é visível na Figura 4.43.

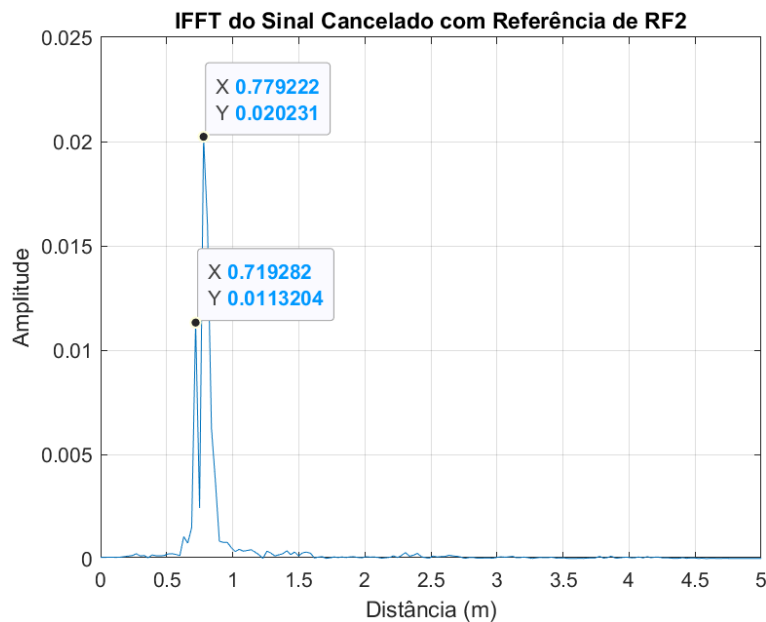


Figura 4.43: Sinal obtido através do *scan* tipo A com cancelamento da auto-Interferência.

O primeiro pico visível no gráfico, aos 71 cm, corresponde ao tubo de PVC, enquanto o segundo pico, aos 77 cm, está relacionado com o solo. A diferença entre as distâncias desses picos, cerca de 6 cm, coincide com o diâmetro do tubo de PVC. Este comportamento ocorre porque o gráfico é construído com base em todas as reflexões de todas as frequências transmitidas durante o *scan*. O facto da diferença entre os dois picos ser equivalente ao diâmetro do tubo indica que as reflexões provenientes da superfície superior e inferior do tubo foram detetadas, comprovando que o sistema de deteção tem resolução suficiente para identificar até pequenas variações nas distâncias dos alvos.

A comparação dos gráficos *scan* do tipo B apresentados, ilustra o impacto do algoritmo de cancelamento na deteção de objetos com baixo índice de reflexão. As figuras abaixo mostram os três objetos dispostos no terreno, identificados como 1, 2 e 3, e os correspondentes gráficos *B-Scan* representam a resposta do sistema.

Na Figura 4.44, é possível observar interferências ao longo de todo o *scan*, o que dificulta a diferenciação precisa entre o solo e os objetos.

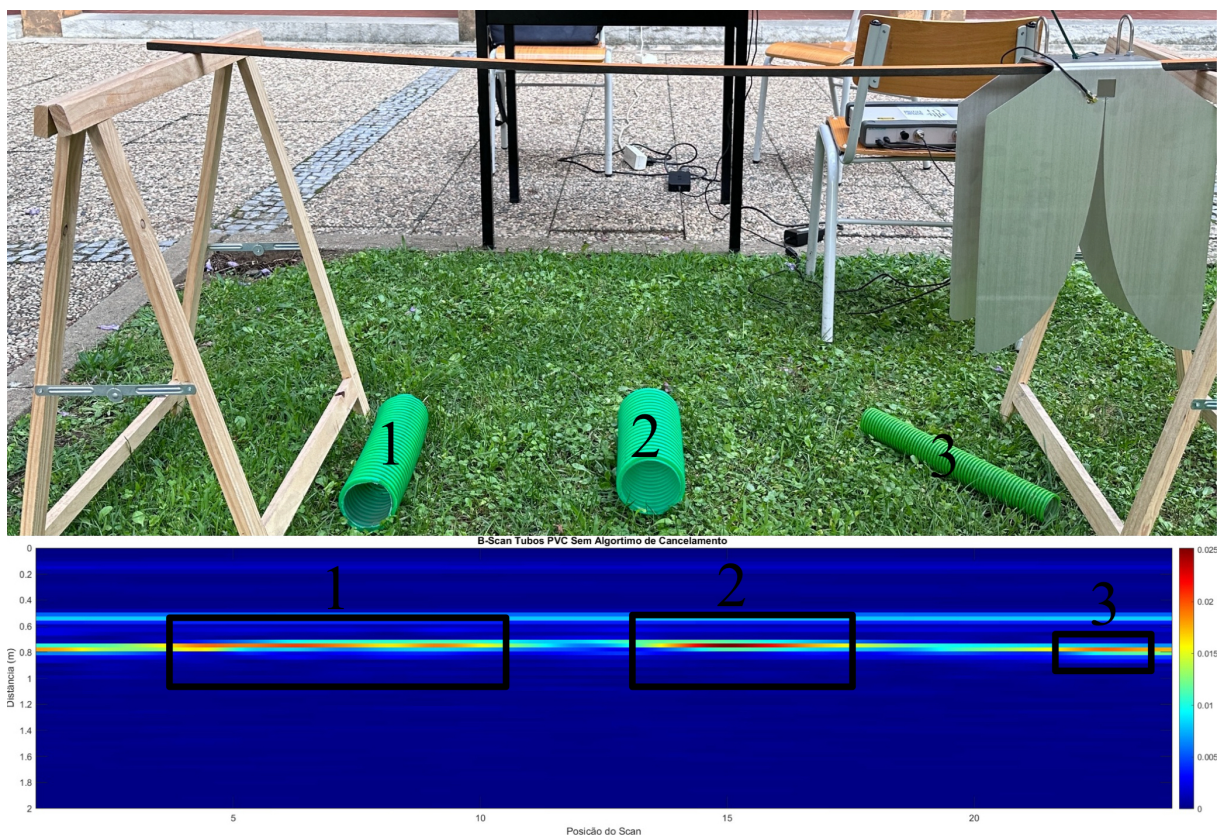


Figura 4.44: Deteção do alvo de PVC através do *scan* tipo B sem algoritmo de cancelamento.

Já na Figura 4.45, verifica-se uma melhoria significativa na clareza do *B-Scan*. Ao aplicar o algoritmo, resultou um gráfico mais limpo, onde os objetos 1, 2 e 3 ficaram mais visíveis e definidos.

Este resultado evidenciou a eficácia do algoritmo de cancelamento, que, ao eliminar componentes de interferência, facilita a identificação e localização precisa de objetos.

Ao comparar as figuras obtidas, após ser aplicado o algoritmo de cancelamento, foi notório que, mesmo com a fraca reflexão do PVC, o algoritmo permitiu evidenciar melhor a presença dos alvos. Isso demonstra a eficácia do processo de cancelamento na deteção de objetos com baixo índice de reflexão, como é o caso do PVC. Deste modo, mostrou-se fundamental o uso de técnicas de processamento de sinais para melhorar a clareza dos resultados.

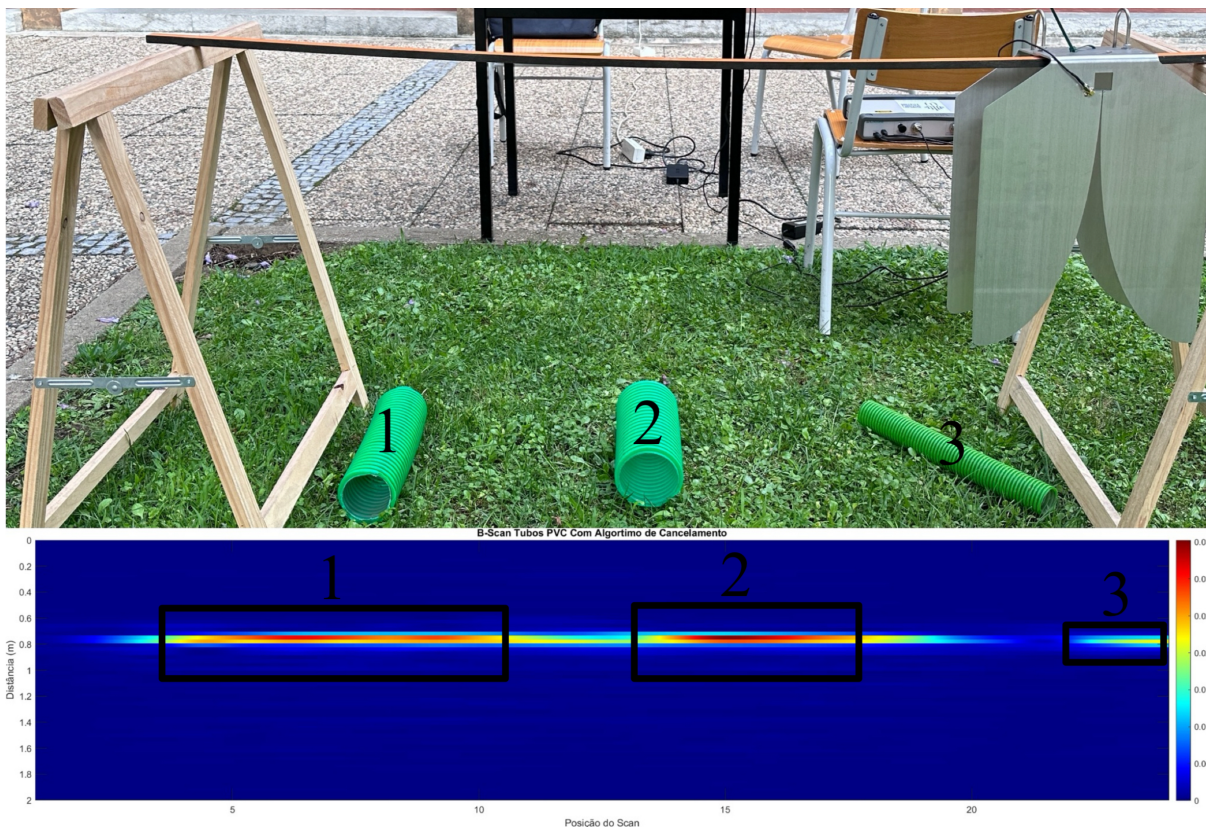


Figura 4.45: Detecção do alvo de PVC através do *scan* tipo B com algoritmo de cancelamento.

Para detetar alvos enterrados, foi realizado um estudo utilizando uma placa metálica com o objetivo de avaliar a atenuação do sinal ao propagar-se em areia húmida, fazendo uso do *setup* da Figura 4.46. Inicialmente, a placa metálica foi posicionada diretamente na superfície do solo e foi feita uma análise ao sinal refletido. De seguida, a placa foi enterrada a uma profundidade de 32 mm. A metodologia utilizada foi a mesma em ambos os casos, e as leituras obtidas permitiram comparar o comportamento do sinal nas duas situações.

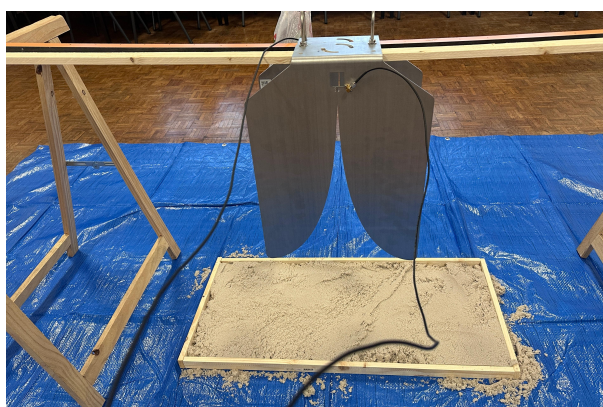
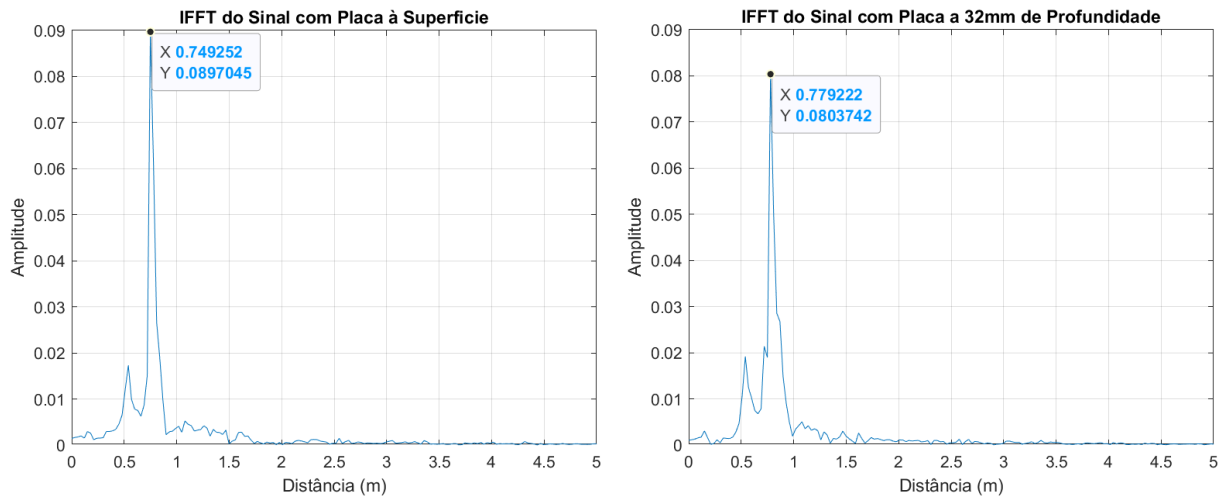


Figura 4.46: *Setup* para o estudo da atenuação do sinal com a profundidade.

No primeiro teste, com a placa metálica colocada à superfície, o pico de amplitude teve uma intensidade de 0,0897 e ocorreu a uma distância de 74,9 cm. Já no segundo teste, onde a placa metálica foi enterrada em areia húmida, o pico de amplitude reduziu para 0,0804 e a distância aumentou para 77,9 cm. Observa-se, na Figura 4.47, que a profundidade aumentou em cerca de 3 cm, refletindo a distância adicional percorrida pelo sinal ao atravessar a camada de areia.



(a) IFFT do sinal recebido com placa metálica à superfície.

(b) IFFT do sinal recebido com placa metálica a 32 mm de profundidade.

Figura 4.47: Atenuação causada por 32 mm de areia húmida.

Por último, foram dispostos três alvos enterrados a 6,4 cm de profundidade. Um dos alvos era de cartão, enquanto os outros dois eram metálicos. O objetivo do teste passou por analisar a resposta do sistema, presente na Figura 4.48.

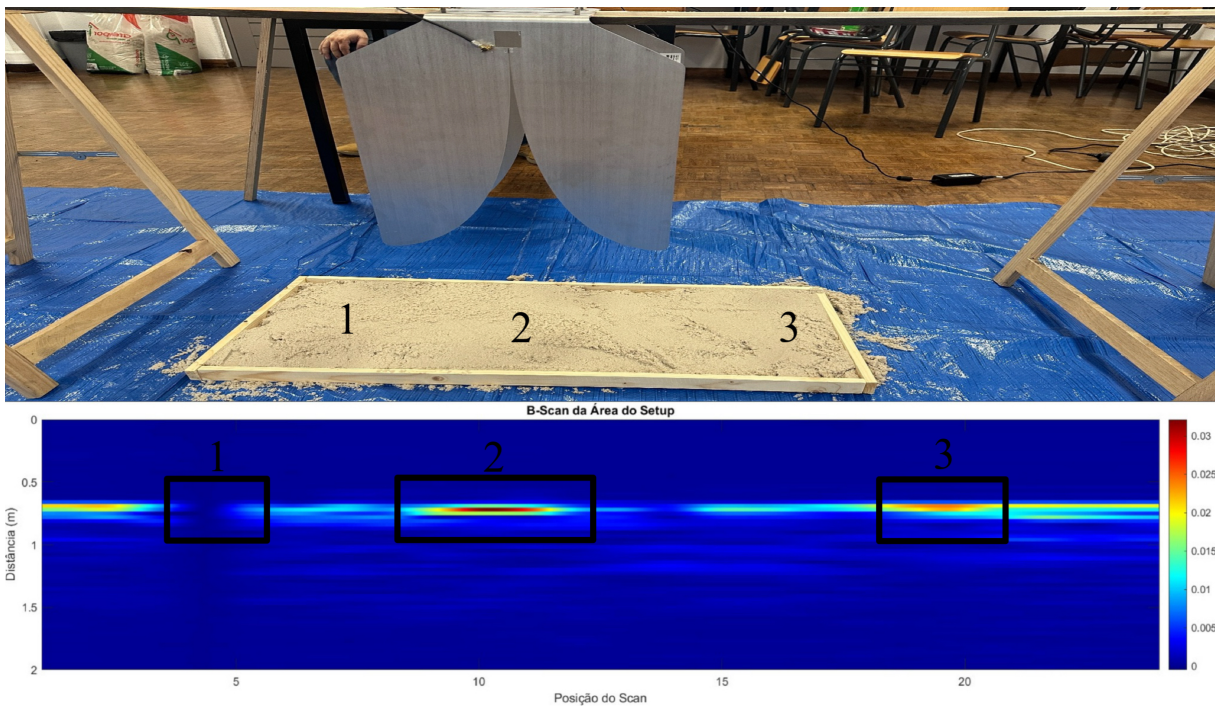


Figura 4.48: Detecção dos alvos enterrados através do *scan* tipo B.

Na área correspondente aos alvos metálicos, representados por 2 e 3, é possível observar picos de reflexão bem definidos, representados por cores mais quentes, como o vermelho e amarelo, que indicam uma forte reflexão do sinal.

Por outro lado, na região onde o alvo de cartão foi colocado, identificado pelo número 1, o gráfico mostra uma zona representada por cores mais frias, como o azul escuro. Este comportamento é esperado, pois o cartão é um material com baixa condutividade, o que faz com que ele reflita muito pouco. Como resultado, a reflexão do sinal nessa área é significativamente menor.



## 5 Conclusão

Ao longo desta dissertação, foi possível desenvolver e implementar um sistema de detecção de alvos utilizando sinais RF, com ênfase na utilização de diversas abordagens, desde simulações até testes práticos com a bladeRF e um VNA. As simulações permitiram uma compreensão inicial dos fenômenos esperados durante as medições, estabelecendo a base teórica necessária para avançar com os testes experimentais. Também foi desenvolvido um algoritmo com o objetivo de validar o método da georreferenciação das minas detetadas através do sincronismo entre os sistemas GPR e GNSS.

O uso da bladeRF foi um ponto crucial para o desenvolvimento experimental. No entanto, foram enfrentados desafios relacionados com o sincronismo dos receptores, o que originava inconsistências nos dados recolhidos. Este problema foi superado com a introdução de um circuito de *switches* controlado externamente, que permitiu um melhor controlo dos caminhos do sinal e, conseqüentemente, uma calibração mais precisa do sistema. Este ajuste garantiu que o sinal de referência fosse recebido corretamente, facilitando a posterior aplicação de algoritmos de cancelamento da auto-interferência.

Na fase final dos testes, foi feito uso de um VNA como Radar para a realização de *scans* tipo A e a construção de gráficos de *scan* tipo B. Esses gráficos mostraram-se eficazes para a detecção de alvos, metálicos e não metálicos, enterrados. Estes testes evidenciaram a clara distinção entre os sinais refletidos pelo solo e pelos alvos, demonstrando a viabilidade do sistema proposto para este tipo de aplicações. Contudo, a detecção de alvos não metálicos, como os feitos de PVC, apresentou maior dificuldade, devido à fraca variação de fase provocada no sinal recebido. Para contornar este problema, foi implementado um algoritmo de cancelamento da auto-interferência e reflexão do solo por *software*, o que permitiu uma melhor distinção dos alvos no terreno. Relativamente ao desempenho em terreno húmido, tendo em conta que uma potência de transmissão de apenas -3 dBm, não foi possível receber sinal dos alvos quando estes estavam enterrados a mais de 64 mm.

Em suma, os resultados obtidos demonstram que, apesar dos desafios, foi possível desenvolver uma solução eficaz para a detecção de alvos, com potencial para ser aplicada em detecção de minas enterradas.

### 5.1 Trabalho Futuro

Para os trabalhos futuros, o principal objetivo será a automatização do circuito dos *switches*, permitindo que o cancelamento da auto-interferência ocorra através de uma segunda antena emissora. Esse cancelamento será realizado ao nível do *hardware*, transmitindo o sinal de referência, porém com a fase invertida. A implementação desse método poderá aumentar a eficiência no processo de cancelamento e melhorar a precisão na detecção das minas, particularmente em cenários onde há necessidade de eliminar sinais indesejados com maior precisão.

Com a automatização dos *switches*, será possível realizar testes de uma forma mais rápida e obter resultados mais robustos em cenários complexos, especialmente em condições onde o terreno, a interferência do solo e de outros materiais possa ser significativa.



## Referências

- [1] Monitor, L., Policy, B., & Action, M. (2018). *Landmine Monitor 2018*. International Campaign to Ban Landmines.
- [2] International Committee of the Red Cross (ICRC). (2000). Anti-Personnel Landmines: Friend or Foe? A Study of the Military Use and Effectiveness of Anti-personnel Mines, commissioned by the ICRC. Em *The Banning of Anti-Personnel Landmines* (pp. 415–425). Cambridge University Press.
- [3] Bruschini, C., & Bertrand, G. (2016). A survey of research on sensor technology for landmine detection. *J. of Conventional Weapons Destruction*, 2(1).
- [4] Acheroy, M. (2007). Mine action: status of sensor technology for close-in and remote detection of anti-personnel mines. *Near Surface Geophysics*, 5(1), 43–55.
- [5] Fuse, Y. (2012). A novel forward and backward scattering wave measurement system for optimizing GPR standoff mine/IED detector. *Proc. SPIE*, 8357, 835714. <https://doi.org/10.1117/12.922865>
- [6] Trang, A. H., & Irion, H. G. (1997). Simulation of close-in and stand-off mine detection. *Proc. IEEE Int. Geosci. Remote Sens. Symp. (IGARSS)*, 1132–1134.
- [7] Colorado, J., Perez, M., Mondragon, I., Mendez, D., Parra, C., Devia, C., Martinez-Moritz, J., & Neira, L. (2017). An integrated aerial system for landmine detection: SDR-based Ground Penetrating Radar onboard an autonomous drone. *Advanced Robotics*, 31(15), 791–808.
- [8] Sipos, D., Planinsic, P., & Gleich, D. (2017). On drone ground penetrating radar for landmine detection. *2017 First International Conference on Landmine: Detection, Clearance and Legislations (LDCL)*, 1–4. <https://doi.org/10.1109/LDCL.2017.7976931>
- [9] Li, C. J., & Ling, H. (2016). High-resolution, downward-looking radar imaging using a small consumer drone. *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2037–2038. <https://doi.org/10.1109/APS.2016.7696725>
- [10] Burr, R., Schartel, M., Schmidt, P., Mayer, W., Walter, T., & Waldschmidt, C. (2018). Design and Implementation of a FMCW GPR for UAV-based Mine Detection. *2018 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, 1–4. <https://doi.org/10.1109/ICMIM.2018.8443526>
- [11] Schreiber, E., Heinzl, A., Peichl, M., Engel, M., & Wiesbeck, W. (2019). Advanced Buried Object Detection by Multichannel, UAV/Drone Carried Synthetic Aperture Radar. *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 1–5.
- [12] Daniels, D. J. (2006). A review of GPR for landmine detection. *Sens. Imag.*, 7(3), 90. <https://doi.org/10.1007/s11220-006-0024-5>
- [13] Masunaga, S., & Nonami, K. (2007). Controlled metal detector mounted on mine detection robot. *International Journal of Advanced Robotic Systems*, 4(2), 26.
- [14] Ganesh, Y., Raju, R., & Hegde, R. (2015). Surveillance Drone for Landmine Detection. *2015 International Conference on Advanced Computing and Communications (ADCOM)*, 33–38. <https://doi.org/10.1109/ADCOM.2015.13>
- [15] Vikesh S. Bhadouria, M. J. A., Zubair Akhter, & Munshi, P. (2021). Automated microwave monitoring of hidden objects for strategic and security applications. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 35(18), 2492–2509. <https://doi.org/10.1080/09205071.2021.1953404>
- [16] Peichl, M., Dill, S., & Suss, H. (2003). Application of microwave radiometry for buried landmine detection. *Proceedings of the 2nd International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar, 2003.*, 172–176. <https://doi.org/10.1109/AGPR.2003.1207314>
- [17] Simard, J.-R. (1996). Improved landmine detection capability (ILDC): systematic approach to the detection of buried mines using passive IR imaging. Em A. C. Dubey, R. L. Barnard, C. J. Lowe

- & J. E. McFee (Eds.), *Detection and Remediation Technologies for Mines and Minelike Targets* (pp. 489–500, Vol. 2765). SPIE. <https://doi.org/10.1117/12.241251>
- [18] Martin, J. S., Fenneman, D. J., Codron, F. T., Rogers, P. H., Jr., W. R. S., Larson, G. D., & II, G. S. M. (2002). Ultrasonic displacement sensor for the seismic detection of buried land mines. Em J. T. Broach, R. S. Harmon & G. J. Dobeck (Eds.), *Detection and Remediation Technologies for Mines and Minelike Targets VII* (pp. 606–616, Vol. 4742). SPIE. <https://doi.org/10.1117/12.479132>
- [19] Donskoy, D. M. (1998). Nonlinear vibro-acoustic technique for land mine detection. Em A. C. Dubey, J. F. Harvey & J. T. Broach (Eds.), *Detection and Remediation Technologies for Mines and Minelike Targets III* (pp. 211–217, Vol. 3392). SPIE. <https://doi.org/10.1117/12.324177>
- [20] Hussein, E., & Waller, E. (2000). Landmine detection: the problem and the challenge. *Applied Radiation and Isotopes*, 53(4), 557–563. [https://doi.org/https://doi.org/10.1016/S0969-8043\(00\)00218-9](https://doi.org/https://doi.org/10.1016/S0969-8043(00)00218-9)
- [21] Conyers, L. (2004). *Ground-penetrating Radar for Archaeology* Altamira Press. Walnut Creek, California.
- [22] Leckebusch, J. (2003). Ground-penetrating radar: a modern three-dimensional prospection method. *Archaeological prospection*, 10(4), 213–240.
- [23] Dojack, L. (2012). *Ground penetrating radar theory, data collection, processing, and interpretation: a guide for archaeologists*.
- [24] Greal, M. (2006). Resolution of ground-penetrating radar reflections at differing frequencies. *Archaeological Prospection*, 13(2), 142–146. <https://doi.org/https://doi.org/10.1002/arp.283>
- [25] Conyers, L. B. (2009). *Ground-penetrating radar for landscape archaeology: method and applications* (V. Editors, Ed.), 271–282.
- [26] Orlando, L. (2007). Georadar data collection, anomaly shape and archaeological interpretation—a case study from central Italy. *Archaeological Prospection*, 14(3), 213–225.
- [27] Annan, A. (2009). Electromagnetic principles of ground penetrating radar. *Ground penetrating radar: theory and applications*, 1, 1–37.
- [28] Neubauer, W., Eder-Hinterleitner, A., Seren, S., & Melichar, P. (2002). Georadar in the Roman civil town Carnuntum, Austria: an approach for archaeological interpretation of GPR data. *Archaeological prospection*, 9(3), 135–156.
- [29] Nguyen, C., & Park, J. (2016). *Stepped-Frequency Radar Sensors: Theory, Analysis and Design*. Springer Nature.
- [30] Šipoš, D., & Gleich, D. (2021). SFCW Radar with an Integrated Static Target Echo Cancellation System. *Sensors*, 21, 5829. <https://doi.org/10.3390/s21175829>
- [31] Lee, J. S., Nguyen, C., & Scullion, T. (2004). A novel, compact, low-cost, impulse ground-penetrating radar for nondestructive evaluation of pavements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 53(6), 1502–1509. <https://doi.org/10.1109/TIM.2004.827308>
- [32] Earp, S., Hughes, E., Elkins, T., & Vickers, R. (1996). Ultra-wideband ground-penetrating radar for the detection of buried metallic mines. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 11(9), 30–39. <https://doi.org/10.1109/62.536802>
- [33] Langman, A., & Inggs, M. (1998). A 1-2 GHz SFCW radar for landmine detection. *Proceedings of the 1998 South African Symposium on Communications and Signal Processing-COMSIG '98 (Cat. No. 98EX214)*, 453–454. <https://doi.org/10.1109/COMSIG.1998.737003>
- [34] Sipos, D., & Gleich, D. (2019). Design of Small Sized SFCW Radar for Landmine Detection. *2019 Photonics & Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS-Spring)*, 3983–3986. <https://doi.org/10.1109/PIERS-Spring46901.2019.9017810>
- [35] Knott, E. F., Schaeffer, J. F., & Tuley, M. T. (2004). *Radar cross section*. SciTech Publishing.

- [36] Chibuisi, I. (2015). Simulation of Radar Cross Section (RCS) of Spherical Objects. *International Journal of Trend in Research and Development*, 2(5).
- [37] Peichl, M., Schreiber, E., Heinzl, A., & Dill, S. (2017). Novel imaging radar technology for detection of landmines and other unexploded ordnance. *European Journal for Security Research*, 2(1), 23–37.
- [38] Sen, S., & Woodfin, R. L. (2002). Humanitarian de-mining and the quest for better ways of locating buried non-metallic objects. *A Publication of The Forum on Physics and Society*, 31(2), 7–9.
- [39] Jol, H. M. (2008). *Ground penetrating radar theory and applications*. elsevier.
- [40] Yarovoy, A., & Harry, M. (2009). Landmine and unexploded ordnance detection and classification with ground penetrating radar. *Ground Penetrating Radar Theory and Applications*, 445–478.
- [41] Lombardi, F., Griffiths, H. D., Luaidi, M., & Balleri, A. (2021). Characterization of the Internal Structure of Landmines Using Ground-Penetrating Radar. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 18(2), 266–270. <https://doi.org/10.1109/LGRS.2020.2970249>
- [42] Sato, M. (2009). *Principles of Mine Detection by Ground-penetrating Radar*. Springer London.
- [43] Kasban, H., Zahran, O., Elaraby, S. M., El-Kordy, M., & Abd El-Samie, F. E. (2010). A comparative study of landmine detection techniques. *Sensing and Imaging: An International Journal*, 11, 89–112.
- [44] Gooneratne, C., Mukhopahyay, S., & Gupta, G. S. (2004). A review of sensing technologies for landmine detection: Unmanned vehicle based approach. *2nd International Conference on Autonomous Robots and Agents*, 401–407.
- [45] Tiwari, K. C., Singh, D., & Arora, M. (2008). Development of a model for detection and estimation of depth of shallow buried non-metallic landmine at microwave X-band frequency. *Progress In Electromagnetics Research*, 79, 225–250.
- [46] Mitola, J. (1993). Software radios: Survey, critical evaluation and future directions. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 8(4), 25–36. <https://doi.org/10.1109/62.210638>
- [47] Carey, S. C., & Scott, W. R. (2017). Software defined radio for stepped-frequency, ground-penetrating radar. *2017 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, 4825–4828. <https://doi.org/10.1109/IGARSS.2017.8128082>
- [48] Wyglinski, A. M., Getz, R., Collins, T., & Pu, D. (2018). *Software-defined radio for engineers*. Artech House.
- [49] Harris, F., & Lowdermilk, W. (2010). Software defined radio: Part 22 in a series of tutorials on instrumentation and measurement. *IEEE instrumentation & measurement magazine*, 13(1), 23–32.
- [50] Pop, S., Luchian, A., Zmădu, R. G., & Olea, E. (2017). The evolution of unmanned aerial vehicles. *Review of the Air Force Academy*, (3), 125–132.
- [51] Chamayou, G. (2015). *A Theory of the Drone*. New Press, The.
- [52] Awange, J. (2018). GNSS environmental sensing. *Springer International Publishers. DOI*, 10, 978–3.
- [53] Finn, R. L., & Wright, D. (2012). Unmanned aircraft systems: Surveillance, ethics and privacy in civil applications. *Computer Law & Security Review*, 28(2), 184–194.
- [54] Fluder, J., Leffler, M., & de la Rosa, S. (2017, dezembro). *UAVs in Global Health: Defining our Collective Path Forward* (rel. téc.). Agência dos Estados Unidos para o Desenvolvimento Internacional.
- [55] Hofmann-Wellenhof, B., Lichtenegger, H., & Wasle, E. (2008). GNSS: Fundamentals, advantages, and applications. Em B. Hofmann-Wellenhof, H. Lichtenegger & E. Wasle (Eds.), *GNSS – Global Navigation Satellite Systems: GPS, GLONASS, Galileo, and more* (pp. 22, 57, 233). Springer-Verlag.

- [56] Kaplan, E. D., & Hegarty, C. J. (2005). GNSS fundamentals. Em E. D. Kaplan & C. J. Hegarty (Eds.), *Understanding GPS: Principles and Applications* (2<sup>a</sup> ed., pp. 45, 122, 179, 301). Artech House.
- [57] Morgan, M., & Ess, D. (1997). *The precision-farming guide for agriculturists*. John Deere Publishing.
- [58] Prager, S., & Moghaddam, M. (2019). Application of Ultra-Wideband Synthesis in Software Defined Radar for UAV-based Landmine Detection. *IGARSS 2019 - 2019 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, 10115–10118. <https://doi.org/10.1109/IGARSS.2019.8899149>
- [59] Elboushi, A., Ashraf, N., Arslan, R., & Jamil, K. (2019). MIMO-software defined radio based GPR system for land mine detection. *2019 6th International Conference on Advanced Control Circuits and Systems (ACCS) & 2019 5th International Conference on New Paradigms in Electronics & Information Technology (PEIT)*, 217–223.
- [60] Šipoš, D., Malajner, M., & Gleich, D. (2019). Steeped Frequency and UWB Pulse Based Radars for Landmine Detection. *2019 International Conference on Systems, Signals and Image Processing (IWSSIP)*, 27–30. <https://doi.org/10.1109/IWSSIP.2019.8787301>
- [61] Kafedziski, V., Pecov, S., & Tanevski, D. (2020). USRP Implementation of a Ground Penetrating Radar Using a Combination of Stepped Frequency and OFDM Principles. *2020 International Conference on Broadband Communications for Next Generation Networks and Multimedia Applications (CoBCom)*, 1–7. <https://doi.org/10.1109/CoBCom49975.2020.9173979>
- [62] Breuers, M. G. J., Schwering, P. B. W., & van den Broek, S. P. (1999). Sensor fusion algorithms for the detection of land mines. Em A. C. Dubey, J. F. Harvey, J. T. Broach & R. E. Dugan (Eds.), *Detection and Remediation Technologies for Mines and Minelike Targets IV* (pp. 1160–1166, Vol. 3710). SPIE. <https://doi.org/10.1117/12.356996>
- [63] Takahashi, K., & Gülle, D. (2010). ITEP evaluation of metal detectors and dual-sensor detectors. *Journal of ERW and Mine Action*, 14(3), 76–79.
- [64] Jagerbro, P., Brusmark, B., Christiansen, A.-L., & Lauberts, A. (1998). Combination of GPR and metal detector for mine detection.
- [65] Cerquera, M. R. P., Montaña, J. D. C., & Mondragón, I. (2017). UAV for Landmine Detection Using SDR-Based GPR Technology. Em H. Canbolat (Ed.), *Robots Operating in Hazardous Environments*. IntechOpen. <https://doi.org/10.5772/intechopen.69738>
- [66] Devices, A. (2024). ADALM-PLUTO (PlutoSDR) Evaluation Board [Acedido em 2024-05-21]. <https://www.analog.com/en/resources/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/adalm-pluto.html#eb-overview>
- [67] Nuand LLC. (s.d.). BladeRF 2.0 Micro [Acedido em 16 de abril de 2024].
- [68] RFSPACE. (s.d.). RFSPACE [Acedido em 16 de abril de 2024].
- [69] Anritsu Corporation. (2024). MS46122B 2-Port USB Vector Network Analyzer [Acedido em 2024-05-27].
- [70] Nuand. (2023). *libbladeRF Documentation* [Acedido em 2024-07-22]. <https://www.nuand.com/bladeRF-doc/libbladeRF/v2.5.0/index.html>

## Anexos A - Códigos em Matlab

Código 1: Algoritmo de Detecção e Cancelamento de Auto-Interferência

```
1 clear;
2 clc;
3 close all;
4
5 % Constantes
6 c = 3e8; % Velocidade da luz no vacuo (m/s)
7 frequency_start = 1e9; % Frequencia inicial (1 GHz)
8 frequency_end = 6e9; % Frequencia final (6 GHz)
9 sampling_rate = 60e9; % Frequencia de amostragem
10 num_steps = 1024; % Numero de passos de frequencia
11 target_depths = [3.1, 3.2, 3.3, 3.6, 3.8]; % Profundidades dos alvos (m)
12 d = 9; % Distancia do percurso de ida e volta
13 td_max = d / c; % Tempo de propagacao maximo (ida e volta)
14 ts = 1 / sampling_rate;
15 ns = num_steps - 1;
16 SNR_dB = 15; % SNR em dB
17
18 % Parametros de auto-interferencia
19 interference_attenuation_dB = -40; % Atenuacao do sinal de interferencia em dB
20 interference_distance = 0.3;
21 interference_delay = 2 * interference_distance / c; % Atraso do sinal de
interferencia
22 interference_attenuation_linear = 10^(interference_attenuation_dB / 20);
23 n_interference_delay = round(interference_delay / ts);
24
25 % Novo parametro RCS
26 RCS_dB = 0.03; % RCS de uma mina no solo em dB
27 target_attenuation_dB = -70; % Atenuacao adicional em dB
28 target_attenuation_linear = 10^(target_attenuation_dB / 20);
29
30 % Ganho da antena
31 antenna_gain_dB = 12; % Ganho da antena em dB
32 antenna_gain_linear = 10^(antenna_gain_dB / 10); % Conversao para escala linear
33
34 % Vetor de frequencia
35 frequencies = linspace(frequency_start, frequency_end, num_steps);
36
37 % Resultados da simulacao
38 range_profiles = zeros(num_steps, length(target_depths));
39
40 % Tempo de amostragem
41 t = (0:ts:td_max - ts);
42
43 f_res = zeros(1, ns);
44 f_res2 = zeros(1, ns);
45 f_res_interference = zeros(1, ns);
46
47 % Parametros da reflexao no solo
48 ground_reflection_distance = 2; % Distancia do solo (m)
49 ground_reflection_attenuation_dB = -5; % Atenuacao da reflexao no solo em dB
50 ground_reflection_attenuation_linear = 10^(ground_reflection_attenuation_dB / 20);
51 ground_reflection_delay = 2 * ground_reflection_distance / c;
52 n_ground_reflection_delay = round(ground_reflection_delay / ts);
53
```

```

54 % Loop sem alvos para interferencia
55 for k = 1:ns
56     frequency = frequencies(k);
57
58     % Sinal cosseno modulado
59     tx_signal = sqrt(antenna_gain_linear) * cos(2 * pi * frequency * t);
60
61     rx_interference = zeros(1, length(tx_signal));
62
63     % Adicionar auto-interferencia
64     AI = interference_attenuation_linear;
65     interference_signal = AI * [zeros(1, n_interference_delay), tx_signal(1:end -
66         n_interference_delay)];
67
68     % Adicionar reflexao do solo
69     AG = ground_reflection_attenuation_linear * (c / frequency)^2 * (antenna_gain_linear
70         ^2) / (((4 * pi)^3) * (ground_reflection_distance)^4);
71     ground_reflection_signal = AG * [zeros(1, n_ground_reflection_delay), tx_signal(1:end
72         - n_ground_reflection_delay)];
73
74     rx_interference = rx_interference + ground_reflection_signal + interference_signal;
75
76     % Adicionar ruido ao sinal recebido
77     rx_interference = awgn(rx_interference, SNR_dB, 'measured');
78
79     % Desmodulacao do sinal recebido
80     lo_signal_I = sqrt(antenna_gain_linear) * cos(2 * pi * frequency * t);
81     lo_signal_Q = sqrt(antenna_gain_linear) * sin(2 * pi * frequency * t);
82
83     result_I = rx_interference .* lo_signal_I;
84     result_Q = rx_interference .* lo_signal_Q;
85
86     I = mean(result_I);
87     Q = mean(result_Q);
88
89     f_res_interference(k) = I - 1i * Q;
90 end
91
92 s_interference = f_res_interference;
93 dist = 0:3:(num_steps-2)*3;
94
95 % Funcao para encontrar picos e rotular
96 function plot_with_labels(dist, signal, title_str, min_peak_height)
97     figure;
98     plot(dist, mag2db(abs(iff(iff(signal)))));
99     xlim([0 500]);
100    title(title_str);
101    xlabel('Distancia (cm)');
102    ylabel('Amplitude (dB)');
103    hold on;
104    grid on;
105
106    % Encontrar picos
107    [pks, locs] = findpeaks(mag2db(abs(iff(iff(signal)))), 'MinPeakHeight', min_peak_height);
108
109    % Adicionar legendas aos picos
110    for i = 1:length(locs)
111        if i == 1
112            label = 'Auto-interferencia';

```

```

110     elseif i == 2
111         label = 'Reflexao do solo';
112     else
113         label = ['Alvo ', num2str(i-2)];
114     end
115     text(dist(locs(i)), pks(i), label, 'VerticalAlignment', 'top', '
        HorizontalAlignment', 'center');
116 end
117 hold off;
118 end
119
120 min_peak_height_interference = -81; % Limiar para o perfil de interferencia
121 plot_with_labels(dist, s_interference, 'Perfil de interferencia',
        min_peak_height_interference);
122
123 % Loop de simulacao para obter o sinal com alvos
124 for k = 1:ns
125     frequency = frequencias(k);
126
127     % Ssinal cosseno modulado
128     tx_signal = sqrt(antenna_gain_linear) * cos(2 * pi * frequency * t);
129     rx_signal = zeros(1, length(tx_signal));
130     rx_signal2 = zeros(1, length(tx_signal));
131
132     Amp = sqrt(real(f_res_interference(k))^2 + imag(f_res_interference(k))^2);
133     Phase = atan2(imag(f_res_interference(k)), real(f_res_interference(k)));
134     tx_signal2 = -Amp / 1.857 * cos(2 * pi * frequency * t + Phase);
135
136     for target_idx = 1:length(target_depths)
137         target_depth = target_depths(target_idx);
138
139         % Calcula o atraso de ida e volta com base na velocidade no vacuo
140         delay = 2 * target_depth / c;
141
142         % Sinal recebido atrasado com RCS e atenuacao de percurso aplicados
143         n_delayed = round(delay / ts);
144         path_loss = ((c / frequency) / (4 * pi * target_depth))^2 * antenna_gain_linear;
145         AT = (c / frequency)^2 * (antenna_gain_linear^2) * 10^(RCS_dB / 20) / (((4 * pi)
            ^3) * (target_depth)^4);
146         reflected_signal = AT * target_attenuation_linear / path_loss * [zeros(1,
            n_delayed), tx_signal(1:end - n_delayed)];
147         rx_signal = rx_signal + reflected_signal;
148         rx_signal2 = rx_signal2 + reflected_signal;
149     end
150
151     % Adicionar reflexao do solo
152     AG = ground_reflection_attenuation_linear * (c / frequency)^2 * (antenna_gain_linear
        ^2) / (((4 * pi)^3) * (ground_reflection_distance)^4);
153     ground_reflection_signal = AG * [zeros(1, n_ground_reflection_delay), tx_signal(1:end
        - n_ground_reflection_delay)];
154
155     % Adicionar auto-interferencia
156     AI = interference_attenuation_linear;
157     interference_signal = AI * [zeros(1, n_interference_delay), tx_signal(1:end -
        n_interference_delay)];
158
159     rx_signal = rx_signal + interference_signal + ground_reflection_signal;
160     rx_signal2 = rx_signal2 + interference_signal + ground_reflection_signal + tx_signal2
        ; % cancelamento no tempo

```

```

161
162 % Adicionar ruido ao sinal recebido
163 rx_signal = awgn(rx_signal, SNR_dB, 'measured');
164 rx_signal2 = awgn(rx_signal2, SNR_dB, 'measured');
165
166 % Desmodulacao do sinal recebido
167 lo_signal_I = sqrt(antenna_gain_linear) * cos(2 * pi * frequency * t);
168 lo_signal_Q = sqrt(antenna_gain_linear) * sin(2 * pi * frequency * t);
169
170 result_I = rx_signal .* lo_signal_I;
171 result_Q = rx_signal .* lo_signal_Q;
172
173 result_I2 = rx_signal2 .* lo_signal_I;
174 result_Q2 = rx_signal2 .* lo_signal_Q;
175
176 I = mean(result_I);
177 Q = mean(result_Q);
178
179 I2 = mean(result_I2);
180 Q2 = mean(result_Q2);
181
182 f_res(k) = I - 1i * Q;
183 f_res2(k) = I2 - 1i * Q2;
184 end
185
186 s = f_res;
187 min_peak_height_targets_with_interference = -85; % Limiar para o perfil dos alvos com
interferencia
188 plot_with_labels(dist, s, 'Perfil dos alvos com interferencia',
min_peak_height_targets_with_interference);
189
190 s2 = f_res2;
191 min_peak_height_targets_without_interference = -87.47; % Limiar para o perfil dos alvos
sem interferencia
192 plot_with_labels(dist, s2, 'Perfil dos alvos sem interferencia',
min_peak_height_targets_without_interference);

```

Código 2: Algoritmo de Georreferenciação de Minas Detectadas

```

1 clear;
2 clc;
3 close all;
4
5 % Carregar a imagem da area
6 area_image = imread('...');
7 area_size = size(area_image);
8 area_size = area_size(1:2); % Considerando apenas as dimensoes X e Y
9
10 % Definir os alvos para a simulacao
11 num_targets = 5; % Numero de alvos
12 target_positions = [30, 100; 86, 200; 50, 300; 200, 250; 250, 150]; % Coordenadas dos
alvos [x, y]
13
14 % Parametros do drone e GPR
15 drone_altitude = 2; % Altitude do drone [m]
16 gpr_start_freq = 1e9; % Frequencia inicial do GPR [Hz]
17 gpr_end_freq = 6e9; % Frequencia final do GPR [Hz]
18 gpr_fov_angle = 30; % Angulo de abertura do GPR [graus]
19

```

```

20 % Calcular a largura de varredura do GPR
21 gpr_fov_angle_rad = deg2rad(gpr_fov_angle); % Converter para radianos
22 gpr_swath_width = 2 * drone_altitude * tan(gpr_fov_angle_rad / 2); % Largura de varredura
    em metros
23
24 % Converter largura de varredura para pixels (assumindo 1 metro = 1 pixel para
    simplicidade)
25 gpr_swath_width_pixels = gpr_swath_width;
26
27 % Definir passo de varrimento com 5% de sobreposicao
28 overlap_percentage = 0.05;
29 drone_step = gpr_swath_width_pixels * (1 - overlap_percentage);
30
31 % Inicializar variaveis da simulacao
32 detected_targets = [];
33 detected_target_flags = false(size(target_positions, 1), 1); % Flags para detectar cada
    alvo uma vez
34 current_position = [0, 0];
35 path = []; % Armazenar o caminho do drone
36 gpr_values = []; % Armazenar valores do GPR
37 drone_positions = []; % Armazenar posicoes do drone
38 timestamps = []; % Armazenar os timestamps
39 original_target_positions = target_positions; % Manter uma copia original das posicoes
    dos alvos
40
41 % Limiar para detecao de mina
42 detection_threshold = 50;
43
44 % Funcao para calcular a distancia entre dois pontos
45 distance = @(p1, p2) sqrt((p1(1) - p2(1))^2 + (p1(2) - p2(2))^2);
46
47 % Funcao para simular a leitura do GNSS com erro aleatorio
48 gnss_error = 2; % Erro do GNSS em pixels
49 simulate_gnss = @(pos) pos + randn(1, 2) * gnss_error;
50
51 % Funcao para simular o valor do GPR
52 simulate_gpr_value = @(pos, targets) max(100 * any(arrayfun(@(i) distance(pos, targets(i,
    :)) < 5, 1:size(targets, 1))), rand * 20);
53
54 % Simulacao do movimento do drone
55 time_step = 1; % Definir o passo de tempo
56 time = 0;
57
58 for x = 1:drone_step:area_size(1)
59     for y = 1:drone_step:area_size(2)
60         time = time + time_step; % Incrementar o tempo
61         current_position = [x, y];
62         path = [path; current_position]; % Guardar a posicao atual no caminho
63
64         % Simular a leitura GNSS da posicao atual
65         gnss_position = simulate_gnss(current_position);
66
67         % Simular o valor do GPR na posicao atual
68         gpr_value = simulate_gpr_value(current_position, target_positions);
69
70         % Armazenar valores do GPR, posicoes do drone e timestamps
71         gpr_values = [gpr_values; gpr_value];
72         drone_positions = [drone_positions; gnss_position];
73         timestamps = [timestamps; time];

```

```

74
75     % Verificar se o valor do GPR excede o limiar de detecao
76     if gpr_value > detection_threshold
77         % Verificar qual alvo foi detectado
78         for i = 1:num_targets
79             if distance(gnss_position, target_positions(i, :)) < 5
80                 detected_targets = [detected_targets; gnss_position];
81                 detected_target_flags(i) = true; % Marcar o alvo como detectado
82                 break;
83             end
84         end
85     end
86
87     % Simular a gravacao das coordenadas pelo modulo EVK-F9 GNSS
88     fprintf('Tempo: %d - Drone na posicao (%.2f, %.2f) - Coordenadas GNSS: (%.2f, %.2
89         f) - Valor GPR: %.2f\n', ...
90         time, current_position(1), current_position(2), gnss_position(1),
91         gnss_position(2), gpr_value);
92
93     end
94 end
95
96 % Arredondar os valores para duas casas decimais
97 drone_positions = round(drone_positions, 2);
98 gpr_values = round(gpr_values, 2);
99
100 % Criar tabela com as posicoes do drone, valores do GPR e timestamps
101 drone_data = table(timestamps, drone_positions(:, 1), drone_positions(:, 2), gpr_values,
102     ...
103     'VariableNames', {'Tempo', 'Posicao_X', 'Posicao_Y', 'Valor_GPR'});
104
105 % Guardar tabela num arquivo CSV
106 writetable(drone_data, 'drone_data.csv');
107
108 % Plot da detecao de alvos
109 figure;
110 imshow(area_image);
111 hold on;
112 plot(original_target_positions(:, 2), original_target_positions(:, 1), 'ro', 'MarkerSize'
113     , 15, 'LineWidth', 2, 'DisplayName', 'Alvos'); % Bolas dos alvos mais grossas
114 if ~isempty(detected_targets)
115     plot(detected_targets(:, 2), detected_targets(:, 1), 'b.', 'MarkerSize', 10, '
116         DisplayName', 'Alvos Detectados'); % Pontos vermelhos para as detecoos
117 end
118 legend;
119 grid on;
120 title('Detecao de Alvos pelo Drone');
121 hold off;
122
123 % Plot do caminho do drone
124 figure;
125 imshow(area_image);
126 hold on;
127 plot(path(:, 2), path(:, 1), 'g-', 'LineWidth', 0.5, 'DisplayName', 'Caminho do Drone');
128     % Plotar o caminho do drone
129 legend;
130 grid on;
131 title('Caminho Percorrido pelo Drone');
132 hold off;
133
134

```

```

127 disp('Coordenadas dos alvos detectados:');
128 disp(detected_targets);
129
130 disp('Tabela de dados do drone:');
131 disp(drone_data);

```

### Código 3: Cálculo da Resolução do Radar

```

1 clear;
2 clc;
3 close all;
4
5 % Constantes
6 c = 3e8; % Velocidade da luz no vacuo (m/s)
7 frequency_start = 1e9; % Frequencia inicial (1 GHz)
8 frequency_end = 6e9; % Frequencia final (6 GHz)
9 sampling_rate = 60e9; % Frequencia de amostragem
10 num_steps = 1024; % Numero de passos de frequencia
11 target_positions = [0.5, 0.53, 0.70, 0.72]; % Profundidades das minas (m)
12 d = 9; % Distancia do percurso de ida e volta
13 td_max = d / c; % Tempo de propagacao maximo (ida e volta)
14 ts = 1 / sampling_rate;
15 ns = num_steps - 1;
16 SNR_dB = 20; % SNR em dB
17
18 % Ganho da antena
19 antenna_gain_dB = 12; % Ganho da antena em dB
20 antenna_gain_linear = 10^(antenna_gain_dB / 10); % Conversao para escala linear
21
22 % Vetor de frequencia
23 frequencies = linspace(frequency_start, frequency_end, num_steps);
24
25 % Resultados da simulacao
26 range_profiles = zeros(num_steps, length(target_positions));
27
28 % Tempo de amostragem
29 t = (0:ts:td_max - ts);
30
31 f_res = zeros(1, ns);
32
33 % Loop de simulacao para obter o sinal com alvos
34 for k = 1:ns
35     frequency = frequencies(k);
36
37     % Sinal cosseno modulado
38     tx_signal = sqrt(antenna_gain_linear) * cos(2 * pi * frequency * t);
39     rx_signal = zeros(1, length(tx_signal));
40
41     for target_idx = 1:length(target_positions)
42         target_depth = target_positions(target_idx);
43
44         % Calcula o atraso de ida e volta com base na velocidade no vacuo
45         delay = 2 * target_depth / c;
46
47         % Sinal recebido atrasado com RCS e atenuacao de percurso aplicados
48         n_delayed = round(delay / ts);
49         path_loss = ((c / frequency) / (4 * pi * target_depth))^2 * antenna_gain_linear;
50         reflected_signal = path_loss * [zeros(1, n_delayed), tx_signal(1:end - n_delayed)
];

```

```

51     rx_signal = rx_signal + reflected_signal;
52     end
53
54     % Adicionar ruido ao sinal recebido
55     rx_signal = awgn(rx_signal, SNR_dB, 'measured');
56
57     % Desmodulacao do sinal recebido
58     lo_signal_I = sqrt(antenna_gain_linear) * cos(2 * pi * frequency * t);
59     lo_signal_Q = sqrt(antenna_gain_linear) * sin(2 * pi * frequency * t);
60
61     result_I = rx_signal .* lo_signal_I;
62     result_Q = rx_signal .* lo_signal_Q;
63
64     I = mean(result_I);
65     Q = mean(result_Q);
66
67     f_res(k) = I - 1i * Q;
68     end
69
70     s = f_res;
71     dist = 0:3:(num_steps-2)*3;
72
73     % Funcao para encontrar picos e rotular
74     function plot_with_labels(dist, signal, title_str, min_peak_height)
75         figure;
76         plot(dist, mag2db(abs(iff(signal))));
77         xlim([0 200]);
78         title(title_str);
79         xlabel('Distancia (cm)');
80         ylabel('Amplitude (dB)');
81         hold on;
82         grid on;
83
84         % Encontrar picos
85         [pks, locs] = findpeaks(mag2db(abs(iff(signal))), 'MinPeakHeight', min_peak_height);
86         % Ajuste o limiar aqui
87
88         % Adicionar legendas aos picos
89         for i = 1:length(locs)
90             label = ['Mina ', num2str(i)];
91             text(dist(locs(i)), pks(i), label, 'VerticalAlignment', 'top', '
92                 HorizontalAlignment', 'center');
93         end
94         hold off;
95     end
96
97     min_peak_height_targets = -55; % Limiar para o perfil dos alvos
98     plot_with_labels(dist, s, 'Perfil das minas', min_peak_height_targets);

```

Código 4: Algoritmo de Cancelamento de auto-interferência

```

1 % Limpar variaveis e fechar figuras
2 clear;
3 clc;
4 close all;
5
6 % Carregar os ficheiros S2P
7 filename_rf1 = 'RuiRita_TFM_PVC_24.s2p'; % Emissao/Rececao via antenas
8 filename_rf2 = 'RuiRita_TFM_24.s2p'; % Ligacao direta TX-RX

```

```

9
10 % Ler os ficheiros S2P
11 fid1 = fopen(filename_rf1, 'r');
12 data_rf1 = textscan(fid1, '%f %f %f %f %f %f %f %f %f', 'HeaderLines', 10);
13 fclose(fid1);
14
15 fid2 = fopen(filename_rf2, 'r');
16 data_rf2 = textscan(fid2, '%f %f %f %f %f %f %f %f %f', 'HeaderLines', 10);
17 fclose(fid2);
18
19 % Extrair frequencias e parametros S do ficheiro
20 freq_rf1 = data_rf1{1}; % Frequencia em GHz
21 S21_re_rf1 = data_rf1{4}; S21_im_rf1 = data_rf1{5};
22
23 freq_rf2 = data_rf2{1}; % Frequencia em GHz
24 S21_re_rf2 = data_rf2{4}; S21_im_rf2 = data_rf2{5};
25
26 % Sinais complexos
27 S21_rf1 = S21_re_rf1 + 1i * S21_im_rf1; % Sinal via antenas
28 S21_rf2 = S21_re_rf2 + 1i * S21_im_rf2; % Sinal via conexao direta (referencia)
29
30 % Cancelamento: Subtrair o sinal de referencia ao sinal via antenas
31 S21_cancelado = S21_rf1 - S21_rf2;
32
33 % Transformada inversa de Fourier (IFFT) do sinal cancelado
34 S21_cancelado_ifft = ifft(S21_cancelado);
35
36 % Eixo das distancias
37 c = 3e8; % Velocidade da luz (m/s)
38 delta_f = (freq_rf1(2) - freq_rf1(1)) * 1e9; % Converter delta_f para Hz
39 n = length(S21_cancelado); % Numero de amostras
40 d_max = c / (2 * delta_f); % Distancia maxima calculavel
41
42 % Vetor de distancias
43 d = (0:n-1) * (d_max / n);
44
45 % Plot da IFFT da fase do sinal cancelado com eixo X como distancia
46 figure;
47 plot(d, abs(S21_cancelado_ifft)); % Plotar a magnitude da IFFT
48 grid on;
49 title('IFFT do Sinal Cancelado via Sinal de Referencia (RF2)');
50 xlabel('Distancia (m)');
51 ylabel('Amplitude');

```

### Código 5: Construção de Gráficos Scan do Tipo B

```

1 % Limpar o ambiente de trabalho
2 clear;
3 clc;
4 close all;
5
6 % Caminho dos ficheiros S2P
7 folder = "...";
8 num_files = 24;
9
10 % Inicializar matriz para guardar os dados
11 all_data = [];
12 frequencias = [];
13

```

```

14 % Loop para ler os ficheiros S2P
15 for i = 1:num_files
16     % Nome do ficheiro S2P
17     filename = sprintf('%sRuiRita_TFM_%d.s2p', folder, i);
18
19     % Abrir e ler o ficheiro
20     fid = fopen(filename, 'r');
21     data = textscan(fid, '%f %f %f %f %f %f %f %f %f', 'HeaderLines', 10);
22     fclose(fid);
23
24     % Extrair as magnitudes S21
25     freq = data{1}; % Frequencias (Hz)
26     S21_re = data{4}; S21_im = data{5};
27     S21_mag = sqrt(S21_re.^2 + S21_im.^2);
28
29     % Guardar os dados numa matriz
30     all_data = [all_data, S21_mag]; % Cada coluna para uma posicao
31     frequencias = (freq).^9; % Guardar as frequencias
32 end
33
34
35 c = 3e8; % Velocidade da luz (m/s)
36 delta_f = (frequencias(2) - frequencias(1)); % Diferenaa de frequencia em Hz
37 n = length(frequencias); % Numero de amostras de frequencia
38 d_max = c / (2 * delta_f); % Distancia maxima de detecao
39
40 % Vetor de distancias baseado nas frequencias
41 distancias = (0:n-1) * (d_max / n);
42
43
44 % Carregar a imagem de fundo
45 background_img = imread("...");
46
47 % Ajustar a largura do grafico
48 [img_height, img_width, ~] = size(background_img);
49 data_height = size(all_data, 1);
50 data_width = size(all_data, 2);
51
52 % Redimensionar os dados para a largura da imagem
53 all_data_resized = imresize(all_data, [data_height, img_width]);
54
55
56 figure;
57 subplot('Position', [0.05, 0.1, 0.9, 0.4]);
58 imagesc(1:data_width, distancias, all_data_resized);
59 colormap('jet');
60 colorbar;
61 title('Scan Tipo B do Terreno');
62 xlabel('Posicao do Scan');
63 ylabel('Distancia (m)');
64 axis tight;

```

## Anexos B - Códigos em C

Neste anexo consta o código em C desenvolvido para testes em modo SISO e MIMO.

Código 6: Funções para Verificação de Erros

```
1 void check_error_setting(int status, const char *message, struct channel_config *c) {
2     if (status != 0) {
3         fprintf(stderr, "Error setting %s (channel: %d, frequency: %lu): %s\n",
4             message, c->channel, c->frequency, bladerf_strerror(status));
5         exit(-1);
6     }
7 }
8
9 void check_error_bladerf(int status, struct bladerf *dev) {
10    if (status != 0) {
11        bladerf_close(dev);
12        exit(-1);
13    }
14 }
15
16 // Funcao auxiliar para lidar com erros
17 void check_error(int status, const char *action) {
18    if (status != 0) {
19        fprintf(stderr, "Error %s: %s\n", action, bladerf_strerror(status));
20        exit(1);
21    }
22 }
```

Código 7: Função de Configuração dos Canais e Impressão das Configurações

```
1 int configure_channel(struct bladerf *dev, struct channel_config *c) {
2     int status;
3     status = bladerf_set_frequency(dev, c->channel, c->frequency);
4     check_error_setting(status, "frequency", c);
5
6     bladerf_sample_rate samplerate;
7     status = bladerf_set_sample_rate(dev, c->channel, c->samplerate, &samplerate);
8     check_error_setting(status, "sample_rate", c);
9     //printf("Rate pedida %d : Rate recebida %d\n", c->samplerate, samplerate);
10
11    bladerf_bandwidth band;
12    status = bladerf_set_bandwidth(dev, c->channel, c->bandwidth, &band);
13    check_error_setting(status, "bandwidth", c);
14    //printf("Banda pedida %d : Banda recebida %d\n", c->bandwidth, band);
15
16    status = bladerf_set_gain(dev, c->channel, c->gain);
17    check_error_setting(status, "gain", c);
18
19    return status;
20 }
21
22 void print_channel_settings(struct bladerf *dev, struct channel_config *c) {
23     int status;
24     bladerf_frequency freq;
25     bladerf_sample_rate samplerate;
26     bladerf_bandwidth bandwidth;
27     bladerf_gain gain;
28 }
```

```

29     status = bladerf_get_frequency(dev, c->channel, &freq);
30     if (status == 0) {
31         printf("Channel %d frequency: %lu Hz\n", c->channel, freq);
32     } else {
33         printf("Error getting frequency for channel %d: %s\n", c->channel,
34             bladerf_strerror(status));
35     }
36
37     status = bladerf_get_sample_rate(dev, c->channel, &samplerate);
38     if (status == 0) {
39         printf("Channel %d sample rate: %u Hz\n", c->channel, samplerate);
40     } else {
41         printf("Error getting sample rate for channel %d: %s\n", c->channel,
42             bladerf_strerror(status));
43     }
44 }

```

### Código 8: Função para Funcionamento em Modo SISO

```

1  #define SAMPLING_RATE 600e3 // Sampling rate in Hz
2  #define START_FREQ 1e9 // Start frequency in Hz
3  #define END_FREQ 3e9 // End frequency in Hz
4  #define STEP_FREQ 500e3 // Frequency step in Hz
5  #define GAIN_TX 35 // TX gain in dB
6  #define GAIN_RX 35 // RX gain in dB
7  #define FILENAME "siso_cos3.txt"
8  #define FILENAME1 "ifft.txt"
9  #define NUMBER_SAMPLES 8192 // 32*1024
10 #define NUMBER_SAMPLES1 3 * 8192 // 32*1024
11 #define BUFFER_SIZE 2 * NUMBER_SAMPLES1 // Buffer size: quadruple the samples as it sends
    interleaved I and Q components of each channel
12
13 float media_DIFF_siso(float DIFF[], int size) {
14     float res = 0.0;
15     for (int i = 0; i < size; i++) res = res + DIFF[i];
16     return res / size;
17 }
18
19 void siso_mode() {
20     struct bladerf *dev = NULL;
21     int status;
22     struct channel_config tx_config[1];
23     struct channel_config rx_config[1];
24
25     // Open the first available device
26     status = bladerf_open(&dev, NULL);
27     check_error_bladerf(status, dev);
28     status = bladerf_set_loopback(dev, BLADERF_LB_NONE);
29     check_error_bladerf(status, dev);
30
31     // Transmit buffer
32     double sample, t;
33     int16_t buffer_tx[BUFFER_SIZE];
34     for (int i = 0, j = 0; i < BUFFER_SIZE; i += 2, j++) {
35         t = (double)j / SAMPLING_RATE;
36         sample = cos(2 * M_PI * 10e3 * t);
37         buffer_tx[i + 0] = (int16_t)(sample * 1024); // Channel I0 (Tx1)
38         buffer_tx[i + 1] = 0; // Channel Q0
39     }

```

```

40
41 // Receive buffer
42 int16_t buffer_tx_clean_channel[BUFFER_SIZE];
43 memset(buffer_tx_clean_channel, 0, sizeof(buffer_tx_clean_channel));
44 int16_t buffer_rx[BUFFER_SIZE];
45 memset(buffer_rx, 0, sizeof(buffer_rx));
46
47 // Configure synchronous mode
48 status = bladerf_sync_config(dev, BLADERF_TX_X1, BLADERF_FORMAT_SC16_Q11, 16, 8192,
49     8, 5000);
49 check_error(status, "configuring device TX");
50 status = bladerf_sync_config(dev, BLADERF_RX_X1, BLADERF_FORMAT_SC16_Q11, 16, 8192,
51     8, 5000);
51 check_error(status, "configuring device RX");
52
53 // Clean the channels by transmitting the zero buffer
54 status = bladerf_sync_tx(dev, buffer_tx_clean_channel, NUMBER_SAMPLES1, NULL, 5000);
55 check_error_bladeRF(status, dev);
56
57 // File handling
58 FILE *fp = fopen(FILENAME, "a");
59 if (!fp) {
60     fprintf(stderr, "Failed to open file for writing\n");
61     exit(1);
62 }
63
64 /* Set up TX channel parameters */
65 for (int i = 0; i < 1; i++) {
66     tx_config[i].channel = BLADERF_CHANNEL_TX(i);
67     tx_config[i].frequency = 1e9;
68     tx_config[i].bandwidth = SAMPLING_RATE / 2;
69     tx_config[i].samplerate = SAMPLING_RATE;
70     tx_config[i].gain = GAIN_TX;
71 }
72
73 /* Set up RX channel parameters */
74 for (int i = 0; i < 1; i++) {
75     rx_config[i].channel = BLADERF_CHANNEL_RX(i);
76     rx_config[i].frequency = 1e9;
77     rx_config[i].bandwidth = SAMPLING_RATE / 2;
78     rx_config[i].samplerate = SAMPLING_RATE;
79     rx_config[i].gain = GAIN_RX;
80 }
81
82 for (int i = 0; i < 1; i++) {
83     status = bladerf_enable_module(dev, tx_config[i].channel, true);
84     check_error_bladeRF(status, dev);
85     status = configure_channel(dev, &tx_config[i]);
86     check_error_bladeRF(status, dev);
87     status = bladerf_enable_module(dev, rx_config[i].channel, true);
88     check_error_bladeRF(status, dev);
89     status = bladerf_set_gain_mode(dev, rx_config[i].channel, BLADERF_GAIN_MGC);
90     check_error(status, "setting gain mode RX");
91     status = configure_channel(dev, &rx_config[i]);
92     check_error_bladeRF(status, dev);
93 }
94
95 // Transmit and receive
96 status = bladerf_sync_tx(dev, buffer_tx, NUMBER_SAMPLES1, NULL, 5000);

```

```

97     check_error_bladerf(status, dev);
98     printf("Transmitted\n");
99     status = bladerf_sync_rx(dev, buffer_rx, NUMBER_SAMPLES1, NULL, 5000);
100    check_error_bladerf(status, dev);
101    printf("Received\n");
102    status = bladerf_sync_rx(dev, buffer_rx, NUMBER_SAMPLES1, NULL, 5000);
103    check_error_bladerf(status, dev);
104    printf("Received\n");
105
106    // Calculate phase components, quadrature, and absolute phase
107    float numberQ, numberI, PHASE;
108    float Diff[NUMBER_SAMPLES];
109    int j = 0;
110    fprintf(fp, "I(Tx1), Q(Tx1), Phase\n");
111    for (int i = 0; i < NUMBER_SAMPLES; i += 2) {
112        numberI = (float)buffer_rx[i] / 2048.0;
113        numberQ = (float)buffer_rx[i + 1] / 2048.0;
114        PHASE = atan2f(numberI, numberQ) * 180 / 3.1415;
115        Diff[j] = PHASE;
116        fprintf(fp, "%d, %d, %f\n", buffer_rx[i], buffer_rx[i + 1], PHASE);
117        printf("Diff[%d] = %f\n", j, Diff[j]);
118        j++;
119    }
120
121    float diff_media = media_DIFF_asis(Diff, j);
122    printf("%f\n", diff_media);
123
124    // Close the device
125    fclose(fp);
126    bladerf_close(dev);
127 }

```

### Código 9: Função para Funcionamento em Modo MIMO

```

1  #define SAMPLING_RATE 600e3 // Sampling rate in Hz
2  #define START_FREQ 1e9 // Start frequency in Hz
3  #define END_FREQ 3e9 // End frequency in Hz
4  #define STEP_FREQ 500e3 // Frequency step in Hz
5  #define GAIN_TX 35 // TX gain in dB
6  #define GAIN_RX 35 // RX gain in dB
7  #define FILENAME "mimo_cos4.txt"
8  #define FILENAME1 "ifft.txt"
9  #define NUMBER_SAMPLES 8192 // Number of samples
10 #define NUMBER_SAMPLES1 3*8192 // Number of samples for the larger buffer
11 #define BUFFER_SIZE 2*2*NUMBER_SAMPLES1 // Buffer size: quadruple the samples as it sends
    interleaved I and Q components of each channel
12
13 // Calculate the average of an array
14 float media_DIFF(float DIFF[], int size){
15     float res = 0.0;
16     for(int i = 0; i < size; i++) {
17         res += DIFF[i];
18     }
19     return res / size;
20 }
21
22 void mimo_mode() {
23     struct bladerf *dev = NULL;
24     int status;

```

```

25 struct channel_config tx_config[2];
26 struct channel_config rx_config[2];
27
28 // Open the first available device
29 status = bladerf_open(&dev, NULL);
30 check_error_bladeRF(status, dev);
31
32 // Set loopback mode to none
33 status = bladerf_set_loopback(dev, BLADERF_LB_NONE);
34 check_error_bladeRF(status, dev);
35
36 // Transmit buffer
37 double sample, t;
38 int16_t buffer_tx[BUFFER_SIZE];
39 for (int i = 0, j = 0; i < BUFFER_SIZE; i += 4, j++) {
40     t = (double)j / SAMPLING_RATE;
41     sample = 1 + 0 * cos(2 * M_PI * 10e3 * t);
42     buffer_tx[i + 0] = (int16_t)(sample * 1024); // Channel I0 (Tx1)
43     buffer_tx[i + 1] = 0; // Channel Q0
44     buffer_tx[i + 2] = (int16_t)(sample * 1024); // Channel I1 (Tx2)
45     buffer_tx[i + 3] = 0; // Channel Q1
46 }
47
48 // Clean channel buffer
49 int16_t buffer_tx_clean_channel[BUFFER_SIZE];
50 memset(buffer_tx_clean_channel, 0, sizeof(buffer_tx_clean_channel));
51
52 // Receive buffer
53 int16_t buffer_rx[BUFFER_SIZE];
54 memset(buffer_rx, 0, sizeof(buffer_rx));
55
56 // Configure synchronous mode
57 status = bladerf_sync_config(dev, BLADERF_TX_X2, BLADERF_FORMAT_SC16_Q11, 16, 8192,
58     8, 5000);
59 check_error(status, "configuring device TX");
60 status = bladerf_sync_config(dev, BLADERF_RX_X2, BLADERF_FORMAT_SC16_Q11, 16, 8192,
61     8, 5000);
62 check_error(status, "configuring device RX");
63
64 // Clean the channels by transmitting the zero buffer
65 status = bladerf_sync_tx(dev, buffer_tx_clean_channel, NUMBER_SAMPLES1, NULL, 5000);
66 check_error_bladeRF(status, dev);
67
68 // File for writing results
69 FILE *fp = fopen(FILENAME, "a");
70 if (!fp) {
71     fprintf(stderr, "Failed to open file for writing\n");
72     exit(1);
73 }
74
75 // Set up TX channel parameters
76 for (int i = 0; i < 2; i++) {
77     tx_config[i].channel = BLADERF_CHANNEL_TX(i);
78     tx_config[i].frequency = 1e9;
79     tx_config[i].bandwidth = SAMPLING_RATE / 2;
80     tx_config[i].samplerate = SAMPLING_RATE;
81     tx_config[i].gain = GAIN_TX;
82 }

```

```

82 // Set up RX channel parameters
83 for (int i = 0; i < 2; i++) {
84     rx_config[i].channel = BLADERF_CHANNEL_RX(i);
85     rx_config[i].frequency = 1e9;
86     rx_config[i].bandwidth = SAMPLING_RATE / 2;
87     rx_config[i].samplerate = SAMPLING_RATE;
88     rx_config[i].gain = GAIN_RX;
89 }
90
91 // Enable and configure TX and RX channels
92 for (int i = 0; i < 2; i++) {
93     status = bladerf_enable_module(dev, tx_config[i].channel, true);
94     check_error_bladeRF(status, dev);
95     status = configure_channel(dev, &tx_config[i]);
96     check_error_bladeRF(status, dev);
97
98     status = bladerf_enable_module(dev, rx_config[i].channel, true);
99     check_error_bladeRF(status, dev);
100    status = bladerf_set_gain_mode(dev, rx_config[i].channel, BLADERF_GAIN_MGC);
101    check_error(status, "setting gain mode RX1");
102    status = configure_channel(dev, &rx_config[i]);
103    check_error_bladeRF(status, dev);
104 }
105
106 // Transmit and receive
107 status = bladerf_sync_tx(dev, buffer_tx, NUMBER_SAMPLES1, NULL, 5000);
108 check_error_bladeRF(status, dev);
109 printf("Transmitted\n");
110
111 status = bladerf_sync_rx(dev, buffer_rx, NUMBER_SAMPLES1, NULL, 5000);
112 check_error_bladeRF(status, dev);
113 printf("Received\n");
114
115 status = bladerf_sync_rx(dev, buffer_rx, NUMBER_SAMPLES1, NULL, 5000);
116 check_error_bladeRF(status, dev);
117 printf("Received\n");
118
119 // Calculate phase components, quadrature, and absolute phase
120 float numberQ, numberI, numberQ1, numberI1, PHASE, PHASE1, DIFF;
121 float Diff[NUMBER_SAMPLES];
122 int j = 0;
123 fprintf(fp, "I(Tx1), Q(Tx1), Phase, I(Tx2), Q(Tx2), Phase, Diff\n");
124 for (int i = 0; i < NUMBER_SAMPLES; i += 4) {
125     numberI = (float)buffer_rx[i] / 2048.0;
126     numberQ = (float)buffer_rx[i+1] / 2048.0;
127     numberI1 = (float)buffer_rx[i+2] / 2048.0;
128     numberQ1 = (float)buffer_rx[i+3] / 2048.0;
129     PHASE = atan2f(numberI, numberQ) * 180 / M_PI;
130     PHASE1 = atan2f(numberI1, numberQ1) * 180 / M_PI;
131     DIFF = PHASE - PHASE1;
132     Diff[j] = DIFF;
133     fprintf(fp, "%d, %d, %f, %d, %d, %f, %f \n", buffer_rx[i], buffer_rx[i+1],
134         PHASE, buffer_rx[i+2], buffer_rx[i+3], PHASE1, DIFF);
135     printf("Diff[%d] = %f\n", j, Diff[j]);
136     j++;
137 }
138
139 float diff_media = media_DIFF(Diff, j);
140 printf("%f\n", diff_media);

```

```
140     fclose(fp);
141
142     // Close the device
143     bladerf_close(dev);
144 }
145
146 int main(){
147     printf("Welcome\n");
148     printf("Do you want to run this code in SIS0 or MIMO mode ?\n");
149     char mode[100];
150     scanf("%s", mode);
151     if(strcmp(mode, "SIS0") == 0 || strcmp(mode, "siso") == 0) siso_mode();
152     else if(strcmp(mode, "MIMO") == 0 || strcmp(mode, "mimo") == 0) mimo_mode();
153     else {
154         printf("Error in chosen mode");
155         exit(-1);
156     }
157     return 0;
158 }
```