



TÉCNICO
LISBOA



ACADEMIA MILITAR
MILITARY ACADEMY

**Imagem Através da Parede (TWI)
com Radar de Abertura Virtual**

Ana Maria Azinheiro Catarino

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em

Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Professor Doutor António Luís Campos da Silva Topa

Professora Doutora Maria João Marques Martins

Júri

Presidente: Professor Doutor José Eduardo Charters Ribeiro da Cunha Sanguino

Orientador: Professor Doutor António Luís Campos da Silva Topa

Vogal: Professor Doutor António José Castelo Branco Rodrigues

Coronel de Transmissões Henrique Martins dos Santos Cunha

Lisboa, novembro 2022

Declaração: Declaro que este documento é uma obra original da minha própria autoria e que preenche todos os requisitos do Código de Conduta e Boas Práticas da Universidade de Lisboa.

Agradecimentos

A entrega da Dissertação de Mestrado é o culminar de seis anos de trabalho e aprendizagem, onde muitos obstáculos foram superados, representando assim uma importante conquista e o começo de um novo capítulo da Vida. Estas linhas são a minha palavra de agradecimento às pessoas que me acompanharam neste percurso e que me deram um importante contributo!

Gostaria, em primeiro lugar de agradecer ao Professor António Topa, a minha profunda gratidão que na qualidade de orientador de tese demonstrou sempre total simpatia, paciência e disponibilidade para esclarecer as inúmeras dúvidas e problemas que passo a passo foram surgindo nas várias etapas. Agradeço o seu contributo de orientação que com elevado rigor científico, interesse permanente foram fundamentais na realização de todo o trabalho e na minha formação académica.

Não poderia também de aqui deixar uma palavra de agradecimento à Professora Maria João Martins, minha Coorientadora, pela sua total disponibilidade, dedicação e preocupação, demonstrando sempre um sentimento de prontidão para prestar ajuda na elaboração do trabalho.

Um agradecimento muito especial ao meu camarada, companheiro e amigo, Gonçalo Rocha, por toda a ajuda, paciência, disponibilidade, compreensão e apoio nos momentos mais difíceis durante toda a elaboração da presente dissertação.

A todos os meus camaradas e amigos, quero agradecer por toda força dispensada, pelos bons momentos partilhados e sobretudo pela amizade.

Por último agradeço aos meus pais meus grandes pilares; Luís Catarino e Paula Catarino, à minha irmã M^a Eduarda Catarino, por todo o carinho, dedicação, paciência, apoio com palavras de incentivo. Agradeço o amor incondicional que durante todo este percurso académico. Pois, sempre me ouviram e apoiaram, nos momentos de desânimo e de alento sobretudo no meu início da carreira académica na Academia Militar.

Por fim, dedico esta Dissertação à memória da minha avó M^a de Lurdes Azinheiro e ao meu tio Paulo Catarino já falecidos, que jamais serão esquecidos e que acredito certamente se sentiriam muito orgulhosos desta sua neta e sobrinha no final desta fase da sua vida académica.

A todos o meu Muito Obrigado!

Esta dissertação teve como instituição de acolhimento o pólo de Lisboa do Instituto de Telecomunicações.

Resumo

A imagem de radar através da parede (*Through-the-Wall Imaging – TWI Radar*) é um campo emergente de investigação, com aplicações promissoras que vão desde a pesquisa e salvamento, aos cuidados de saúde e à segurança, tendo como objetivo a deteção, localização e identificação de alvos por detrás de obstáculos opacos. Assim, o radar é uma ferramenta fundamental neste processo, principalmente devido ao seu longo comprimento de onda, que permite a passagem do sinal através dos materiais de construção. No entanto, esta capacidade apresenta desvantagens, nomeadamente as reflexões multipercurso que são originadas pelo ambiente, o que pode reduzir a sua utilidade.

Atualmente existem inúmeros métodos de obtenção dessa imagem de radar, que são abordados nesta dissertação, contudo existem desafios, pois nem todos estes métodos apresentam elevada precisão e tempo de aquisição de dados reduzido. Nesse âmbito, surge a necessidade de otimizar estes métodos, cumprindo os requisitos necessários e favoráveis à obtenção da imagem desses alvos usando o radar.

Na presente dissertação apresenta-se uma proposta de utilização de um radar de abertura virtual (*Virtual Aperture Radar - VAR*), para obtenção de imagem através da parede bem como o desenvolvimento de um método que estima a posição, espessura e permitividade elétrica da parede.

Palavras-Chave: Imagem através da parede (TWI), Radar de Abertura Virtual (VAR), Radar de Abertura Sintética (SAR), Radar MIMO

Abstract

Through-the-Wall Imaging (TWI Radar) is an emerging field of research, with promising applications ranging from research and rescue, to health care and security, for detecting, locating and identifying targets behind opaque obstacles. Thus, the radar is a fundamental tool in this process, mainly due to its long wavelength, which allows the signal to pass through building materials. However, this capability has disadvantages, namely the multipath reflections that are caused by the environment, which can reduce its usefulness.

Currently, there are several methods for obtaining this radar image, which are addressed in this thesis. However there are challenges, as not all of these methods have high accuracy and reduced data acquisition time. In this context, there is a need to optimize these methods, fulfilling the necessary and favorable requirements to obtain the image of these targets using the radar.

This dissertation presents a proposal to use a virtual aperture radar (Virtual Aperture Radar - VAR) to obtain an image through the wall as well as the development of a method that estimates the position, thickness and electrical permittivity of the wall.

Keyword: Through-the-Wall Imaging (TWI), Virtual Aperture Radar (VAR), Synthetic Aperture Radar (SAR), MIMO Radar

Índice

Agradecimentos.....	v
Resumo	vii
Abstract	viii
Lista de Figuras	xi
Lista de Acrónimos e Siglas	xiv
Capítulo 1: Introdução	1
1.1. Enquadramento e motivação	1
1.2. Objetivos	2
1.3. Estrutura da dissertação	3
1.4. Contribuições principais	3
Capítulo 2: Imagem através da parede	5
2.1. Introdução	5
2.1.1. Desafios.....	6
2.1.2. Categorias de sistemas.....	9
2.1.3. Tipos de abordagens.....	13
2.1.4. Exemplos de sistemas práticos através da parede.....	16
Capítulo 3: Modelo realista usando VAR	19
3.1. Imagem através da parede usando VAR.....	19
3.2. Estimativa dos parâmetros da parede	20
3.3. Formação de imagem penetrante RPF.....	22
3.4. Simulações numéricas	24
3.4.1. Onda incidente entre dois meios distintos	26
3.4.2. Onda incidente entre três meios distintos baseado no Modelo Realista com antena radar monoestática	36
3.4.3. Onda incidente entre três meios distintos baseado no Modelo Realista com antenas radar biestáticas	39
Capítulo 4: Caracterização do sistema	47
4.1. Caracterização do alvo	47
4.1.1. Seção Transversal Radar de uma pessoa	47
4.1.2. Modelos de Swerling	51
4.1.3. Relação de Modelos Swerling com alvos reais.....	53
4.1.4. Modelo Swerling aplicável para pessoa.....	53
4.2. Caracterização do Radar	54
4.2.1. Radar MTI.....	54

4.2.2.	Efeito de Doppler.....	57
4.2.3.	Velocidades cegas	59
4.3.	Caracterização da antena.....	60
4.3.1.	Antena corneta piramidal	61
4.3.2.	Campos Radiados.....	61
4.3.3.	Diretividade.....	63
4.4.	Caracterização da parede.....	65
4.4.1.	Permitividade elétrica ϵ	65
4.4.2.	Determinação da permitividade elétrica em situação real	67
Capítulo 5: Validação experimental.....		69
5.1.	Radar de Abertura Virtual	69
5.1.1.	Princípios de comunicações Radar e MIMO.....	69
5.1.2.	Classificação de tipos de Radar MIMO.....	70
5.1.3.	Vantagens e desvantagens dos radares MIMO.....	71
5.2.	Retificação com utilização da seção transversal de Radar de uma pessoa	73
5.3.	Medidas laboratoriais	74
Capítulo 6: Conclusão		79
6.1.	Conclusões Principais.....	79
6.2.	Perspetivas de Trabalho Futuro.....	80
6.2.1.	Fenómenos de propagação	80
6.2.2.	Posicionamento e número de sensores.....	80
6.2.3.	Uso de Técnicas de Processamento de imagem e MTI	81
Referências		82

Lista de Figuras

Figura 2.1.1. Arquitetura de raciocínio baseada em modelo de circuito fechado (<i>closed-loop</i>) [2].....	7
Figura 2.1.2. O sensor radar através da parede montado num veículo a operar em intervalos distantes, fornecendo alcance e posição de alcance cruzado de alvos móveis dentro de uma estrutura urbana [6].....	10
Figura 2.1.3. Breve ilustração da configuração das categorias de sistemas de parede. 1ª figura - configuração geral do sistema baseado em Wi-Fi; 2ª figura - conceção de imagem radio tomográfica (RTI); 3ª figura é o cenário clássico de radar de parede tradicional; 4ª figura é o sistema de rádio definido por software (SDR) [1].....	12
Figura 2.1.4. Geometria de imagem de TWR com matriz MIMO [8].....	13
Figura 2.1.5. Modelo realista de TWR desenvolvido em [8].....	13
Figura 2.1.6. Método de triangulação usando três unidades monostáticas independentes [9]...	14
Figura 2.1.7. Arquitetura convencional de imagem através de parede de passagem única mostrando uma imagem SAR típica [2].....	16
Figura 3.3.1. Modelo equivalente de propagação de duas camadas [8].....	23
Figura 3.4.1. Representação da incidência da onda plana monocromática na parede de alvenaria.....	24
Figura 3.4.2. Esquema representativo da onda incidente sobre a parede com um alvo no seu interior.....	27
Figura 3.4.3. Representação dos ângulos e distâncias de uma onda incidente sobre a parede com alvo.....	28
Figura 3.4.4. Variação dos valores dos ângulos Θ_1 e Θ_2 em função da distância r (m).....	29
Figura 3.4.5. Gráfico de fator RTM (azul) e TTM (vermelho) do meio 1-2 em função da distância r	29
Figura 3.4.6. Gráfico de fator RTM (azul) e TTM (vermelho) do meio 2-1 em função da distância r	30
Figura 3.4.7. Potência recebida pela antena radar em função da distância r	31
Figura 3.4.8. Gráfico de fator RTE (azul) e TTE (vermelho) do meio 1-2 em função da distância r	32
Figura 3.4.9. Gráfico de fator RTE (azul) e TTE (vermelho) do meio 2-1 em função da distância r	32
Figura 3.4.10. Potência recebida pela antena radar em função da distância r	33
Figura 3.4.11. Gráfico de fator RTM (azul) e TTM (vermelho) do meio 1-2 em função da distância r	34
Figura 3.4.12. Gráfico de fator RTM (azul) e TTM (vermelho) do meio 2-1 em função da distância.....	34
Figura 3.4.13. Gráfico de fator RTE (azul) e TTE (vermelho) do meio 1-2 em função da distância r	35
Figura 3.4.14. Gráfico de fator RTE (azul) e TTE (vermelho) do meio 2-1 em função da distância r	35
Figura 3.4.15. Representação dos ângulos e distâncias de uma onda incidente sobre ar-parede-ar com utilização de uma antena radar monoestática.....	37
Figura 3.4.16. Variação dos valores dos ângulos Θ_1 (amarelo), Θ_2 (vermelho) e Θ_3 (amarelo) em função da distância r (m).....	39

Figura 3.4.17. Potência recebida pela antena radar em função da distância r	39
Figura 3.4.18. Representação dos ângulos e distâncias de uma onda incidente sobre ar-parede-ar com utilização de duas antenas radar biestáticas	40
Figura 3.4.19. Potência recebida pela antena radar em função da distância r	42
Figura 3.4.20. Variação dos valores dos ângulos de incidência Θ_1 , Θ_2 e Θ_3 em função da distância r (m) ($\Theta_1 = \Theta_3$ que corresponde á curva amarela e Θ_2 curva vermelha).....	43
Figura 3.4.21. Variação dos valores dos ângulos de reflexão Θ'_1 , Θ'_2 e Θ'_3 em função da distância r (m) ($\Theta'_1 = \Theta'_3$ que corresponde á curva amarela e Θ'_2 curva vermelha)	43
Figura 3.4.22. Distância r em função do tempo de atraso total do radar pulsado	44
Figura 3.4.23. Ângulos de incidência 1 (azul) e 2 (vermelho) em função do tempo total de atraso.....	45
Figura 3.4.24. Distância d_3 em função do tempo total de atraso	46
Figura 3.4.25. Potência Recebida em função da distância d_3	46
Figura 4.1.1. Seção experimental do radar da aeronave B-26 na frequência de 3 GHz em função do ângulo do azimute [16].....	48
Figura 4.1.2. Modelo refletivo de ondas de rádio em pessoas [17]	49
Figura 4.1.3. Estrutura do sistema desenvolvido por Yamada [17]	50
Figura 4.1.4 . Resultado da medição da intensidade refletiva das ondas de rádio de uma pessoa [17].....	51
Figura 4.1.5. Funções de densidade para modelos Swerling RCS [18]	52
Figura 4.1.6 . Modelos de flutuação RCS SW1 e SW2 [18].....	52
Figura 4.1.7. Amostra de Variação RCS ara frequência 8,136 GHz [18]	53
Figura 4.2.1. Determinação da frequência Doppler com um radar de impulsos [20]	55
Figura 4.2.2. Impulsos transmitidos (a) , saída do detetor de fase quando $f_d > 1/\tau$ (b) e saída do detetor quando $f_d < 1/\tau$ (c)	55
Figura 4.2.3. Sinais de (a) a (e) representam varrimentos sucessivos num visor do tipo A-scope. O sinal em f representa o efeito 'borboleta' [20]	56
Figura 4.2.4. Representação do efeito de Doppler num alvo [20]	57
Figura 4.2.5. Esquema do comportamento do efeito de Doppler num radar [20].....	58
Figura 4.2.6. Variação do Desvio de Doppler em função da velocidade média de uma pessoa	59
Figura 4.2.7. Sinal recebido pelo radar (a) , resposta do MTI (b) e sinal de saída do filtro (c) [20].....	59
Figura 4.3.1. Geometria da antena corneta piramidal. [20].....	61
Figura 4.3.2. Exemplo de diagrama de radiação na forma polar (esquerda). Imagem 3D da antena corneta piramidal com radiação (direita) [20].....	64
Figura 4.3.3. Campo radiado segundo Plano E em função do ângulo de incidência Θ	65
Figura 4.4.1. Medida da permitividade elétrica relativa de materiais sem parede [28].....	66
Figura 4.4.2. Medida da permitividade elétrica relativa de materiais com parede [28].....	66
Figura 4.4.3. Montagem laboratorial para o cálculo da permitividade elétrica relativa da parede ϵ_r	67
Figura 5.1.1. Radar MIMO coerente [33].....	71
Figura 5.1.2. Radar Multiestático [34]	71
Figura 5.1.3. Esquema representativo das M antenas emissoras e das N antenas recetoras ...	73

Figura 5.2.1. Potência recebida em função da distância r	74
Figura 5.2.2. Seção transversal radar de uma pessoa, σ , em função dos ângulos Θ_3 e Θ'_3 . 74	
Figura 5.3.1. Montagem experimental das duas antenas corneta piramidal com fonte de alimentação e um medidor de potência	75
Figura 5.3.2. Montagem das duas antenas corneta piramidal em paralelo com a parede	76
Figura 5.3.3. Montagem da placa metálica (alvo) atrás da parede.....	76
Figura 5.3.4. Gráfico da Potência em função da distância com variação da distância entre a parede e as antenas.....	77
Figura 5.3.5. Gráfico da potência em função da distância com variação da distância entre as duas antenas.....	78

Lista de Acrónimos e Siglas

BP	<i>Back-Projection</i>
CSI	<i>Channel State Information</i>
CW	<i>Continuous-Wave</i>
DARPA	<i>Defense Advanced Research Projects Agency</i>
DPSS	<i>Discrete Prolate Spheroidal Sequences</i>
EM	<i>Eletromagnetic</i>
FDTD	<i>Finite Difference Time-Domain</i>
FMCW	<i>Frequency Modulated Continuous Wave</i>
HFSWR	<i>High Frequency Surface Wave Radar</i>
ISAR	<i>Inverse Synthetic-Aperture Radar</i>
ISM	<i>Industrial Sientific and Medical</i>
KPI	<i>Key Performance Indicators</i>
MAC	<i>Media Access Control</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MTI	<i>Moving Target Indicator</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OTHR	<i>Over-The-Horizon Radar</i>
PPI	<i>Plan Position Indicator</i>
PRF	<i>Pulse Repetition Frequency</i>
RADAR	<i>Radio Detection and Ranging</i>
RCS	<i>Radar Cross Section</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
RFID	<i>Radio Frequency Identification</i>
RPF	<i>Reflection-Point Free</i>
RSS	<i>Received Signal Strength</i>
RTI	<i>Radio Tomographic Imaging</i>
Rx	<i>Receção</i>

SAR	<i>Synthetic Aperture Radar</i>
SCR	<i>Signal-Clutter Relationship</i>
SDR	<i>Software Defined Radio</i>
SIMO	<i>Single-Input Multi-Output</i>
SIR	<i>Signal-to-Interference Ratio</i>
SISO	<i>Single-Input Single-Output</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
TDM	<i>Time Division Multiplexing</i>
TWI	<i>Through-the-Wall Imaging</i>
TWR	<i>Through the Wall Radar</i>
TWRI	<i>Through the-Wall Radar Imaging</i>
Tx	Transmissão
USRP	<i>Universal Software Radio Peripheral</i>
UWB	<i>Ultrawideband</i>
VAR	<i>Virtual Aperture Radar</i>
WARP	<i>Wireless open Access Research Platform</i>

Capítulo 1: Introdução

1.1. Enquadramento e motivação

O conceito de Imagem Através da Parede (*Through-the-Wall Imaging* - TWI) tem recebido muita atenção na literatura nos últimos anos. Apesar deste interesse e evolução ao longo dos anos, são ainda escassos os métodos para determinação da localização de alvos atrás da parede e, como tal, para ajudar a resolver este problema, investiga-se um novo método que consiste na utilização do radar de abertura virtual para obtenção de imagem. Os métodos de obtenção de imagem tradicionais são baseados no pressuposto de que os meios são homogêneos, o que não é válido no caso do TWI. Com efeito, a refração das ondas eletromagnéticas entre a superfície frontal e traseira da parede, faz com que o trajeto de propagação não seja uma linha reta. Os métodos de obtenção de imagem tradicionais desprezam a influência da parede, pelo que a imagem formada em alvos atrás da parede surge desfocada e os objetos deslocados em relação às verdadeiras posições, o que degrada o desempenho do radar.

A fim de se obter uma boa focagem nos alvos atrás da parede, o efeito da parede deve ser considerado durante o processamento de imagem, pelo que os parâmetros físicos da parede precisam de ser conhecidos. Felizmente, o radar recebe sinais refletidos não só pelos alvos, mas também pelo meio envolvente, neste caso, a parede, o que teoricamente permite extrair informações sobre a mesma a partir do eco recebido. No TWI, torna-se necessário o conhecimento dos parâmetros da parede, tais como espessura e permitividade elétrica, para a obtenção de imagens de boa qualidade. A permitividade elétrica de uma parede pode ser estimada a partir do eco refletido na superfície frontal da parede. No entanto, esta abordagem requer uma calibração precisa; outros métodos de obtenção de imagem através da parede requerem a determinação do ponto de refração, para o cálculo do caminho de propagação entre a antena de emissão (e / ou receção) e o alvo atrás da parede.

A fim de simplificar os cálculos, introduz-se um modelo equivalente de duas camadas para representar o modelo de três camadas (ar-parede-ar), sem introduzir qualquer erro no cálculo do caminho de propagação, sendo apenas necessário determinar o ponto de refração. No entanto, a localização do ponto de refração muda consoante a posição da antena de emissão/receção. Portanto, o cálculo do ponto de refração deve ser feito para cada posição das antenas de emissão/receção em relação a cada ponto da rede de imagem, o que implica um elevado esforço computacional, mesmo no caso do modelo equivalente de duas camadas. Com o objetivo de reduzir a complexidade computacional, é proposto um novo método de obtenção de imagem penetrante, que não precisa de determinar o ponto de refração e, portanto, é referido como o método de obtenção de imagem penetrante livre de ponto de refração (*Reflection-Point Free* - RPF).

Nesta dissertação, propõe-se a utilização de um radar de abertura virtual (*Virtual Aperture Radar* - VAR), para obtenção de imagem através da parede. Comparado com radar de abertura sintética, (*Synthetic Aperture Radar* - SAR), que obtém a abertura de imagem pelo movimento da plataforma, um sistema VAR forma a abertura de imagem por uma matriz de entradas múltiplas e saídas múltiplas, (*Multiple Input Multiple Output* - MIMO). Para uma matriz MIMO com M antenas de emissão e N antenas de recepção, é possível obter uma abertura virtual com transdutores virtuais $M \times N$. O tempo de aquisição de dados de uma abertura virtual é inferior ao de uma abertura sintética. Desta forma, a imagem de um alvo móvel pode ser obtida usando um VAR, uma vez que o alvo pode ser considerado estacionário durante um curto intervalo de tempo quando comparado com o tempo de amostragem.

1.2. Objetivos

O tema e caso de estudo desta dissertação é a utilização de um radar de abertura virtual para obtenção de imagem através da parede.

Com os avanços na tecnologia de radar, a obtenção de imagens de radar através da parede (*Through the-Wall Radar Imaging* - TWRI) tornou-se uma modalidade de deteção viável que oferece múltiplas aplicações, nomeadamente militares, policiais, bombeiros ou serviços de proteção civil e primeiros socorros pois permite detetar, localizar e identificar alvos atrás de obstáculos opacos, como a parede. Relativamente às aplicações militares deste tipo de tecnologia radar, a mesma é fundamental para a vigilância e deteção de indivíduos (por exemplo terroristas), permite por sua vez a eliminação de alvos extremamente letais, a libertação de reféns e permite ainda o resgate e salvamento de pessoas vítimas de derrocadas provocadas por mísseis. No decorrer do seu desenvolvimento e posteriores evoluções tecnológicas recorreu-se a observações e sucessos obtidos em ambientes de imagens geológicas e médicas, tentando aplicar radiofrequência (RF) e outros modos de deteção para penetrar nos materiais da parede e estimar de forma otimizada o conteúdo e estrutura das salas e edifícios. Existem muitos fenómenos de propagação envolvidos (difração, refração, múltiplas reflexões, etc.), o que origina desafios únicos que poderão ser enfrentados ao utilizar sensores de penetração através da parede que sejam operacionalmente viáveis. Assim, atualmente, existem inúmeras abordagens nesta área que detetam alvos móveis e/ou fixos. Um exemplo destas técnicas é a utilização de um radar de abertura virtual (*Virtual Aperture Radar* - VAR), como foi referido anteriormente.

Os objetivos desta dissertação estão estruturados da seguinte forma:

- Implementação do modelo VAR de imagem através da parede;
- Desenvolvimento de um método para estimar a posição, espessura e permitividade elétrica da parede;
- Obtenção de imagem RPF (*Reflection-Point Free*) através da parede;

- Validação experimental do método proposto, por comparação dos resultados numéricos.

1.3. Estrutura da dissertação

A presente dissertação de mestrado encontra-se dividida em seis capítulos. Cada um dos capítulos está organizado em subcapítulos, que se encontram aprofundados e especificados os temas abordados.

Assim sendo a dissertação de mestrado está estruturada da seguinte forma:

Capítulo 1 - Este capítulo consiste na definição do problema e o seu enquadramento, sendo apresentada a motivação e os objetivos que se pretendem alcançar.

Capítulo 2 - Neste capítulo será abordado o estado da arte caracterizando e apresentando os diferentes sistemas de deteção através da parede existentes até à atualidade bem como os desafios que este tipo de tecnologia apresenta.

Capítulo 3 – Este capítulo apresenta os resultados esperados e apresentados num estudo realizado por T. Jin e A. Yarovoy [8], e apresenta ainda simulações numéricas, sendo estes sobre o estudo de uma onda incidente entre três meios distintos baseado no Modelo Realista com antena radar monoestática e outro estudo, mas recorrendo a uma antena radar biestática.

Capítulo 4 – Neste capítulo faz-se uma abordagem aos elementos essenciais a esta dissertação e conseqüentemente a sua caracterização e explicação, sendo estes elementos: a caracterização do alvo, que neste caso se trata de uma pessoa, o radar MTI e por fim a caracterização das antenas utilizadas que são do tipo corneta piramidal.

Capítulo 5 – Este capítulo inicia com uma explicação das características do Radar Abertura Virtual, seguido da apresentação de medidas realizadas em laboratório em relação a um possível alvo atrás de uma parede realizando o varrimento com duas antenas corneta (radar biestático).

Capítulo 6 - No último capítulo da dissertação apresenta-se a análise dos resultados obtidos durante o desenvolvimento da dissertação e respetivas conclusões e sugerem-se algumas perspetivas de trabalho futuro.

1.4. Contribuições principais

Este trabalho vem na extensão das matérias abordadas nas disciplinas de Propagação e Radiação de Ondas Eletromagnéticas e Radiopropagação, Sistemas Radar e Antenas. Obteve-se um conjunto de simulações, cuja visualização gráfica e análise no contexto teórico têm interesse a nível pedagógico e de projeto. A nível académico este trabalho permite uma melhor compreensão sobre alguns dos fenómenos que ocorrem durante a propagação de ondas eletromagnéticas em ambientes urbanos, em específico num cenário em que se encontra um alvo atrás da parede e se pretende verificar que o mesmo se encontra lá. A nível de projeto, os resultados obtidos das medidas

realizadas em laboratório contribuem para a detecção de um alvo e posterior obtenção de imagem atrás da parede com recurso a um radar de abertura virtual.

Capítulo 2: Imagem através da parede

No presente capítulo será apresentado o estado da arte no domínio da imagem através da parede. Este capítulo encontra-se dividido em várias seções com o objetivo de explicar os diferentes sistemas de deteção através da parede existentes, assim como os desafios que esta tecnologia enfrenta e o que se deve ter em atenção.

2.1. Introdução

As tecnologias para obtenção de imagem através da parede são altamente requisitadas em diversas áreas nomeadamente em operações policiais, fogo e resgate, primeiros socorros e aplicações militares. O objetivo final destes sistemas é fornecer informações detalhadas, em áreas que estão normalmente ocultas, por meio de medidas convencionais. Deteção através da parede e através do edifício são assim áreas onde existe a necessidade de se ver as estruturas internas para determinar a estrutura dos edifícios, designadamente onde os ocupantes poderão estar, e até mesmo identificar materiais dentro do edifício.

A deteção através da parede evoluiu a partir do desenvolvimento do radar de penetração no solo (GPR- *Ground Penetrating Radar*), tendo vindo a ser documentada na literatura com aplicações específicas, desde o final da década de 1990. Os recentes avanços em dispositivos de computação portátil de alto desempenho e a inteligência artificial tornaram o sistema através da parede mais prático [1].

As inúmeras aplicações podem ser divididas de acordo com o modo como a informação é adquirida, ou seja, se a informação que se pretende adquirir é reunida numa plataforma em movimento (SAR) ou se a informação é obtida de uma estrutura estática (VAR).

Os sistemas de imagem através da parede (TWI) podem ser avaliados segundo o seu desempenho [1], sendo normalmente avaliados pelos seguintes indicadores-chave de desempenho (*Key Performance Indicators - KPI*):

- Capacidade de deteção, refere-se à precisão da deteção de parede. De acordo com aplicações específicas, a capacidade de deteção é avaliada segundo diferentes critérios. Para sistemas de imagem através da parede, a capacidade de deteção é avaliada pela resolução das imagens de saída; para sistemas de localização através da parede, é avaliada pela precisão das localizações dos alvos detetados; para sistemas de deteção de corpo humano através da parede, é avaliada pelo número de pessoas que eles podem detetar.
- Eficiência económica, que consiste no custo de todo um sistema de imagem através da parede
- Eficiência energética refere-se ao consumo de energia de um sistema e imagem através da parede.

Seguidamente apresenta-se uma tabela-resumo, que lista quatro subsecções. A secção 2.1.1. aborda os vários desafios críticos encontrados no *design* do sistema; a secção 2.1.2. apresenta as quatro categorias diferentes de sistemas ou obras relacionadas; a secção 2.1.3. descreve os princípios básicos da tecnologia *through-wall*; a secção 2.1.4. apresenta técnicas que normalmente são usadas para alcançar a deteção através da parede.

Tabela 1. Tabela-resumo dos diferentes temas a abordar no estado de arte

Secção	Título	Conteúdo
2.1.1.	Desafios	Atenuação de sinal Medição de sinal Efeito Multipercurso Parâmetros da Parede
2.1.2.	Categorias de sistemas	<i>Free-Space Sensing Algorithms</i> Sistema baseado em Wi-Fi Imagem radio tomográfica (RTI) Radar de parede tradicional Sistema de Rádio definido por software (SDR) Radar de Abertura Virtual- VAR
2.1.3.	Tipos de abordagens	Abordagem coerente Abordagem não-coerente
2.1.4.	Exemplos de sistemas úteis através da parede	DARPA VisiBuilding, Wi-Vi, Witrack

2.1.1. Desafios

Embora os sinais de radiofrequência tenham vantagens naturais no cenário através da parede, ainda existem efeitos adversos que serão apresentados seguidamente: sombreamento, atenuação, propagação, multipercurso, refração, difração e dispersão, todos estes desempenham um papel na forma como os sinais se irão propagar após a primeira interface. O multipercurso pode levar a uma localização errática dos alvos, sendo um fator comum de ocorrência de localização incorreta, o facto de objetos estarem fora do edifício e, ao serem iluminados pela reflexão da primeira parede, criarem uma imagem visível ambígua dentro do edifício. Ou seja, a descompensação da refração através das paredes pode levar a erros de localização ou focagem. Assim, técnicas de focagem de imagem realizam as adequadas correções da frente de onda, e os algoritmos de focagem de imagem fazem também um ajuste, sendo exemplo disso, os algoritmos tomográficos que realizam ajustes em projeções por meio de materiais sólidos. Apesar destas abordagens de projeção tomográfica serem

adequadas para sombreamento e efeitos de atenuação, não têm em consideração o multipercurso e a dispersão de Bragg [2].

Conseqüentemente, para este tipo de problemas, é necessário conhecer mais do que a reflexão e refração da estrutura, torna-se necessário conhecer a interação da propagação com os parâmetros físicos da estrutura que está a ser examinada. Recorre-se assim a um raciocínio de modelo de circuito fechado, (Figura 2.1.1.), que irá extrair informações da imagem ou dos dados do próprio sensor e usar as informações obtidas para criar um modelo de construção 3-D hipotético, que melhor corresponde aos dados detetados, usando toda a fenomenologia de propagação disponível da estrutura [2].

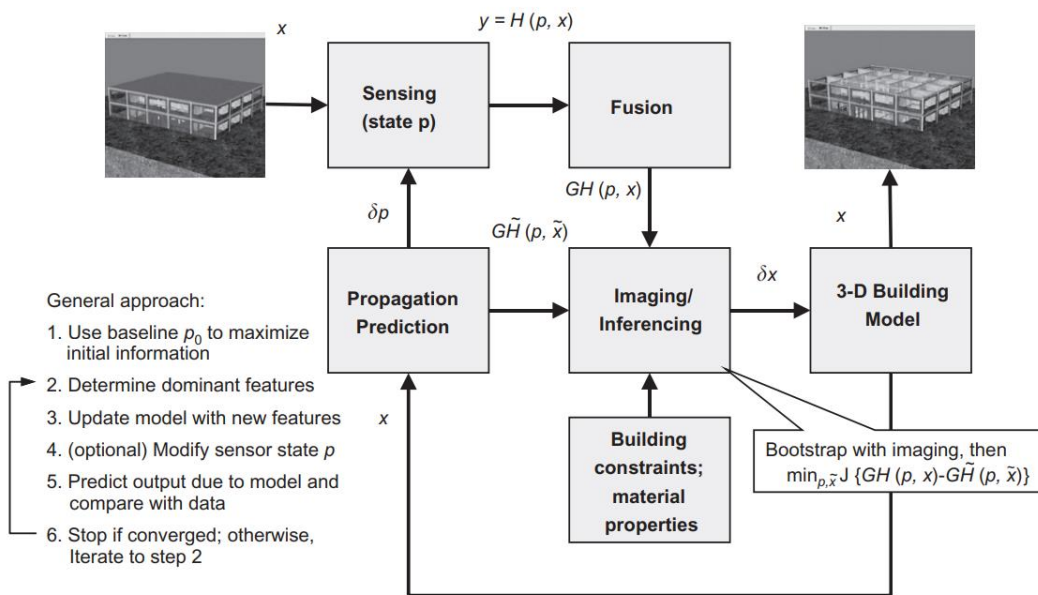


Figura 2.1.1. Arquitetura de raciocínio baseada em modelo de circuito fechado (*closed-loop*) [2].

O produto final será o modelo que fornece, com probabilidade máxima, a melhor correspondência entre o sensor e os dados recolhidos.

O multipercurso ocorre e é frequentemente observado. Este deve ser descrito e considerado, usando modelos analíticos precisos, e devidamente abordados em técnicas de imagem. De um modo geral, existem dois paradigmas para lidar com a propagação indireta: supressão de multipercurso e exploração de multipercurso. A ideia principal do primeiro é caracterizar os retornos multipercurso e mitigar os seus efeitos na formação da imagem. Diferentes propriedades do percurso direto e retornos indiretos de radar podem ser usadas para distinguir entre as duas soluções e atenuar, se não remover, os retornos indiretos. Esses métodos geralmente são simples de aplicar. No entanto eles não fazem uso da energia e das informações de destino contidas no retorno de multipercurso. O segundo método, uma reminiscência do recetor RAKE em comunicações sem fio visa explorar o multipercurso e usá-lo para melhoramento de imagem. Modelando adequadamente os caminhos de propagação indireta, sejam eles resolúveis ou não, a sua energia pode ser

capturada e atribuída aos seus respectivos alvos, permitindo um aumento das relações sinal/ruído e sinal/*clutter* do alvo e, assim, permitindo uma imagem melhorada. Além disso, no caso de alvos na região de sombra, os quais não podem ser iluminados diretamente pelo radar, podem, contudo, ser visualizadas utilizando o multipercorso. Embora o aproveitamento do multipercorso possa ter benefícios potenciais e práticos, muitas vezes requer informações prévias ou é computacionalmente muito exigente [3].

Por sua vez, outro problema que surge, é o do cancelamento do retorno da parede, neste caso no domínio compressivo, segundo [4], onde se sugere a utilização de uma base alternativa (*Discrete Prolate Spheroidal Sequences* - DPSS), modulada para cancelar este retorno. Este método torna-se mais fácil de implementar em comparação com o método que envolve um simples método de recuperação, para além disso este método pode ser aplicado na deteção de alvos estacionários após o *clutter* de parede ter sido mitigado.

Em [5], os autores mencionam que a distorção é particularmente forte no caso de paredes reforçadas por vigas de aço paralelas (hastes) ou malhas quadradas, que são normalmente usadas na construção. Demonstra ainda que uma estrutura complexa e periódica de paredes reforçadas impõe dificuldades significativas na imagem do alvo que não ocorrem no caso de paredes homogêneas. Assim, se a influência das vigas e pilares, não for levada em consideração, as imagens dos objetos localizados atrás da parede ficam desfocados e surgem falsos alvos.

Outro aspeto a ter em conta, são os parâmetros da parede, assim como o facto de existirem uma diversidade estruturas e acabamentos de paredes sendo as mesmas mais ou menos homogêneas. Relativamente ao tipo de paredes, e segundo [5], existe mais distorção em paredes reforçadas do que em paredes homogêneas pelo que podem surgir falsos alvos. A solução apresentada é baseada em dados precisos de modelos físicos calculados pelo método dos momentos, que demonstram que a estimativa é significativamente melhorada modelando a distorção da forma de onda devido às vigas metálicas das paredes.

O posicionamento do sensor e o seu tipo de funcionamento requerem algum estudo a fim de se determinar o grau de diversidade dos dados necessário para a reconstrução do reconhecimento do alvo, sendo um requisito fundamental, devendo as tecnologias disponíveis permitir a sua aplicação específica. Assim esta diversidade pode ser obtida por meio de variações na frequência, na posição do sensor, segundo vários ângulos de recolha biestáticos ou multiestáticos, escolha da forma de onda ou mesmo abordagens de radar de múltiplas entradas e saídas (MIMO) [2].

Estudos feitos atualmente indicam que novos avanços tecnológicos serão necessários em três áreas críticas: fenomenologia do sinal de penetração em edifícios, posicionamento do sensor e utilização para maximizar as informações sobre a construção e desconvolução (técnica de processamento de imagem intensiva em computação) de construção 3-D baseada num modelo que opera num ambiente difrativo rico em multipercorso [2].

2.1.2. Categorias de sistemas

Neste momento existem diferentes modelos e abordagens com o mesmo objetivo, detetar alvos atrás de uma parede. As abordagens de deteção anteriores tentaram extrapolar a deteção de algoritmos de espaço livre (*free-space sensing algorithms*) para formar imagens através do meio dispersivo de paredes. Avanços recentes na modelação dos fenómenos de propagação e o aumento da capacidade de processamento permitem melhorar muito a capacidade de deteção através da parede, explorando a decomposição das estruturas em pequenos elementos que permitem analisar estruturas para além do limite das abordagens convencionais de imagem em circuito aberto [2].

De acordo com [6], foi desenvolvido um sistema de radar de imagem através das paredes, baseado na relação intervalo de descida versus imagem cruzada, que permite detetar todos os alvos em movimento para uma certa taxa de fotogramas de um vídeo. Este sistema utiliza a banda S, modulação em frequência de um radar de onda contínua, com um módulo acoplado de varrimento de frequência espacial, com multiplexagem por divisão de tempo, com múltiplas entradas e múltiplas saídas, para adquirir rapidamente, processar e exibir imagens radar a uma taxa de 10,8 Hz. O alcance máximo esperado, através de uma parede de betão sólido, de 20 cm de espessura, é de 20 m. As medições mostram que este sistema pode localizar humanos (em movimento ou parados) atrás de paredes de betão sólido ou blocos de cimento até 10 a 20 cm de espessura.

Peabody e restantes autores [6], desenvolveram um sensor de radar através da parede, para alvos móveis, capaz de localizar alvos em movimento através de estruturas de paredes de betão e de exibir os resultados num painel de vídeo a uma taxa de 10,8 Hz enquanto o sensor está a uma distância fixa da parede (relativamente próxima da parede, isto é, distâncias da ordem do comprimento de onda). O sensor pode ser observado na Figura 2.1.2. Este sensor utiliza uma arquitetura de radar de onda contínua modulada em frequência (FMCW), operando na banda S; um filtro de frequência espacial de banda estreita proporciona uma banda de passagem que elimina a parede da imagem, facilitando uma gama dinâmica máxima do recetor a ser aplicada à zona-alvo atrás da parede.

Uma matriz de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), com multiplexagem no tempo (TDM), proporciona uma solução de baixo custo e mais simples, para uma abertura de antena totalmente iluminada capaz de se aproximar do campo imagem. Para obter imagens de vídeo-*frame-rate* uma linha de dados e um algoritmo de imagem simplificado foram desenvolvidos; de salientar que o processamento coerente quadro a quadro rejeita o *clutter* estacionário, revelando a localização de alvos móveis.

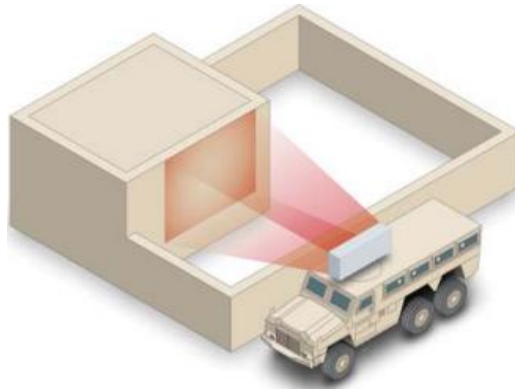


Figura 2.1.2. O sensor radar através da parede montado num veículo a operar em intervalos distantes, fornecendo alcance e posição de alcance cruzado de alvos móveis dentro de uma estrutura urbana [6]

Bivalkar, Singh e Kobayashi [7], referem que em qualquer sistema de radar, a relação sinal/*clutter* (SCR) desempenha um papel fundamental na melhoria da deteção dos objetos, podendo o SCR ser melhorado por métodos clássicos como é exemplo o uso de filtros digitais clássicos ou por métodos estatísticos que exploram a natureza do sinal recebido para separar o *clutter* do sinal.

Hoje em dia, quase todos os ambientes interiores estão cobertos por sinais Wi-Fi e dispositivos sem fios. Sistemas baseados em Wi-Fi são definidos como os sistemas que utilizam dispositivos Wi-Fi como plataforma e deteção de coisas de interesse medindo o sinal Wi-Fi recebido. Existem basicamente três abordagens para sistemas baseados em Wi-Fi: (1) analisar a intensidade do sinal recebido, *Received Signal Strength (RSS)*, da camada MAC (*Media Access Control*), (2) analisar o estado do canal de informações, *Channel State Information (CSI)*, da camada física, e (3) analisar sinais Wi-Fi por meio de rádio definido por software (SDR). Os sistemas baseados em RSS analisam o padrão de RSS variável, ou seja, a intensidade do sinal recebido no recetor, para extrair informações de obstáculos (por exemplo, móveis, paredes, etc.); a presença ou movimento de um corpo humano também causaria uma influência no RSS.

Ao contrário do RSS, que regista apenas a intensidade do sinal recebido no recetor, o CSI entre um par de antenas de emissão/receção contém a intensidade do sinal e a informação de fase de cada subcanal OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Uma vez que a intensidade do sinal e as informações de fase de um subcanal refletem as propriedades deste canal, como as informações da propagação do sinal e ao efeito da atenuação de percurso (*Path Loss*), espalhamento (*Scattering*), desvanecimento (*Fading*), etc., o CSI obtém informações mais detalhadas sobre o canal, em comparação com o RSS. No entanto, o processamento de CSI é mais complexo, mas também mais fiável e preciso. Um exemplo de um sistema destes é o proposto por Wang, designado “E-eyes” e referido em [1], o qual surge como um impulsionador de CSI medido a partir de uma rede Wi-Fi para seguir as atividades de um utilizador. Wang demonstra que o CSI é

mais preciso que RSS e, detetando a mesma atividade com o CSI e o RSS, compara os seus resultados.

Um esquema baseado em SDR pode utilizar o software universal periférico de rádio (USRP) para processar sinais Wi-Fi, ou a plataforma de pesquisa de acesso aberto sem fio (WARP) para projetar sistemas Wi-Fi personalizados. Em conclusão, o RSS é a informação mais acessível desde que seja possível obter a potência do sinal recebido, ou a SNR, facilmente em quase todos os sistemas sem fio.

A vantagem mais significativa dos sistemas baseados em Wi-Fi é que eles podem explorar os dispositivos Wi-Fi prontos para uso e, portanto, estes são relativamente mais baratos e fáceis de implementar, para além de que, a potência de transmissão dos dispositivos Wi-Fi é geralmente menor que 50 mW, que é menor do que o valor habitual de potência dos radares através da parede. A desvantagem é que o desempenho de tais sistemas é limitado pelas características dos dispositivos Wi-Fi (por exemplo, largura de banda, taxa de amostragem, etc.), uma vez que são projetados para sistemas de comunicações sem fios de baixo custo.

Uma solução alternativa são os sistemas que utilizam a imagem tomográfica de rádio (RTI). A RTI é uma técnica emergente que reconstrói o campo de atenuação espacial devido ao ambiente a partir de uma densa rede de sensores sem fios. Com efeito, colocando um grande número de sensores em torno da área alvo, os sistemas RTI analisam o efeito de acumulação espacial da atenuação por efeito sombra do RSS para área de interesse da imagem. A RTI é uma técnica eficaz para a deteção através da parede e os seus nós sensores são de baixo custo e baixo consumo de energia. Para ter melhor precisão, a maioria dos sistemas RTI precisam de um número elevado de sensores para cobrir a área de interesse. Isso, no entanto, torna-se impraticável em alguns cenários como, por exemplo, no resgate de reféns [1].

O radar através da parede convencional é um sistema bem estudado e obteve grande sucesso, especialmente em aplicações militares. Os métodos baseados em radar podem ser divididos em três categorias: Radar de banda ultralarga (UWB); Radar Doppler; Radar de onda contínua modulada em frequência (FMCW). Com os sistemas de radar convencionais, alguns desafios críticos em cenários através da parede (por exemplo, o efeito flash) podem ser facilmente resolvidos. O mais amplamente utilizado é o radar UWB por causa de sua resolução de grande alcance e boa penetração. No entanto, a maioria dos radares de parede tradicionais são caros e volumosos, pois precisam de hardware de alto desempenho, maior potência de emissão e grandes conjuntos de antenas. Estas características são os principais recursos que permitem distinguir as três categorias. A alta potência de emissão torna difícil a utilização de radares através da parede convencionais, devido à limitação de energia na banda ISM. O hardware caro e volumoso também impede a utilização de radares convencionais de uso civil [1].

O sistema SDR refere-se ao sistema RF onde a maioria dos componentes de hardware são substituídos por módulos de software. Este tipo de sistemas requer dispositivos profissionais de RF (por exemplo, antenas especiais e dispositivos de identificação por radiofrequência - RFID) e

plataformas de software programáveis (por exemplo, USRP). A flexibilidade que o software confere aos sistemas SDR permite mais opções de configuração (por exemplo, radares com sistemas de aprendizagem automática). Além disso, os sistemas SDR, controlados por software, podem alcançar resoluções mais elevadas com menor potência de sinal de emissão, até mesmo inferior ao Wi-Fi (inferior a 1mW), pois permitem ultrapassar os limites de dispositivos Wi-Fi (por exemplo, largura de banda, taxa de amostragem, etc.) e concentrar-se apenas no objetivo de atravessar a parede [1].

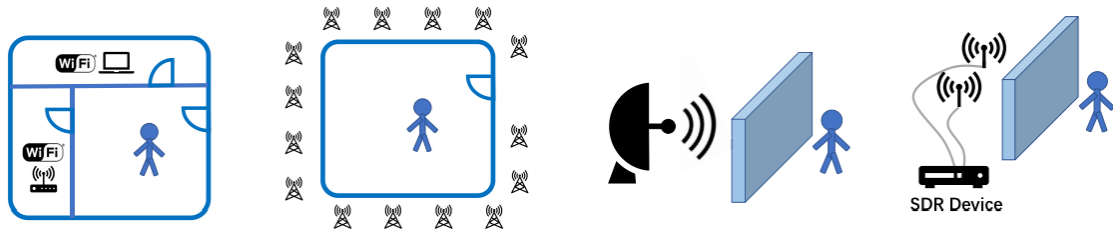


Figura 2.1.3. Breve ilustração da configuração das categorias de sistemas de parede. 1ª figura - configuração geral do sistema baseado em Wi-Fi; 2ª figura - concepção de imagem radio tomográfica (RTI); 3ª figura é o cenário clássico de radar de parede tradicional; 4ª figura é o sistema de rádio definido por software (SDR) [1]

Uma alternativa de obter imagem através da parede com o fim de detetar uma pessoa ou um objeto oculto é Radar de Abertura Virtual (VAR). Em comparação com o radar de abertura sintética (SAR), que obtém a abertura de imagem pelo movimento da plataforma, um sistema VAR forma a abertura de imagem por uma entrada múltipla de saída múltipla (MIMO). Para uma matriz MIMO com M antenas emissoras e N antenas recetoras, uma abertura virtual com $M \times N$ transceptores virtuais pode ser obtida. O tempo de aquisição de uma abertura virtual geralmente está na ordem de ms , que é muito mais curto do que o de uma abertura sintética. Portanto, um alvo móvel, desfocado em imagens SAR, pode ser focado com imagens VAR, devido ao facto de um alvo em movimento, ou seja, uma pessoa em movimento, poder ser considerado estacionário durante um curto período de tempo [7].

Segundo [8], usando a matriz linear MIMO pode-se obter uma matriz linear de abertura virtual para formar a imagem no plano de imagem x - y , onde x e y denotam a coordenada tangencial e normal à parede, respetivamente. A parede e os alvos por detrás da parede causarão ambos sinais refletidos, estando os percursos de propagação das ondas eletromagnéticas, entre a m -ésima antena emissora (Tx) e da n -ésima antena recetora (Rx), assinalados na Figura 2.1.4.

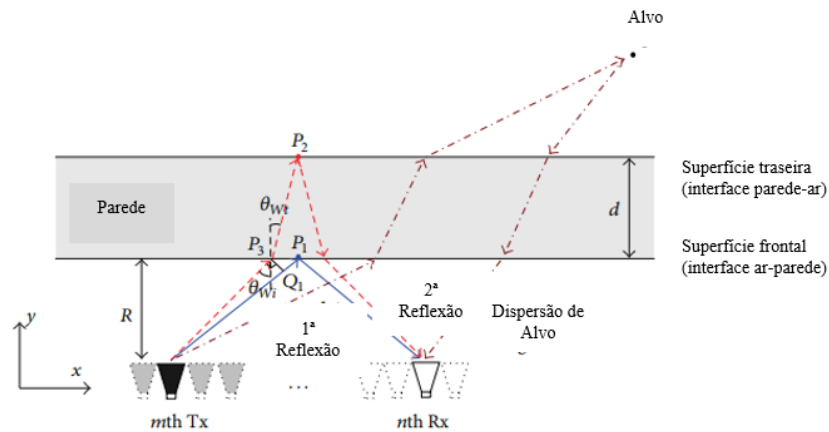


Figura 2.1.4. Geometria de imagem de TWR com matriz MIMO, adaptado de [8]

Por conseguinte, o eco recebido no radar através da parede (TWR) é composto por duas partes: uma proveniente da parede e outra proveniente de alvos por detrás da parede. A parede também serve de canal de propagação para o eco de alvos atrás da parede, Figura 2.1.5.

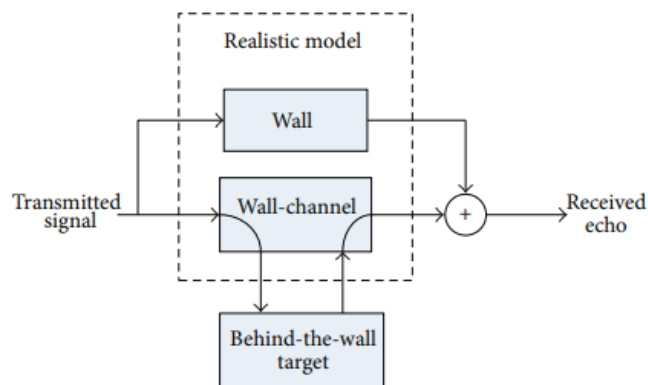


Figura 2.1.5. Modelo realista de TWR desenvolvido em [8]

Na imagem TWR, o modelo realista é caracterizado por três parâmetros da parede: posição, largura e permitividade elétrica.

No capítulo 3, aborda-se o estudo apresentado em [8] relativamente ao modelo realista de TWI VAR. Posteriormente, com base nas suas equações deduzidas, procede-se ao cálculo e posteriores simulações preliminares para obtenção dos parâmetros da parede.

2.1.3. Tipos de abordagens

Relativamente à forma de obtenção de imagem através da parede podem-se identificar dois tipos de abordagem: Sistemas Coerentes de imagem radar e Sistemas Não-coerentes. Tal como Ahmad e Amin [9] descrevem e diferenciam, sistemas coerentes de imagem de radar podem fornecer alto alcance e resolução transversal usando largura de banda larga (tempo curtos de duração dos

impulsos), sinais e matrizes de abertura ampliadas. Uma matriz abertura é definida pelo número de elementos da antena e pelo espaçamento entre elementos. Assim, os sistemas coerentes obtêm alto alcance e resolução transversal usando sistemas de maior custo, menor portabilidade e maior complexidade de hardware no projeto do emissor/recetor. O processamento não-coerente, que é baseado no conjunto de sinais e não considera as informações de fase, tem algumas vantagens práticas sobre o processamento coerente, quando considerado para imagens de radar através da parede. O uso de esquemas não-coerentes, embora com performance abaixo do ideal, diminui significativamente os requisitos de posicionamento e processamento de sinal, resultando num baixo custo e baixa complexidade de hardware e soluções portáteis para imagens através da parede.

A abordagem não-coerente envolve três unidades de radar monostático independentes que podem ser posicionadas segundo várias distâncias de afastamento e espaçamento entre elementos. O esquema deste requer um conhecimento exato das posições da unidade de radar. Na prática, esses valores podem não ser conhecidos com precisão. Os autores de [9] avaliaram o desempenho do esquema não-coerente em posições de radar perturbadas.

O método de triangulação, um tipo de processamento não coerente, é um método para determinar a posição de um objeto com base em medições de alcance de três unidades de radar monoestático, biestático ou uma combinação de ambos. No entanto este estudo foi realizado em configuração monoestática. O alcance de medições é usado para formar contornos de alcance constante (círculos no caso da configuração monostática) com focos nas respectivas localizações das antenas, conforme se mostra na Figura 2.1.6. O ponto de intersecção comum dos três contornos é a localização do alvo. De salientar que, para alcançar um único ponto de intersecção, as unidades de radar não devem ser colineares [9].

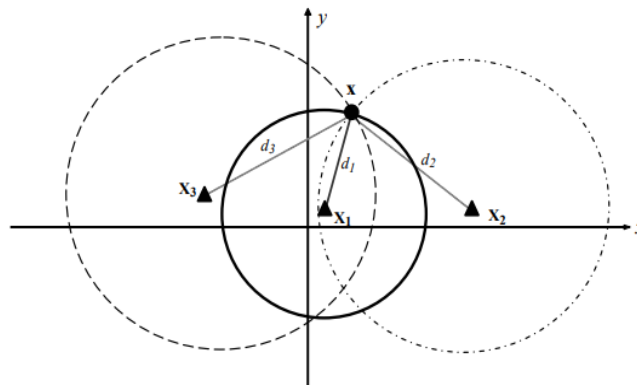


Figura 2.1.6. Método de triangulação usando três unidades monostáticas independentes [9]

Cada área de aplicação de detecção remota conduz a diferentes modalidades de detecção e desenvolvimento de algoritmos de imagem com base nas características de propagação, posicionamento do sensor e questões de segurança. O processamento tradicional de imagens óticas, de radar ou de sonar, começa com as equações básicas da física das ondas para fornecer

foco a pontos individuais. Em muitas aplicações, os dados amostrados de muitos sensores são matematicamente integrados para fornecer focagem equivalente usando suposições de propagação em espaço livre [2]. De realçar que estes sistemas de radar podem ser terrestres ou aerotransportados e assumir diferentes modos de operação e parâmetros de sistema [2].

Na detecção através de edifícios, existem múltiplas interfaces materiais que alteram drasticamente a frente de onda. Através do edifício, onde os sensores podem estar localizados a alguma distância da estrutura, e a atenuação é sobretudo devida aos materiais e conteúdos de construção, e não nos grandes volumes de ar que ocupam a maior parte do espaço dentro de um edifício [2].

Imagem em espaço-livre é normalmente vista como uma técnica de radar de abertura sintética (SAR), uma vez que as distorções atmosféricas são frequentemente insignificantes e podem ser ignoradas com segurança em aproximações de primeira ordem. Por sua vez, os modelos de dispersão em obstáculos são mais representativos do problema de detecção na passagem através de edifícios, embora cada um tenha os seus próprios desafios e abordagens distintas.

A necessidade de saber se se encontra algo ou alguém atrás de uma parede, leva à necessidade da distinção entre alvos estacionários ou móveis. Esta questão pode ser resolvida recorrendo à determinação do desvio Doppler gerado pelos alvos em movimento, por oposição ao fundo de *clutter*. A detecção e a localização podem ser decompostas em sistemas 0-D, unidimensionais 1-D, bidimensionais 2-D ou tridimensionais 3-D. Um sistema de dimensão zero (0-D) é simplesmente um detetor de movimento que detetará qualquer movimento no local. Este tipo de sistema não é particularmente útil no caso em que outros indivíduos em movimento podem estar dentro do campo de visão do sensor. Os sistemas 1-D fornecem o alcance para um alvo, mas não o seu ângulo; a dimensão extra fornece a capacidade de separar e possivelmente discriminar vários alvos. Por outro lado, os sistemas 2-D fornecem o alcance e ângulo de um alvo. A sua representação fornece melhor a localização dos alvos, uma vez que tem uma maior matriz de antenas emisoras/recetoras cujos elementos são colineares. Contudo, este tipo de sistemas está sujeito à presença de objetos o que significa que objetos fora do plano parecerão ser girados para o plano de imagem podendo levar à distorção do campo de visão. Por último, os sistemas 3-D tentam representar uma volumetria de representação do campo de visão nas dimensões de alcance, azimute e elevação, e evitam o problema de espera de alvos sendo projetados num plano 2-D. Pode afirmar-se que esta dimensão fornece localização adicional para a identificação de alvos. Ambas as técnicas de processamento de 2-D e 3-D geralmente usam multilateração ou técnicas de SAR usando impulsos de banda ultralarga ou radares CW escalonados para localizar recursos no local pretendido [2].

Os sistemas multi-dimensionais acima descritos podem não possuir o processamento de Doppler para a separação dos recursos desejados, por isso as abordagens mais comuns têm sido a multilateração ou SAR. Multilateração consiste na correlação de medições de alcance de vários sensores para pontos específicos na imagem. Por conseguinte, os sistemas baseados em SAR podem ser definidos como uma extensão coerente da multilateração; em vez de combinações incoerentes de retornos de alcance de múltiplas transmissões, algoritmos coerentes são usados para fornecer um filtro com correspondência complexa para pontos no espaço-alvo. Contudo de

salientar que este tipo de abordagens geralmente negligenciam as distorções de propagação como as encontradas por sinais que passam por paredes e objetos [2].

Os fatores mais importantes nas abordagens convencionais de obtenção de imagem através da parede são, sobretudo, os efeitos de propagação, uma vez que estes geralmente não são incluídos no processo de imagem. Como se pode verificar pela Figura 2.1.7., a abordagem convencional de passagem única está destinada a falhar, uma vez que não existe uma inversão apropriada. Existem interdependências complexas entre componentes de construção que não permitem que abordagens simples de imagem funcionem sem modelar essas interdependências.

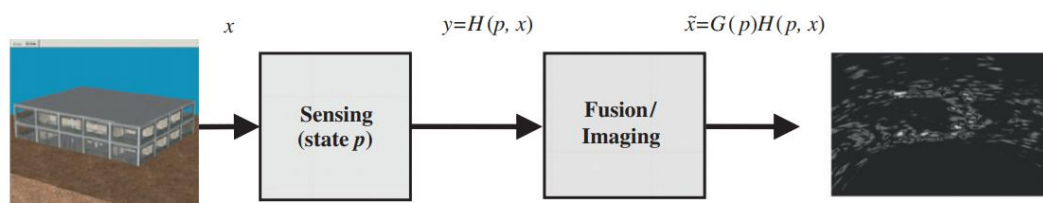


Figura 2.1.7. Arquitetura convencional de imagem através de parede de passagem única mostrando uma imagem SAR típica [2]

Para interpretar corretamente um dado cenário, os sistemas práticos necessitam de atravessar várias camadas de parede e decodificar as formas de onda recebidas. Essas camadas geram distorção no sinal, causando a degradação da forma de onda [2].

2.1.4. Exemplos de sistemas práticos através da parede

Nos últimos anos, tem havido um rápido aumento de sistemas de visão através da parede com funções de identificação, localização ou imagem. Esses sistemas apresentam baixa potência, largura de banda estreita e peso leve. Além disso, ao contrário de alguns dispositivos de monitorização tradicionais, esses sistemas não precisam de quaisquer dispositivos adicionais colocados junto ao corpo. Kangle Mu, Tom H. Luan e restantes autores referem no seu artigo [1], alguns exemplos de sistemas práticos que se utilizam na atualidade, como é exemplo o Wi-Vi, que pode detetar e contar pessoas em movimento, permitindo que os alvos transmitam informações movimentando-se para a frente e para trás sem quaisquer dispositivos transportados. Este sistema utiliza a técnica MIMO e um radar de abertura sintética inversa (ISAR). Esta última técnica potencia o movimento do alvo para estimular um conjunto de antenas. Um outro sistema é o WiTrack que pode rastrear a posição 3D de uma única pessoa em movimento, estimar o ângulo de apontamento de um braço e até detetar uma queda, utilizando USRP e FMCW.

Relativamente a futuros avanços nas técnicas de imagem através da parede, convém referir o programa VisiBuilding da DARPA (*Defense Advanced Research Projects Agency*) que se encontra

a desenvolver futuras tecnologias de sistemas para reconstrução de *layouts* de edifícios e localização de ocupantes.

Capítulo 3: Modelo realista usando VAR

No presente capítulo ir-se-á apresentar os resultados esperados baseados num estudo realizado por T. Jin e A. Yarovoy [8], e posteriormente apresentar-se-ão simulações numéricas nomeadamente o estudo de onda incidente entre três meios distintos baseado no Modelo Realista com antena radar monoestática e com antena radar biestática. Estes resultados foram obtidos com o programa MATLAB.

3.1. Imagem através da parede usando VAR

Como foi referido no capítulo anterior, um modelo realista de um sistema de imagem através da parede requer o conhecimento de certos parâmetros da parede. Além disso, é de salientar que, quando a matriz MIMO linear é paralela à parede, a posição da parede pode ser definida pela distância entre a superfície frontal da parede e a matriz linear MIMO.

Tal como refere [8], relativamente ao eco da parede, o sinal transmitido será refletido nas superfícies frontal e traseira da parede. Essas reflexões são denotadas como 1ª e 2ª reflexões, respetivamente. O histórico da fase do eco da 1ª e 2ª reflexões pode ser obtido através do comprimento elétrico do trajeto bidirecional percorrido por uma onda esférica desde a antena de transmissão até ao ponto de reflexão e de volta para a antena de receção.

Dado o m -ésimo elemento de transmissão e o n -ésimo elemento de receção localizados em $(x_{Tm}, 0)$ e $(x_{Rn}, 0)$, respetivamente, o trajeto elementar de propagação l_{W1} da 1ª reflexão é

$$l_{W1} = 2r_{TxP1}, \quad (3.1)$$

onde r_{TxP1} é a distância da antena de transmissão ao ponto de reflexão na superfície frontal P_1 .

O trajeto de propagação da 2ª reflexão é o percurso através do ar até à parede, seguido da refração a partir da superfície frontal em P_3 e da reflexão na superfície traseira em P_2 . O percurso total de propagação equivalente l_{W2} no ar é

$$l_{W2} = 2(r_{TxP3} + \sqrt{\epsilon_r} r_{P3P2}), \quad (3.2)$$

onde ϵ_r é a permitividade elétrica relativa da parede e r_{TxP3} e r_{P3P2} são as distâncias da antena de transmissão a P_3 e de P_3 a P_2 , respetivamente.

Quando o sinal de transmissão se refrata no ponto P_3 , o ângulo de incidência θ_{Wi} e o ângulo de refração θ_{Wt} obedecem à Lei de Snell de acordo com:

$$\frac{\sin \theta_{Wi}}{\sin \theta_{Wt}} = \sqrt{\epsilon_r}. \quad (3.3)$$

De acordo com a relação de geometria representada na Figura 2.1.4, tem se que

$$r_{TxP3} \approx r_{TxP1} - d \tan \theta_{Wt} \sin \theta_{Wi},$$

$$r_{P3P2} = \frac{d}{\cos \theta_{Wt}},$$
(3.4)

onde d é a espessura da parede.

Substituindo (3.4) em (3.2) e tendo em consideração (3.3), obtém-se

$$l_{W2} = 2(r_{TxP1} + d\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_{Wi}})$$

$$= l_{W1} + 2d\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_{Wi}}.$$
(3.5)

3.2. Estimativa dos parâmetros da parede

Os parâmetros da parede através dos quais o modelo realista é caracterizado são os seguintes: posição, largura e permitividade elétrica, sendo os mesmos estimados a partir do eco recebido.

Tal como refere Jin e Yarovoy [8], para a matriz MIMO, o atraso de tempo entre a 1ª reflexão e a 2ª reflexão no que diz respeito ao m -ésimo elemento transmissor e ao n -ésimo elemento recetor é:

$$t_d(m, n) = \frac{2d\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_{Wi}(m, n)}}{c}$$
(3.6)

$$\theta_{Wi}(m, n) \approx \arctan \left(\frac{|x_{Rn} - x_{Tm}|}{2R} \right),$$
(3.7)

onde R é a distância entre a matriz MIMO e a superfície frontal, a qual pode ser estimada como

$$\hat{R} = \frac{1}{2MN} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sqrt{c^2 t_f^2(m, n) - (x_{Rn} - x_{Tm})^2},$$
(3.8)

onde $t_f(m, n)$ é o atraso de tempo da 1ª reflexão em relação à m -ésima antena transmissora e n -ésima antena recetora. A resolução espacial $\rho_r = c/(2B)$ é determinada pela largura de banda do sistema B , onde c é a velocidade de propagação da onda EM no espaço livre. De acordo com a geometria, quando a largura de banda do sistema obedece à condição

$$B = \frac{c \cos \theta_{Wt}}{2d\sqrt{\varepsilon_r}},$$
(3.9)

as reflexões nas superfícies frontal e traseira da parede podem ser separadas na banda de base (ou tempo rápido). A permitividade elétrica relativa do betão não-esforçado está contida na banda de 5 a 9, dependendo da taxa de humidade relativa. Assumindo $\varepsilon_r = 6$ e $d = 0.2$ m, resulta da

equação (3.9) que $B > 307$ MHz para qualquer ângulo de refração, o que geralmente é cumprido para a maioria dos radares TWI.

Baseado em (3.6), (3.7) e (3.8), tem se

$$0.25c^2t_d^2(m,n) = d^2\varepsilon_r - d^2 \frac{(x_{Rn} - x_{Tm})^2}{(x_{Rn} - x_{Tm})^2 + 4\hat{R}^2} \quad (3.10)$$

que pode ser escrito na forma de matriz como

$$\mathbf{A}\mathbf{p} = \mathbf{b} \quad (3.11)$$

com

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{(x_{R1}-x_{T1})^2}{(x_{R1}-x_{T1})^2+4\hat{R}^2} \\ 1 & -\frac{(x_{R2}-x_{T1})^2}{(x_{R2}-x_{T1})^2+4\hat{R}^2} \\ \vdots & \vdots \\ 1 & -\frac{(x_{RN}-x_{TM})^2}{(x_{RN}-x_{TM})^2+4\hat{R}^2} \end{bmatrix}_{MN \times 2},$$

$$\mathbf{p} = \begin{bmatrix} d^2\varepsilon_r \\ d^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix}, \quad (3.12)$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0.25c^2t_d^2(1,1) \\ 0.25c^2t_d^2(1,2) \\ \vdots \\ 0.25c^2t_d^2(M,N) \end{bmatrix}_{MN \times 1},$$

A solução de (3.11) é

$$\mathbf{p} = (\mathbf{A}^T\mathbf{A})^{-1}\mathbf{A}^T\mathbf{b}, \quad (3.13)$$

onde o sobrescrito $(.)^T$ é o operador de transposição.

As estimativas da largura e da permitividade elétrica relativa são obtidas de acordo com

$$\begin{aligned} \hat{d} &= \sqrt{p_2}, \\ \hat{\varepsilon}_r &= \frac{p_1}{p_2}. \end{aligned} \quad (3.14)$$

3.3. Formação de imagem penetrante RPF

No que se segue, considera-se que as cornetas estão encostadas à parede, pelo que o comprimento elétrico da ligação pode ser calculado pela geometria da Figura 3.3.1. Por sua vez, a matriz MIMO é definida sobre a superfície frontal e P_4 é o ponto de refração equivalente na superfície traseira. θ_{Ti} e θ_{Tt} são os ângulos incidente e de refração, respetivamente, que obedecem à seguinte relação (lei de Snell) [8],

$$\frac{\sin \theta_{Ti}}{\sin \theta_{Tt}} = \sqrt{\epsilon_r}. \quad (3.15)$$

Portanto, o comprimento elétrico equivalente no ar desde a antena de emissão ao alvo pode ser expresso como

$$l_{TxTar} = (r_{TxP_4} \sqrt{\epsilon_r} + r_{P_4Tar}), \quad (3.16)$$

onde r_{TxP_4} e r_{P_4Tar} são as distâncias da antena de emissão ao ponto de refração P_4 e do ponto de refração P_4 ao alvo, respetivamente.

De acordo com a relação geométrica descrita na Figura 3.3.1., r_{TxP_4} e r_{P_4Tar} podem ser calculados através de

$$\begin{aligned} r_{TxP_4} &= \frac{d}{\cos \theta_{Tt}}, \\ r_{P_4Tar} &= r_{TxTar} - r_{P_4Q_2} = r_{TxTar} - \frac{d \cos(\theta_{Ti} - \theta_{Tt})}{\cos \theta_{Tt}}, \\ &= r_{TxTar} - d(\cos \theta_{Ti} + \sin \theta_{Ti} \tan \theta_{Tt}), \end{aligned} \quad (3.17)$$

onde r_{TxTar} é a distância da antena emissora para o alvo. Substituindo (3.15), (3.17) em (3.16), l_{TxTar} pode ser reescrito como

$$l_{TxTar} = r_{TxTar} + d(\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_{Ti}} - \cos \theta_{Ti}). \quad (3.18)$$

Da mesma forma, o comprimento elétrico equivalente no ar desde o alvo até ao elemento recetor l_{TarRx} pode ser calculado da seguinte forma

$$l_{TarRx} = r_{TarRx} + d(\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_{Ri}} - \cos \theta_{Ri}). \quad (3.19)$$

Quando o alvo está localizado num ponto (x, y) atrás da parede, o tempo de atraso do seu retorno em relação à m -ésima antena emissora e à n -ésima antena recetora pode ser estimado como

$$t_{T1}(m, n) = \frac{\left[\sqrt{(x-x_{Tm})^2 + (y-y_{Tm})^2} + \sqrt{(x-x_{Rn})^2 + (y-y_{Rn})^2} + d \left(\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_{Ti}(m, n)} - \cos \theta_{Ti}(m, n) + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_{Ri}(m, n)} - \cos \theta_{Ri}(m, n) \right) \right]}{c} \quad (3.20)$$

em que

$$\begin{aligned} \theta_{Ti}(m, n) &\approx \arctan \left[\frac{(x-x_{Tm})}{(y-y_{Tm})} \right], \\ \theta_{Ri}(m, n) &\approx \arctan \left[\frac{(x-x_{Rn})}{(y-y_{Rn})} \right]. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Quando o alvo está na frente da parede o atraso do seu retorno pode ser calculado como

$$t_{T2}(m, n) = \frac{\left[\sqrt{(x-x_{Tm})^2 + (y-y_{Tm})^2} + \sqrt{(x-x_{Rn})^2 + (y-y_{Rn})^2} \right]}{c} \quad (3.22)$$

De acordo com (3.20) e (3.22), a formação de imagem penetrante RPF com base no modelo realista de TWR, é

$$I(x, y) = \begin{cases} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \int s(t, m, n) \delta[t - t_{T1}(m, n)] dt, & y \geq \hat{R} + 0.5\hat{d} \\ \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \int s(t, m, n) \delta[t - t_{T2}(m, n)] dt, & y < \hat{R} + 0.5\hat{d}, \end{cases} \quad (3.23)$$

onde $I(x, y)$ é a imagem formada, t é o tempo rápido, e $s(t, m, n)$ é o sinal recebido. Entende-se que, quando o sinal emitido não é um impulso, mas um sinal de frequência escalonada, $s(t, m, n)$ é o sinal após compressão e um termo de compensação de fase deve ser adicionado a (3.23) para garantir a coerência de fase [8].

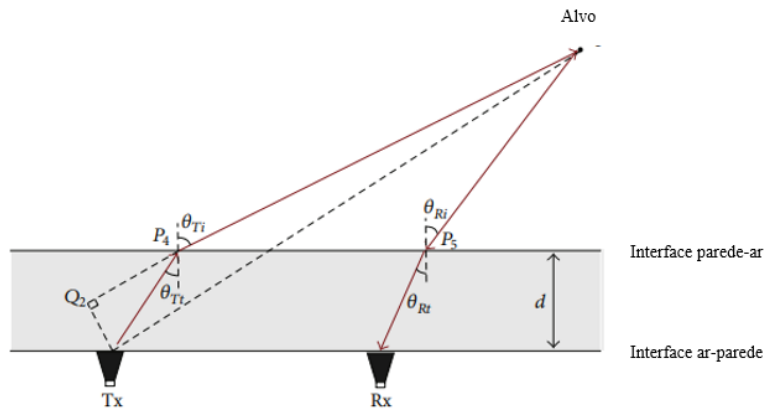


Figura 3.3.1. Modelo equivalente de propagação de duas camadas adaptado de [8]

3.4. Simulações numéricas

Neste subcapítulo apresentar-se-á umas simulações simples, sobretudo do âmbito analítico, segundo um exemplo de aplicação de Propagação e Radiação de Ondas Eletromagnéticas ao caso de estudo.

Assim sendo, considera-se como exemplo uma onda plana monocromática cujo campo elétrico incidente tem a forma

$$E_i = \frac{E_{oi}}{\sqrt{2}} \left(\hat{x} + \frac{1}{2} \hat{y} + \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{z} \right) \cos[wt - 2\pi(\sqrt{3}y - z)] \quad (3.24)$$

Esta onda propaga-se no ar e incide sobre uma parede de alvenaria ($\epsilon = 5.56$, $\sigma = 0.005 \text{ S.m}^{-1}$, $\mu = 1 \text{ H.m}^{-1}$), como representado na Figura 3.4.1.

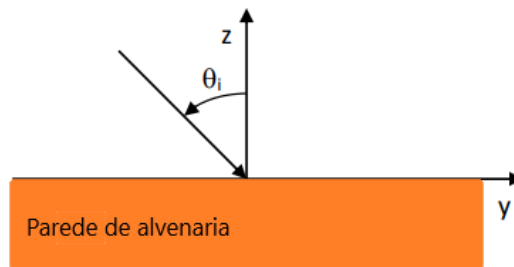


Figura 3.4.1. Representação da incidência da onda plana monocromática na parede de alvenaria

Pelo que pela análise da figura e posteriores cálculos com aplicação de fórmulas específicas, consegue-se identificar as componentes da constante de propagação (\hat{k}) que compõem a direção de propagação em yz:

- Componente y: $k_y = 2\pi\sqrt{3}$
- Componente z: $k_z = -2\pi$

Obtendo-se assim a constante de propagação:

$$\hat{k}_i = 4\pi \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \hat{y} - \frac{1}{2} \hat{z} \right) \quad (3.25)$$

Aplicando a fórmula de velocidade de fase (vf):

$$vf = \frac{w}{k} = c = 3 \times 10^8 \text{ m/s} \quad (3.26)$$

Onde w é frequência angular e β é constante de propagação e c a velocidade de propagação no vácuo. Obtém-se a frequência de 600 MHz.

Seguidamente através de aplicação trigonométrica, nomeadamente do teorema de Pitágoras e observação da configuração da figura da onda incidente, tem-se:

$$\tan \theta_i = \frac{|ky|}{|kz|} = \frac{2\pi\sqrt{3}}{2\pi} = \sqrt{3} \quad (3.27)$$

$$\text{Com } \theta_i = \arctan(\sqrt{3}) = 60^\circ \quad (3.28)$$

Por sua vez também foi possível realizar um estudo relativamente à razão de polarização da onda incidente (p_i). Sabe-se que o campo elétrico E é perpendicular à direção de propagação ($\hat{k} \cdot E = 0$), onde E é composto pela componente transversal elétrica (TE) \hat{x} , e pela componente transversal magnética (TM) $\frac{1}{2}\hat{y} + \frac{\sqrt{3}}{2}\hat{z}$. Podendo-se escrever $E_i = E_{iTM} + E_{iTE}$.

A expressão para obter a razão da polarização é:

$$p_i = \frac{\overline{E_y}}{\overline{E_x}} = \frac{\overline{E_{iTE}}}{\overline{E_{iTM}}} = 1e^{-j0^\circ} \quad (3.29)$$

Por sua vez para se obter o ângulo γ , faz-se a $\tan^{-1}(1)$ obtendo-se 45° . Ambas as componentes do campo elétrico têm a mesma fase e amplitude, pelo que se pode concluir que se trata de uma polarização linear a 45° .

Pode-se adquirir a razão de polarização da onda refletida pela superfície da parede (p_r). Uma vez que o meio não se altera, a impedância característica é igual para as duas ondas (Z_0) pode-se escrever:

$$p_r = \frac{\overline{E_{rTM}}}{\overline{E_{rTE}}} = \frac{R_{TM} \times \overline{E_{iTM}}}{R_{TE} \times \overline{E_{iTE}}} = \frac{R_{TM}}{R_{TE}} \times p_i \quad (3.30)$$

Sendo necessário o cálculo dos termos R_{TE} , n_{21} e R_{TM} , onde os parâmetros do meio 1 (ar) são os seguintes: $\sigma_1 = 0 [S.m^{-1}]$, $\epsilon_1 = \frac{10^{-9}}{36\pi} [F.m^{-1}]$, $\mu_1 = 4\pi \times 10^{-7} [H.m^{-1}]$

$$R_{TE} = \frac{\cos \theta_i - \frac{\mu_1}{\mu_2} \sqrt{n_{21}^2 - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \frac{\mu_1}{\mu_2} \sqrt{n_{21}^2 - \sin^2 \theta_i}} \quad (3.31)$$

$$n_{21} = \sqrt{\frac{\mu_2(\sigma_2 + j\omega\epsilon_2)}{\mu_1(\sigma_1 + j\omega\epsilon_1)}} \quad (3.32)$$

$$R_{TM} = \frac{\frac{\mu_1}{\mu_2} n_{21}^2 \cos \theta_i - \sqrt{n_{21}^2 - \sin^2 \theta_i}}{\frac{\mu_1}{\mu_2} n_{21}^2 \cos \theta_i + \sqrt{n_{21}^2 - \sin^2 \theta_i}} \quad (3.33)$$

Obeve-se os valores de $R_{TE} = 0,5026e^{-j0^\circ}$; $n_{21} = 2103,45e^{-j0^\circ}$; $R_{TM} = 4,52 \times 10^{-7}e^{-j0^\circ}$. Resultando assim em $p_r = 8,99 \times 10^{-7}e^{-j0^\circ}$. Onde, da mesma forma que se obteve o ângulo γ na razão de polarização da onda incidente obtém-se $\gamma = 5,15 \times 10^{-5}$. Por outro lado, para se obter o ângulo α e β que definem a polarização, recorreu-se ao sistema de equações seguinte, sabendo que o valor de ψ é 0 (fase de p_r):

$$\begin{cases} \sin 2\alpha = \sin 2\gamma \sin \psi \\ \tan 2\beta = \tan 2\gamma \cos \psi \end{cases} \quad (3.34)$$

Assim os valores dos ângulos α e β são respetivamente 0 e $1,798 \times 10^{-6}$ graus. Pode -se concluir que se trata de uma polarização linear vertical.

Por outro lado, procedeu-se à representação gráfica, como se pode observar na Figura 3.4.1.1., com recurso ao programa EXCEL, do módulo dos fatores de reflexão (para as polarizações TE e TM) em função do ângulo de incidência. Considerando-se que o meio 2 tem perdas sendo a sua condutividade 0.005 S.m^{-1} .

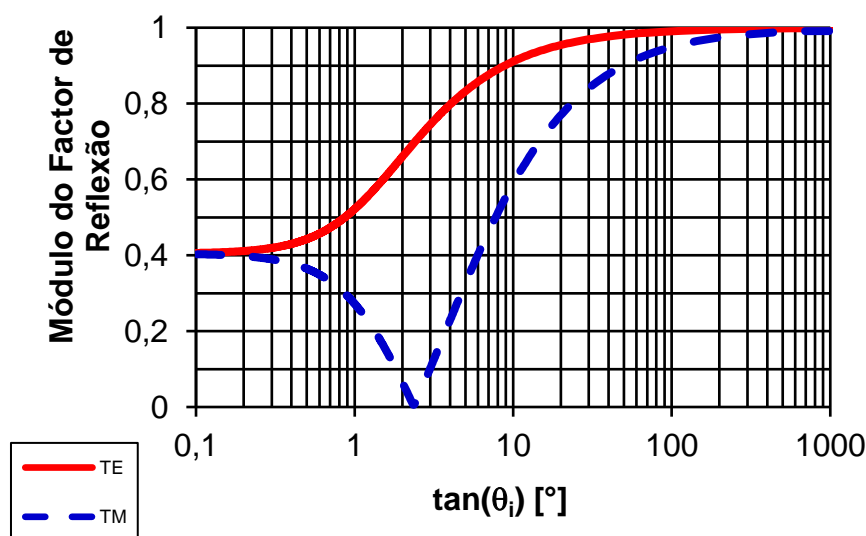


Figura 3.4.1.1. - Módulo dos Fatores de Reflexão TM e TE em função do ângulo de incidência

3.4.1. Onda incidente entre dois meios distintos

Neste subcapítulo das simulações numéricas procedeu-se ao estudo analítico e gráfico de uma onda incidente entre dois meios, meio 1 que corresponde o ar e o meio 2 que corresponde uma parede de alvenaria, no qual no meio 2 se encontra um alvo a uma distância de 30 cm, por exemplo uma pessoa, com $\sigma = 1 [m^2]$, pelo que a antena radar utilizada será do tipo monoestática, como se

pode observar pela Figura 3.4.2. De salientar que os parâmetros do meio 1 (ar) são os seguintes: $\sigma_1 = 0 [S.m^{-1}]$, $\epsilon_1 = \frac{10^{-9}}{36\pi} [F.m^{-1}]$, $\mu_1 = 4\pi \times 10^{-7} [H.m^{-1}]$ e do meio 2 são: $\sigma_2 = 0,005 [S.m^{-1}]$, $\epsilon_2 = 5,56 [F.m^{-1}]$, $\mu_2 = 1 [H.m^{-1}]$.

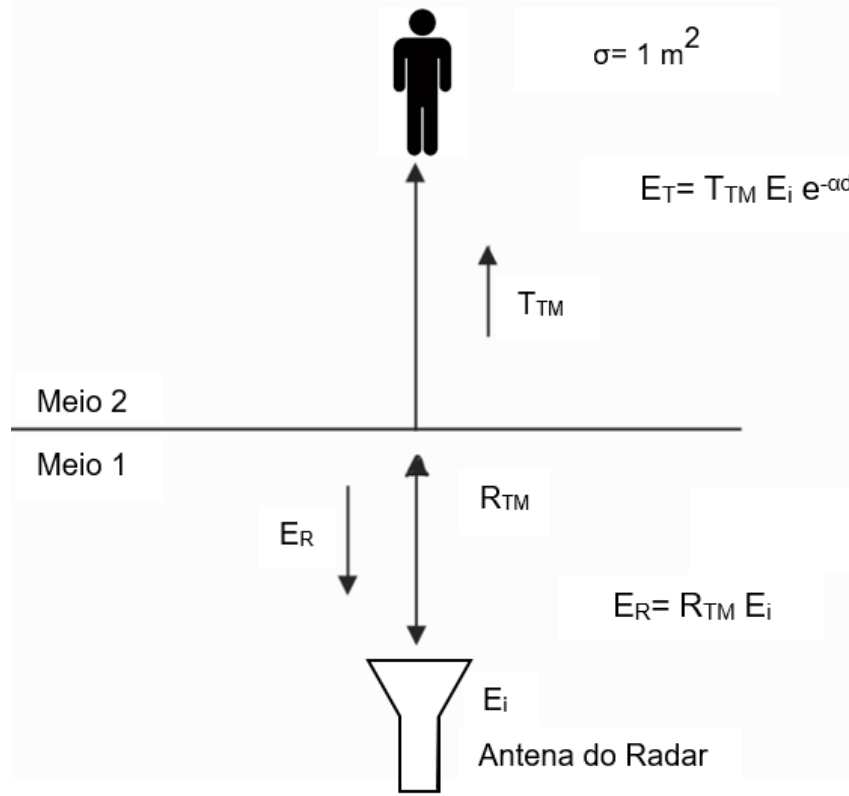


Figura 3.4.2. Esquema representativo da onda incidente sobre a parede com um alvo no seu interior

Posteriormente procedeu-se ao cálculo do fator de reflexão para polarização TM (R_{TM}) e consequentemente o fator de transmissão T_{TM} , do meio 1-2 e do meio 2-1, sendo que estes parâmetros são dados pelas seguintes expressões, respetivamente:

$$R_{TM} = \frac{\frac{\mu_1}{\mu_2} n_{21}^2 \cos \theta_i - \sqrt{n_{21}^2 - \sin^2 \theta_i}}{\frac{\mu_1}{\mu_2} n_{21}^2 \cos \theta_i + \sqrt{n_{21}^2 - \sin^2 \theta_i}} \quad (3.35)$$

$$T_{TM} = R_{TM} + 1 \quad (3.36)$$

Pelo que dependem do termo:

$$n_{21} = \sqrt{\frac{\mu_2(\sigma_2 + j\omega\epsilon_2)}{\mu_1(\sigma_1 + j\omega\epsilon_1)}} \quad (3.37)$$

Contudo teve de se proceder ao cálculo destes parâmetros para o caso meio 1-2, ou seja, em que teria se o termo n_{12} . Os valores de cada um foram os seguintes: $n_{21} = 2,36 - 0,0019j$ e $n_{12} = 0,42 + 3,477 \times 10^{-4}j$.

Seguidamente colocou-se o cenário de se ter uma antena no meio 1, e o alvo no meio 2.

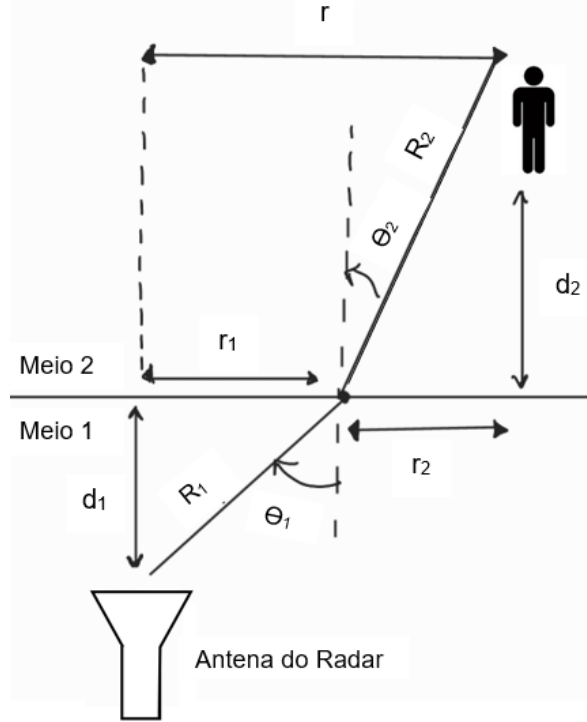


Figura 3.4.3. Representação dos ângulos e distâncias de uma onda incidente sobre a parede com alvo

Onde através da observação da figura, e aplicação da Lei de *Snell-Descartes* e consequente aplicação do teorema de Pitágoras, por observação da figura, obteve-se as seguintes expressões:

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (3.38)$$

$$r = d_1 \tan \theta_1 + d_2 \tan \theta_2 \quad (3.39)$$

$$R = R_1 + R_2 = \frac{d_1}{\cos \theta_1} + \frac{d_2}{\cos \theta_2} \quad (3.40)$$

Sabendo que $d_1 = d_2 = 0,3m$ e uma frequência de 1 GHz, obteve-se uma constante de atenuação da parede (α) de 0.127 Neper/m, a qual é dada pela equação da constante de propagação:

$$\gamma_{parede} = \alpha + j\beta = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} \quad (3.41)$$

Através da utilização do programa MATLAB foi possível adquirir o gráfico que representa a variação dos valores dos ângulos θ_1 e θ_2 em função da distância r (m), como é possível observar na Figura 3.4.4.

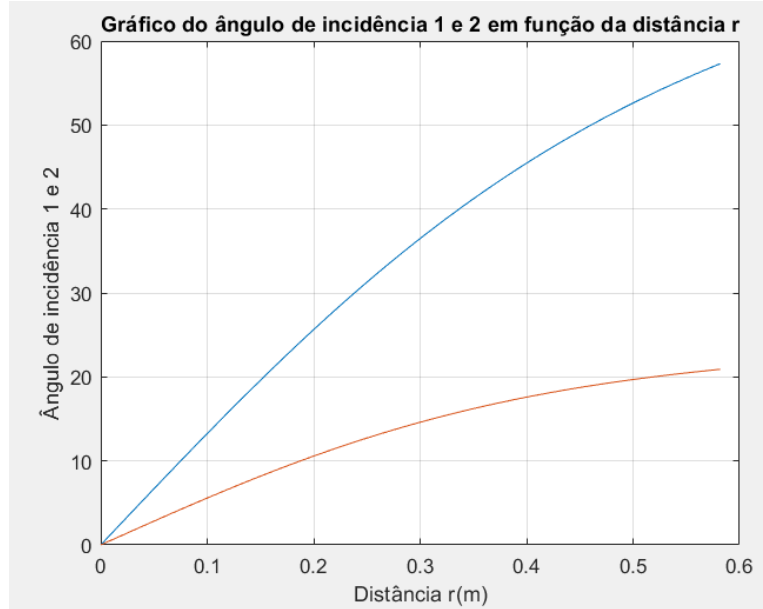


Figura 3.4.4. Variação dos valores dos ângulos θ_1 (azul) e θ_2 (vermelho) em função da distância r

Foi ainda realizada uma representação gráfica do fator de reflexão para polarização TM R_{TM} e fator de transmissão T_{TM} no meio 1-2, R_{TM12} e T_{TM12} , e no meio 2-1, R_{TM21} e T_{TM21} . De notar, que para a realização e obtenção destes fatores fez-se variar os valores dos ângulos θ_1 e θ_2 .

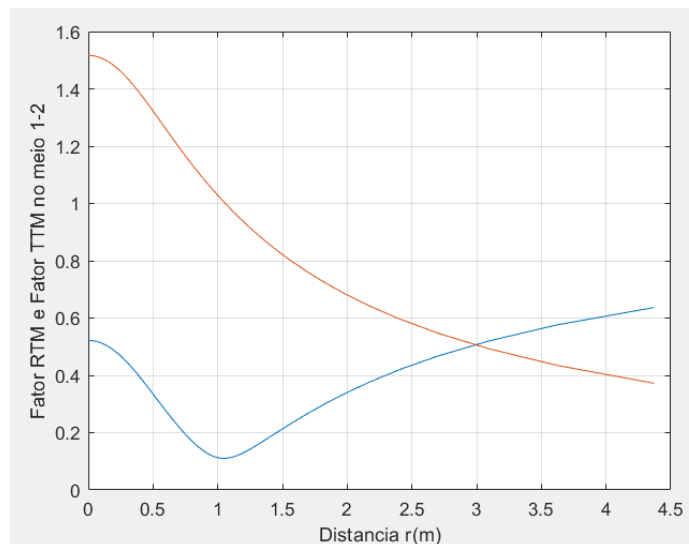


Figura 3.4.5. Gráfico de fator RTM (azul) e TTM (vermelho) do meio 1-2 em função da distância r

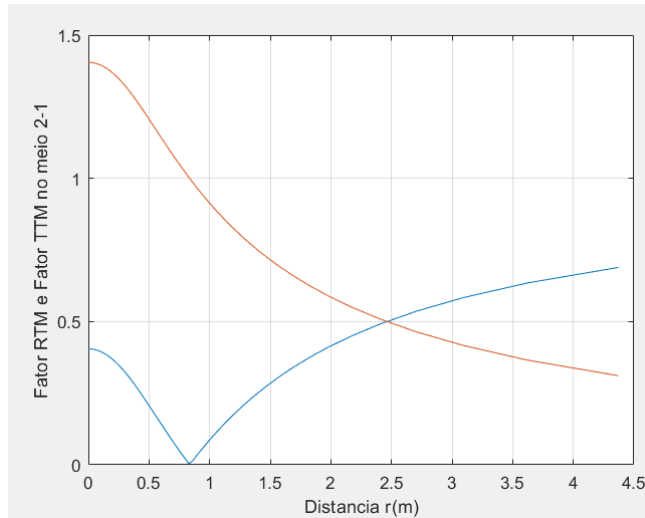


Figura 3.4.6. Gráfico de fator RTM (azul) e TTM (vermelho) do meio 2-1 em função da distância r

Por último, aplicou-se a equação radar, com os seguintes parâmetros: potência emitida (P_e) com o valor de 5 watt, ganho de antena recetora e emissora $G_r = G_e = G = 16 \text{ db} = 31.6$, uma distância de 0,3 m, a seção transversal radar de uma pessoa (RCS), σ , que se admitiu ser cerca de 1 m^2 e um comprimento de onda (λ) de 0,3 m.

A expressão da potência recebida, equação radar, é expressa por:

$$P_r = \frac{P_e G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 (R_1 + R_2)^4} \times |T_{TM21}|^2 \times |T_{TM12}|^2 \times e^{-4\alpha R_2} \quad (3.42)$$

Que pode ser representada graficamente, através da potência recebida em função da distância r, como se pode analisar na Figura 3.4.7.

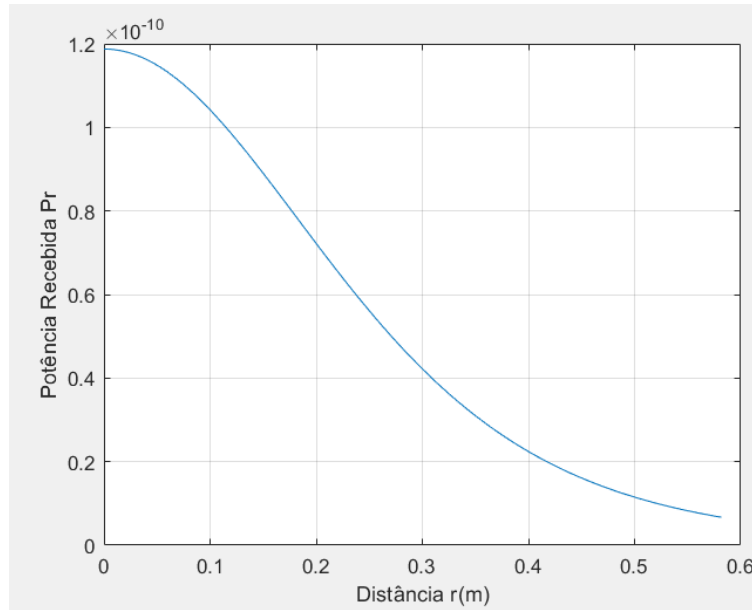


Figura 3.4.7. Potência recebida pela antena radar em função da distância r

Como se pode observar pela figura acima, o pico em incidência normal ou perpendicular ($\theta_1 = 0$) permite identificar facilmente o alvo, ou seja, quando $r = 0$ pode-se afirmar que nos encontramos em frente ao alvo ($r_1 = r_2 = 0$), obtém-se o máximo de potência recebida.

Sabendo que $n_2 > n_1$ ($n_1 = 1$ e $n_2 = \sqrt{5,56}$) e através da aplicação da Lei de Snell-Descartes, conclui-se ainda que $\theta_2 < \theta_1$.

Por sua vez, procedeu-se igualmente ao cálculo do fator de reflexão mas na polarização TE (R_{TE}) e conseqüentemente o fator de transmissão T_{TE} , do meio 1-2 e do meio 2-1, sendo que estes parâmetros apresentam um cálculo diferente dos fatores anteriores, sendo estes dados pelas seguintes expressões, respetivamente:

$$R_{TE} = \frac{\cos \theta_i - \frac{\mu_1}{\mu_2} \sqrt{n_{21}^2 - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \frac{\mu_1}{\mu_2} \sqrt{n_{21}^2 - \sin^2 \theta_i}} \quad (3.43)$$

$$T_{TE} = R_{TE} + 1 \quad (3.44)$$

Pelo que dependem do termo:

$$n_{21} = \sqrt{\frac{\mu_2(\sigma_2 + j\omega\epsilon_2)}{\mu_1(\sigma_1 + j\omega\epsilon_1)}} \quad (3.45)$$

De salientar que os dados utilizados foram os mesmos que no estudo anterior, para os fatores anteriormente apresentados. Posto isto obteve-se os seguintes gráficos:

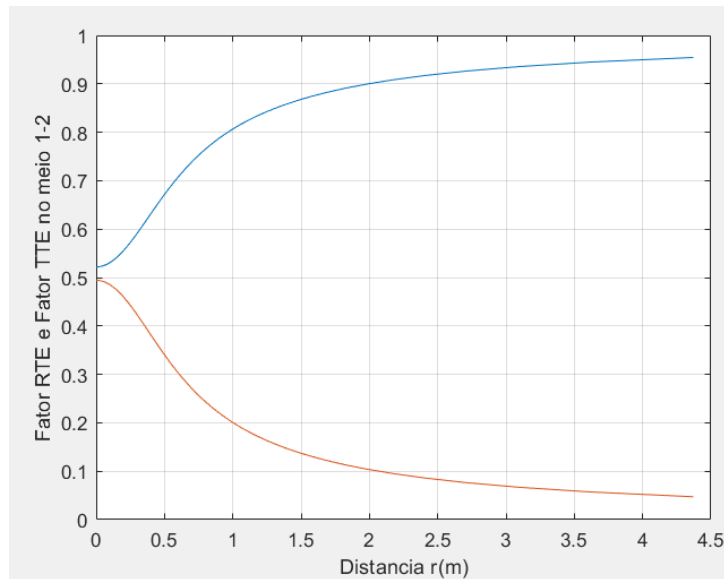


Figura 3.4.8. Gráfico de fator RTE (azul) e Fator TTE (vermelho) do meio 1-2 em função da distância r

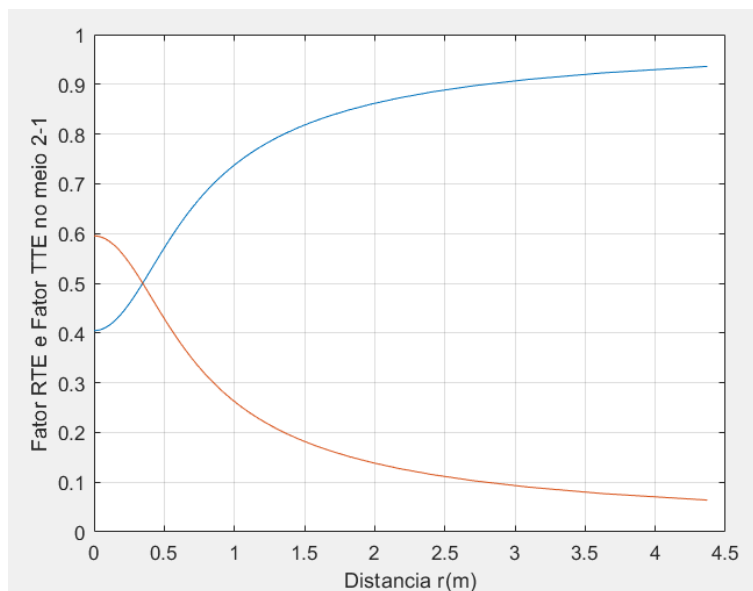


Figura 3.4.9. Gráfico de fator RTE (azul) e Fator TTE (vermelho) do meio 2-1 em função da distância r

Seguidamente aplicou-se também a equação de radar, pelo que é possível apresentar o gráfico da potência recebida em função da distância r.

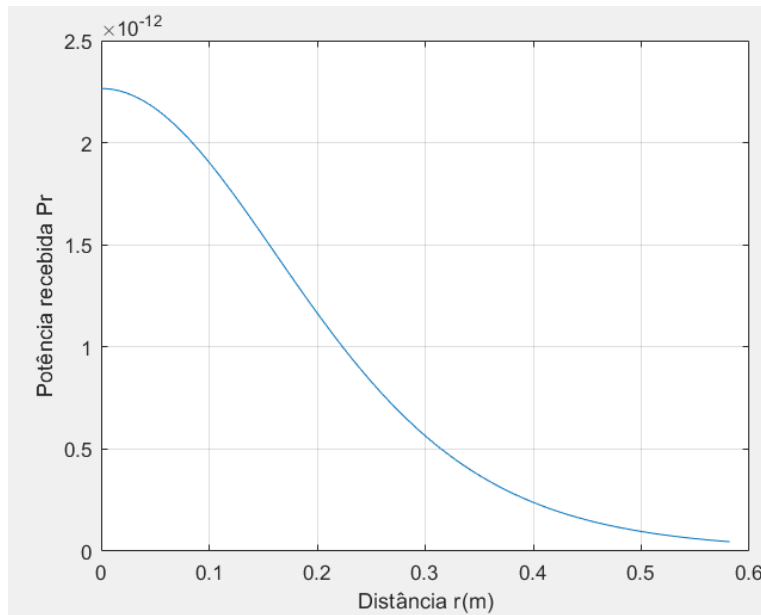


Figura 3.4.10. Potência recebida pela antena radar em função da distância r

Com a observação da figura acima, pode-se verificar tal como no estudo anterior que o pico em incidência normal ou perpendicular ($\theta_1 = 0$) permite identificar facilmente o alvo. Comparando as potências recebidas nos dois casos é possível verificar que existe uma maior potência quando se tem polarização horizontal.

O estudo realizado em cima, foi baseado no facto de se saber o valor de θ_1 , sendo este um valor fixo, e θ_2 depender de este, foi possível obter a distância r (m), contudo esta abordagem não é a mais correta, pois num cenário real terá de se ter em conta a distância a que se coloca a antena radar e a partir desta determinar os ângulos de incidência. Posto isto foi feita uma correção no estudo realizado e apresentado acima.

Assim com recurso ao programa MATLAB, obteve-se o gráfico que apresenta a variação dos ângulos de incidência θ_1 e θ_2 em função da distância r.

Com base na observação do novo gráfico e comparando com o gráfico da figura 3.4.4, foi possível afirmar que ambos têm o mesmo comportamento.

Assim com esta abordagem diferente procedeu-se a apresentação dos novos dados estudados anteriormente. Nas figuras seguintes, Figura 3.4.11 e 3.4.12, apresenta-se a representação gráfica do fator de reflexão para polarização TM R_{TM} e fator de transmissão T_{TM} no meio 1-2, R_{TM12} e T_{TM12} , e no meio 2-1, R_{TM21} e T_{TM21} . De notar, que para a realização e obtenção destes fatores fez-se variar os valores da distância r.

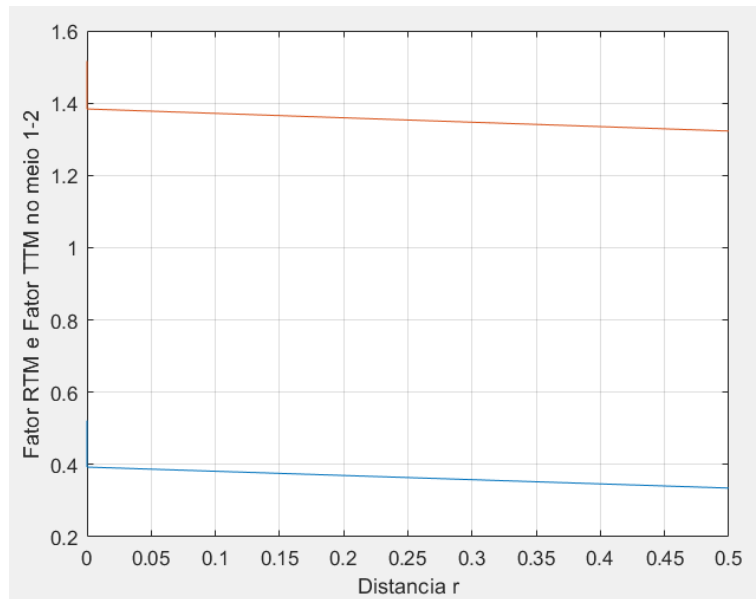


Figura 3.4.11. Gráfico de fator RTM (azul) e TTM (vermelho) do meio 1-2 em função da distância r

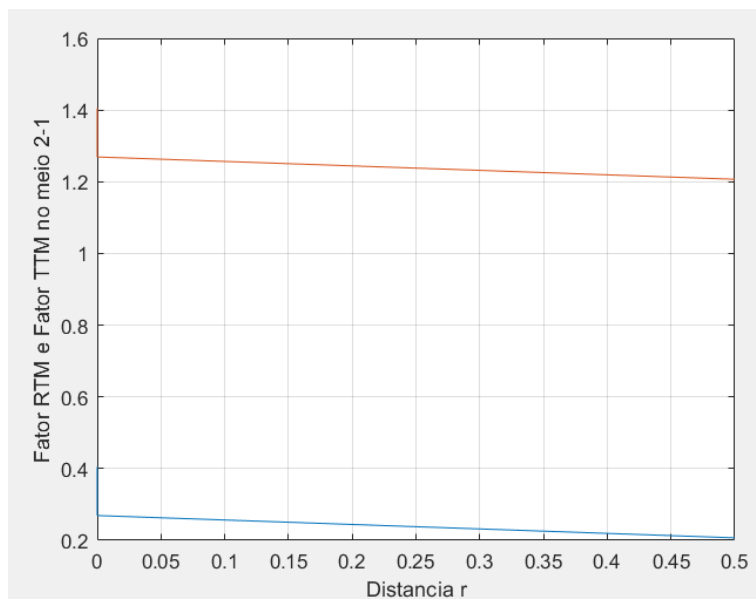


Figura 3.4.12. Gráfico de fator RTM (azul) e TTM (vermelho) do meio 2-1 em função da distância

Pela observação ambos têm o mesmo comportamento que os gráficos da figura 3.4.5. e 3.4.6., respectivamente.

Por sua vez, aplicou-se a equação radar, com os seguintes parâmetros: potência recebida (P_e) com o valor de 5 Watt, ganho de antena recetora e emissora $G_r = G_e = G = 16 \text{ dB} = 31.6$, uma distância de 0,3 m, a seção transversal radar de uma pessoa (RCS), σ , que se admitiu ser cerca de 1 m^2 e um comprimento de onda (λ) de 0,3 m. A expressão para o cálculo da potência recebida é a

da equação (3.42). Pelo que o gráfico obtido tem o mesmo comportamento que o gráfico da figura 3.4.7.

Por sua vez, procedeu-se igualmente ao cálculo e apresentação gráfica do fator de reflexão mas na polarização TE (R_{TE}) e consequentemente o fator de transmissão T_{TE} , do meio 1-2 e do meio 2-1, o cálculo para estes fatores baseou-se igualmente nas equações (3.43), (3.44) e (3.45).

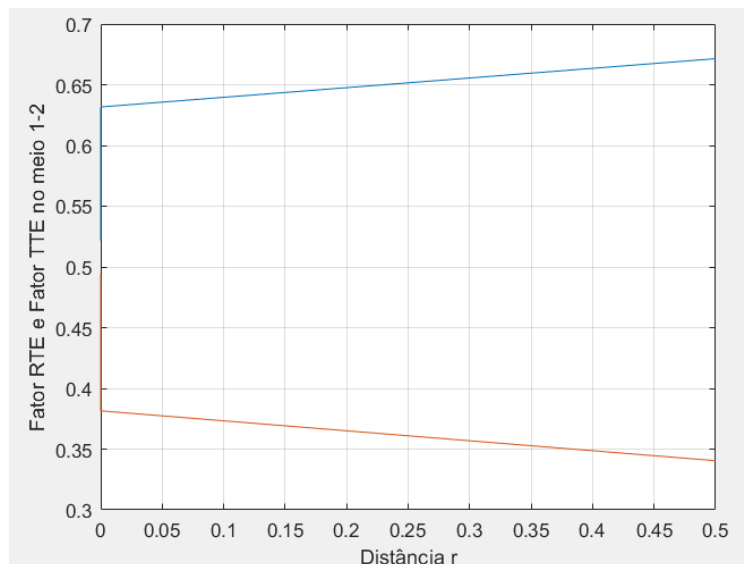


Figura 3.4.13. Gráfico de fator RTE (azul) e TTE (vermelho) do meio 1-2 em função da distância r

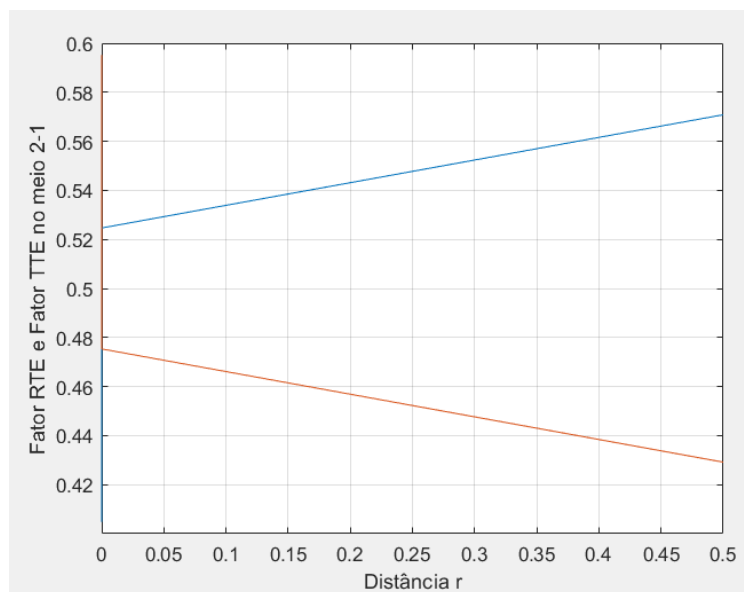


Figura 3.4.14. Gráfico de fator RTE (azul) e TTE (vermelho) do meio 2-1 em função da distância r

Estes gráficos apresentaram o mesmo comportamento que os gráficos da figura 3.4.8. e 3.4.9. respectivamente.

Por sua vez, aplicou-se também a equação de radar, pelo que foi possível constatar que o gráfico obtido apresenta o mesmo comportamento que o gráfico da figura 3.4.10.

3.4.2. Onda incidente entre três meios distintos baseado no Modelo Realista com antena radar monoestática

Este subcapítulo apresenta um estudo analítico e gráfico semelhante ao realizado no subcapítulo 3.4.1, contudo este aproxima-se do modelo realista que foi abordado no subcapítulo 3.1. Este estudo baseia-se numa onda incidente entre três meios com frequência 900MHz, em que meio 1 e 3 que corresponde o ar e o meio 2 que corresponde a uma parede de alvenaria; no meio 3 encontra-se um alvo a uma distância de 30 cm, por exemplo, uma pessoa com $\sigma = 1 [m^2]$, pelo que a antena radar utilizada será do tipo monoestática. De salientar que os parâmetros do meio 1 e 3 (ar) são os seguintes: $\sigma_{1/3} = 0 [S.m^{-1}]$, $\epsilon_{1/3} = \frac{10^{-9}}{36\pi} [F.m^{-1}]$, $\mu_{1/3} = 4\pi \times 10^{-7} [H.m^{-1}]$ e do meio 2 são: $\sigma_2 = 0,005 [S.m^{-1}]$, $\epsilon_2 = 5,56 [F.m^{-1}]$, $\mu_2 = 1 [H.m^{-1}]$. E sabe-se ainda que $n_1 = 1$ e $n_2 = \sqrt{5,56}$. Seguidamente apresenta-se o esquema representativo da onda incidente baseado no modelo realista.

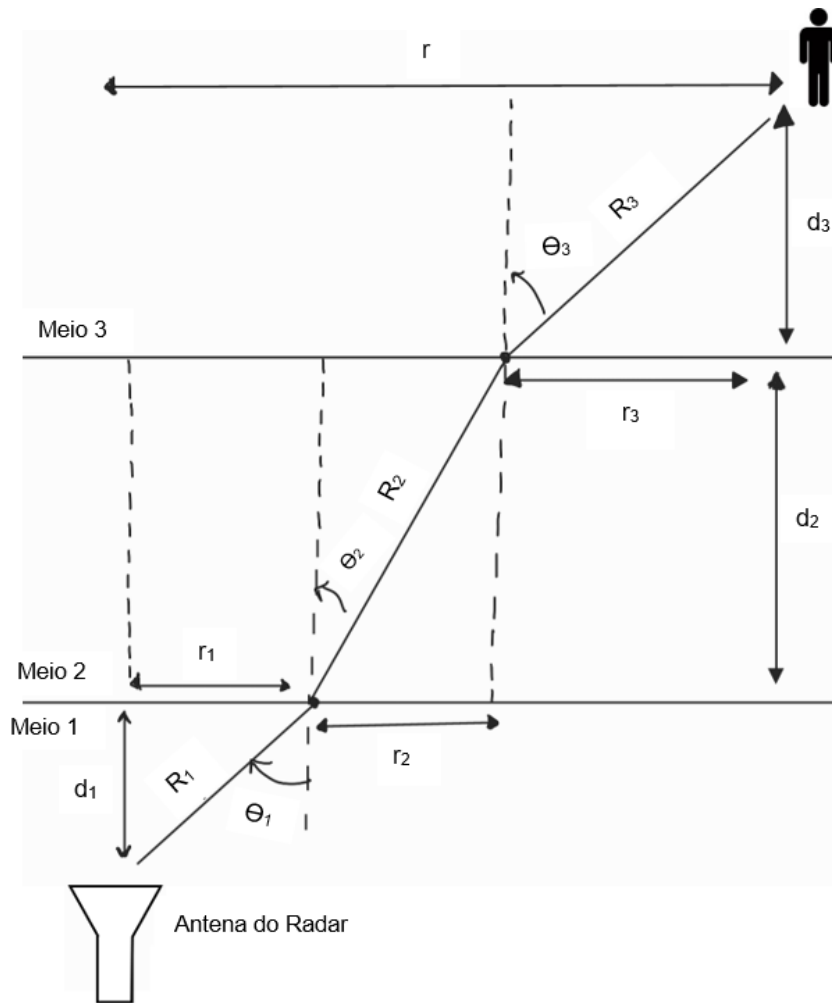


Figura 3.4.15. Representação dos ângulos e distâncias de uma onda incidente sobre ar-parede-ar com utilização de uma antena radar monoestática

Através da observação da figura, e aplicação da Lei de *Snell-Descartes* e consequente aplicação do teorema de Pitágoras, por observação da figura, obteve-se as seguintes expressões:

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (3.46)$$

$$n_2 \sin \theta_2 = n_3 \sin \theta_3$$

$$r = d_1 \tan \theta_1 + d_2 \tan \theta_2 + d_3 \tan \theta_3 \quad (3.47)$$

$$R = R_1 + R_2 + R_3 = \frac{d_1}{\cos \theta_1} + \frac{d_2}{\cos \theta_2} + \frac{d_3}{\cos \theta_3} \quad (3.48)$$

Como verificado no subcapítulo anterior a polarização horizontal apresentava maior potência recebida pelo que se utilizou este tipo de polarização. Procedeu-se ao cálculo dos meios 1-2, ou seja, em que se teria o termo n_{12} , ao cálculo do termo n_{21} , bem como o cálculo do termo n_{23} e o

termo n_{32} , este é feito através da equação (3.45) anteriormente utilizada, fazendo as substituições necessárias de acordo com os meios pretendidos.

Assim obteve-se os seguintes valores:

$$\begin{aligned} n_{21} &= n_{23} = 2,36 - 0,0019j \\ n_{12} &= n_{32} = 0,42 + 3,477 \times 10^{-4}j \end{aligned}$$

Sabendo que $d_1 = 0,3m$, $d_2 = 0,15m$ e $d_3 = 0,5m$ e uma frequência de 1 GHz, obteve-se uma constante de atenuação da parede (α) de 0.127 Neper/m (equação (3.41)).

Por conseguinte, através da aplicação da equação radar, equação que sofreu alterações em relação à usada na equação (3.42), uma vez que estamos perante 3 meios, ar-parede-ar, nomeadamente com a introdução dos termos T_{TM23} , T_{TM32} e R_3 :

$$P_r = \frac{P_e G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 (R_1 + R_2 + R_3)^4} \times |T_{TM21}|^2 \times |T_{TM12}|^2 \times |T_{TM23}|^2 \times |T_{TM32}|^2 e^{-4\alpha R_2} \quad (3.49)$$

Os restantes parâmetros necessários ao cálculo foram os seguintes: potência recebida (P_e) com o valor de 5 Watt, ganho de antena recetora e emissora $G_r = G_e = G = 16 \text{ dB} = 31.6$, uma distância de 0,3 m, a seção transversal radar de uma pessoa (RCS), σ , que se admitiu ser cerca de 1 m^2 e um comprimento de onda (λ) de 0,3 m.

Previamente foi realizado um estudo baseado no facto de se saber o valor de θ_1 , sendo este um valor fixo, e θ_2 e θ_3 dependerem deste, onde depois foi possível obter a distância r (m), contudo esta abordagem não é a mais correta, pois num cenário real terá de se ter em conta a distância a que se coloca a antena radar e a partir desta determinar os ângulos de incidência. Posto isto foi feita uma correção no estudo realizado.

Assim com recurso ao programa MATLAB, obteve-se os gráficos que apresentam a variação dos ângulos de incidência θ_1 , θ_2 e θ_3 em função da distância r .

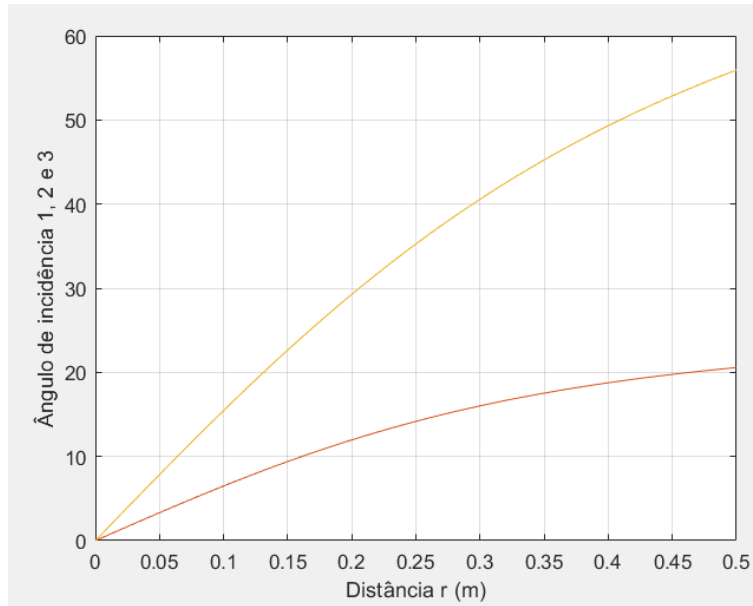


Figura 3.4.16. Variação dos valores dos ângulos θ_1 (amarelo), θ_2 (vermelho) e θ_3 (amarelo) em função da distância r (m)

Por conseguinte obteve-se ainda o gráfico com a relação da potência recebida em função da distância.

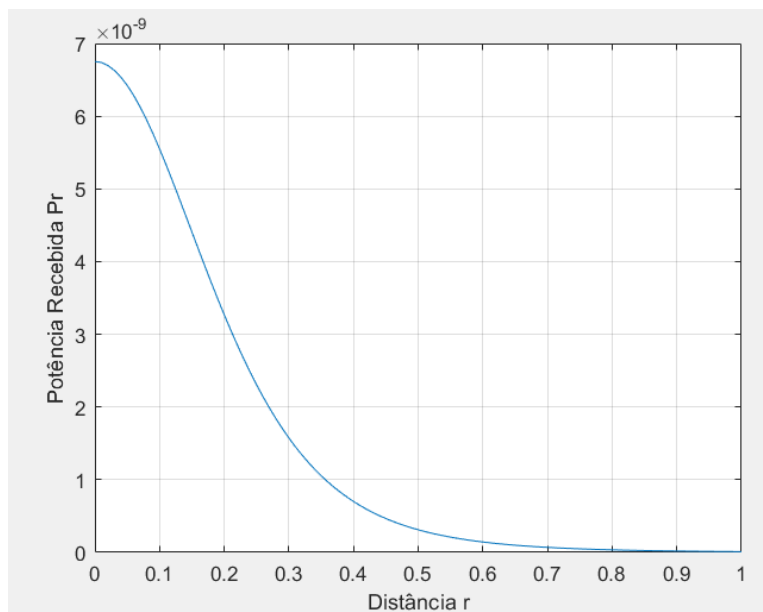


Figura 3.4.17. Potência recebida pela antena radar em função da distância r

3.4.3. Onda incidente entre três meios distintos baseado no Modelo Realista com antenas radar biestáticas

Neste subcapítulo apresenta-se um estudo analítico e gráfico semelhante ao realizado no subcapítulo anterior, contudo este diverge no facto de se utilizar duas antenas radar, mas do tipo biestáticas, como se encontra esquematizado a seguir.

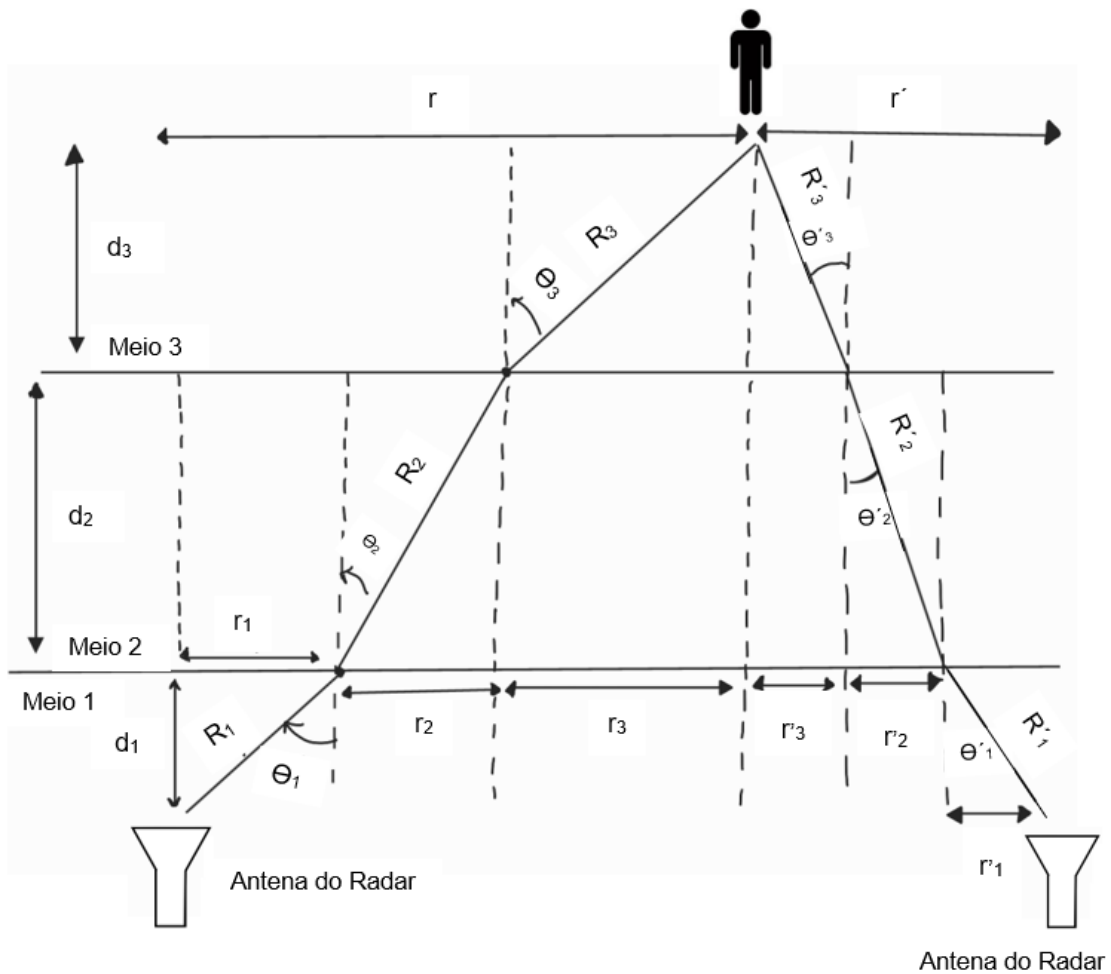


Figura 3.4.18. Representação dos ângulos e distâncias de uma onda incidente sobre ar-parede-ar com utilização de duas antenas radar biestáticas

Foi realizado dois estudos distintos com esta situação, o primeiro onde se conhecia a distância do alvo e o segundo estudo no qual se desconhecia a distância a que se encontrava o alvo, estes apresentam-se seguidamente.

A referir que a polarização utilizada foi a horizontal. À semelhança do subcapítulo anterior utilizou-se igualmente os seguintes termos:

$$n_{21} = n_{23} = 2,36 - 0,0019j$$

$$n_{12} = n_{32} = 0,42 + 3,477 \times 10^{-4}j$$

3.4.3.1. Estudo analítico sabendo a distância a que se encontra o alvo da parede

Este estudo baseia-se numa onda incidente entre três meios, meio 1 e 3 que corresponde o ar e o meio 2 que corresponde a uma parede de alvenaria, no qual no meio 2; no meio 3 encontra-se um alvo a uma distância de 30 cm, por exemplo uma pessoa, com $\sigma = 1 [m^2]$. De salientar que os parâmetros do meio 1 e 3 (ar) são os seguintes: $\sigma_{1/3} = 0 [S.m^{-1}]$, $\varepsilon_{1/3} = \frac{10^{-9}}{36\pi} [F.m^{-1}]$, $\mu_{1/3} = 4\pi \times 10^{-7} [H.m^{-1}]$ e do meio 2 são: $\sigma_2 = 0,005 [S.m^{-1}]$, $\varepsilon_2 = 5,56 [F.m^{-1}]$, $\mu_2 = 1 [H.m^{-1}]$. Sabe-se ainda que $n_1 = 1$ e $n_2 = \sqrt{5,56}$.

Aplicou-se a equação radar para se obter a potência recebida em função da distância, contudo esta difere das anteriores pelo facto de se ter duas antenas radar biestáticas, sendo necessário introduzir o parâmetro R'_2 como se pode verificar pela expressão abaixo:

$$P_r = \frac{P_e G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 (R_1 + R_2 + R_3)^2 (R'_1 + R'_2 + R'_3)^2} \times |T_{TM21}|^2 \times |T_{TM12}|^2 \times |T_{TM23}|^2 \times |T_{TM32}|^2 \times |T_{TM'21}|^2 \times |T_{TM'12}|^2 \times |T_{TM'23}|^2 \times |T_{TM'32}|^2 e^{-4\alpha R_2 R'_2} \quad (3.50)$$

Como foi referido anteriormente, este estudo inicialmente foi também abordado segundo um valor de ângulo de incidência θ_1 fixo, contudo esta não é a forma mais correta e real de se abordar o problema existente pelo que seguidamente irei apresentar os resultados de acordo com a fixação do valor da distância r e assim obter o valor dos ângulos de incidência.

Para se proceder a esta determinação recorreu-se à utilização do programa MATLAB, no qual se utilizou as seguintes expressões necessárias á determinação dos ângulos de incidência.

$$\begin{aligned} n_1 \sin \theta_1 &= n_2 \sin \theta_2 \\ n_2 \sin \theta_2 &= n_3 \sin \theta_3 \end{aligned} \quad (3.51)$$

$$n_1 \sin \theta'_1 = n_2 \sin \theta'_2$$

$$n_2 \sin \theta'_2 = n_3 \sin \theta'_3$$

$$r = d_1 \tan \theta_1 + d_2 \tan \theta_2 + d_3 \tan \theta_3 \quad (3.52)$$

$$r' = d_1 \tan \theta'_1 + d_2 \tan \theta'_2 + d_3 \tan \theta'_3$$

De referir que se utilizou $d_1 = 0,3m$, $d_2 = 0,15m$ e $d_3 = 0,5m$, $P_e = 50W$ e uma frequência de 1 GHz, obteve-se uma constante de atenuação da parede (α) de 0.127 Neper/m (equação (3.41)).

De salientar que se utilizou valores fixos de r entre 0 e 1 metro e distância entre as antenas (D) de 2 metros pelo que r' irá depender destes dois parâmetros da seguinte forma:

$$D = r + r' \quad (3.53)$$

Assim e, utilizando o programa MATLAB, obteve-se o seguinte gráfico, que representa a potência recebida por ambas as antenas em função da distância r .

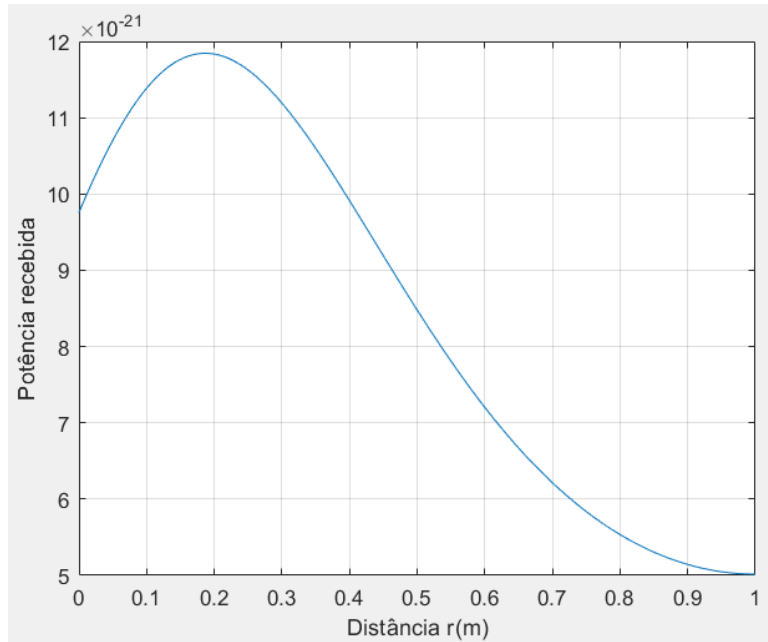


Figura 3.4.19. Potência recebida pela antena radar em função da distância r

Através da utilização do programa MATLAB foi ainda possível adquirir o gráfico que representa a variação dos valores dos ângulos $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta'_1, \theta'_2$ e θ'_3 em função da distância r (m), como é possível observar nas figuras abaixo, respectivamente.

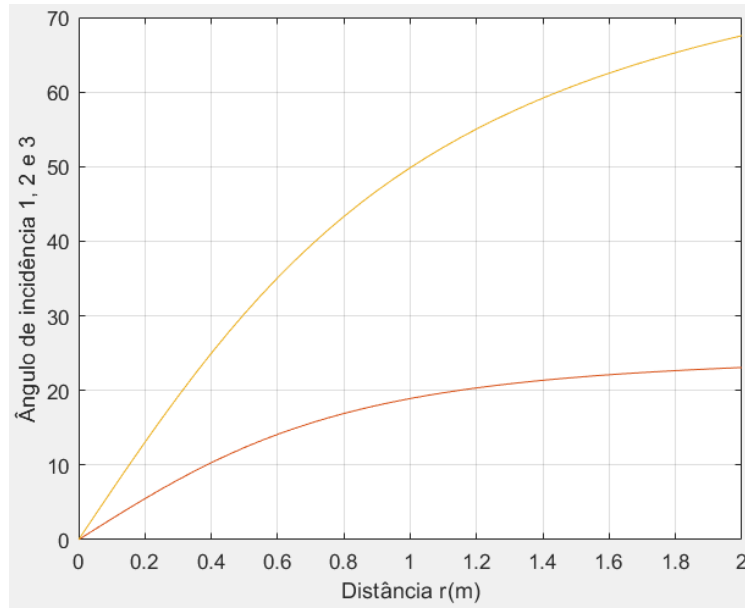


Figura 3.4.20. Variação dos valores dos ângulos de incidência θ_1 , θ_2 e θ_3 em função da distância r (m) ($\theta_1 = \theta_3$ que corresponde à curva amarela e θ_2 curva vermelha)

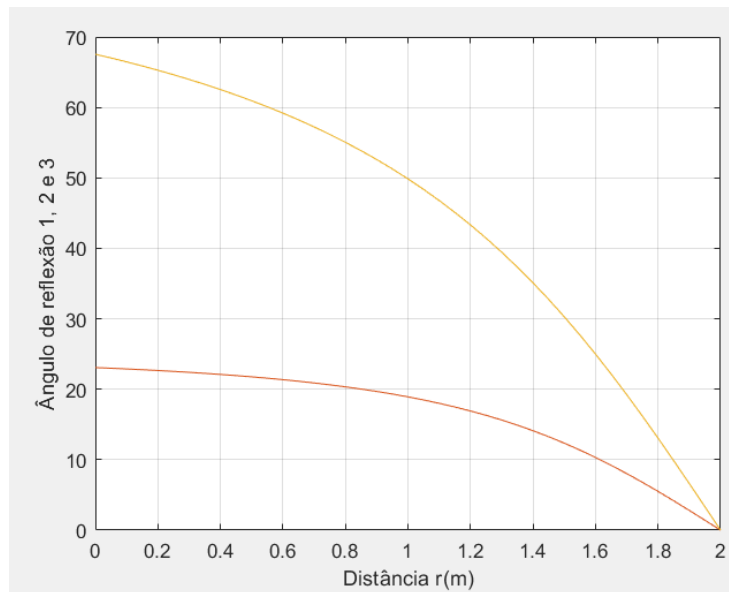


Figura 3.4.21. Variação dos valores dos ângulos de reflexão θ'_1 , θ'_2 e θ'_3 em função da distância r (m) ($\theta'_1 = \theta'_3$ que corresponde à curva amarela e θ'_2 curva vermelha)

Por sua vez pretendeu-se fazer o mesmo estudo mas utilizando as mesmas antenas anteriores mas com um radar pulsado, com o objetivo de se calcular o tempo de atraso total.

Para se calcular o tempo de atraso total recorreu-se às seguintes expressões:

$$T_{total} = T_1 + T_2 + T_3 + T'_1 + T'_2 + T'_3; \quad (3.54)$$

Sabendo que: $T_1 = \frac{R_1}{c_1}$, onde $R_1 = \frac{d_1}{\cos \theta_1}$ e $c_1 = c_0 = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$.

$$T_2 = \frac{R_2}{c_2}, \text{ onde } R_2 = \frac{d_2}{\cos \theta_2} \text{ e } c_2 = \frac{c_0}{n_2}$$

$$T_3 = \frac{R_3}{c_3}, \text{ onde } R_3 = \frac{d_3}{\cos \theta_3} \text{ e } c_3 = 3 \times 10^8 \text{ m/s}.$$

$$T'_1 = \frac{R'_1}{c_0}, \text{ onde } R'_1 = \frac{d_1}{\cos \theta'_1} \text{ e } c_0 = 3 \times 10^8 \text{ m/s}.$$

$$T'_2 = \frac{R'_2}{c_2}, \text{ onde } R'_2 = \frac{d_2}{\cos \theta'_2} \text{ e } c_2 = \frac{c_0}{n_2}$$

$$T'_3 = \frac{R'_3}{c_3}, \text{ onde } R'_3 = \frac{d_3}{\cos \theta'_3} \text{ e } c_3 = 3 \times 10^8 \text{ m/s}.$$

Posteriormente utilizando o programa MATLAB, obteve-se o seguinte gráfico, que representa a distância r em função do tempo de atraso total.

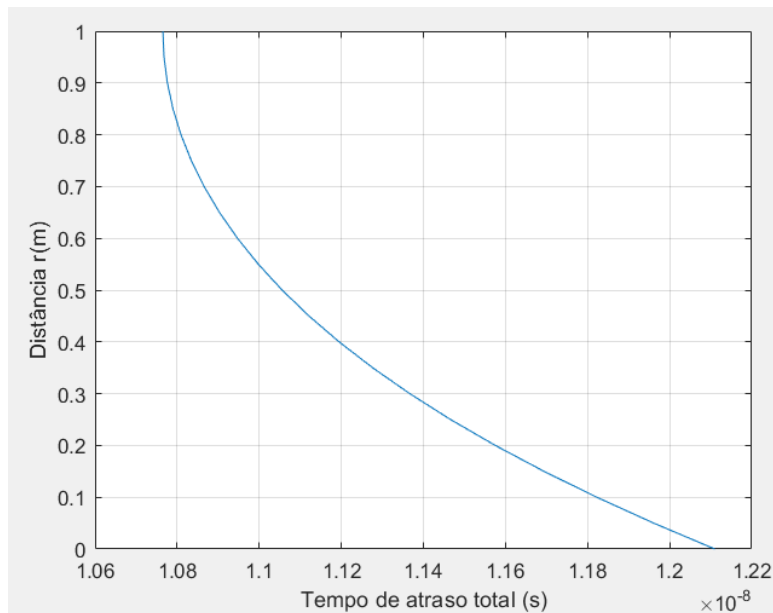


Figura 3.4.22. Distância r em função do tempo de atraso total do radar pulsado

Pela observação do gráfico é possível afirmar que para uma distância de cerca 1 m ter-se-á um tempo total de atraso de aproximadamente $1,077 \times 10^{-8}$ segundos.

3.4.3.2. Estudo analítico desconhecendo a distância a que se encontra o alvo da parede

Este estudo ao contrário do anterior baseia-se numa onda incidente entre três meios, meio 1 e 3 que corresponde o ar e o meio 2 que corresponde a uma parede de alvenaria, no qual no meio 3 encontra-se um alvo no qual a sua distância é desconhecida, por exemplo uma pessoa, com $\sigma =$

1 [m²]. De salientar que os parâmetros do meio 1 e 3 (ar) são os seguintes: $\sigma_{1/3} = 0$ [S.m⁻¹], $\epsilon_{1/3} = \frac{10^{-9}}{36\pi}$ [F.m⁻¹], $\mu_{1/3} = 4\pi \times 10^{-7}$ [H.m⁻¹] e do meio 2 são: $\sigma_2 = 0,005$ [S.m⁻¹], $\epsilon_2 = 5,56$ [F.m⁻¹], $\mu_2 = 1$ [H.m⁻¹]. Sabe-se ainda que $n_1 = 1$ e $n_2 = \sqrt{5,56}$.

Uma vez que se desconhece a distância d_3 (distância do alvo na vertical) que corresponde á distância a que se encontra o alvo da parede (figura 3.4.18.), com recurso ao programa MATLAB foi necessário aplicar equações que auxiliassem no cálculo desta distância. Assim relacionou-se o tempo total de atraso do radar pulsado, relacionando-o com os ângulos de incidência $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta'_1, \theta'_2$ e θ'_3 (equação 3.54). As relações utilizadas foram as seguintes:

$$\begin{aligned} n_1 \sin \theta_1 &= n_2 \sin \theta_2 \\ n_1 \sin \theta'_1 &= n_2 \sin \theta'_2 \\ \theta_1 &= \theta_3 \\ \theta'_1 &= \theta'_3 \end{aligned} \tag{3.55}$$

$$\begin{aligned} r &= d_1 \tan \theta_1 + d_2 \tan \theta_2 + d_3 \tan \theta_3 \\ r' &= d_1 \tan \theta'_1 + d_2 \tan \theta'_2 + d_3 \tan \theta'_3 \end{aligned} \tag{3.56}$$

Sabendo que r e r' têm valores de 1 m, supondo-se que se realizou um varrimento sabendo se assim o seu valor.

Assim obteve se o gráfico que relaciona os ângulos de incidência 1 e 2 em função do Tempo Total de Atraso.

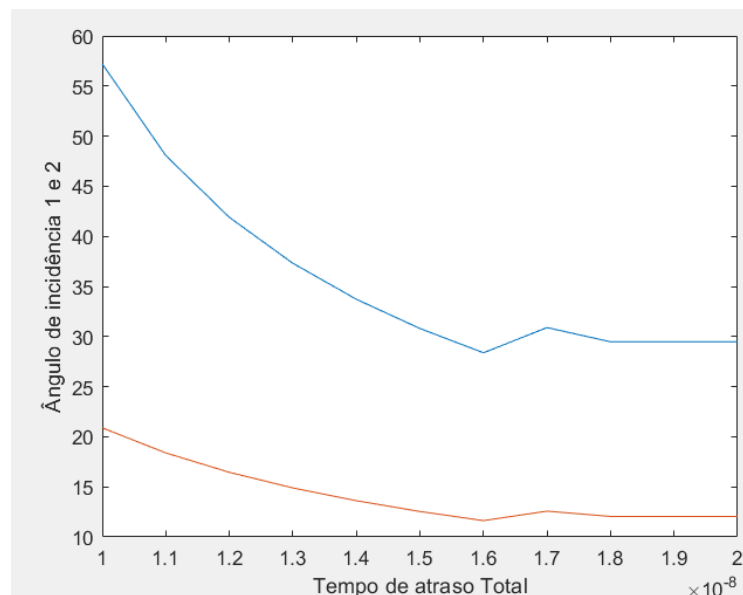


Figura 3.4.23. Ângulos de incidência 1 (azul) e 2 (vermelho) em função do tempo total de atraso

Pôde-se ainda apresentar um gráfico que representa a distância do alvo à parede, d_3 , em função do tempo total de atraso e um gráfico da potência recebida em função da distância do alvo à parede, d_3 .

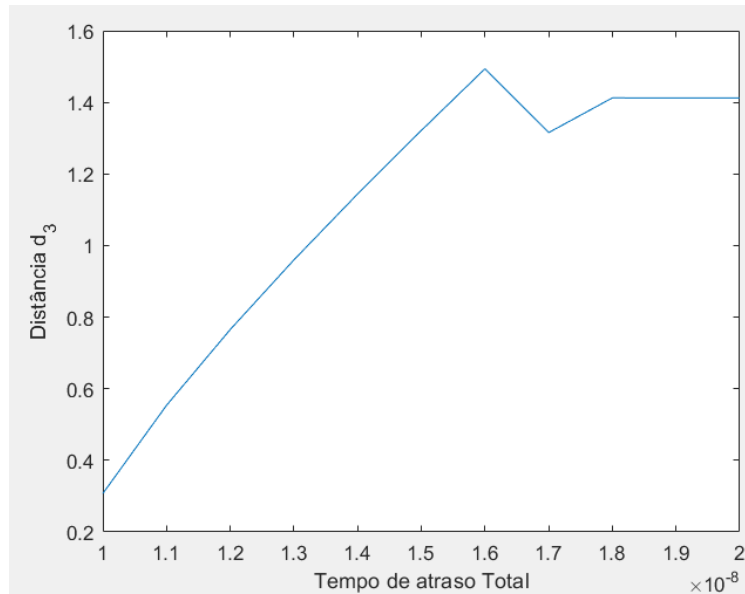


Figura 3.4.24. Distância d_3 em função do tempo total de atraso

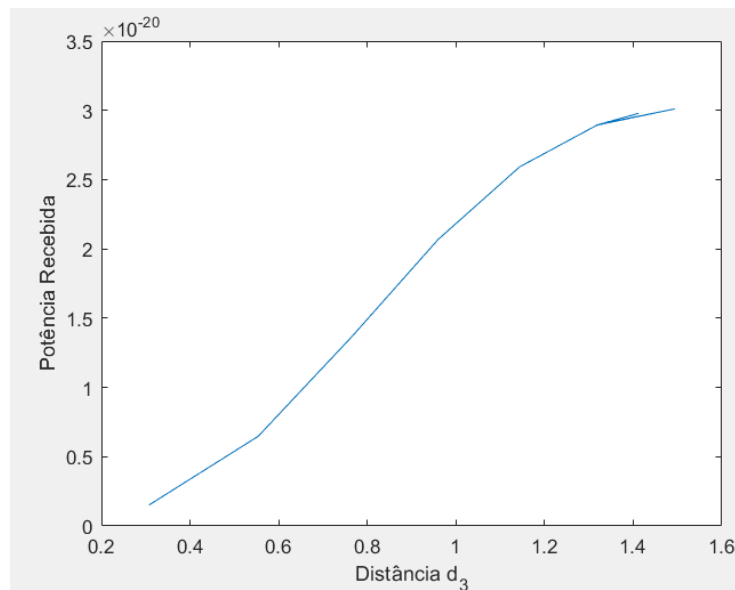


Figura 3.4.25. Potência Recebida em função da distância d_3

Capítulo 4: Caracterização do sistema

O capítulo 4 aborda elementos essenciais a esta dissertação e conseqüentemente a sua caracterização e explicação. Estes elementos são essencialmente a caracterização do alvo, que neste caso se trata de uma pessoa (subcapítulo 4.1), o radar MTI (subcapítulo 4.2) e por fim a caracterização das antenas utilizadas que são do tipo corneta piramidal (subcapítulo 4.3).

4.1. Caracterização do alvo

4.1.1. Seção Transversal Radar de uma pessoa

Segundo H. Li e Y. Kiang [15], a seção transversal do radar (RCS) de um alvo é a área equivalente vista por um radar. É a área fictícia que interceta a quantidade de energia que, quando espalhada igualmente em todas as direções produz um eco no radar igual ao do alvo.

Tal como refere [16] a seção transversal do radar σ é um parâmetro específico de um objeto refletivo que depende de muitos fatores e possui unidades de m^2 . O seu cálculo só é possível para objetos simples. A área da superfície de corpos geométricos simples depende da forma do corpo e do comprimento de onda da radiação incidente, ou seja, da razão entre as dimensões estruturais do objeto e o comprimento de onda. Se toda a energia do radar incidente no alvo fosse absolutamente refletida de forma igual em todas as direções, a seção transversal do radar seria igual à área da seção transversal do alvo, conforme visto pelo transmissor. Contudo na realidade, alguma energia é absorvida e a energia refletida não é distribuída igualmente em todas as direções. Posto isto, a seção transversal do radar é bastante difícil de estimar e normalmente é determinada por medição. Pode-se afirmar que a seção transversal do radar alvo depende de:

- Geometria física e as características exteriores do objeto;
- Direção do radar iluminante;
- Frequência dos transmissores de radar;
- Tipos de materiais usados.

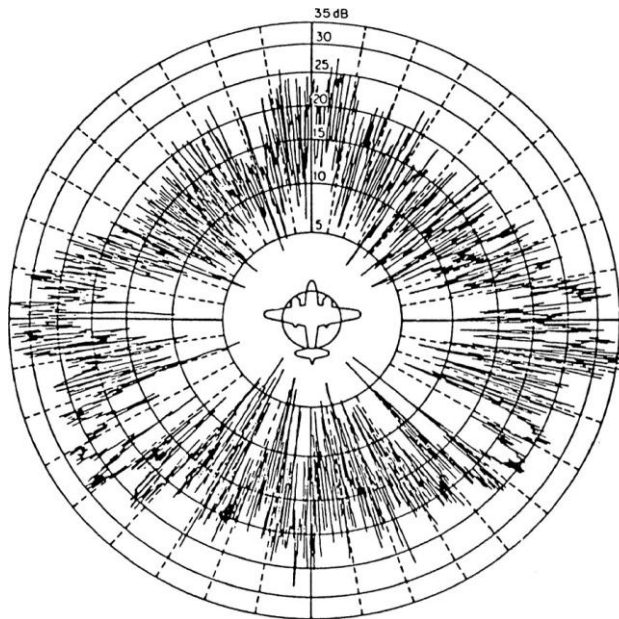


Figura 4.1.1. Seção experimental do radar da aeronave B-26 na frequência de 3 GHz em função do ângulo do azimute [16]

Assim este parâmetro pode ser calculado como sendo uma medida da razão da densidade de retroespalhamento na direção do radar (do alvo) para a densidade de potência que é interceptada pelo alvo. Como a potência é distribuída na forma de uma esfera, uma pequena parte ($4\pi \cdot r^2$) pode ser recebida pelo radar. A seção do radar σ é definida como:

$$\sigma = \frac{4\pi \cdot r^2 \cdot S_r}{S_t} \quad (4.1)$$

Sendo:

S_r – Densidade de potência espalhada na faixa r , em [W/ m²].

S_t – Densidade de potência que é interceptada pelo alvo, em [W/ m²].

r – Distância entre o radar e o alvo. [16]

Contudo esta foi uma abordagem geral à seção transversal radar de um objeto, pelo que para a realização desta dissertação irá se utilizar, e ter em conta, a seção transversal radar de uma pessoa. Este parâmetro relativamente ao objeto em estudo, um humano, torna-se complexo e de difícil cálculo, uma vez que este não se trata de um objeto universal e que vai variando o que irá influenciar o valor deste. Apesar de tudo, o valor característico, e normalmente utilizado deste parâmetro no

caso de o alvo ser um Homem é de cerca de 1 m² (valor retirado da Tabela 2: RCS para destinos pontuais [16]).

De acordo com [17], enquanto uma pessoa caminha, a sua postura, orientação relativa, aspeto irradiado e distância do sensor mudam constantemente. Para além disso, o tamanho de uma pessoa pode variar, de uma criança a um adulto. Há que ter em conta que a roupa das pessoas é feita de vários materiais e que esta pode assumir diferentes formas. Assim pode-se subdividir os fatores que podem afetar as características de reflexão das ondas de rádio. Os fatores de variância para a intensidade de reflexão das ondas rádio para as pessoas podem ser observadas na Tabela 2.

Tabela 2. Fator de variância da intensidade refletiva das ondas de rádio em pessoas [17]

•	Frequência	
•	Distância	
•	Corpo	<ul style="list-style-type: none"> — Tamanho — Direção/ Postura
•	Movimento	<ul style="list-style-type: none"> — Movimento do centroide — Batimento Cardíaco/Respiração — Movimento da caminhada
•	Área irradiada	<ul style="list-style-type: none"> — Padrão de feixe de antena — Monoestático/Biestático
•	Roupas	<ul style="list-style-type: none"> — Material — Suavidade da superfície — Taxa de revestimento
•	Factos Externos	<ul style="list-style-type: none"> — Leito da estrada — Objeto à beira da estrada

Seguidamente apresenta-se a Figura 4.1.2. que ilustra o modelo refletivo de ondas de rádio em pessoas, onde P_r representa a potência recebida, P_t representa a potência emitida e λ o comprimento de onda.

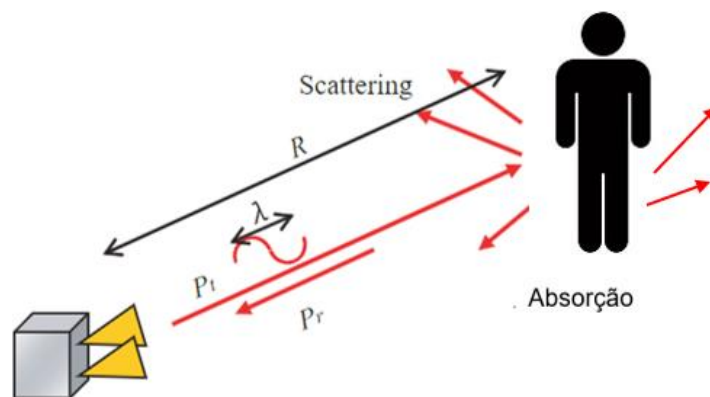


Figura 4.1.2. Modelo refletivo de ondas de rádio em pessoas [17]

Posto isto, Yamada [17], propôs um sistema, Figura 4.1.3., o qual utiliza o método FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) onde as ondas que passam diretamente da antena emissora para a antena receptora são rejeitadas, enquanto as ondas que são refletidas das superfícies da câmara anecoica¹ são separadas. E por sua vez, as ondas que são refletidas por outros objetos são eliminadas tanto quanto possível, realizando as medições numa câmara anecoica.

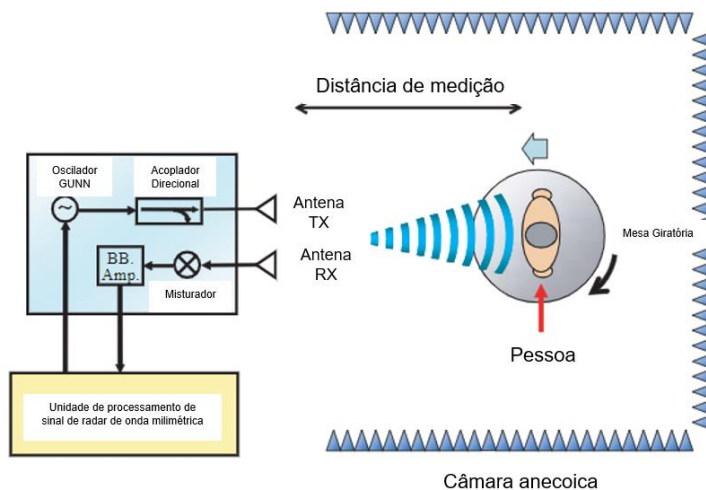


Figura 4.1.3. Estrutura do sistema desenvolvido por Yamada [17]

Os resultados obtidos neste estudo [17], nomeadamente para a intensidade de reflexão das ondas de rádio de uma pessoa podem ser visíveis na Figura 4.1.4.

¹ O termo anecoico refere-se a “sem eco”, ou seja, trata-se de uma sala projetada para conter reflexões eletromagnéticas.

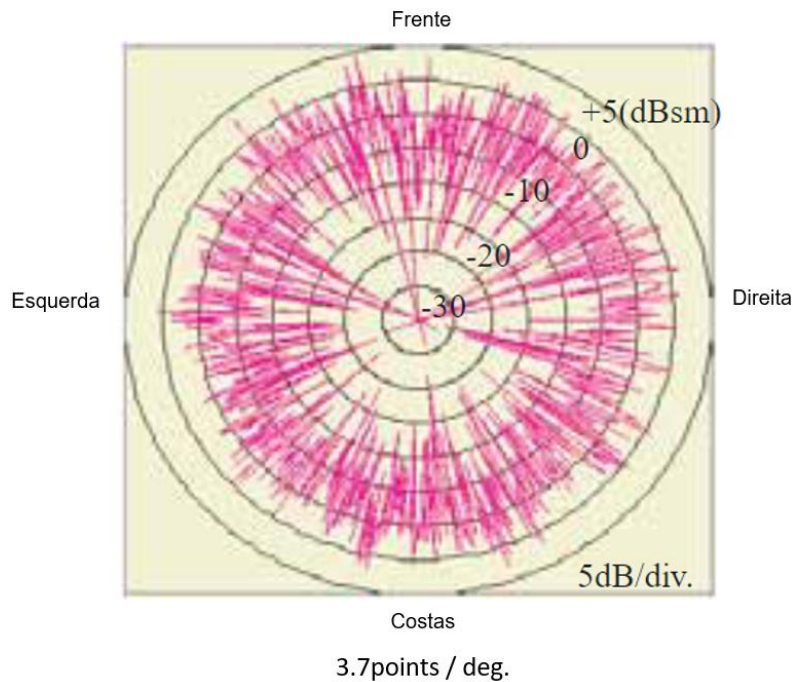


Figura 4.1.4 . Resultado da medição da intensidade refletiva das ondas de rádio de uma pessoa [17]

4.1.2. Modelos de Swerling

Numa tentativa de capturar os efeitos de flutuação do RCS de um alvo, um modelo matemático foi desenvolvido por Peter Swerling, o qual consiste em representações de RCS, que são conhecidas como os modelos Swerling RCS. Existem quatro modelos Swerling, estes são denominados Swerling 1, Swerling 2, Swerling 3 e Swerling 4. Contudo existem analistas de radar que se referem a um quinto modelo que pode ser denominado de Swerling 0 ou Swerling 5. Este último é definido como um alvo que possui um RCS constante. Este modelo de Swerling seria a representação de uma esfera, uma vez que o RCS ideal de uma esfera é constante sobre o ângulo de orientação e tempo [18].

Os quatro modelos de Swerling tentam representar as variações estatísticas e temporais no RCS. As propriedades estatísticas das variações de RCS Swerling 1 (SW1) e Swerling 2 (SW2) são as mesmas e são representadas pela função densidade

$$f(\sigma) = \frac{1}{\sigma_{AV}} e^{-\frac{\sigma}{\sigma_{AV}}} U(\sigma) \quad (4.2)$$

Onde $U(\sigma)$ é a função degrau unitário. A equação (4.2) é a equação para uma função exponencial de densidade. σ_{AV} é o RCS médio do alvo e é o valor que seria usado na equação de alcance do radar [18].

As propriedades estatísticas dos alvos SW3 e SW4 também são as mesmas e são dirigidas igualmente pela função densidade

$$f(\sigma) = \frac{4\sigma}{\sigma_{AV}^2} e^{-\frac{2\sigma}{\sigma_{AV}}} U(\sigma) \quad (4.3)$$

A equação (4.2) é Qui-quadrado, dois graus de liberdade, função densidade. Novamente, σ_{AV} é o RCS médio do alvo [18].

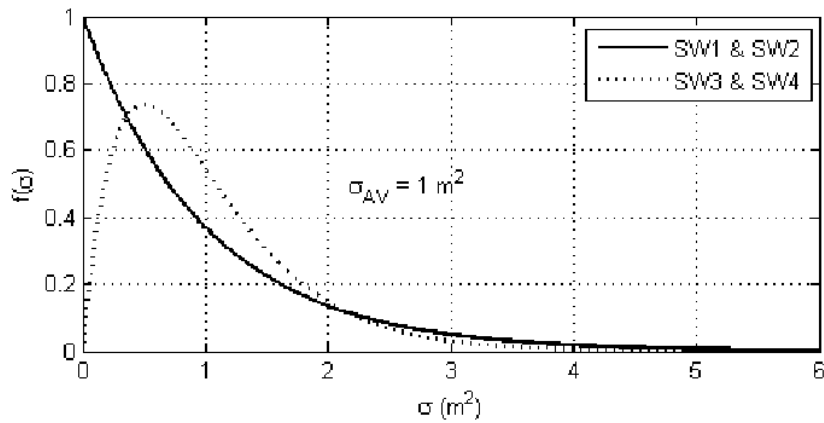


Figura 4.1.5. Funções de densidade para modelos Swerling RCS [18]

Pela observação do gráfico da figura 4.1.5., os valores de RCS para o caso de SW1/SW2 estão concentrados em pequenos valores (valores abaixo do σ_{AV}), enquanto os valores RCS para o caso de SW3/SW4 estão concentrados em valores bastante próximos do RCS médio [18].

A diferença entre um alvo SW1 e SW2 está na diferença no tempo de variação do RCS, e da mesma forma para a diferença entre um alvo SW3 e SW4. Com um alvo SW1 ou SW3 o RCS flutua lentamente ao longo do tempo, diz-se que estes alteram o RCS com uma base de varredura, ao contrário de um alvo SW2 ou SW4 o RCS flutua ao longo do tempo, ou seja, alteram RCS numa base pulso a pulso [18].

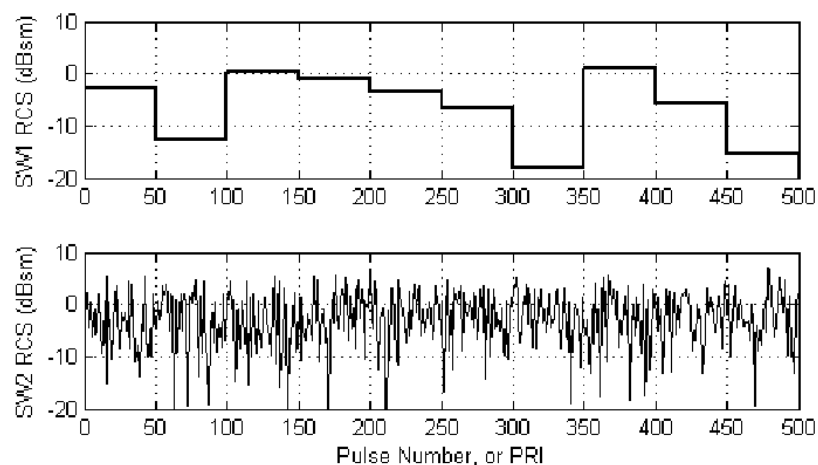


Figura 4.1.6 . Modelos de flutuação RCS SW1 e SW2 [18]

Para o modelo SW1 o RCS muda a cada 50 impulsos e o RCS para o modelo SW2 muda a cada impulso.

4.1.3. Relação de Modelos Swerling com alvos reais

Numa tentativa de relacionar os vários modelos com alvos reais, uma das hipóteses padrão é que a flutuação do modelo SW1/SW2 está associado a alvos complexos como são por exemplo as aeronaves, carros de combate, navios, entre outros, tratando-se de alvos que têm um grande número de superfícies e conjuntos de diferentes orientações. Na prática, as medições de detecção indicam que, de facto, o modelo SW1/SW2 fornece uma boa representação de alvos. A razão para que tal aconteça está no teorema do limite central e nalgumas propriedades de variáveis aleatórias gaussianas [18].

Por outro lado, o modelo de flutuação SW3/SW4 é o que melhor se aplica a alvos simples, como é exemplo uma munição, granadas de artilharia, cápsulas de reentrada na atmosfera e semelhantes. Contudo o modelo é um pouco consistente com um alvo que consiste num espalhador (*scatterer*) predominante e em vários espalhadores menores. Ou seja, o modelo de alvo SW3/SW4 não realiza um bom trabalho em termos de desempenho de detecção em relação aos tipos de alvos mencionados. No entanto, este parece funcionar melhor que o modelo de alvo SW1/SW2 e o modelo RCS constante (SW0 ou SW5) [18].

4.1.4. Modelo Swerling aplicável para pessoa

Uma vez que o alvo em questão que será utilizado nesta dissertação se trata de uma pessoa, o modelo Swerling mais correto, de acordo com o que foi discutido e apresentado acima, será o modelo SW3/SW4, uma vez que uma pessoa se trata de um alvo que apresenta um *scatterer* predominante e outros menores. A Figura 4.1.7 apresenta um exemplo de amostra de RCS composto por um intervalo de 3 segundos para o caso de uma frequência portadora de 8,136 GHz (banda X baixa)

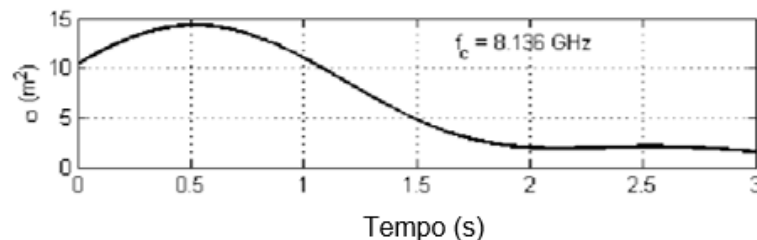


Figura 4.1.7. Amostra de Variação RCS ara frequência 8,136 GHz [18]

O RCS permanece razoavelmente constante por períodos de décimas de milissegundos, no entanto ao longo de períodos de segundos a variação RCS torna-se imprevisível, pelo que nesta banda o comportamento RCS é consistente com um alvo SW3 [18].

Pode se aplicar este exemplo ao nosso estudo uma vez que a frequência usada é de 1GHz pelo que se enquadra na banda L (1-2 GHz) [18].

Posto isto pode-se concluir que uma pessoa se trata de um alvo com modelo de flutuação Swerling 3, tendo um RCS a variar maioritariamente entre 0 e 5 m².

4.2. Caracterização do Radar

O radar MTI (*Moving Target Indicator*) é um radar indicador de alvo móvel. Este consiste num radar pulsado que usa a mudança de frequência de Doppler como um meio para discriminar alvos móveis de desordem estacionária [19].

4.2.1. Radar MTI

Um radar simples é composto por três componentes principais: o emissor e o recetor e as suas respetivas antenas, e um indicador de resultados (como é exemplo um ecrã à base de CRT), contudo neste caso, um radar MTI não é um simples radar de impulsos, no sentido em que este é mais eficaz a detetar alvos em movimento e distinguir estes de tudo aquilo que permanece imóvel no espaço examinado ou objetos que apresentam movimento indesejado para o bom funcionamento do radar (*clutter*²) [20].

A figura seguinte apresenta o funcionamento do MTI, com a determinação da frequência Doppler com um radar de impulsos.

² *Clutter* - é um termo que se refere a qualquer objeto que gere ecos não desejados que prejudicam a operação de um radar. O *clutter* pode atingir o radar quer pelo lobo principal quer pelos lobos secundários do diagrama de radiação da antena.

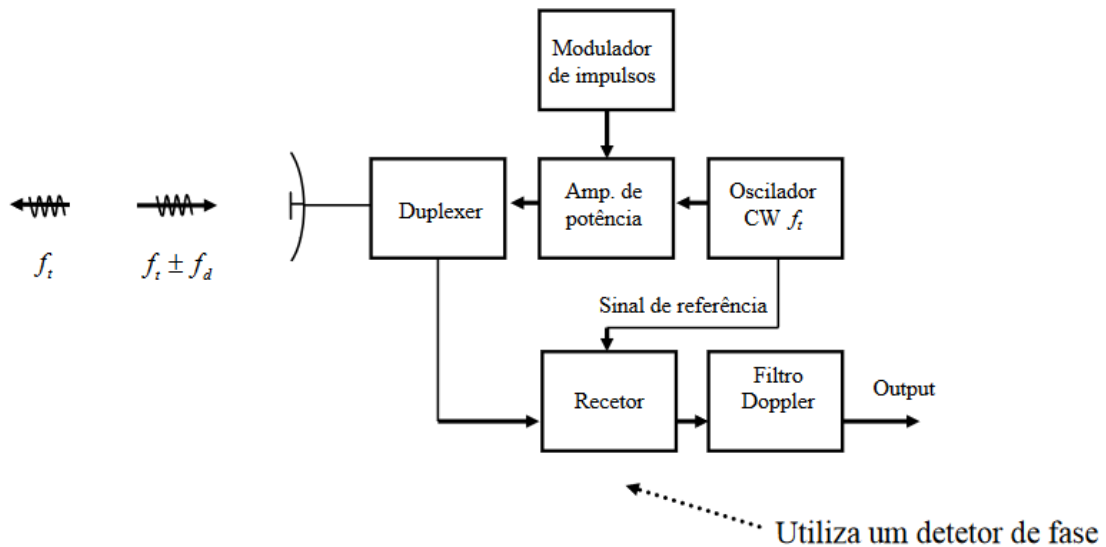


Figura 4.2.1. Determinação da frequência Doppler com um radar de impulsos [20]

Um radar de impulsos, é idêntico a um radar de ondas contínuas (CW) com a diferença de que o primeiro possui um modulador de impulsos que controla o amplificador de forma a seccionar o sinal em impulsos, tornando-o assim num radar de impulsos propriamente dito [20].

O oscilador de sinal contínuo CW na Figura 4.1.7. rege a formação dos impulsos, contudo, parte do seu sinal é enviado para o recetor evitando a necessidade de se usar um oscilador local. Este atua como o agente de referência coerente para que seja possível detetar os desvios da frequência de doppler [20].

Como existe um sinal de referência para auxiliar o radar, a existência deste significa que a fase do sinal é retida para posterior comparação com o sinal recebido de volta, pelo que é esta a propriedade que define um radar MTI coerente [20].

Quando o alvo está em movimento, $f_d \neq 0$. A figura seguinte ilustra as duas situações possíveis consoante a frequência Doppler resultante:

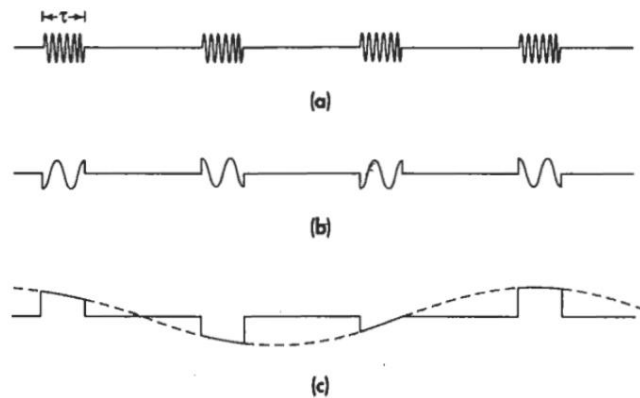


Figura 4.2.2.a) Impulsos transmitidos, b) saída do detetor de fase quando $f_d > 1/T$ c) e saída do detetor quando $f_d < 1/T$

Na situação **(b)** da Figura 4.2.2. é apresentado o caso em que a frequência de doppler é maior que a frequência de oscilação. É possível analisar imediatamente o sinal correspondente ao efeito de Doppler, basta analisar um dos impulsos pois todas as características necessárias para definir um sinal estão nele contidas. Na situação oposta, caso em **(c)**, onde f_d é inferior à frequência de oscilação, os pulsos sofrem uma modulação com amplitude pelo que é necessária a análise independente de vários impulsos até ser possível reconstruir o sinal de Doppler.

De notar que a segunda situação descrita apresenta alta probabilidade de existência de ambiguidades na frequência de Doppler.

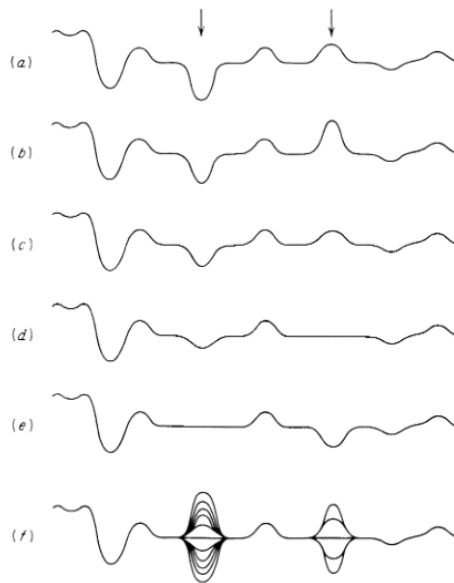


Figura 4.2.3. Sinais de **(a)** a **(e)** representam varrimentos sucessivos num visor do tipo A-scope. O sinal em **(f)** representa o efeito 'borboleta' [20]

Ao se analisar a Figura 4.2.3., com o primeiro varrimento não é possível distinguir que partes do sinal contínuo representam alvos em movimento, isto acontece porque analisando um varrimento só, sem mais amostras para poder fazer comparação de sinais, não é possível visualizar graficamente o desvio de Doppler no sinal. Analisando então os restantes varrimentos em conjunto, é fácil de verificar que alguns pontos do sinal variam em amplitude com o tempo.

Estes, idealmente, representam alvos em movimento, pois o sinal de retorno não é sempre o mesmo, apresentando mudança na distância a que os alvos se encontram do radar, ou seja, alvos em movimento, ao contrário dos restantes picos que apenas ecoam o mesmo sinal pois representam alvos estacionários. Na Figura 4.2.3. em **(f)** é visível uma sobreposição de vários varrimentos de forma a demonstrar melhor como é que um MTI deteta alvos em movimento, com efeito 'borboleta' a decorrer nas amplitudes correspondentes a estes. O efeito borboleta ocorre frequentemente em visores do tipo A-scope que

mostram o sinal transmitido e os posteriores e sinais que ecoam dos alvos, sendo possível distinguir os diversos picos que representam alvos em movimento. No entanto este tipo de efeito não é adequado para um visor do tipo *plan position indicator* (PPI), frequentemente observado em navios [20].

4.2.2. Efeito de Doppler

A informação de velocidade de um alvo pode ser obtida facilmente utilizando um radar de onda contínua, ou CW, comparando a frequência do sinal de retorno com a do sinal transmitido. A diferença entre frequências, ou desvio Doppler, é diretamente proporcional à velocidade radial de aproximação ou afastamento do alvo. Este desvio é frequentemente da ordem ou inferior à dezena de KHz, tipicamente na banda de áudio [20].

A expressão geral para este efeito é a seguinte:

$$f' = f_0 \left(\frac{c \pm v_{obsv}}{c \pm v_{fonte}} \right) \quad (4.4)$$

Sendo esta diferente para o caso em que a fonte não apresenta movimento:

$$f' \approx f_0 \left(1 \pm \frac{v}{c} \right) \quad (4.5)$$

$$f_d = f' - f_0 = \pm \frac{v}{\lambda}$$

Onde f_d representa o desvio de frequência Doppler.

Contudo há que referir que se estiver perante um radar, o efeito Doppler é duplo pois ocorre tanto no percurso de ida como no de volta, pelo que expressão se altera para

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \quad (4.6)$$

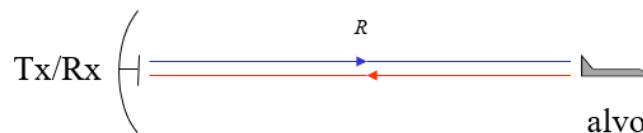


Figura 4.2.4. Representação do efeito de Doppler num alvo [20]

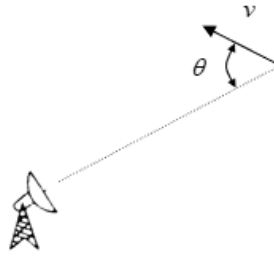


Figura 4.2.5. Esquema do comportamento do efeito de Doppler num radar [20]

A Figura 4.2.5. representa o comportamento do efeito de Doppler num radar, pelo que através da interpretação da mesma é possível retirar as seguintes relações:

$$f_d = \frac{2v \cos \theta}{\lambda}$$

$$f_d = \frac{2v_r f_c}{c} \quad (4.7)$$

$$\frac{f_d}{f_c} = \frac{2v_r}{c}$$

Onde f_c representa a frequência de transmissão.

O desvio de Doppler acontece quando a fonte de oscilação ou o ponto de observação estiver em movimento, o que origina um desvio aparente na frequência do sinal recebido [20].

De salientar que, este desvio da frequência central da onda incidente, pode ser negativo ou positivo consoante a direção do movimento do alvo. Se o alvo se estiver a aproximar do radar vai provocar uma compressão das superfícies equifase correspondentes ao sinal refletido. Por outro lado, se o alvo se estiver a afastar do radar, vai haver uma descompressão das superfícies equifase correspondentes ao sinal refletido.

4.2.2.1. Análise de desvio de Doppler de uma pessoa

Seguidamente apresenta-se a relação do desvio de Doppler relativamente a uma pessoa, recorrendo à equação (4.6), com a apresentação do gráfico da variação do desvio em função da velocidade de uma pessoa. Supõe-se que uma pessoa apresenta uma velocidade média entre o 0 e os 20 km/h $\approx 5.55m/s$.

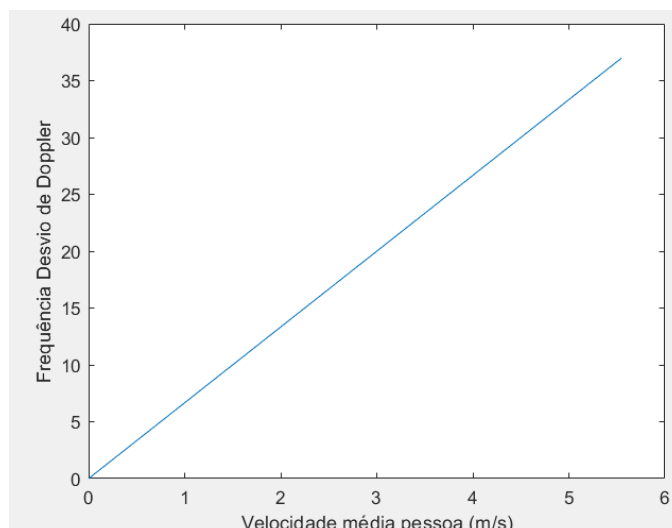


Figura 4.2.6. Variação do Desvio de Doppler em função da velocidade média de uma pessoa

4.2.3. Velocidades cegas

Como já fora referido, o principal objetivo do MTI é 'filtrar' os alvos em movimento de sinais provenientes de outras fontes (*clutter*) e realizando esta filtragem tentando afetar ao mínimo o sinal útil correspondente aos alvos. O *clutter*, sendo maioritariamente composto por objetos imóveis ou entidades que manifestam pouco movimento quando comparados com os alvos típicos de um radar MTI, tem o seu espectro relativo centrado em DC, isto é, tem o seu espectro em $f_r = 0$. Este sinal é posteriormente descartado pois a saída do recetor próxima de DC é ignorada de forma a não deixar passar o sinal correspondente ao *clutter* [20].

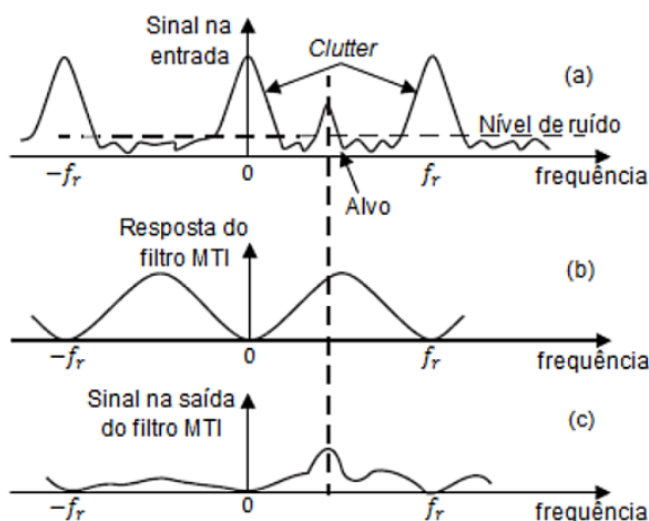


Figura 4.2.7. Sinal recebido pelo radar (a), resposta do MTI (b) e sinal de saída do filtro (c) [20]

Um dos problemas comuns em todo o tipo de filtros reativos a mudanças na frequência é a interpretação errada de múltiplos de uma certa frequência e o MTI não é exceção. Os múltiplos da

frequência de transmissão dados por nf_r são, inevitavelmente, mas incorretamente atenuados o que implica que alvos correspondentes a estas frequência não são detetados, ou seja, não são interpretados como alvos em movimento [20].

As velocidades correspondentes aos múltiplos de f_r são denominadas velocidades cegas, então, visto que f_d é proporcional à velocidade do alvo:

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda} \quad (4.8)$$

então, as velocidades cegas são dadas por:

$$v_{cega} = n \frac{\lambda f_r}{2} \quad (4.9)$$

para $n \geq 0$.

Após análise das equações é possível afirmar que quanto menor a frequência de transmissão, menor serão as velocidades cegas.

Uma forma de ultrapassar este fenómeno pode ser a utilização de uma técnica denominada PRF (*Pulse Repetition Frequency*) *staggering* que consiste na intercalação de diferentes frequências de repetição de impulsos de forma consecutiva [20].

O MTI baseia-se assim na comparação da onda de transmissão com a onda recebida através do efeito de Doppler em cada varrimento. Este processo tem vantagens nomeadamente a sua precisão se o mesmo possuir um bom tratamento de *clutter*, mas apresenta desvantagens como é o caso das velocidades cegas.

4.3. Caracterização da antena

De acordo com M. Martins e I. Neves [21], as antenas são elementos que fazem a transição entre a propagação guiada que ocorre numa linha de transmissão ou guia de ondas, para as ondas que se propagam em espaço livre, geralmente através do ar. A direção e a quantidade de energia radiada são por sua vez determinadas pela forma e dimensões das antenas. Posto isto, a configuração e dimensões da antena condicionam o modo como as ondas eletromagnéticas são captadas pelas antenas, quando usadas em receção.

Na atualidade as antenas apresentam configurações muito variadas, dependendo da banda de frequências em que são utilizadas e das características de direccionalidade e polarização pretendidas [21]. O tipo de antena utilizado e estudado nesta dissertação trata-se da antena corneta piramidal.

A antena corneta é um tipo de antena de abertura, sendo a sua extremidade alargada ou em forma de corneta. É amplamente útil e com inúmeras aplicações, como por exemplo satélites de rastreamento, elementos para *phased arrays*, aquecimento por micro-ondas e um padrão universal para calibração e medições de ganho de outras antenas de alto ganho. Estas destacam-se pela sua estrutura simples, fácil excitação, alta eficiência, estabilidade padrões de radiação, largura de banda moderada e a sua alta capacidade de manipulação de energia [22].

4.3.1. Antena corneta piramidal

Antena corneta piramidal, tal como sugere o nome, esta antena é em forma de pirâmide através de uma seção transversal retangular, nas faixas de frequência de micro-ondas (1 GHz - 18 GHz). Esta antena pode ser formada alargando ambas as paredes do guia de onda. Nesta antena, um guia de onda retangular é utilizado e o alargamento pode ser feito tanto na direção dos vetores de campo magnético quanto elétrico. Essas antenas são simplesmente usadas para irradiar ondas de rádio polarizadas linearmente e usadas com guias de ondas retangulares [23].

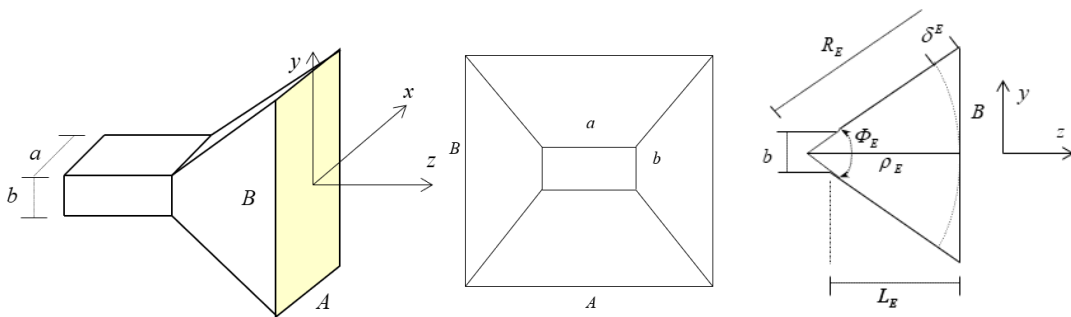


Figura 4.3.1. Geometria da antena corneta piramidal. [20]

Com a observação da Figura 4.3.1. é essencial expressar as seguintes relações:

$$\rho_E = R_E \cos\left(\frac{\Phi_E}{2}\right) \quad (4.10)$$

$$L_E = \frac{B-b}{2} \cot\left(\frac{\Phi_E}{2}\right) \quad (4.11)$$

$$R_E = \frac{B}{2} \csc\left(\frac{\Phi_E}{2}\right) \quad (4.12)$$

4.3.2. Campos Radiados

Para as antenas corneta a largura do feixe pode ser controlada num único plano; a largura do feixe no outro plano é a mesma que para um guia aberto. Para cornetas piramidais a largura do feixe pode ser controlada independentemente nos dois planos principais [24].

O princípio da equivalência de Huygens³ pode ser aplicado à abertura para se obterem as correntes equivalentes na abertura e, em seguida, o campo elétrico na zona distante e o potencial de vetor elétrico podem ser obtidos a partir destas correntes magnéticas e elétricas equivalentes. Os campos na abertura podem ser associados a campos elétricos e magnéticos transversais de guia de onda, através de um fator de fase quadrática. Substituindo esta relação no potencial de vetor magnético e potencial de vetor elétrico resulta uma Transformada bidimensional de Fourier [25].

De salientar que as cornetas podem estar segundo um setor E ou um setor H, pelo que é possível apresentar uma aproximação analítica para a zona distante nos planos principais.

Os campos na zona distante nos planos principais normalizados a $E(\theta=0)$ no setor E são os seguintes [20]:

Plano E, ($\varphi=90^\circ$)

$$E/E(\theta = 0^\circ) = \frac{(1 + \cos \theta)}{2} \times \left\{ \frac{[C(t_2) - C(t_1)]^2 + [S(t_2) - S(t_1)]^2}{4[C^2(2\sqrt{s}) + S^2(2\sqrt{s})]} \right\}^{1/2} \quad (4.13)$$

Onde $s = \frac{B^2}{8\lambda\rho_E}$, e $C(x)$ e $S(x)$ são os integrais de Fresnel cosseno e seno definidos como [25]

$$C(x) = \int_0^x \cos\left(\frac{\pi}{2}\tau^2\right) d\tau \quad (4.14)$$

$$S(x) = \int_0^x \sin\left(\frac{\pi}{2}\tau^2\right) d\tau \quad (4.15)$$

Plano H, ($\varphi=0^\circ$)

$$E/E(\theta = 0^\circ) = \frac{(1 + \cos \theta)}{2} \times \frac{\cos\left(\frac{\pi A}{\lambda} \sin \theta\right)}{1 - \left(\frac{2A}{\lambda} \sin \theta\right)^2} \quad (4.16)$$

Por sua vez, os campos na zona distante nos planos principais normalizados a $E(\Theta=0)$ no setor H são os seguintes [20]:

Plano E, ($\varphi=0^\circ$) (4.17)

³ Princípio de Huygens – Este princípio afirma que cada ponto numa frente de onda funciona como uma nova fonte, produzindo ondas esféricas que se propagam com a mesma frequência, velocidade e na mesma direção das ondas originais.

$$E/E(\theta = 0^\circ) = \frac{(1 + \cos \theta)}{2} \times \frac{\sin \left[\frac{\pi b}{\lambda} \sin \theta \right]}{\frac{\pi b}{\lambda} \sin \theta}$$

Plano H, ($\phi=90^\circ$)

$$E/E(\theta = 0^\circ) = \frac{(1 + \cos \theta)}{2} \times \frac{I(\theta, \phi = 0^\circ)}{I(\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ)} \quad (4.18)$$

Onde I representa a intensidade de corrente na abertura segundo θ e ϕ [20]:

$$I = \left(\lambda \frac{\rho_H}{k} \right)^{1/2} \left\{ e^{j[(k_y + \pi/A)^2 \rho_H/2k]} [C(t_2) - jS(t_2) - C(t_1) + jS(t_1)] + e^{j[(k_y - \pi/A)^2 \rho_H/2k]} [C(t_4) - jS(t_4) - C(t_3) + jS(t_3)] \right\} \quad (4.19)$$

Onde

$$t_i = \left(\frac{1}{\pi k \rho_{H/E}} \right)^{1/2} \left[(-1)^i \frac{kA}{2} - k_y \rho_{H/E} + \alpha_i \pi \rho_{H/E} / A \right] \quad \alpha_1 = \alpha_2 = -\alpha_3 = -\alpha_4 = 1 \quad (4.20)$$

4.3.3. Diretividade

A diretividade das antenas do tipo corneta piramidal pode ser obtida através das expressões de cornetas setoriais [setor E (a, B, ρ_E), setor H (A, b, ρ_H)] [20]:

$$D_P = \frac{\pi}{32} \left(\frac{\lambda}{a} D_E(a, B, \rho_E) \right) \left(\frac{\lambda}{b} D_H(A, b, \rho_H) \right) \quad (4.21)$$

$$D_P = \frac{4\pi}{\lambda^2} AB \times \epsilon_t \times \epsilon_{ph}^E \times \epsilon_{ph}^H$$

Onde A representa a área efetiva $A=ab$

Esta pode ser otimizada nos dois setores [20]:

$$B = \sqrt{2\lambda\rho_E} \text{ e } A = \sqrt{3\lambda\rho_H} \quad (4.22)$$

$$D_{P,opt} = \frac{4\pi AB}{\lambda^2} \times \epsilon_{P,opt}; \quad \epsilon_{P,opt} = 0.51$$

Se se pretender uma diretividade (ou ganho, G se $\eta=1$):

$$D = \frac{4\pi AB}{\lambda^2} \epsilon_{ab}, \quad D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A \frac{1}{2} \left(b + \sqrt{b^2 + \frac{8A(A-a)}{3}} \right) \epsilon_{ab} \quad (4.23)$$

onde ϵ_{ab} é a eficiência de abertura.

Expandindo a equação anterior obtém-se uma equação de quarto grau em A , cuja solução pode ser obtida analiticamente, podendo ser usada uma primeira aproximação [20]:

$$A_1 = 0.45\lambda\sqrt{D} \quad (4.24)$$

Seguidamente apresenta-se um exemplo de um diagrama de radiação deste tipo de antenas (Figura 4.3.2). Estes tipos de diagramas representam graficamente o comportamento da antena quanto a sua radiação.

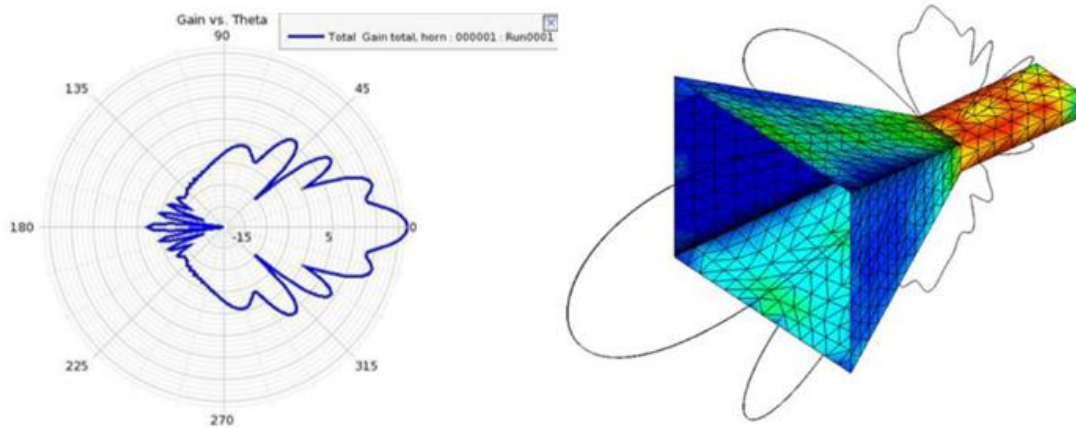


Figura 4.3.2. Exemplo de diagrama de radiação na forma polar (esquerda). Imagem 3D da antena corneta piramidal com radiação (direita) [20]

Com recurso ao programa MATLAB e segundo a equação (4.13) pode se obter o campo radiado segundo o plano E, representado na Figura 4.3.2. Este tem os seguintes parâmetros:

$$B = 0,2;$$

$$A = 0,1;$$

$$R_E = 0,6;$$

$$\phi_E = 36^\circ$$

Sendo A a área de abertura, B o comprimento de um dos lados da corneta, R_E outro comprimento de um dos lados da corneta e ϕ_E o ângulo de abertura da corneta, de notar que se pode visualizar estes parâmetros na Figura 4.3.3.

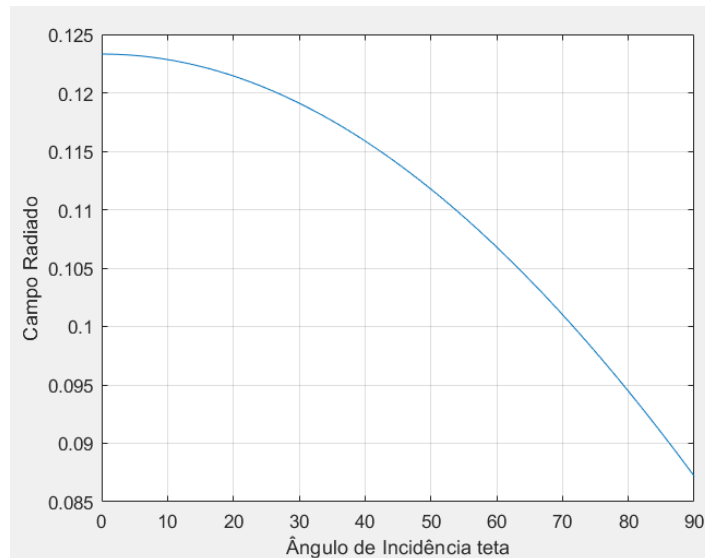


Figura 4.3.3. Campo radiado segundo Plano E em função do ângulo de incidência Θ

4.4. Caracterização da parede

Anteriormente, mais especificamente no capítulo 3, para se efetuar os cálculos utilizou-se uma parede de alvenaria com a seguinte permitividade elétrica, $\epsilon = 5.56 \text{ F.m}^{-1}$, contudo de referir que se considerou estar perante este tipo de parede, pelo que o mais correto e necessário a utilizar futuramente será um valor de permitividade relativa que se adequa a cada situação. Posto isto será possível adquirir este valor de forma correta e não generalista que será apresentada seguidamente.

4.4.1. Permitividade elétrica ϵ

De salientar que o valor de ϵ relaciona-se da seguinte forma:

$$\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \quad (4.25)$$

Onde ϵ_0 representa a permitividade elétrica no vácuo com valor fixo de $\frac{10^{-9}}{36\pi} \text{ F/m}$, e ϵ_r representa a permitividade elétrica relativa. Por sua vez o valor da permitividade elétrica depende do material de que é feito. Sabe-se ainda que o valor da permeabilidade magnética relativa da parede apresenta o valor fixo de 1. Por sua vez, e segundo [28], é possível estabelecer uma expressão que permite calcular o valor da permitividade elétrica relativa ϵ_r , podendo ser esta expressa e compreendida da seguinte forma:

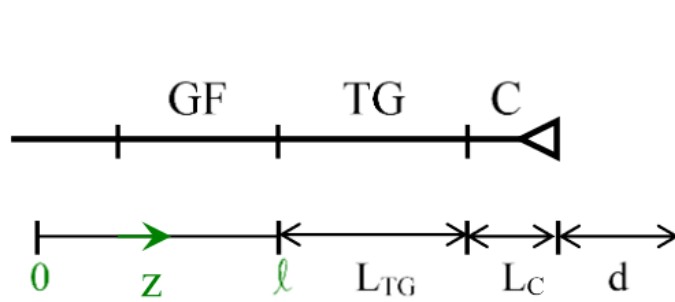


Figura 4.4.1. Medida da permissividade elétrica relativa de materiais sem parede [28]

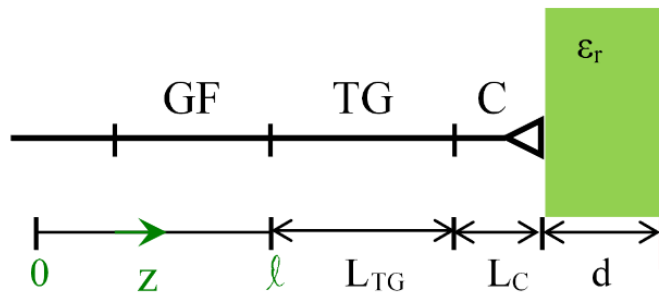


Figura 4.4.2. Medida da permissividade elétrica relativa de materiais com parede [28]

Onde em ambas as figuras GF representa o guia fendido, TG representa um troço de guia, C representa a corneta, d representa a espessura da parede, a linha a vermelho representa uma placa metálica, neste caso um alvo, L_{TG} representa o comprimento do troço de guia e L_C representa o comprimento da corneta.

Por observação da Figura 4.4.1. pode se estabelecer as seguintes relações:

$$\begin{aligned} k_{z1}(l - z_{min1}) + k_{z1}L_{TG} + k_{z2}L_C + k_0d &= 0 \\ k_{z1}(l - z_{min2}) + k_{z1}L_{TG} + k_{z2}L_C + k_1d &= 0 \end{aligned} \quad (4.26)$$

Onde $k_1 = k_0\sqrt{\epsilon_r}$

Contudo a expressão acima representa a situação na qual não existe parede onde z_{min1} representa a distância mínima a que a placa metálica se encontra da corneta e z_{min2} representa a distância mínima a que a placa metálica se encontra afastada da parede.

Por conseguinte e usando o mesmo raciocínio da primeira situação, aplica-se as mesmas expressões de (4.26) com pequenas alterações e será possível calcular o valor de ϵ_r , como é ilustrado na Figura 4.4.2.

$$k_{z1}(l - z_{min2}) + k_{z1}L_{TG} + k_{z2}L_C + k_0d = 0$$

$$k_{z1}(l - z_{min3}) + k_{z1}L_{TG} + k_{z2}L_C + k_1d = 0 \quad (4.27)$$

Onde z_{min3} representa a distância mínima da placa metálica com parede e z_{min2} representa a distância mínima da placa metálica encostada à parede.

Obtém-se assim a seguinte expressão para o cálculo da permissividade elétrica relativa da parede ϵ_r :

$$\epsilon_r = \left[1 + \frac{\lambda_0 (z_{min3} - z_{min2})}{\lambda_z d} \right]^2 \quad (4.28)$$

4.4.2. Determinação da permissividade elétrica em situação real

Neste subcapítulo, procedeu-se ao cálculo da permissividade elétrica ϵ da parede. Posto isto, procedeu-se a uma montagem laboratorial para se poder calcular o valor da permissividade elétrica relativa da parede ϵ_r , como é possível visualizar nas figuras seguintes:

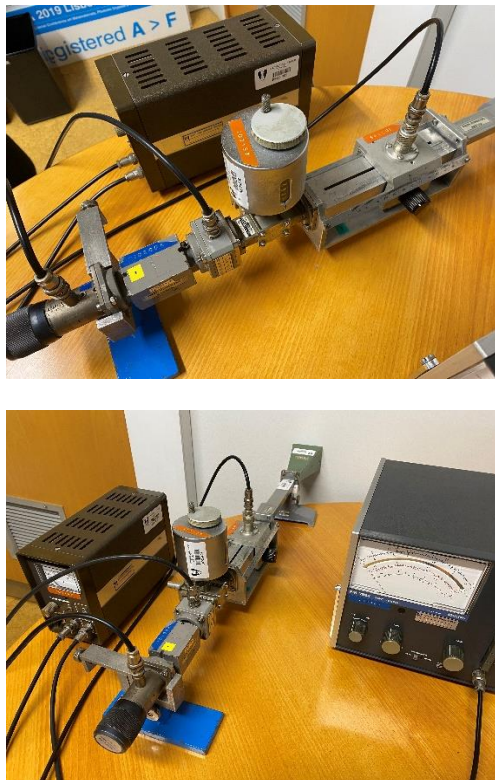


Figura 4.4.3. Montagem laboratorial para o cálculo da permissividade elétrica relativa da parede ϵ_r .

As expressões utilizadas para o cálculo foram as apresentadas no subcapítulo 4.4., mais especificamente a equação (4.28).

Os dados obtidos foram os seguintes:

$$f = 8.945 \text{ GHz}$$

$$a = 22.86 \text{ mm}$$

$$d = 107.3 \text{ mm}$$

$$\lambda_0 = 33.54 \text{ mm}$$

$$\lambda_z = 49.35 \text{ mm}$$

Placa metálica encostada à corneta:

$$z_{min1} = 39.5 \text{ mm}$$

$$z_{min1}' = 89.1 \text{ mm}$$

Placa metálica do outro lado da parede:

$$z_{min3} = 62.5 \text{ mm}$$

$$z_{min3}' = 111.8 \text{ mm}$$

Sabe-se que $z_{min2} = z_{min1} + (d_2 - d_1) \cdot \frac{\lambda_z}{\lambda_0}$, sendo $d_2 - d_1 = d$, assim obtém-se o valor de $z_{min2} = 197,38\text{mm}$.

Aplicando a equação (4.28), e fazendo $z_{min1} = z_{min2}$ e $z_{min2} = z_{min3}$, obtém-se $\epsilon_r = 4$.

Assim e segundo a equação (4.25) $\epsilon \approx 3,537 \times 10^{-11} \text{ F.m}^{-1}$, valor que não difere muito dos valores nominais utilizados nesta dissertação.

Capítulo 5: Validação experimental

5.1. Radar de Abertura Virtual

O Radar de Abertura Virtual (*Virtual Aperture Radar – VAR*), também pode ser definido como sendo um sistema radar MIMO, uma vez que obtém a imagem de uma região de interesse com base em antenas MIMO [29]. Este consiste num sistema de múltiplas antenas, no qual MIMO significa *Multiple Input Multiple Output*. Posto isto, cada antena de emissão radia uma forma de onda arbitrária, independentemente das outras antenas de emissão. Por sua vez, cada antena recetora pode receber esses sinais. Assim de um campo de antena de N emissores e um campo de K recetores, matematicamente, resulta num campo virtual de elementos $K \cdot N$ com um tamanho ampliado de uma abertura virtual [30].

Este tipo de sistema radar são utilizados com inúmeros fins, nomeadamente o melhoramento da resolução espacial, ao fornecerem uma imunidade substancialmente aprimorada a interferências. Estes radares permitem melhorar a relação sinal/ ruído, pelo que a probabilidade de deteção de alvos também aumenta [30].

5.1.1. Princípios de comunicações Radar e MIMO

Nos sistemas de radar e de comunicação, a energia eletromagnética é radiada. Este sinal interage com o ambiente, e o campo eletromagnético resultante é observado por um recetor. O objetivo de um sistema de comunicação é estimar os parâmetros da entrada: sinal, por exemplo, a sequência de símbolos de mensagem usada para gerá-lo, apesar de qualquer ambiente [31].

No radar, o objetivo é inferir alguma propriedade do ambiente com base no conhecimento da forma de onda transmitida. Os sistemas de radar são normalmente modelados linearmente, com a entrada sendo o sinal radiado, e a saída o sinal recebido. Para o caso SISO (*Single-Input Single-Output*), denomina-se $x(t)$ a representação complexa do sinal de entrada transportado na frequência ω_c , (t) a saída, $h(t)$ a resposta impulsiva e $v(t)$ o ruído no recetor. A resposta pode ser dada por:

$$y(t) = \int_0^{\infty} h(\tau) e^{-i\omega_c \tau} (t - \tau) d\tau + v(t). \quad (5.1)$$

No caso das telecomunicações, $h(t)$ é função do canal de comunicações, enquanto para o problema de radar monoestático pode ser chamada de *range profile*. Para qualquer dos casos $h(t)$, pode ser construído pelo sinal medido de um certo número de recetores, que chegam com o mesmo atraso τ , mas com diferentes ângulos de chegada θ :

$$h(t) = \int_{-\pi}^{\pi} \alpha(\tau, \theta) d\theta \quad (5.2)$$

No caso do MIMO, é utilizado um conjunto de sinais de entrada, $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{C}^M$, e um conjunto de sinais de saída, $\mathbf{y}(t) \in \mathbb{C}^N$. O modelo da equação (5.1) pode ser expandido para:

$$\mathbf{y}(t) = \int_0^{\infty} \mathbf{H}(\tau) e^{-i\omega_c \tau} \mathbf{x}(t - \tau) d\tau + \mathbf{v}(t). \quad (5.3)$$

Onde $\mathbf{H}(t)$ é uma matriz $N \times M$ que descreve a resposta dos $M \times N$ canais do sistema MIMO. Os ganhos ao usar MIMO são dependentes da informação adicional dada por \mathbf{H} , de facto, se esta for mal condicionada, as vantagens são limitadas. Nas telecomunicações, procura-se explorar a diversidade espacial dada pelos $M \times N$ canais, o que pode ser visto como garantir redundâncias, para que pelo menos um caminho esteja disponível. Aliás, antenas recetoras distanciadas de apenas uns comprimentos de onda podem receber sinais completamente independentes que transportam informação redundante [31].

No caso de um radar MIMO coerente e um único alvo, as antenas estão tão perto que observam a mesma refletividade, e a única diferença será um desvio de fase que está relacionado com o ângulo de incidência. Embora existam muitas semelhanças entre radar e telecomunicações MIMO, a meta nas comunicações é maximizar a SNR no recetor, enquanto para o radar é otimizar as outras propriedades da antena, eventualmente com o custo de reduzir SNR. A análise seguinte mostra como o processamento coerente dos sinais de um sistema de radar MIMO pode ser usado para melhorar o desempenho do sistema [31].

5.1.2. Classificação de tipos de Radar MIMO

Os sistemas de radares convencionais baseados em agregados de fase, são denominados SIMO (*Single Input Multiple Output*), estes transmitem versões escaladas obtidas através de uma única forma de onda (sinal de entrada). Já no caso dos sistemas radar MIMO, estes permitem a transmissão de formas de onda ortogonais, usando várias antenas de Tx/Rx (Transmissão/Receção). Ao utilizar filtros adaptados no recetor, as formas de onda podem ser extraídas, sendo que cada uma das ondas extraídas possui informação relativa a um determinado percurso/alvo [32]. As formas de onda transmitidas podem ser correlacionadas entre si ou não, dependendo da localização das antenas de Tx/Rx [33].

Os sistemas Radar MIMO podem classificar-se essencialmente em dois tipos:

- Radar coerente, que se caracteriza pela colocação das antenas, a qual não difere do radar convencional, uma vez que as antenas de emissão e receção partilham o ângulo de observação a um alvo distante. Uma

consequência é que a RCS (*Radar Cross-Section*) será praticamente constante. Este tipo de radar é um exemplo de uma radar mono-estático.

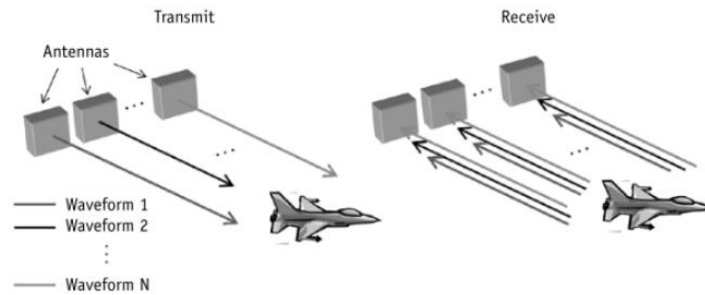


Figura 5.1.1. Radar MIMO coerente [33]

- Radar não coerente, no qual os transmissores e recetores são necessariamente antenas separadas, colocadas em diferentes posições numa certa área, tal que os ângulos de observação ao alvo são diferentes para cada elemento. Por sua vez este tipo de radar é um exemplo de radar multiestático [34].

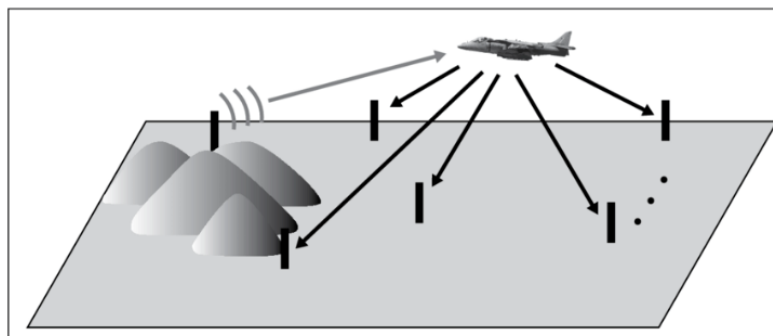


Figura 5.1.2. Radar Multiestático [34]

5.1.3. Vantagens e desvantagens dos radares MIMO

Este tipo de sistemas de radar apresenta vantagens em relação aos sistemas de radar convencionais, sendo os seguintes [35]:

- Proporciona uma abertura de varrimento maior o que origina um aumento de desempenho em termos de deteção e estimativa de características de alvo;
- A diversidade espacial permite uma maior robustez do sistema, bem como técnicas *anti-stealth*⁴;

⁴ *Anti-stealth* – Técnica que permite combater o *stealth* e detetar aeronaves *stealth* (furtiva).

- Possibilita configurações nas quais as antenas encontram-se espalhadas, o que auxilia a ultrapassar as restrições espaciais;
- Facilita a caracterização do alvo;
- Permite o reconhecimento de um maior número de alvos.

Embora as técnicas MIMO capturem a atenção de muitos investigadores, existem críticas em relação à sua real utilidade assim como à qualidade do papel dos radares MIMO. Sendo que umas das desvantagens que este apresenta é a perda substancial no valor de SIR (*Signal-to-Interference Ratio*) em relação aos agregados de fase. No entanto, este problema pode ser ultrapassado com um tempo de integração no alvo maior, uma vez que os radares MIMO apresentam um feixe de integração omnidirecional e não é necessário haver um varrimento como ocorre com os radares convencionais. Para além disso, o facto de a área útil máxima do espaço de alcance de Doppler reduzir com um fator de N_{tx} para um radar MIMO que usa formas de onda ortogonais, é apontado como uma desvantagem dos radares MIMO. Assim, as técnicas MIMO são mais adequadas nos radares de altas frequências, que apresentam um espaço de Doppler mais útil comparativamente aos radares de micro-ondas. Têm sido feitos estudos de aplicação das técnicas MIMO nos radares OTHR (*Over -The-Horizon Radars*) e HFSWR (*High Frequency Surface Waves Radar*) [35].

Atualmente, tal como outros radares multi-antenas, também os radares MIMO são aplicados no reconhecimento, vigilância ou interferometria⁵. Estes também são usados na deteção de minas, através de feixes que penetram no solo; deteção de ondas de grandes dimensões (tsunamis) e vigilância marítima, através de configurações MIMO de Altas Frequências (HFSWR); deteção urbana que consistem em obtenção de imagem relativamente ao que está do outro lado da parede (*'through-the-wall radar imaging'*), que é o fundamento e objetivo desta dissertação.

Assim e de acordo com [8], será necessário colocar inúmeras antenas a emitir e inúmeras a receber (Figura 5.1.3.).

⁵ Interferometria - ciência e técnica da sobreposição de duas ou mais ondas (de entrada), o que cria como resultado uma nova e diferente onda que pode ser usada para explorar as diferenças entre as ondas de entrada. Uma vez que a interferência é um fenómeno geral entre ondas.

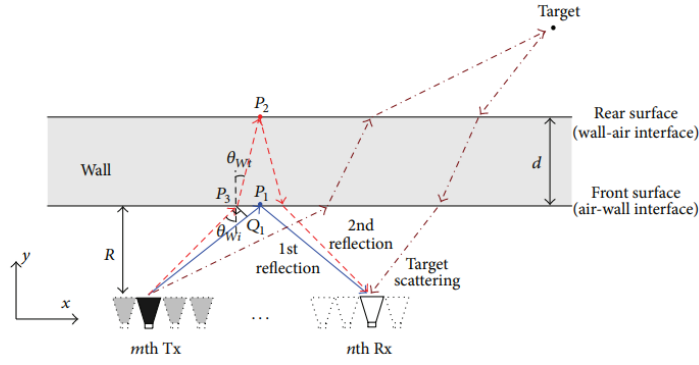


Figura 5.1.3. Esquema representativo das M antenas emissoras e das N antenas receptoras

Este foi o princípio a adotar em VAR, uma vez que se irá assim obter a abertura virtual com $M \times N$ transreceptores virtuais.

5.2. Retificação com utilização da seção transversal de Radar de uma pessoa

Previamente no capítulo 3, mais especificamente no subcapítulo 3.4.3.2. foi apresentado o estudo da onda incidente segundo o modelo biestático em três meios distintos no qual se desconhecia a distância d_3 , (distância do alvo na vertical) que corresponde à distância a que se encontra o alvo da parede, contudo neste estudo e nos anteriormente realizados, a expressão da potência recebida fora obtida segundo um valor de ganho das antenas fixo, $G = 16db$, assim como o valor da secção transversal radar de uma pessoa, σ , com um valor fixo de $1m^2$, o que não está correto na realidade, pois ambos os parâmetros dependem dos ângulos incidentes e de reflexão das ondas nas antenas corneta de emissão e recepção. Assim, terá de se decompor o valor dos ganhos das antenas corneta, no ganho da antena de emissão, G_1 , e da antena de recepção G_2 e os respetivos ângulos de incidência e reflexão, respetivamente, θ_1 e θ'_1 , de notar que as antenas possuem as mesmas características pelo que auferem o mesmo valor de ganho ($G = 16db$); e por sua vez a secção transversal radar de uma pessoa, σ , depende ainda dos respetivos ângulos de incidência e reflexão, respetivamente, θ_3 e θ'_3 . Posto isto a expressão correta e a adotar foi a seguinte:

$$\begin{aligned}
 P_r = & \frac{P_e \times (G_1 \times \cos \theta_1) \times (G_2 \times \cos \theta'_1) \times \lambda^2 \times (\sigma \times \cos \theta_3 \times \cos \theta'_3)}{(4\pi)^3 (R_1 + R_2 + R_3)^2 (R'_1 + R'_2 + R'_3)^2} \times |T_{TM21}|^2 \\
 & \times |T_{TM12}|^2 \times |T_{TM23}|^2 \times |T_{TM32}|^2 \times |T_{TM'21}|^2 \times |T_{TM'12}|^2 \\
 & \times |T_{TM'23}|^2 \times |T_{TM'32}|^2 e^{-4\alpha R_2 R'_2}
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

Por sua vez, o gráfico que representa a potência recebida em função da distância r é,

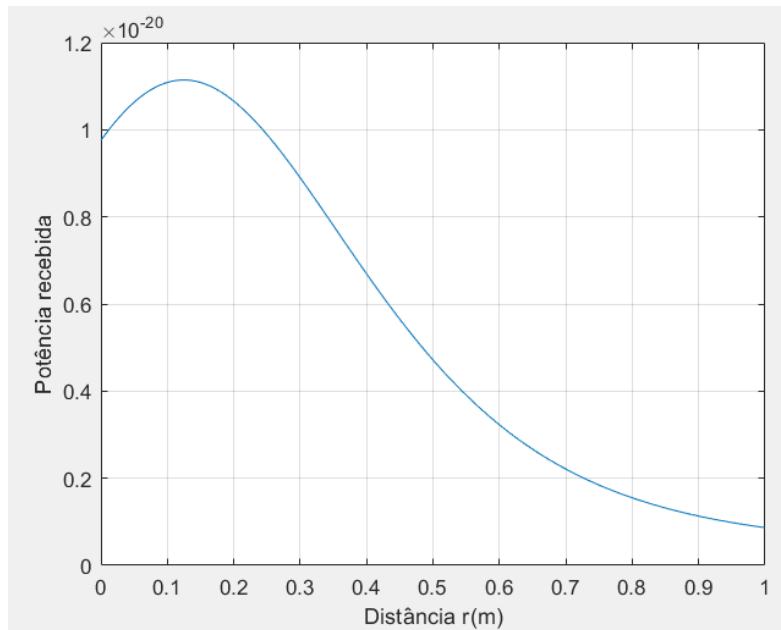


Figura 5.2.1. Potência recebida em função da distância r

Seguidamente apresenta-se o gráfico que representa o caso geral da seção transversal radar de uma pessoa, σ , em função dos ângulos de incidência e reflexão, respetivamente, θ_3 e θ'_3 .

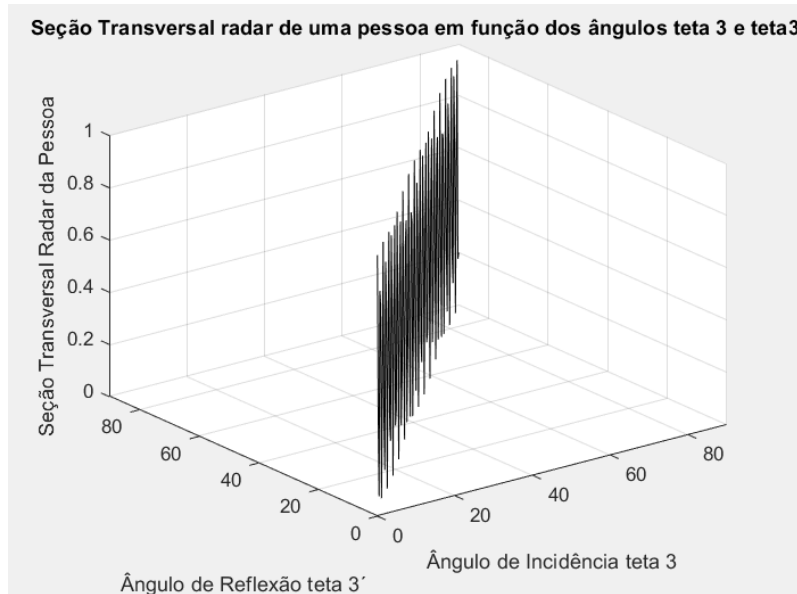


Figura 5.2.2. Seção transversal radar de uma pessoa, σ , em função dos ângulos θ_3 e θ'_3

5.3. Medidas laboratoriais

Neste subcapítulo apresentar-se-á os resultados relativamente a um estudo feito em ambiente de laboratório de uma possível situação real, que consistiu em medir as diferentes potências obtidas

com duas antenas, deslocando-as ao longo da parede enquanto do outro lado da parede (atrás) se encontrava o alvo, que ao invés de ser um alvo humano, foi substituído por uma placa metálica. A montagem consistiu em colocar duas antenas corneta piramidal, cada uma com um ganho de 15 dB, distanciando entre si cerca de 13 cm, sendo a frequência utilizada de 9 GHz. Do outro lado da parede foi colocada uma placa metálica para assim ficar em paralelo com as duas antenas. A parede apresenta uma espessura de 10,1cm, a distância da placa à parede foi de 5,6cm e a distância da parede às antenas assim como a distância entre as duas antenas foi variando. É possível visualizar a montagem realizada nas figuras abaixo.

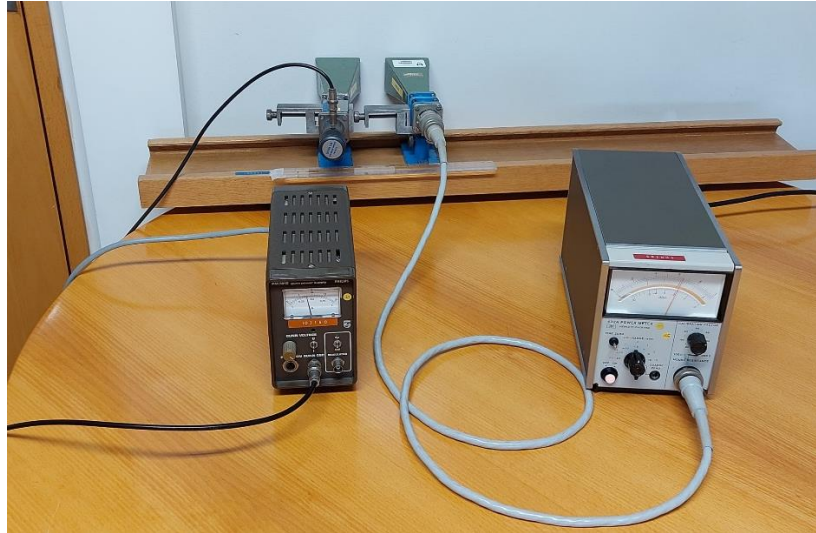
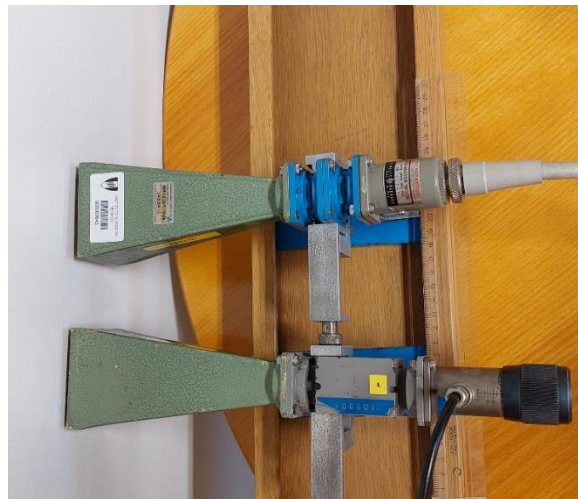


Figura 5.3.1. Montagem experimental das duas antenas corneta piramidal com fonte de alimentação e um medidor de potência



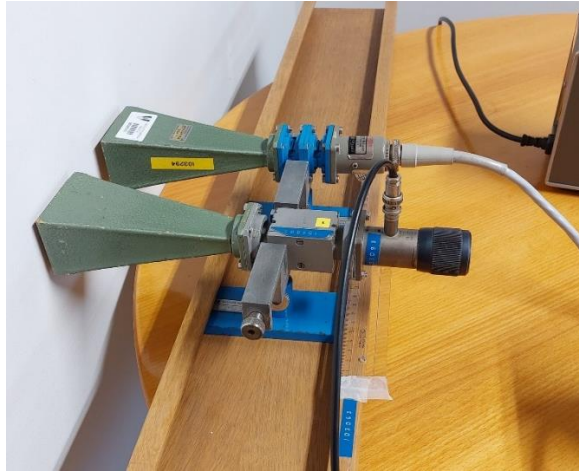


Figura 5.3.2. Montagem das duas antenas corneta piramidal em paralelo, com a parede



Figura 5.3.3. Montagem da placa metálica (alvo) atrás da parede

Foram realizadas várias medições de potência ao longo de 30cm, que correspondia ao deslocamento das antenas. Primeiramente foram realizadas medições com uma distância entre

antenas de 13cm fazendo apenas variar a distância entre as antenas e a parede. A primeira medição foi com uma distância de 2mm.

De seguida foram feitas medições com a distância das cornetas a parede de 5mm e por último a 10mm.

De acordo com as medições realizadas foi possível obter o seguinte gráfico:

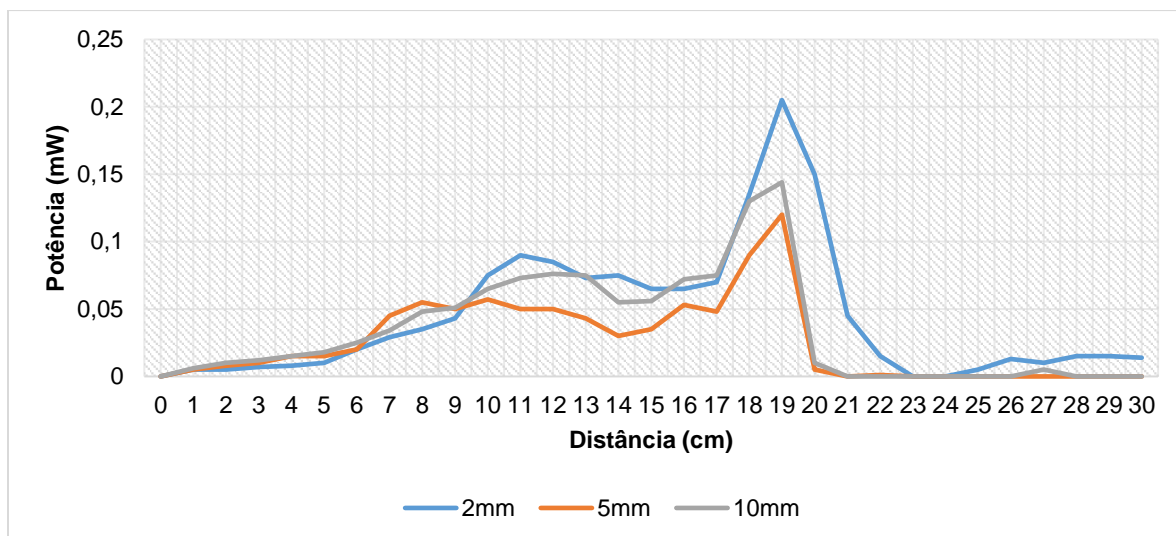


Figura 5.3.4. Gráfico da Potência em função da distância com variação da distância entre a parede e as antenas

Por observação do gráfico é possível verificar que existe um pico aos 19 cm em todos os casos, o que permite identificar a localização do alvo, indicando que as antenas estão totalmente na posição paralela à placa metálica. Verifica-se que a capacidade de deteção melhora quando se reduz a distância à parede, como era expectável.

Foram ainda realizadas medições, mas mantendo a distância entre as antenas e a parede (2mm) e variando a distância entre as duas antenas. As medições foram realizadas a 13cm, a 20cm e a 7,5cm.

Posto isto, é possível visualizar graficamente o resultado destas medições.

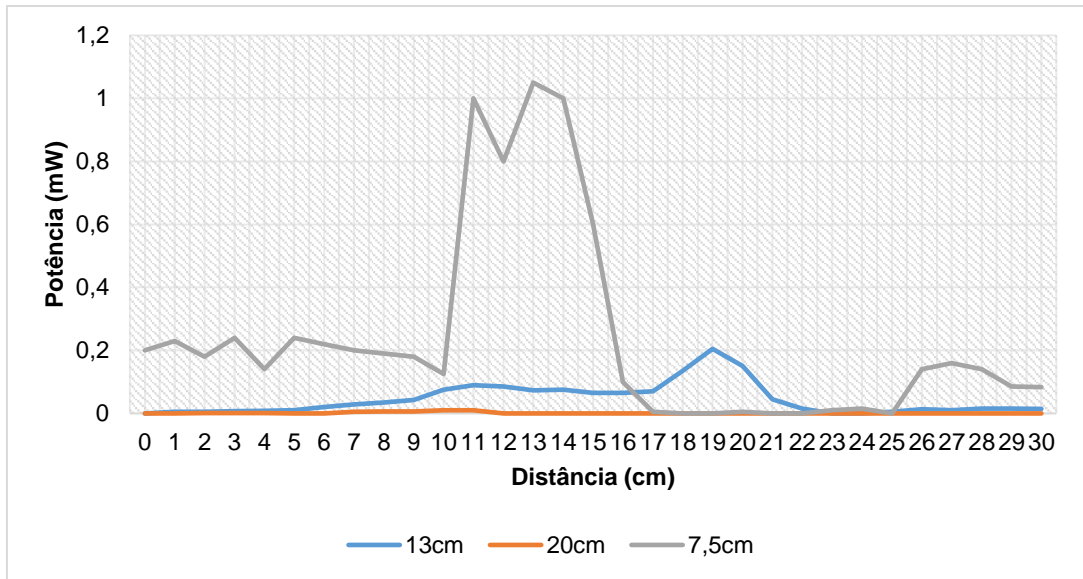


Figura 5.3.5. Gráfico da potência em função da distância com variação da distância entre as duas antenas

Com a observação do gráfico, é possível confirmar que quanto mais próximas estiverem as duas antenas maior será a potência recebida, e a capacidade de detecção. No entanto, para a implementação de um sistema VAR MIMO terão que existir várias cornetas, em emissão e recepção, separadas arbitrariamente umas das outras.

Capítulo 6: Conclusão

6.1. Conclusões Principais

O principal objetivo desta dissertação é a utilização de um radar de abertura virtual para obtenção de imagem através da parede. A tecnologia de radar tem vindo a sofrer alterações do ponto de vista evolutivo com resultados promissores, assim a obtenção de imagens de radar através da parede revelou-se uma importante ferramenta para a deteção viável de objetos através de paredes, podendo esta ser aplicável no meio militar, policial, ou no apoio de bombeiros e proteção civil uma vez que possibilita a deteção, localização e identificação de alvos que se encontram atrás de obstáculos opacos, como é exemplo uma parede.

No início foram estudados os diferentes sistemas de deteção através da parede existentes assim como os desafios que este tipo de tecnologia apresenta (capítulo 2). Seguidamente foi possível apresentar resultados em ambiente de simulação de um estudo realizado segundo um Modelo Realista com antena radar monoestática e um outro modelo, mas utilizando uma antena radar biestática, sendo estes baseados numa prévia investigação realizada por T. Jin e A. Yarovoy [8], (*"A Through-the-Wall Radar Imaging Method Based on a Realistic Model"*). Este estudo (capítulo 3) permitiu concluir que num cenário real existem muitos parâmetros a ter em conta que são determinantes para uma deteção correta de um obstáculo atrás da parede, sendo estes parâmetros nomeadamente a distância a que se deve colocar as antenas da parede, os ângulos de incidência e reflexão das ondas nas antenas de emissão e receção, a permitividade elétrica da parede, a seção transversal radar do objeto e a colocação/disposição das antenas de abertura virtual.

Para se aprofundar e determinar de forma correta estes parâmetros, no capítulo 4, foi realizado uma revisão teórica em relação à caracterização do alvo, que nesta dissertação se determinou que seria uma pessoa, foi ainda feita uma revisão relativamente ao radar MTI e uma caracterização de antenas do tipo corneta piramidal. Posto isto é importante realçar que a seção transversal radar (RCS) de uma pessoa é algo complexo pois depende da geometria física que vai variando de pessoa para pessoa. Ao contrário se se estiver perante um objeto que não apresente tantas variações, o resultado obtido depende ainda da direção do feixe do radar, da frequência dos emissores do radar e da roupa que a pessoa estaria a usar, ou seja, dos materiais de que as mesmas são confeccionadas, pois irá influenciar na reflexão das ondas de rádio, sendo este estudo baseado num modelo apresentado por Yamada [17]. Para além da reflexão das ondas rádio pôde-se aferir que se deve ter em conta os efeitos da flutuação do RCS de um alvo, pelo que estes podem ser capturados segundo o modelo de Swerling, pelo que após uma breve revisão o modelo mais próximo para o caso de o alvo ser uma pessoa seria o SW3. De realçar que para se realizar o estudo de obtenção de imagem para além das antenas seria necessário a utilização de um radar MTI uma vez que estes tipos de radar têm como principal objetivo indicar se se está perante um alvo móvel. Foi ainda apresentada uma proposta prática, de âmbito laboratorial, que permitisse o cálculo da permitividade elétrica da parede, pelo que para a parede utilizada foi obtido um valor de $\epsilon \approx 3,537 \times 10^{-11} \text{ F.m}^{-1}$.

No capítulo 5, explicou-se o conceito de radar de abertura virtual e radar MIMO, concluindo-se que este consiste num sistema de múltiplas antenas, onde cada antena de transmissão radia uma forma de onda arbitrária independentemente das outras antenas de emissão, e cada antena recetora pode receber esses sinais, e conseqüentemente realizaram-se ensaios em laboratório para simular uma situação real, obtendo diferentes valores de potência recebida, sendo neste caso o alvo escolhido uma placa metálica, pelo que se pode concluir que para se detetar um alvo deve-se colocar as duas antenas próximas uma da outra e ambas próximas e colocadas ortogonalmente junto da parede.

Durante o desenvolvimento desta dissertação foi possível concluir que para se obter uma imagem através da parede, existem inúmeros aspetos a ter em conta, pois desde ambiente, alvo e o obstáculo todos estes aspetos têm influência e podem comprometer os bons resultados que se pretendem. Foi possível ainda concluir apesar de o radar de abertura virtual apresentar melhores resultados em alguns quesitos relativamente a outro tipo de radar para obtenção de imagem através da parede, ainda é uma área a ser explorada e é necessário melhorar os modelos convencionais existentes nomeadamente neste tipo de radar apresentado.

6.2. Perspetivas de Trabalho Futuro

Três áreas principais devem ser abordadas e aprofundadas no futuro:

- Fenomenologia real da propagação do sinal em edifícios;
- Outros posicionamentos e diversidade dos sensores;
- Processamento de imagem 3-D.

6.2.1. Fenómenos de propagação

Ignorar alguns dos fenómenos de propagação (por exemplo, o multipercurso, difração, etc) limita a compreensão dos dados detetados, reduz a resolução e reduz a profundidade de deteção.

6.2.2. Posicionamento e número de sensores

A colocação dos sensores encostados às paredes, ou a curta distância, permite um melhor reconhecimento dos alvos dentro dos edifícios. No entanto, as distâncias de afastamento podem ter que ser da ordem da largura das ruas envolventes ou da distância a edifícios vizinhos, por questões de segurança por causa do bloqueio de estruturas próximas. Os sistemas aerotransportados também podem fornecer informações úteis baseadas em SAR a distâncias de afastamento significativamente maiores. Para além de sensores portáteis fixos distribuídos, devem também ser considerados:

- Sensores transportados por veículos
- Sensores aéreos ou sobrelevados.

Os sensores fixos devem ser em pequeno número para que possam ser facilmente transportados e implantados. Os sensores transportados por veículos podem fornecer uma diversidade mais ampla de ângulos de visão. A diversidade pode ser também obtida por meio de diversidade na frequência, posição do sensor, vários ângulos de observação biestáticos ou multiestáticos, da forma de onda ou mesmo abordagens de radar de múltiplas entradas e saídas (MIMO).

6.2.3. Uso de Técnicas de Processamento de imagem e MTI

Abordagens de imagem de passagem única têm sido usadas com sucesso limitado na obtenção de imagem através da parede. Com efeito, a qualidade de imagem degrada-se muito através de várias paredes ou na presença de multipercurso. Os fantasmas e sombras espúrias criam problemas na compreensão da imagem. Para se obterem imagens bem definidas, torna-se necessário um pós-processamento de imagem que permitam obter modelos 3-D que melhor correspondam aos dados detetados.

Na detecção e localização de pessoas, a infinita variedade e diversidade de pessoas tornam a modelação exata impossível. No entanto, outras características, como o movimento, podem ajudar a distinguir pessoas de objetos estáticos.

A discriminação Doppler (MTI) pode facilmente separar o movimento da imagem de fundo. Modelos de edifícios podem ser usados para garantir que a assinatura Doppler possa ser colocada com precisão dentro do edifício, incluindo multicaminho e dispersão que podem posicionar erroneamente os sinais detetados. Além disso, o rastreamento do movimento através da estrutura pode fornecer dados adicionais sobre layouts de construção. Padrões de movimento podem sugerir passagens entre áreas circuláveis.

Além disso, os ecos de objetos em movimento também terão uma assinatura detetável por Doppler. A diversidade de sensores e formas de onda pode fornecer amplo conhecimento que pode ser usado para obter um melhor conhecimento das edificações.

Referências

- [1] K. Mu, T. H. Luan, L. Zhu, L. X. Cai, and L. Gao, "A Survey of Handy See-Through Wall Technology", *IEEE Access*, vol. 8. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., pp. 82951–82971, 2020. doi: 10.1109/ACCESS.2020.2991201.
- [2] E. J. Baranoski, "Through-wall imaging: Historical perspective and future directions", *Journal of the Franklin Institute*, vol. 345, no. 6, pp. 556–569, Sep. 2008, doi: 10.1016/j.jfranklin.2008.01.005.
- [3] M. Leigsnering, M. Amin, F. Ahmad, and A. M. Zoubir, "Multipath exploitation and suppression for SAR imaging of building interiors: An overview of recent advances", *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 31, no. 4, pp. 110–119, 2014, doi: 10.1109/MSP.2014.2312203.
- [4] Z. Zhu and M. B. Wakin, "Wall Clutter Mitigation and Target Detection Using Discrete Prolate Spheroidal Sequences.", Department of Eletrical Engineering and Computer Science, Colorado School of Mines, Golden, CO, 80401, USA.
- [5] M. M. Nikolic, A. Nehorai, and A. R. Djordjevic, "Estimating moving targets behind reinforced walls using radar", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 11, pp. 3530–3538, Nov. 2009, doi: 10.1109/TAP.2009.2025974.
- [6] J. E. Peabody, G. L. Charvat, J. Goodwin, and M. Tobias, "Through-Wall Imaging Radar", *Lincoln Laboratory Journal*, vol.9, no.1, 2012.
- [7] M. Bivalkar, D. Singh, and H. Kobayashi, "Entropy-based low-rank approximation for contrast dielectric target detection with through wall imaging system", *Electronics (Switzerland)*, vol. 8, no. 6, Jun. 2019, doi: 10.3390/electronics8060634.
- [8] T. Jin and A. Yarovoy, "A Through-the-Wall Radar Imaging Method Based on a Realistic Model", *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2015, 2015, doi: 10.1155/2015/539510.
- [9] F. Ahmad and M. G. Amin, "A noncoherent approach to through-the-wall radar imaging", in *Proceedings - 8th International Symposium on Signal Processing and its Applications, ISSPA 2005*, 2005, vol. 2, pp. 539–542. doi: 10.1109/ISSPA.2005.1580994.
- [10] P. C. Nan, J. C. C. Aya, and R. G. Lima, "AN IMPLEMENTATION OF THE BACK-PROJECTION ALGORITHM ACCORDING TO SANTOSA AND VOGELIUS.", *ABCM Syposium Series in Bioengineering*, vol.1, 2006.
- [11] J. Bernal Del Nozal and J. Sánchez, "Use of Projection and Back-projection Methods in Bidimensional Computed Tomography Image Reconstruction", *Master in Computer Vision*

- and Artificial Intelligence, Report of the Research Project, Option: Computer Vision, Universitat Autònoma de Barcelona, 2009.
- [12] J. Cai, P. Peng, H. Zeng, and S. Wang, "A cross correlation based back-projection imaging method for through-wall imaging", in *Journal of Physics: Conference Series*, Aug. 2020, vol. 1607, no. 1. doi: 10.1088/1742-6596/1607/1/012020.
- [13] T. Dogaru and C. Le, "SAR images of rooms and buildings based on FDTD computer models", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 47, no. 5, pp. 1388–1401, May 2009, doi: 10.1109/TGRS.2009.2013841.
- [14] G. Akram, Y. Jasmy, "Simulation of the Finite Difference Time Domain in Two Dimension", World Academy of Science, Engineering and Technology, in *International Journal of Computer and Information Engineering*, vol. 6, no. 3, 2012.
- [15] Hsueh-Jyh Li, Yean-Woei Kiang, "Radar and Inverse Scattering", in *Electrical Engineering Handbook*, 2005.
- [16] Radar Cross-Section, Radartutorial.eu, Disponível em: <https://www.radartutorial.eu/01.basics/Radar%20Cross%20Section.en.html>. (acedido em 3 maio 2022).
- [17] N. Yamada, "Radar Cross Section for Pedestrian in 76GHz Band", *R&D Review of Toyota CRDL*, vol. 39, no. 4.
- [18] M. C. Budge, Jr. S. R. German, "Basic Radar Analysis", in Artech House Boston|London, 2015. [Online]. Disponível: <https://ftp.idu.ac.id/wp-content/uploads/ebook/tdg/ADNVANCED%20MILITARY%20PLATFORM%20DESIGN/Basic%20Radar%20Analysis.pdf>. Acedido a 14 maio 2022.
- [19] H. Li, Y. Kiang, in *Electrical Engineering Handbook*, 2005, url: <https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/moving-target-indicator>. (acedido em 2 maio 2022)
- [20] A. Moreira, Slides da disciplina de Sistemas de Radar, IST-DEEC
- [21] Martins, M. J., & Neves, I. V. (2015). Propagação e Radiação de Ondas Eletromagnéticas. Lisboa: LIDEL.
- [22] C. A. Blanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed. New York, NY, USA: Wiley, 2005.
- [23] What is Horn Antenna: Working & Its Applications. Electronics|Projects|Focus, 2013. Disponível em: <https://www.elprocus.com/horn-antenna/>. Acesso em: 7, junho 2022.
- [24] W. L. Stutzman and G. A. Thiele. *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons, 2nd Editions, 1998.

- [25] G. C. G. Silva, H-Plane Sectoral Horn Antennas in Substrate-Integrated Waveguide Technology, Thesis to obtain the Master of Science Degree in Electrical and Computer Engineering, November 2017.
- [26] Silveirinha. M. G., Lectures Notes of Antennas (2020), Instituto Superior Técnico, Lisboa.
- [27] Peixeiro, C. Introdução ao 3º Trabalho de laboratório (Radiação), Propagação e Radiação de Ondas Eletromagnéticas, Instituto Superior Técnico, dezembro 2021.
- [28] Peixeiro, C. Introdução ao 1º Trabalho de laboratório (Conceitos Fundamentais, Linhas de Transmissão e Guias de Ondas), Propagação e Radiação de Ondas Eletromagnéticas, Instituto Superior Técnico, dezembro 2021.
- [29] L. Qiu, Z. Zhou, "Multipath Model and Ghosts Localization in Ultra-Wide Band Virtual Aperture Radar", College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology Changsha 410073, China, 2014.
- [30] Christian Wolff. Radar Tutorial - MIMO Radar Systems. url: <http://www.radartutorial.eu/02.basics/MIMO-radar.en.html> (acedido em 10 maio 2022).
- [31] Michael Scott Davis. «MIMO radar: signal processing, waveform design, and applications to synthetic aperture imaging». Tese de doutoramento. Georgia Institute of Technology, 2015.
- [32] Chen, C. (2009) Signal Processing Algorithms for MIMO Radar. California Institute of Technology. <https://thesis.library.caltech.edu/2521/1/thesis.pdf>
- [33] Urrutia, Z. (2014) MIMO Radar with Collocated Antennas: Theoretical Investigation, Simulations and Development of an Experimental Platform. Université Paris-Est.
- [34] Jamie Bergin e Joseph R. Guerci. MIMO Radar. Theory and Application. Artech House, 2018.isbn: 978-1-63081-342-0.
- [35] Chong, C. (2013) Signal Processing for MIMO radar: detection under gaussian and non-gaussian environments and application to STAP. Supélec. <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00772006/document>