

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO CARLOS

**CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM BIOTECNOLOGIA**

RAMYSES DE MACEDO RODRIGUES

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE DISPOSITIVO DE IMAGEAMENTO
THROUGH-WALL DE ALTA RESOLUÇÃO PARA IDENTIFICAÇÃO DE
CARACTERÍSTICAS BIOMÉTRICAS E BIOESTRUTURAS, COM APLICAÇÕES
NA SEGURANÇA PÚBLICA, DEFESA CIVIL E DEFESA NACIONAL**

SÃO CARLOS- SP

2018

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO CARLOS

**CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM BIOTECNOLOGIA**

RAMYSES DE MACEDO RODRIGUES

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE DISPOSITIVO DE IMAGEAMENTO
THROUGH-WALL DE ALTA RESOLUÇÃO PARA IDENTIFICAÇÃO DE
CARACTERÍSTICAS BIOMÉTRICAS E BIOESTRUTURAS, COM APLICAÇÕES
NA SEGURANÇA PÚBLICA, DEFESA CIVIL E DEFESA NACIONAL**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Biotecnologia da Universidade Federal de São Carlos – UFSCar, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Biotecnologia.

Orientadores:

Prof. Dr. Eng. Fernando M. Araújo-Moreira

Prof. Dr. Luiz Carlos Trevelin

SÃO CARLOS-SP

2018

Rodrigues, Ramyses

PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE DISPOSITIVO DE
IMAGEAMENTO THROUGH-WALL DE ALTA RESOLUÇÃO PARA
IDENTIFICAÇÃO DE CARACTERÍSTICAS BIOMÉTRICAS E
BIOESTRUTURAS, COM APLICAÇÕES NA SEGURANÇA PÚBLICA,
DEFESA CIVIL E DEFESA NACIONAL / Ramyses Rodrigues. -- 2018.
135 f. : 30 cm.

Tese (doutorado)-Universidade Federal de São Carlos, campus São Carlos,
São Carlos

Orientador: Fernando M. Araújo-Moreira

Banca examinadora: Dr. Carlos Eduardo Palhares Machado, Prof. Dr.
Jesus Antônio Velho, Profª. Dra. Nadja Fernanda Gonzaga Serrano, Nivaldo
Antônio Parizotto

Bibliografia

I. Through-Wall. 2. Bioradar. 3. Segurança Pública. I. Orientador. II.
Universidade Federal de São Carlos. III. Título.

Ficha catalográfica elaborada pelo Programa de Geração Automática da Secretaria Geral de Informática (SIn).

DADOS FORNECIDOS PELO(A) AUTOR(A)

Bibliotecário(a) Responsável: Ronildo Santos Prado – CRB/8 7325



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO CARLOS

Centro de Ciências Exatas e de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Biotecnologia

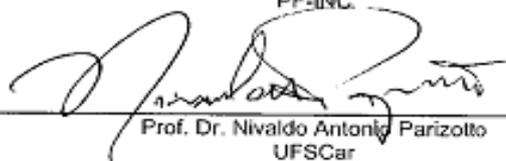
Folha de Aprovação

Assinaturas dos membros da comissão examinadora que avaliou e aprovou a Defesa de Tese de Doutorado do candidato Ramyses de Macedo Rodrigues, realizada em 28/02/2018:

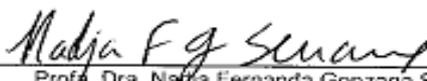


Prof. Dr. Fernando Manuel Araújo Moreira
UFSCar

Prof. Dr. Carlos Eduardo Palhares Machado
PF-INC



Prof. Dr. Nivaldo Antonio Parizotto
UFSCar



Prof. Dra. Nádia Fernanda Gonzaga Serrano
UNESP



Prof. Dr. Jesus Antônio Velho
FFCLRP/USP

Certifico que a defesa realizou-se com a participação à distância do(s) membro(s) Carlos Eduardo Palhares Machado e, depois das arguições e deliberações realizadas, o(s) participante(s) à distância está(ão) de acordo com o conteúdo do parecer da banca examinadora redigido neste relatório de defesa.



Prof. Dr. Fernando Manuel Araújo Moreira

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus, pela concessão da saúde, coragem e paz necessários para o desenvolvimento desse trabalho.

À minha querida esposa Antônia Sheila, pela paciência, compreensão e carinho;

Aos meus filhos, Lucas e Davi, pela simples razão de existirem.

Aos meus pais, pela orientação e educação que me inculcaram a disciplina necessária para a conclusão deste trabalho.

Aos Profs. Fernando Moreira e Trevelin, pela oportunidade e fé depositada, orientações e profissionalismo ímpar.

À amiga Cláudia Pastega, suporte imprescindível no PPGBiotec.

Aos demais professores que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho.

Aos amigos conquistados no decorrer das aulas na UFSCar, os quais receberam este piauiense de braços abertos.

RESUMO

A segurança pública é um direito fundamental de todo cidadão e é dever do Estado, conforme prevê nossa Constituição, sendo executada pelas forças policiais em nível federal e estadual. A defesa da soberania nacional é responsabilidade das Forças Armadas e as ações de defesa civil, do Corpo de Bombeiros e das diferentes organizações afins. Para que essas instituições consigam exercer um trabalho eficiente, necessitam de infraestrutura tecnológica adequada. Pensando nisso, e dentro das premissas do Programa de Pós-Graduação em Biotecnologia, é proposto na presente Tese um dispositivo, baseado na arquitetura de radares, capaz de detectar indivíduos humanos (estruturas biológicas) que estejam ocultados por um anteparo opaco, tal como uma parede, permitindo, ainda, que sejam extraídas medidas biométricas a partir das imagens geradas. O projeto foi pensado considerando-se o contexto brasileiro, seus materiais de construção civil mais utilizados e composição urbanística. Os trabalhos iniciam-se com uma revisão da teoria eletromagnética e suas propriedades, úteis à aplicação no presente projeto. Um levantamento bibliográfico sobre as características elétricas de materiais de construção utilizados no Brasil foi realizado e a influência destes na propagação de sinais de rádio analisada. Discussões sobre as arquiteturas básicas de radares, seus princípios de funcionamento e principais características foram tema de estudos, onde a clássica categoria de radar FMCW (*Frequency-Modulated Continuous Wave*) foi delineada e escolhida como base deste projeto. As características elétricas do tecido biológico humano mais externo, a pele, foram analisadas através de bases de dados disponíveis na literatura, verificando-se que seus parâmetros constitutivos têm ampla variação com a frequência, mas que sua resposta de eco ainda possibilita a detecção. O desempenho do dispositivo foi avaliado através da implementação de um ambiente virtual, composto por um conjunto de antenas compactas, visando a portabilidade do equipamento e o desempenho na frequência de operação escolhida, e paredes com posições e características elétricas configuráveis. O uso do algoritmo de Yee permitiu a visualização dos sinais eletromagnéticos e suas interações com os meios no ambiente virtual, onde as equações de Maxwell foram implementadas através da técnica FDTD (*Finite-Difference Time Domain*), em duas dimensões. Um diagrama em blocos dos circuitos eletrônicos que permitirão uma montagem física do dispositivo é apresentado e avaliado, juntamente com os algoritmos de processamento de imagens e realce propostos. Os resultados demonstram que o projeto apresenta viabilidade técnica, orçamentária e operacional para o fim a que se destina, sendo possível detectar os alvos biológicos (seres humanos) mesmo ocultados por paredes, e ainda estimar medidas biométricas através das imagens geradas. Em comparação com seu congêneres israelense, o dispositivo proposto apresenta várias vantagens, especialmente quanto ao custo de fabricação de uma unidade, sendo mais compacto, de operação mais robusta e simples.

Palavras-chave: *through-wall*, radar, segurança pública, defesa civil, defesa nacional, bioradar;

Abstract

Public safety is a fundamental right of every citizen and it is the duty of the State, as provided in our Constitution, being executed by the police forces at federal and state level. Defense is responsibility of the Armed Forces and civil defense actions, Fire Brigade and the similar associations. For an efficient service, these institutions need the appropriate technological infrastructure. Thinking about this, and within the premises of the Graduate Program in Biotechnology, a device based on radar architecture, capable of detecting human individuals (biological structures) that are hidden by an opaque bulkhead, such as a allowing basic biometric measurements to be extracted from the generated images. The project was thought considering the Brazilian context, its most used civil construction materials and urban composition. The work begins with a review of the electromagnetic theory and its properties, useful to the application in the present project. A bibliographic survey on the electrical characteristics of building materials used in Brazil was carried out and their influence on the propagation of radio signal is analyzed. Discussions about basic radar architectures, their principles and main characteristics were the subject of studies, where the classic FMCW-radar (Frequency-Modulated Continuous Wave) was delineated and chosen as the basis of this project. The electrical characteristics of the outermost human biological tissue, the epidermis, were analyzed through databases available in the literature, and its constitutive parameters have wide variation with frequency, but their echo response still allows detection. The performance of the device was evaluated through the implementation of a virtual environment, consisting of a set of compact antennas, aiming at the portability of the equipment and the performance in the chosen frequency of operation, and walls with configurable positions and electrical characteristics. The use of the Yee algorithm allowed the visualization of the electromagnetic signals and their interactions with the media in the virtual environment, where Maxwell's equations were implemented through the Finite-Difference Time Domain (FDTD) technique, in 2-D. A block diagram of the electronic circuitry that will allow a physical assembly of the device is presented and evaluated along with the proposed image and enhancement algorithms. The results demonstrate that the project presents technical, budgetary and operational feasibility for its intended purpose. It is possible to detect biological targets (human beings) even hidden by walls, and also to estimate anthropometric measurements through the generated images. In comparison with its Israeli counterpart, the proposed device has several advantages, especially in the cost of manufacturing a unit, being more compact, more robust and simple operation

Key words: through-wall, radar, public security, civil defense, national defense, bioradar;

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Ondas eletromagnéticas	18
Figura 2 – Polarização linear. Projeção da direção do campo elétrico no plano	19
Figura 3 – Reflexão e refração na interface de separação entre dois meios distintos	23
Figura 4 – Bloco de concreto	31
Figura 5 – Bloco de cerâmica.	31
Figura 6 – Outras estruturas de vedação.	32
Figura 7 – Diagrama em blocos de uma configuração comum de radar	38
Figura 8 – Diagrama em blocos de uma configuração comum de radar de onda contínua	40
Figura 9 – Variação da relação Pr/Pt , em decibéis, de um radar em função da distância considerando a aplicação proposta (RCS de 1 m^2 , ganho das antenas unitário e sem obstáculos)	43
Figura 10 – Formas de onda de sinais enviados à antena transmissora em diferentes arquiteturas de radar.	45
Figura 11 – Arquitetura clássica de radares FMCW	46
Figura 12 – Esquema de batimento de sinais em radares FMCW (curvas no domínio da frequência).	47
Figura 13 – Curva de variação da permissividade relativa e da condutividade da pele humana na faixa de frequência de 100 MHz a 6 GHz extraída de IT'IS (2017)	50
Figura 14 – Sistema de detecção <i>through-wall</i> instalado em veículo militar	55
Figura 15 – Sistema de captura de imagens <i>through-wall</i> .	56
Figura 16 – Conjunto de antenas usado no imageamento <i>through-wall</i>	57
Figura 17 – Xaver 800, da empresa Camero, Inc.	58
Figura 18 – Imagem gerada pelo dispositivo comercial Xaver 800, da empresa Camero Inc.	58
Figura 19 – Atenuação, em dB, em função da espessura e dos parâmetros constitutivos de paredes elencados na Tabela 1, na frequência de operação de 3 GHz, segundo os modelos apresentados na Tabela 2.	64
Figura 20 – Constante de atenuação α em função da frequência da OEM para diferentes tipos de parede.	66
Figura 21 – Curva de refletância para os parâmetros elétricos da pele humana na faixa de frequências de 100 MHz a 6 GHz.	68
Figura 22 – Interface gráfica do ambiente construído para simulação numérica computacional	69
Figura 23 – Arranjo de antenas para o dispositivo proposto.	73
Figura 24 – Funcionamento da antena receptora e montagem do conjunto.	74
Figura 25 – Verificação da directividade da antena utilizada na simulação, na direção de dois alvos.	75
Figura 26 – Verificação da directividade da antena do dispositivo, três alvos.	76
Figura 27 – Verificação da directividade da antena do dispositivo: três alvos espalhados.	77
Figura 28 – Verificação da directividade da antena do dispositivo excitada por onda contínua (frequência de 3 GHz).	77
Figura 29 – Simulação da emissão de onda contínua modulada em frequência na direção de alvo e parede de espessura 10 cm, permissividade de $2,1 + j0,30$ e $5,1 + j0,30$.	79
Figura 30 – Curvas de relação Pr/Pt , em decibéis, medidas com e sem obstrução. Alvo com RCS de 1 m^2 .	82
Figura 31 – Demonstração da emissão de uma onda contínua e propagação através de duas ou mais paredes de 10 cm, alvo nas coordenadas (2.5 m, 0.9 m).	85
Figura 32 – Processo de varredura na avaliação dinâmica e discriminação de ecos.	87
Figura 33 – medidas realizadas nas imagens geradas pelo dispositivo.	88
Figura 34 – Alvos no interior de ambiente fechado.	89
Figura 35 – Processo de obtenção dos perfis espectrais para formação da imagem bidimensional.	90

Figura 36 - Diagrama geral do processo de formação da imagem.	91
Figura 37 – Eliminação de ruídos entre perfis.	92
Figura 38 – Processo de construção e realce da imagem digital.	93
Figura 39 – Processo de realce pela detecção de movimento.	94
Figura 40 – Diagrama em blocos do sistema de radar proposto.	94
Figura 41 – Espectro de frequências do sinal presente na Saída de blocos do sistema e imagem final construída	101
Figura 42 – Imagem resultante dos alvos circundados por paredes de permissividade $3,9 + j0,38$, espessura de 10 cm, sem detecção de movimento. Alvos em (1.75, 0.25) e (2.5, -0.70)	104
Figura 43 – Imagem resultante dos alvos circundados por paredes de permissividade $1,9 + j0,11$, espessura de 5 cm, sem detecção de movimento. Alvos em (1.75, 0.5) e (2.5, -0.50).	104
Figura 44 – Imagem resultante dos alvos circundados por paredes de permissividade $2,94 + j0,15$, espessura de 5 cm, sem detecção de movimento. Alvos em (1.75, 0.5) e (2.5, -0.50).	105
Figura 45 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $2,1 + j0,30$, espessura de 10 cm, sem detecção de movimento. Alvo em (2.5, -0.50).	105
Figura 46 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $2,1 + j0,30$, espessura de 5 cm, sem detecção de movimento. Alvos em (1.5, -0.55) e (2.5, -0.25).	105
Figura 47 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $7 + j0,45$, espessura de 10 cm, sem detecção de movimento. Alvo em (1.5, 0.50).	106
Figura 48 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $7,5 + j1,59$, espessura de 10 cm, sem detecção de movimento. Não foi possível detectar o alvo a 0,5 metros da parede.	106
Figura 49 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $3,9 + j0,273$, espessura de 10 cm, sem detecção de movimento. Alvo em (1.75, 0.50).	106
Figura 50 – Imagem resultante com o dispositivo colocado a 1 metro de uma parede de 10 cm, permissividade $2,1 + j0,30$, a qual circunda um alvo em (2.40, -0.60).	107
Figura 51 – Imagem resultante com o dispositivo colocado a 1 metro de uma parede de 10 cm, permissividade $1,9 + j0,1112$, a qual circunda um alvo em (2.40, -0.60).	107
Figura 52 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $2,1 + j0,30$, espessura de 10 cm, com detecção de movimento. Alvos em (1.25, -0.50) e (2.50, 0.30).	108
Figura 53 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $1,9 + j0,11$, espessura de 10 cm, com detecção de movimento. Alvo em (1.00, 1.90).	108
Figura 54 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $3,9 + j0,273$, espessura de 10 cm, com detecção de movimento. Alvo em (3.5, 0.25).	108
Figura 55 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $3,9 + j0,231$, espessura de 10 cm, com detecção de movimento. Alvo em (3.5, 0.25).	109
Figura 56 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $3,9 + j0,231$, espessura de 10 cm, com detecção de movimento. Alvo em (1.6, -0.25).	109
Figura 57 – Imagem resultante de um alvo localizado a 1,5 metros da antena, com obstrução de $2,1 + j0,30$, espessura de 10 cm. Altura do alvo: 1,70 metros (indivíduo adulto masculino)	110
Figura 58 – Imagem resultante de um alvo localizado a 1,5 metros da antena, com obstrução de $2,1 + j0,30$, espessura de 10 cm. Altura do alvo: 1,6 metros (indivíduo adulto feminino)	111
Figura 59 – Imagem resultante de um alvo localizado a 1,5 metros da antena, com obstrução de $2,1 + j0,30$, espessura de 10 cm. Altura do alvo: 1,5 metros (criança)	111
Figura 60 – Perfil espectral resultante do posicionamento de dois alvos, a 1,5 metros e 2 metros, sem obstruções. Potência de transmissão: 31 dBm.	112
Figura 61 – Perfil espectral resultante do posicionamento de dois alvos (1,00 e 2,00 metros), com obstrução de 10 cm, permissividade $2,1 + j0,30$. Potência de transmissão: 31 dBm.	112

Figura 62 – Perfil espectral resultante do posicionamento de dois alvos (1,00 e 2,00 metros), com obstrução de 15 cm, permissividade $5 + j0,46$. Potência de transmissão: 31 dBm.	113
Figura 63 – Perfil espectral resultante do posicionamento de três alvos (1, 2 e 3 metros), com obstrução de 10 cm, permissividade $3,9 + j0,273$. Potência de transmissão: 31 dBm.	113
Figura 64 – Refletâncias de paredes e pele humana.	114
Figura 65 – Atenuação total imposta pelas paredes ao sinal do dispositivo radar proposto.	115

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Compilação da permissividade complexa efetiva, impedância característica e refletância de diversos materiais utilizados na construção civil, segundo vários autores.	28
Tabela 2 – Modelos transmissão em obstáculos de uma OEM propostos na literatura	35
Tabela 3 – RCS de alguns objetos (valor médio)	42
Tabela 4 – Tipos de radar classificados com base na forma de onda de trabalho (MAHAFZA & ELSHERBENI, 2004; MAHAFZA, 2000; SKOLNIK, 2008; MILLIGAN, 2005, p. 8).	44
Tabela 5 – Bandas de frequência e aplicações típicas.	48
Tabela 6 – Parâmetros elétricos da pele humana para frequências na faixa de 100 MHz a 6 GHz, obtidos de IT'IS (2017) e FCC (2017)	51
Tabela 7 – Limites recomendados de exposição a campos eletromagnéticos para a população em geral, para a faixa de frequência de 9 KHz a 300 GHz, conforme ANATEL (2002). Valores eficazes (RMS) não perturbados.	52
Tabela 8 – Limites recomendados de SAR para a população em geral, para a faixa de frequência de 9 KHz a 300 GHz, conforme ANATEL (2002). Valores eficazes (RMS) não perturbados	53
Tabela 9 – Parâmetros elétricos da pele humana para frequências na faixa de 100 MHz a 6 GHz, obtidos de IT'IS (2017) e FCC (2017)	67
Tabela 10 – Atenuação medida para as paredes da Tabela 1, para 3 diferentes espessuras, @ 3 GHz	83
Tabela 11 – Parâmetros de funcionamento da simulação do hardware.	95
Tabela 12 – Lista de materiais utilizados na construção do protótipo	103
Tabela 13 – Comparação de permissividade e refletância entre paredes e pele humana.	114
Tabela 14 – Comparação com dispositivo comercial.	116

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- ρ_f – Densidade volumétrica de cargas livres
- ρ_b – Densidade volumétrica de cargas ligadas
- σ – Condutividade elétrica do material
- ϵ_0 – Permissividade elétrica no vácuo = $8,85 \times 10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$
- μ_0 – Permeabilidade magnética no vácuo = $4\pi \times 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$
- χ_e – Susceptibilidade elétrica
- χ_m – Susceptibilidade magnética
- D** – Vetor deslocamento elétrico
- E** – Vetor campo elétrico
- H** – Vetor campo magnético auxiliar
- B** – Vetor campo magnético
- J_f** – Vetor densidade de corrente de condução de cargas livres
- M** – Magnetização
- E_s** – Fator campo elétrico
- H_s** – Fator campo magnético
- k_x** – Vetor de onda
- OEM – Onda eletromagnética
- TM – Transversal Magnética
- TE – Transversal Elétrica
- λ – Comprimento de onda da OEM
- γ – Constante de propagação
- α – Constante de atenuação
- β – Constante de fase
- c – Constante de velocidade da luz no vácuo
- $\epsilon_{cr}(\omega)$ – Permissividade complexa relativa
- ϵ'_r – Parte real da permissividade elétrica relativa
- ϵ''_r – Parte imaginária da permissividade elétrica relativa
- η – Impedância característica do meio
- n_x – Índice de refração no meio x
- S_{med}** – Densidade média de potência
- τ – Coeficiente de transmissão

Γ – Coeficiente de reflexão

R – Reflectância

T – Transmitância

RCS – *Radar Cross Section* – Seção reta de radar

CW – *Continuos Wave*

SFCW – *Stepped Frequency Continuos Wave*

FMCW – *Frequency-Modulated Continuos Wave*

UWB – Ultra-Wide Band

SUMÁRIO

1. JUSTIFICATIVA	9
2. INTRODUÇÃO	12
3. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	14
3.1 Ondas Eletromagnéticas.....	14
3.2 Reflexão e refração.....	22
3.3 Propriedades Elétricas de Materiais da Construção Civil	27
3.4 Análise da propagação por modelos analíticos	33
3.5 Arquiteturas de Radar.....	38
3.6 Propriedades Elétricas de Tecidos Biológicos	49
3.7 Estado da Arte em Dispositivos de Imageamento <i>Through-Wall</i>	54
4. OBJETIVOS	60
4.1 Objetivo Geral.....	60
4.2 Objetivos Específicos.....	60
5. HIPÓTESE	61
6. MATERIAIS E MÉTODOS	62
6.1 Análises preditivas e Simulação Numérica Computacional.....	63
6.1.1 Análise preditiva das perdas nas obstruções.	63
6.1.2 Análise preditiva da refletância no alvo humano.	66
6.1.3 Apresentação do ambiente virtual e seleção de parâmetros.	68
6.1.4 Descrição e avaliação da antena do dispositivo proposto.	72
6.1.5 Avaliação da capacidade de detecção do dispositivo proposto.	78
6.1.6 Avaliação Dinâmica do Dispositivo.....	86
6.2 Processo de formação da imagem digital.....	89
6.3 Simulação da Arquitetura de Hardware	94
6.4 Estimativa do custo de fabricação do dispositivo.	102
7. RESULTADOS	104
8. DISCUSSÃO	114
9. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	118
10. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	120
11. APÊNDICES	125
APÊNDICE A – Campos harmônicos e fasores	125
APÊNDICE B – Relação entre campos elétrico e magnético	126
APÊNDICE C – Scripts Matlab	128

1. JUSTIFICATIVA

No dia 13 de outubro de 2008, na cidade de Santo André/SP, iniciou-se o caso de sequestro e cárcere privado mais emblemático das crônicas policiais brasileiras¹. Uma jovem de 15 anos foi mantida refém em sua residência por seu ex-namorado, de 22 anos, que não aceitava o fim do relacionamento. Equipes táticas da polícia militar, após horas de negociação, decidiram por invadir o imóvel, culminando na morte da refém pelo criminoso. O fato ficou conhecido nacionalmente como caso “Eloá”.

Em outro episódio nacionalmente conhecido, o Edifício Liberdade, um prédio de 20 andares, datado de 1940, desabou na noite do dia 25 de janeiro de 2012, no centro da cidade do Rio de Janeiro, levando consigo mais dois prédios vizinhos. Muitas vítimas permaneceram soterradas sob os escombros até o resgate. Dezesete mortes foram confirmadas².

Esses e outros acontecimentos resultaram em perdas de vidas humanas, mesmo após o esforço das equipes táticas de segurança pública e de defesa civil. Em ambos, a falta de visibilidade direta das vítimas, as quais encontravam-se no interior de edificações fechadas ou sob escombros, certamente foi determinante para o insucesso das ações.

É dever do Estado promover a segurança pública e a defesa civil, segundo nossa Constituição (BRASIL, 1988). Para situações extremas, são as equipes de operações especiais das forças de segurança que assumem a missão. No Brasil³, são exemplos de equipes táticas o GATE – Grupo de Ações Táticas Especiais da Polícia Militar de São Paulo, o COT – Comando de Operações Táticas da Polícia Federal, o GRUMEC – Grupamento de Mergulhadores de Combate da Marinha do Brasil e o BFESP – Batalhão de Forças Especiais do Exército Brasileiro.

Esses grupos são treinados para realizar incursões urbanas em todo o mundo, sem o conhecimento prévio da situação no interior das edificações, e são baseadas no avanço e domínio dos diversos cômodos, passo a passo, com grande probabilidade de haver hostilidades por parte de criminosos, inclusive contra eventuais reféns.

¹ <http://g1.globo.com/Noticias/SaoPaulo/0,,MUL804479-5605,00-SEQUESTRO+DE+ELOA+E+NAYARA+COBERTURA+COMPLETA.html> (Consultado em 07/02/2018)

² <http://g1.globo.com/sao-paulo/noticia/2013/12/relembre-outros-casos-de-desabamentos.html> (Consultado em 07/02/2018)

³ <http://www.defesenet.com.br/eventos/noticia/22198/Forcas-Especiais-%E2%80%93-SEALs---GRUMEC-e-COT-e-os-seus-equipamentos/> (Consultado em 07/02/2018)

O combate militar em área urbana, expertise das forças armadas, é certamente a inspiração usada no treinamento das equipes táticas da segurança pública no avanço gradual e dominação do terreno. A similitude de situações operacionais leva aos soldados perigo igualmente semelhante quanto à presença oculta do inimigo no interior de edificações, especialmente em ações anti-terror.

Com uma ferramenta adequada, é possível minimizar esses riscos sabendo-se, previamente, se há indivíduos hostis no interior daquele ambiente, ocultados pela estrutura do imóvel. Agentes de segurança terão mais chances de sucesso no cumprimento da missão e reféns maior probabilidade de terem suas vidas salvaguardadas.

Em países com histórico de guerras e atentados terroristas, empresas de tecnologia militar encontram a motivação para desenvolver esse tipo de ferramenta, adequada, no entanto, ao seu contexto urbano e operacional. A empresa israelense *Camero, Inc.*⁴ possui em seu portfólio de produtos um dispositivo de inteligência, vigilância e reconhecimento (ISR – do inglês *Intelligence, Surveillance and Reconnaissance*) denominado Xaver, em dois modelos principais, o Xaver 400 e o Xaver 800. Suas especificações técnicas indicam ser o mesmo uma boa aquisição para as forças armadas e de segurança pública.

Após o caso Eloá, o Governo de São Paulo declarou na época que pretendia adquirir esse equipamento⁵ para o grupo tático da Polícia Militar, cada um custando até US\$ 200.000,00 (duzentos mil dólares). Em valores atuais, esse dispositivo não sairia por menos de R\$ 650.000,00 (seiscentos e cinquenta mil reais – cotação do dólar a R\$ 3,25). Até onde se sabe, o processo de compra desses aparelhos ainda não foi concluído.

Não há, portanto, no Brasil, dispositivo semelhante que seja concebido pensando-se na sua composição urbana, caracterizada por vias de acesso muitas vezes precárias, construções de arquitetura heterogênea, de diversos extratos sociais e estruturadas com materiais variados, e na operacionalidade de suas forças de segurança.

Para realizar o sensoriamento de matizes biológicos específicos, como pretende este trabalho, é necessária a reunião de conhecimentos afetos à várias áreas do saber humano, citando a biologia, engenharia e a física, tornando este trabalho verdadeiramente multidisciplinar, estando alinhado com as diretrizes do Programa de Pós-Graduação em Biotecnologia.

⁴ <http://www.camero-tech.com> (Consultado em 07/02/2018)

⁵ <http://g1.globo.com/sao-paulo/noticia/2010/04/pm-de-sp-tera-aparelho-para-enxergar-pessoas-em-3d-atraves-de-parede.html> (Consultado em 07/02/2018)

Essas são as razões pelas quais se propõe na presente Tese um sistema eletrônico portátil e de fácil uso, que terá o condão de detectar a presença de seres humanos no interior de ambientes cuja linha de visada esteja obstruída por um anteparo opaco, tal como uma parede.

2. INTRODUÇÃO

A segurança pública tem sido um tema bastante discutido nos noticiários e invariavelmente incluído em plataformas de campanha a cada período eleitoral. As ações de governantes nessa área têm se mostradas ineficientes em sua maioria, contribuindo para o aumento da violência em todo o país (OBSERVATÓRIO.ORG, 2018; SAPORI, 2007).

Uma das principais razões para tanto insucesso é a falta de continuidade das políticas de segurança pública entre governos sucessivos e o constante corte de recursos financeiros, promovendo, ano a ano, o sucateamento das forças policiais, atingindo também os Corpos de Bombeiros e as Forças Armadas (BALLESTEROS, 2014; PERES et al., 2014; OBSERVATÓRIO.ORG, 2018). As prioridades mudam a cada mandato e o desafio de se fazer mais com menos torna-se hercúleo diante da crescente demanda pelos serviços dessas Instituições que se constituem na última linha de defesa entre o cidadão de bem e a criminalidade.

A tecnologia torna-se uma poderosa aliada, pois promove um aumento substancial da eficiência das ações, oferecendo recursos e funcionalidades que seriam impossíveis de serem executadas por seres humanos, minimizando os riscos à segurança dos agentes e das próprias vítimas.

Dispositivos de visão noturna, capacidade de detectar armas de fogo, detecção e mensuração de velocidade de veículos ou aeronaves à distância, entre outros, são exemplos de como a tecnologia pode contribuir para a eficácia do trabalho da segurança pública e defesa (PORTAL BRASIL, 2015).

Nesse contexto, surge a proposta de um dispositivo que agregue recursos tecnológicos e que contribua para o sucesso das missões de segurança, especialmente naquelas que envolvam a necessidade de se adentrar em um ambiente desconhecido (i.e, em operações/invasões táticas), sem possibilidade de visualização do seu interior.

Detectar a presença de indivíduos no interior desses ambientes é o objetivo basilar do presente projeto, podendo o mesmo ser aplicado em diversas áreas de atuação, como nas ações de defesa civil, localizando vítimas sob escombros, no combate militar em ambiente urbano e nas ações contra-terrorismo, ou seja, em todas aquelas situações em que seja fundamental localizar indivíduos ocultados por anteparos opacos.

O conteúdo desta Tese foi estruturado de modo a apresentar, passo a passo, toda a sequência de desenvolvimento do dispositivo proposto, baseado no funcionamento e na arquitetura clássica dos radares, desde a sua concepção teórica até a apresentação de um

diagrama em blocos, com previsão básica dos custos de fabricação de uma unidade do equipamento.

Após elencadas as motivações, iniciar-se-á no Capítulo 3 a descrição da base teórica deste projeto, com uma revisão das características e propriedades das ondas eletromagnéticas. Em seguida, será realizado um levantamento, através de pesquisa bibliográfica, das características elétricas dos materiais constitutivos mais utilizados na construção civil em nosso país e a sua influência na propagação de sinais de rádio. Uma seção é dedicada à apresentação das arquiteturas e princípios de funcionamento de radares, as técnicas de telemetria e a comparação entre formas de onda de aplicação. As propriedades elétricas do tecido biológico mais externo do ser humano (a pele), sua dependência com a frequência e características de reflexibilidade à onda eletromagnética também são objeto de estudos desse Capítulo.

No Capítulo 4 serão elencados os objetivos deste trabalho, ficando os Capítulos 5 e 6 para as hipóteses e os materiais e métodos utilizados no desenvolvimento do presente projeto, que serão simulados em ambiente computacional. Os resultados obtidos, bem como as discussões serão apresentados nos Capítulos 7 e 8, respectivamente.

3. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

3.1 Ondas Eletromagnéticas

Mais de um século se passou desde que o alemão Heinrich Hertz demonstrou em 1887 a existência das ondas eletromagnéticas (OEM) previstas matematicamente por James Clark Maxwell vinte anos antes, consolidando uma das teorias mais bem-sucedidas da ciência moderna (JACKSON, 1999; DEVINE, 2000). A partir de então, a humanidade assistiu um espantoso desenvolvimento no campo de aplicação das ondas eletromagnéticas, especialmente na área das telecomunicações.

Durante a II Guerra Mundial, as aplicações no meio militar ganharam reforço com o uso intensivo do RADAR (do inglês *Radio Detection and Ranging*), nos sistemas de defesa antiaérea, bem como nas aeronaves e navios de guerra (DEVINE, 2000). Atualmente, dispositivos de detecção de pessoas e armas estão sendo vastamente utilizados principalmente nas ações antiterrorismo.

Aplicações civis, que vão além do campo das telecomunicações móveis e redes de computadores, podem ser encontradas na área médica, com a tomografia computadorizada (TC) e a ressonância magnética nuclear (RMN), no controle de tráfego aéreo e radares meteorológicos. Há também o forno de micro-ondas que completa o aparato doméstico em nossas residências.

Na segurança pública e defesa civil, as aplicações das OEM ainda não são tão abrangentes, concentrando-se nas radiocomunicações, radares de controle de velocidade e de detecção de tempestades, como exemplos de aplicações comuns.

O dispositivo proposto nesta Tese também faz uso das ondas eletromagnéticas e de suas propriedades, advindo daí a importância de se conhecer mais de perto esse fenômeno.

Griffiths (2013), Jackson (1999), Zilio (2009), Wentworth (2006), Reitz, Milford & Christy (1988) e Hayt (2012), reafirmando a teoria eletromagnética clássica, descrevem que uma onda eletromagnética é gerada a partir de uma carga em aceleração e propaga-se no meio material de acordo com suas propriedades elétricas. Matematicamente, são governadas pelas equações de Maxwell, sendo apresentadas abaixo em sua forma macroscópica diferencial no domínio do tempo para um meio material:

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_f \quad (\text{Lei de Gauss}) \quad (1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (\text{Lei de Gauss para o magnetismo}) \quad (2)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (\text{Lei de Faraday}) \quad (3)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_f + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (\text{Lei de Ampère com a correção de Maxwell}) \quad (4)$$

Sendo \mathbf{D} é o vetor deslocamento elétrico, ou fluxo elétrico, (em C.m^{-2}), \mathbf{B} é o vetor indução magnética, ou fluxo magnético (em tesla, ou $\text{N.A}^{-1}.\text{m}^{-1}$), \mathbf{E} o vetor campo elétrico (em V.m^{-1}), \mathbf{H} o vetor campo magnético auxiliar, ou campo magnético (em A/m) e \mathbf{J}_f o vetor densidade de corrente de condução de cargas livres (em A.m^{-2}), ρ_f é a densidade volumétrica de cargas livres e $\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}$ é a corrente de deslocamento.

As duas últimas equações são suficientes para descrever o fenômeno da propagação: um campo magnético variável induz um campo elétrico, também variável. Um campo elétrico variável, por sua vez, induz um campo magnético também variável, o qual ele mesmo produzirá um campo elétrico variável, e assim por diante.

Para campos harmônicos no tempo, é muito útil analisar as equações de Maxwell através do uso de fasores (Apêndice A). As equações 5 a 8 mostram-nas na forma fasorial ($\frac{\partial}{\partial t} = j\omega$):

$$\nabla \cdot \mathbf{D}_s = \rho_f \quad (5)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B}_s = 0 \quad (6)$$

$$\nabla \times \mathbf{E}_s = -j\omega \mathbf{B}_s \quad (7)$$

$$\nabla \times \mathbf{H}_s = \mathbf{J}_s + j\omega \mathbf{D}_s \quad (8)$$

Sendo \mathbf{D}_s , \mathbf{B}_s , \mathbf{E}_s , \mathbf{H}_s e \mathbf{J}_s os fasores dos campos de deslocamento, fluxo magnético, campo elétrico, campo magnético e densidade de corrente, respectivamente. $\omega = 2\pi f$, é a frequência angular e j o designador da parte imaginária do número complexo.

Após uma certa distância da fonte emissora, a onda eletromagnética pode ser considerada como sendo plana, com direção de campos elétrico e magnético perpendiculares entre si e estes perpendiculares à direção de propagação. A OEM também é uma onda do tipo transversal (JACKSON, 1999; WENTWORTH, 2006).

Combinando as equações de Maxwell na forma fasorial, considerando um meio livre de cargas, linear, isotrópico, homogêneo e invariante no tempo, chega-se à uma nova

equação que descreve uma onda eletromagnética, conhecida como *equação de onda de Helmholtz* para os campos elétrico e magnético (ZILIO, 2009; WENTWORTH, 2006):

$$\nabla^2 \mathbf{E}_s - j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)\mathbf{E}_s = 0 \quad (9)$$

$$\nabla^2 \mathbf{H}_s - j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)\mathbf{H}_s = 0 \quad (10)$$

E, por simplicidade, considerando que o campo elétrico tenha apenas a componente x e esteja propagando-se na direção z , $\mathbf{E}_s = E_x(z)\mathbf{a}_x$, o operador laplaciano transforma-se na derivada de segunda ordem:

$$\frac{\partial^2 \mathbf{E}_s(z)}{\partial z^2} - \gamma^2 \mathbf{E}_s(z) = 0 \quad (11)$$

O termo $\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)}$ é definido como a constante de propagação, mais usualmente representado na forma complexa $\gamma = \alpha + j\beta$, onde:

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} - 1 \right)} \quad (12)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} + 1 \right)} \quad (13)$$

Sendo α a constante de atenuação, dada em Np/m , ou dB/m ($1 Np = 8,686 dB$), e β a constante de fase, dada em rad/s .

Uma solução para a equação de onda de Helmholtz que descreve os campos elétrico e magnético de uma onda eletromagnética, em função do deslocamento z , pode ser dada fasorialmente por:

$$\mathbf{E}_s(z) = (E_0 e^{-\gamma z} + E'_0 e^{\gamma z}) \mathbf{a}_E \quad (14)$$

$$\mathbf{H}_s(z) = (H_0 e^{-\gamma z} + H'_0 e^{\gamma z}) \mathbf{a}_H \quad (15)$$

A parcela da onda que se propaga no sentido positivo de z é composta pelo termo com exponencial $-\gamma z$. Separando convenientemente os termos dessa parcela, lembrando que

$\gamma = \alpha + j\beta$ é a constante de propagação e retornando o fator temporal $e^{j\omega t}$ dos fasores, os campos harmônicos, em sua forma instantânea se tornam:

$$\mathbf{E}(z, t) = \text{Re}\{E_0 e^{-\gamma z} e^{j\omega t}\} \mathbf{a}_E = \text{Re}\{E_0 e^{-\alpha z} e^{j(\omega t - \beta z)}\} \mathbf{a}_E \quad (16)$$

$$\mathbf{H}(z, t) = \text{Re}\{H_0 e^{-\gamma z} e^{j\omega t}\} \mathbf{a}_H = \text{Re}\{H_0 e^{-\alpha z} e^{j(\omega t - \beta z)}\} \mathbf{a}_H \quad (17)$$

Ou seja:

$$\mathbf{E}(z, t) = E_0 e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) \mathbf{a}_E = \text{Re}\{\mathbf{E}_s e^{j\omega t}\} \quad (18)$$

$$\mathbf{H}(z, t) = H_0 e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) \mathbf{a}_H = \text{Re}\{\mathbf{H}_s e^{j\omega t}\} \quad (19)$$

Os parâmetros dessas equações são assim definidos:

E_0 e H_0 : componentes escalares dos campos elétrico e magnético, respectivamente, em $z = 0$.

\mathbf{a}_E e \mathbf{a}_H : vetores unitários que apontam nas direções dos campos \mathbf{E} e \mathbf{H} , respectivamente.

\mathbf{E}_s e \mathbf{H}_s : fasores campos elétrico e magnético, respectivamente ($\mathbf{E}_s = E_0 e^{-\gamma z}$ e $\mathbf{H}_s = H_0 e^{-\gamma z}$).

$e^{-\alpha z}$: fator de decaimento da amplitude do campo em função da distância. Para um meio sem perdas ($\sigma = 0$, e, por consequência, a constante de atenuação $\alpha = 0$).

β : constante de fase. Para um meio sem perdas, $\sigma = 0$ e $\beta = k = \omega \sqrt{\mu \epsilon} = \frac{\omega}{v_p} = \frac{2\pi f}{v_p} = \frac{2\pi}{\lambda}$; v_p

é a velocidade de fase da onda no meio. A constante k também é conhecida como número de onda, dado em rad/m ou m^{-1} .

ω : frequência angular da onda.

z e t : variáveis independentes posição e tempo, respectivamente.

Balanis (2005), Johnson (1993) e Milligan (2005) lembram que na região próxima à uma fonte geradora de onda eletromagnética harmônica, como uma antena, por exemplo, os campos elétrico e magnético ainda não são diretamente proporcionais, nem ortogonais, estando defasados. Essa região é conhecida como *campo próximo* ou *campo de indução* ou, também, como *região de Fresnell*. Para a caracterização do ambiente eletromagnético nessa região são necessárias medidas dos dois campos, elétrico e magnético.

Na região do espaço onde a distância do ponto de interesse à fonte geradora é bem maior do que o comprimento de onda $\lambda = \frac{c}{f}$, os campos \mathbf{E} e \mathbf{H} aproximam-se da ortogonalidade mútua e em relação à direção de propagação, estando em fase, quando se tratar

de meios sem perdas, assumindo efetivamente as características de uma onda plana. Essa região, definida a partir de $\frac{2L^2}{\lambda}$, onde L é a maior dimensão da antena transmissora, é conhecida como *região de campo distante, de Fraunhofer* ou *campo de irradiação*. Uma boa aproximação pode ser conseguida definindo o limite inferior do campo de irradiação como 10λ .

Nessa região, a relação entre os módulos dos campos elétrico e magnético é considerada constante e igual à impedância característica do meio η . Assim, para um meio sem perdas:

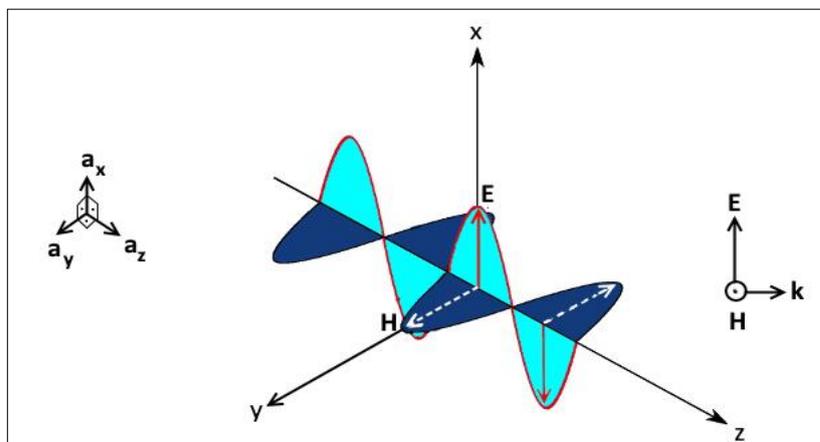
$$\frac{E [V/m]}{H [A/m]} = \eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \eta_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad [\text{ohms}] \quad (20)$$

μ_r e ϵ_r são a permeabilidade e a permissividade relativas do meio; η_0 é a impedância característica do vácuo, valendo $\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi (\cong 377) \text{ ohms}$. Na forma vetorial, a relação entre os fasores dos campos propagando-se na direção será, então:

$$\mathbf{H}_s = \frac{1}{\eta} \mathbf{u} \times \mathbf{E}_s \quad (21)$$

Na Figura 1, uma onda eletromagnética unidimensional, propagando-se na direção z (\mathbf{a}_z) em um meio sem perdas, é representada com seus campos elétrico e magnético apontando nas direções \mathbf{a}_x e \mathbf{a}_y , respectivamente.

Figura 1 – Ondas eletromagnéticas

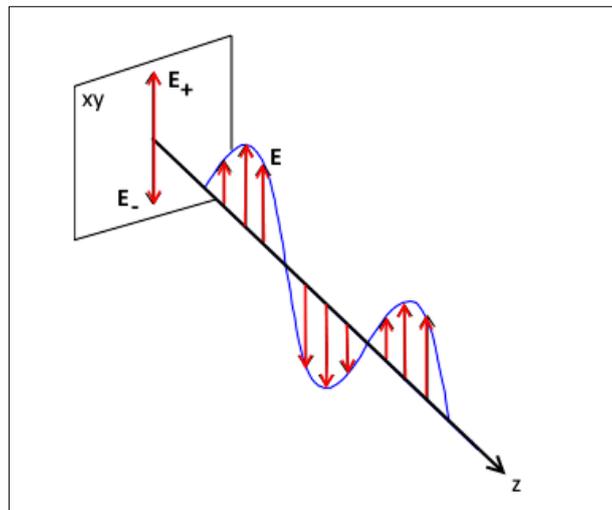


Onda eletromagnética propagando-se em um meio sem perdas. Os campos \mathbf{E} e \mathbf{H} , perpendiculares entre si e mutuamente com a direção de propagação, não estão em escala. Fonte: Adaptado de: Brasil Escola⁶.

⁶ <http://brasilecola.uol.com.br/fisica/o-que-sao-ondas-eletromagneticas.htm> (Consultado em 07/02/2018)

O comportamento dinâmico da direção do vetor campo elétrico define a polarização da onda eletromagnética. Para a OEM ilustrada na Figura anterior, o campo elétrico $\mathbf{E}(z, t)$ oscila harmonicamente apenas nas direções $+\mathbf{a}_x$ e $-\mathbf{a}_x$, estando, dessa forma, polarizado linearmente, conforme mostra a Figura 2. Há outros modos de polarização possíveis, como a circular e a elíptica. Uma melhor forma de visualizar essa característica é projetar as oscilações harmônicas do vetor campo elétrico no plano normal à direção de propagação, como mostrado na Figura 2.

Figura 2 – Polarização linear. Projeção da direção do campo elétrico no plano



Onda eletromagnética com polarização linear propagando-se na direção z . A projeção do campo \mathbf{E} aparece no plano xy .

Quando a OEM percorre um meio sem perdas, os campos elétrico e magnético oscilam em fase e sem perda de amplitude ao longo da direção de propagação. Para meios com perdas ($\sigma \neq 0$, portanto, η complexo), haverá uma defasagem entre eles de um ângulo θ_η além de uma atenuação ao longo da trajetória. Além disso, os parâmetros constitutivos do meio serão, em geral, dependentes da frequência (meios dispersivos).

Nesses meios, os módulos das densidades de corrente de condução (cargas livres) e de deslocamento (cargas ligadas), na forma fasorial, possuirão uma razão dada por:

$$\frac{|J_{fs}|}{|J_{ds}|} = \frac{|\sigma(\omega)E_s|}{|j\omega\varepsilon(\omega)E_s|} = \frac{\sigma(\omega)}{\omega\varepsilon(\omega)} = \operatorname{tg} \delta \quad (22)$$

O parâmetro $tg \delta$ é definido como tangente de perdas; δ é o ângulo de perdas. Teremos ainda, desenvolvendo a lei de Ampère-Maxwell na forma fasorial:

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{H}_s &= \mathbf{J}_s + \frac{\partial \mathbf{D}_s}{\partial t} \\ &= \sigma(\omega) \mathbf{E}_s + j\omega \varepsilon(\omega) \mathbf{E}_s = j\omega [\varepsilon(\omega) - j \frac{\sigma(\omega)}{\omega}] \mathbf{E}_s = j\omega \varepsilon_c(\omega) \mathbf{E}_s\end{aligned}\quad (23)$$

O termo $\varepsilon_c(\omega) = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon(\omega) - j \frac{\sigma(\omega)}{\omega}$ é denominado *permissividade complexa do meio*. A parte real dessa grandeza, ε' , representa a energia armazenada no material quando o mesmo é submetido a um campo elétrico. A parte imaginária da permissividade complexa, também conhecida como *fator de perdas ε''* , influencia na absorção da energia e na atenuação da onda eletromagnética à medida em que a mesma se propaga no meio.

A permissividade complexa relativa é, em muitos casos, mais apropriada para a caracterização do meio:

$$\varepsilon_c(\omega) = \varepsilon(\omega) - j \frac{\sigma(\omega)}{\omega} = \varepsilon_0 \left(\varepsilon_r(\omega) - j \frac{\sigma(\omega)}{\omega \varepsilon_0} \right) = \varepsilon_0 \varepsilon_{cr}(\omega)\quad (24)$$

Sendo relacionada à tangente de perdas através de:

$$\varepsilon_{cr}(\omega) = \varepsilon_r(\omega) \left(1 - j \frac{\sigma(\omega)}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r(\omega)} \right) = \varepsilon_r(\omega) (1 - j \cdot tg \delta)\quad (25)$$

A impedância característica de um meio com perdas também é complexa, sendo relacionada à constante de propagação $\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)}$ através de (Apêndice B):

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{j\omega\varepsilon + \sigma}} = \frac{\sqrt{j\omega\mu} \sqrt{j\omega\mu}}{\sqrt{j\omega\mu} \sqrt{j\omega\varepsilon + \sigma}} = \frac{j\omega\mu}{\gamma}\quad (26)$$

E podemos também relacioná-la com a permissividade complexa relativa:

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{j\omega\varepsilon + \sigma}} = \sqrt{\frac{j\omega\mu/j\omega}{(j\omega\varepsilon + \sigma)/j\omega}} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon' + \frac{\sigma}{j\omega}}} = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r}{\varepsilon_0 \left[\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right]}} = \eta_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_{cr}}}\quad (27)$$

A onda eletromagnética transporta energia, a qual é quantificada através do chamado *Vetor de Pointing*. Essa grandeza vetorial expressa o fluxo instantâneo de potência por unidade de área transportado pela OEM, tendo sentido mutuamente ortogonal aos campos elétrico e magnético, e obtido por:

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} \text{ [watts.m}^{-2}\text{]} \quad (28)$$

A relação entre o módulo dos campos e o módulo da densidade de potência instantânea é obtida por:

$$|\mathbf{S}| = |\mathbf{E} \times \mathbf{H}| = E H \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2}\right) = EH = \frac{E^2}{\eta} = \eta H^2 \text{ [watts.m}^{-2}\text{]} \quad (29)$$

E a densidade média de potência em um período, usando fasores:

$$\mathbf{S}_{med} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(\mathbf{E}_s \times \mathbf{H}_s^*) \text{ [watts.m}^{-2}\text{]} \quad (30)$$

O sobrescrito * em \mathbf{H}_s indica o complexo conjugado do fasor campo magnético. Para encontrarmos a potência total, em watts, passando através de uma superfície S:

$$P = \int_S \mathbf{S}_{med} \cdot d\mathbf{S} \text{ [watts]} \quad (31)$$

Por fim, para uma fonte pontual de emissão de energia eletromagnética, a superfície S é parte de uma casca esférica fechada e a densidade de potência será tanto menor quanto maior o seu raio, levando, por consequência, a uma diminuição da potência média na medida em que nos distanciamos da fonte. Conhecendo-se a potência de transmissão P_t de uma fonte puntiforme que irradia uma onda eletromagnética em todas as direções, podemos encontrar a densidade de potência, a uma distância d da fonte, através de:

$$S(d) = \frac{P_t}{4\pi d^2} \text{ [watts.m}^{-2}\text{]} \quad (32)$$

3.2 Reflexão e refração

Além das características estudadas na seção anterior, outra importante propriedade das ondas eletromagnéticas explorada para o desenvolvimento desta Tese é sua capacidade de refletir e penetrar em meios com características elétricas distintas daquele em que ela está se propagando.

GRIFFITHS (2013), JACKSON (1999), ZILIO (2009), WENTWORTH (2006), REITZ, MILFORD & CHRISTY (1988) e HAYT (2012) utilizam as equações da seção anterior para descrever matematicamente os fenômenos da reflexão e refração de uma OEM. Quando uma onda eletromagnética encontra um meio com propriedades elétricas distintas daquele em que a mesma está se propagando, de maneira geral uma parcela da energia dessa onda é refletida e a outra transmitida através do novo meio.

Partindo das equações de Maxwell, foram deduzidas condições de contorno que estabelecem como os campos elétrico e magnético comportam-se nessa interface. Desse desenvolvimento, temos as seguintes conclusões:

- (a) As componentes tangenciais do campo elétrico \mathbf{E} e as normais do vetor fluxo magnético \mathbf{B} à interface de separação serão sempre contínuas na transição de um meio para o outro:

$$\mathbf{E}_{T1} - \mathbf{E}_{T2} = 0 \quad (33)$$

$$\mathbf{B}_{N1} - \mathbf{B}_{N2} = 0 \quad (34)$$

- (b) A componente normal, em relação ao plano da interface, do campo de deslocamento elétrico \mathbf{D} apresenta descontinuidade na interface entre dois meios quando há cargas na superfície:

$$\mathbf{D}_{N1} - \mathbf{D}_{N2} = \frac{\sigma_s}{\epsilon_0} \quad (35)$$

Onde σ_s = densidade superficial de cargas.

- (c) Em relação ao campo magnético \mathbf{H} , haverá descontinuidade da componente tangencial se nessa mesma interface houver uma densidade de corrente superficial:

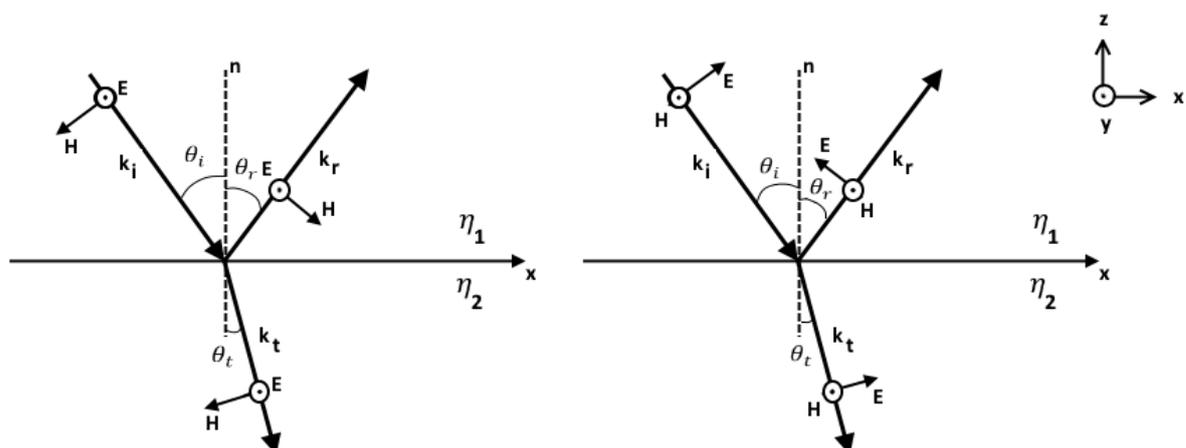
$$\mathbf{H}_{T1} - \mathbf{H}_{T2} = \mathbf{J}_f \quad (36)$$

Fica evidente, desse modo, que a polarização da onda eletromagnética influenciará no seu comportamento dinâmico nessas interfaces. Griffiths (2013), Jackson (1999), Zilio (2009), Wentworth (2006), Reitz, Milford & Christy (1988) e Hayt (2012) analisam dois modos de polarização para estudar o fenômeno da reflexão e refração das OEM que, basicamente, podem ser estendidos para outros tipos.

No primeiro modo, o campo elétrico tem polarização linear, com direção paralela à interface de separação e, portanto, perpendicular ao plano formado pelos vetores \mathbf{k}_i , \mathbf{k}_r e \mathbf{k}_t , as direções de propagação das ondas incidente, refletida e transmitida, respectivamente, conforme mostra a Figura 3. Esse plano recebe a denominação de plano de incidência e a onda é chamada de transversal elétrica, ou onda TE. Os ângulos θ_i , θ_r e θ_t são formados entre os vetores \mathbf{k}_x e a normal \mathbf{n} , sendo denominados, respectivamente, de ângulos de incidência, reflexão e transmissão.

No segundo modo, a direção do campo elétrico encontra-se paralela ao plano de incidência e, portanto, quem estará perpendicular a esse plano é o vetor campo magnético. Essa onda é conhecida como transversal magnética, ou onda TM.

Figura 3 – Reflexão e refração na interface de separação entre dois meios distintos



Vetores de propagação \mathbf{k}_x das ondas incidente, refletida e transmitida, e seus respectivos ângulos θ_x em relação à normal \mathbf{n} da superfície de separação dos meios, com impedâncias intrínsecas η_1 e η_2 . Os vetores de propagação formam o plano de incidência (plano do papel). (a) Onda TE. (b) Onda TM. Adaptado de GRIFFITHS (2013).

Após as análises das condições de contorno na fronteira e algumas manipulações algébricas, obtém-se, para as duas polarizações acima:

a) Relação entre os ângulos de incidência e o de reflexão:

$$\cos \theta_i = \cos \theta_r \quad (37)$$

b) Relação entre ângulos de incidência e de transmissão (Lei da refração de Snell):

$$\frac{\sin \theta_t}{\sin \theta_i} = \frac{\gamma_1}{\gamma_2} = \sqrt{\frac{\mu_1(\sigma_1 + j\omega\epsilon_1)}{\mu_2(\sigma_2 + j\omega\epsilon_2)}} \quad (38)$$

Para meios sem perdas, podemos reduzir a equação acima para:

$$\frac{\sin \theta_t}{\sin \theta_i} = \frac{\gamma_1}{\gamma_2} = \sqrt{\frac{j\omega\epsilon_1\mu_1}{j\omega\epsilon_2\mu_2}} = \sqrt{\frac{\epsilon_1\mu_1}{\epsilon_2\mu_2}} = \frac{n_1}{n_2} \quad (39)$$

E assim:

$$n_1 \cdot \sin \theta_i = n_2 \cdot \sin \theta_t \quad (40)$$

n_1 e n_2 são os índices de refração de cada meio, que relacionam a velocidade da onda no vácuo à velocidade com a qual ela propaga-se no meio em questão. O índice de refração é definido, então, por:

$$n = \sqrt{\frac{\epsilon\mu}{\epsilon_0\mu_0}} = \frac{c}{v_p} = \sqrt{\epsilon_r\mu_r} \quad (41)$$

Para os meios dispersivos, os parâmetros constitutivos são dependentes da frequência e, portanto, o índice de refração também o será. Além disso, o índice de refração pode ser complexo para alguns materiais, ou até mesmo negativo, como no caso dos metamateriais⁷ (ZILIO, 2009).

Jackson (1999) lembra que todos os meios reais apresentam alguma dispersão e apenas em uma faixa limitada de frequências, ou no vácuo, podemos aproximar a velocidade da onda a um valor constante e independente da frequência. Para uma frequência única, todos

⁷ Metamateriais são materiais artificiais modificados de tal modo que adquiram as propriedades desejadas que não existem de forma natural.

os resultados apresentados são válidos, bastando para isso serem utilizados os valores de permissividade, condutividade e permeabilidade referentes àquela frequência.

As equações anteriores são válidas para interfaces planas. No entanto, dependendo da forma geométrica do obstáculo, de suas dimensões em relação ao comprimento de onda e da região ocupada pelo feixe de radiação incidente, bem como da composição e homogeneidade do objeto, pode ocorrer, ou não, espalhamento difuso na reflexão (MAHAFZA, 2000).

Em relação às frações de amplitude da onda incidente que são transmitida e refletida, as condições de contorno na fronteira permitem estabelecer, para ondas TE, as parcelas dos campos refletido e transmitido, em relação ao campo incidente:

$$E_{RN} = \Gamma_{EN} \cdot E_{IN} \quad (42)$$

$$E_{TN} = \tau_{EN} \cdot E_{IN} \quad (43)$$

E_{IN} = Amplitude do campo elétrico incidente, com \mathbf{E} normal ao plano de incidência.

E_{RN} = Amplitude do campo elétrico refletido.

E_{TN} = Amplitude do campo elétrico transmitido.

Γ_{EN} e τ_{EN} = coeficientes de reflexão e transmissão, respectivamente para ondas TE.

E para ondas TM:

$$H_{RN} = \Gamma_{HN} \cdot H_{IN} \quad (44)$$

$$H_{TN} = \tau_{HN} \cdot H_{IN} \quad (45)$$

H_{IN} = Amplitude do campo magnético incidente, com \mathbf{H} normal ao plano de incidência e \mathbf{E} paralelo.

H_{RN} = Amplitude do campo magnético refletido.

H_{TN} = Amplitude do campo magnético transmitido.

Γ_{HN} e τ_{HN} = coeficientes de reflexão e transmissão, respectivamente para ondas TM.

Os coeficientes de reflexão e transmissão para meios com perdas podem ser complexos e são obtidos através das Equações de Fresnell:

Para onda TE

$$\Gamma_{EN} = \frac{\eta_2 \cos \theta_i - \eta_1 \cos \theta_t}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t} \quad (46)$$

$$\tau_{EN} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t} = 1 + \Gamma_{EN} \quad (47)$$

Para onda TM

$$\Gamma_{HN} = \frac{\eta_2 \cos \theta_t - \eta_1 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_t + \eta_1 \cos \theta_i} \quad (48)$$

$$\tau_{HN} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_t + \eta_1 \cos \theta_i} = 1 + \Gamma_{HN} \quad (49)$$

Se o ângulo de incidência em relação à normal do plano de interface for igual a zero (incidência normal):

$$\Gamma_{EN} = \Gamma_{HN} = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad (50)$$

$$\tau_{EN} = \tau_{HN} = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1} \quad (51)$$

Em relação à densidade de potência das parcelas de onda refletida e transmitida, tendo em vista o princípio da conservação de energia, têm-se que a soma das densidades de potências de cada uma tem que ser igual à potência da onda incidente.

É definido como transmitância e refletância a fração do fluxo de energia das ondas transmitida e refletida, respectivamente, em relação à energia da onda incidente na fronteira. Para uma incidência normal, a transmitância T e a refletância R são dadas por (GRIFFITHS, 2013; HAYT, 2012):

$$R = \frac{S_{refl}}{S_{inc}} = \frac{\frac{(\Gamma E_{inc})^2}{2\eta} e^{-2\alpha z} \cos \theta_\eta}{\frac{(E_{inc})^2}{2\eta} e^{-2\alpha z} \cos \theta_\eta} = |\Gamma|^2 \quad (52)$$

$$T = \frac{S_{trans}}{S_{inc}} = 1 - |\Gamma|^2 \quad (53)$$

$$R + T = 1 \quad (54)$$

Da análise das condições de fronteira, é definido ainda o ângulo crítico, ou ângulo limite, que consiste no ângulo a partir do qual a onda incidente não é transmitida pelo meio. Só ocorrerá se $n_1 > n_2$ (n_1 é o meio de incidência). A onda transmitida segue paralela à interface ou é totalmente refletida, sendo essa propriedade muito utilizada em fibras ópticas. No ângulo crítico, $\theta_t = 90^\circ$, e, assim, se $\theta_i > \theta_c$, ocorrerá a reflexão total. Resolvendo a equação de Snell para θ_c :

$$n_1 \cdot \sin \theta_c = n_2 \cdot \sin 90 = n_2 \quad (55)$$

$$\sin \theta_c = \frac{n_2}{n_1} \quad (56)$$

$$\theta_c = \arcsin \frac{n_2}{n_1} \quad (57)$$

Experimentos demonstram que as propriedades até agora discutidas são perfeitamente validas se a superfície em questão pertencer a um objeto com dimensões maiores do que o comprimento de onda da OEM incidente. Caso contrário, haverá o pronunciamento de outro fenômeno inerente às ondas: a difração. Esse, faz a onda contornar o objeto, minimizando a reflexão.

Toda a teoria clássica do eletromagnetismo vista até o momento tem uso direto em alguma etapa do desenvolvimento da presente Tese. A partir de agora, esse conhecimento será aplicado na construção prática do sistema que será a base para seu funcionamento.

3.3 Propriedades Elétricas de Materiais da Construção Civil

O princípio de funcionamento do dispositivo proposto nesta Tese será muito semelhante ao dos radares, diferindo no fato de que a visibilidade dos alvos estará obstruída por uma parede (anteparo opaco).

Espera-se, portanto, que o sinal emitido pela antena transmissora do equipamento, em uma direção determinada, transpasse a obstrução, atinja o alvo e que uma fração dele seja enviada de volta (na forma de eco) ao dispositivo para ser captado por sua antena receptora.

Estamos interessados, em particular, na perda de energia experimentada por esse sinal quando o mesmo atravessa o meio obstrutivo nos trajetos de ida e de volta do eco e se a mesma inviabiliza o uso do radar sob essas condições. A perda dependerá da frequência de

operação, do ângulo de incidência bem como do próprio material componente da parede (RUDD et al., 2014).

Esses meios são, em geral, não magnéticos e não ionizáveis (RUDD et al., 2014; ITU.T, 2015), sendo os cálculos de permissividade complexa desses materiais simplificados se os mesmos forem considerados homogêneos. Opera-se, portanto, com uma permissividade relativa efetiva.

Apesar da homogeneidade desses meios não ser essencialmente verdadeira, pois na construção de uma parede haverá diferenças de densidades de argamassa, granularidade, misturas de materiais e até mesmo defeitos nos elementos construtivos, essa aproximação é válida para a maioria das alvenarias de vedação, visto que esses fenômenos têm dimensões bem menores do que o comprimento de onda utilizados nos estudos.

Da literatura, foram encontradas publicações contendo parâmetros de permissividade complexa efetiva de elementos estruturantes e de vedação utilizados similarmente na construção civil brasileira e cujos resultados foram compilados na Tabela 1. O propósito da maioria dos estudos foi avaliar os impactos da propagação de sinais provenientes de sistemas de telefonia móvel celular e *WiFi* em ambientes *indoor* e, portanto, foram avaliados principalmente na frequência de operação desses sistemas. Os meios foram considerados isotrópicos, homogêneos e não magnéticos.

Tabela 1 – Compilação da permissividade complexa efetiva, impedância característica e refletância de diversos materiais utilizados na construção civil, segundo vários autores.

	Tipo de elemento estruturante, autor e frequência de operação	Permissividade complexa relativa efetiva		Impedância característica efetiva do meio	Refletância efetiva na primeira interface ar-parede
		ϵ_r'	ϵ_r''	η (Ω)	$R = \Gamma ^2$ (inc. normal) %
1	Bloco de cerâmica (maciço) (SCHEJBAL et al, 2006) @1,5 GHz	5.10	0.46	$166.43 + j7.49$	15%
2	Bloco de cerâmica (maciço) (THAJUDEEN. HOO FAR & AHMAD, 2011) @3 GHz	4.80	0.53	$171.30 + j9.39$	14%
3	Bloco de cerâmica (maciço) (PEÑA et al, 2003) @0,9 GHz	5,00	0.56	$167.81 + j9.36$	15%
4	Bloco de cerâmica (maciço – úmido) (WILSON, 2002) @2,3 GHz	5.92	0.69	$154.15 + j8.98$	18%

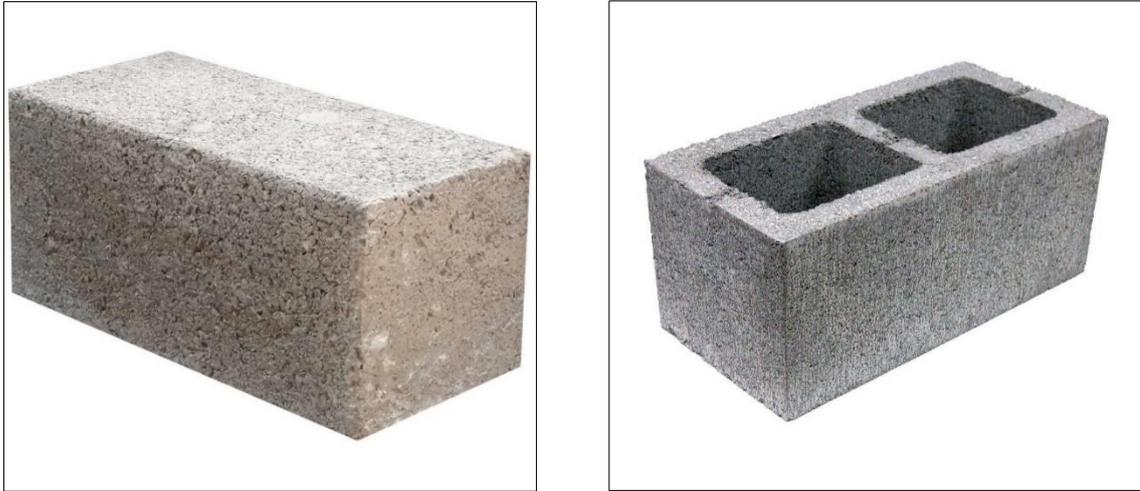
5	Bloco de cerâmica (maciço – seco) (WILSON, 2002) @2,3 GHz	5.86	0.68	$154.95 + j8.95$	17%
6	Bloco de cerâmica (maciço) (KUBACKI, 2014) @3 GHz	3.90	0.38	$190.22 + j9.24$	11%
7	Bloco de cerâmica (maciço) (RUDD, 2014; ITU.T, 2015) @3GHz	3.75	0.23	$194.41 + j5.89$	10%
8	Bloco de cerâmica parcialmente vitrificada (maciço) (KUBACKI, 2014) @3 GHz	4.10	0.35	$185.68 + j7.91$	12%
9	Bloco de cerâmica (vazado 3 orifícios) (MUQAIBEL et al, 2005; SAFAAI-JAZI et al, 2002) @3 GHz	3.90	0.27	$190.55 + j6.66$	11%
10	Concreto sólido 15 cm (6 polegadas) (THAJUDEEN. HOO FAR & AHMAD, 2011) @3 GHz	7.50	1.20	$136.36 + j10.84$	22%
11	Bloco de concreto (KUBACKI, 2014) @3 GHz	2.80	0.33	$224.13 + j13.16$	6%
12	Bloco de concreto (vazado) (MUQAIBEL et al, 2005; SAFAAI-JAZI et al, 2002) @3 GHz	2.15	0.36	$254.39 + j21.44$	4%
13	Bloco de cimento Portland (MIRANDA et al, 2014) @3 GHz	2.10	0.30	$258.19 + j18.34$	4%
14	Bloco composto de cimento Portland e Ferrita (10%) (MIRANDA et al, 2014) @3 GHz	2.00	0.10	$266.32 + j6.65$	3%
15	Bloco de cimento Portland tipo 1 (MAKUL, RATTANADECHO & AGRAWAL, 2014) @2,45 GHz	3.71	0.15	$195.55 + j3.94$	10%
16	Bloco de cimento Portland tipo 3 (MAKUL, RATTANADECHO & AGRAWAL, 2014) @2,45 GHz	6.02	0.39	$153.37 + j4.98$	18%
17	Concreto Armado (SCHEJBAL et al, 2006) @1,5 GHz	7.00	0.45	$142.27 + j4.56$	20%
18	Concreto Armado com malha dupla (PEÑA et al, 2003) @0,9 GHz	7.50	1.59	$135.41 + j14.19$	22%

19	Bloco de concreto (vazado) (THAJUDEEN, HOO FAR & AHMAD, 2011) @3 GHz	2,90	0,29	$220.55 + j11.00$	9%
20	Concreto Armado (KUBACKI, 2014) @3 GHz	7.90	0.59	$133.85 + j4.99$	23%
21	Concreto (RUDD, 2014; ITU.T, 2015) @3GHz	5.31	0.47	$163.11 + j7.29$	16%
22	Parede estrutural de madeira compensada (MUQAI BEL et al, 2005; SAFAAI-JAZI et al, 2002) @3 GHz	1.90	0.11	$273.16 + j7.91$	3%
23	Bloco de gesso (RUDD, 2014; ITU.T, 2015) @3GHz	2.94	0.15	$219.65 + j5.64$	7%
24	Parede de Madeira (RUDD, 2014; ITU.T, 2015) @3GHz	1.99	0.09	$267.03 + j6.13$	3%
25	Vidro (RUDD, 2014; ITU.T, 2015) @3GHz	6.27	0.09	$150.54 + j1.14$	18%
26	Placa forro de teto (RUDD, 2014; ITU.T, 2015) @3GHz	1.50	0.01	$307.81 + j1.10$	1%
27	Aglomerado de madeira (RUDD, 2014; ITU.T, 2015) @3GHz	2.58	0.31	$233.48 + j13.82$	6%
28	Assoalho de madeira (RUDD, 2014; ITU.T, 2015) @3GHz	3.66	0.11	$196.98 + j3.13$	10%

A variabilidade encontrada entre os valores de permissividade para elementos de mesmo tipo pode ser creditada tanto às diferentes metodologias de medição e cálculo dos parâmetros (WILSON, 2002; RUDD et al., 2014; ITU.T, 2015), às distintas técnicas de construção, composição mineralógica e especificações técnicas de fabricação dos seus elementos construtivos, bem como do percentual de umidade das amostras (SOUTOS et al., 2001). Além disso, os parâmetros constitutivos de alguns materiais podem sofrer leve alteração no decorrer do tempo (KHARKOVSKY et al.,).

Alguns desses elementos construtivos referenciados na Tabela 1 são exibidos nas Figuras seguintes.

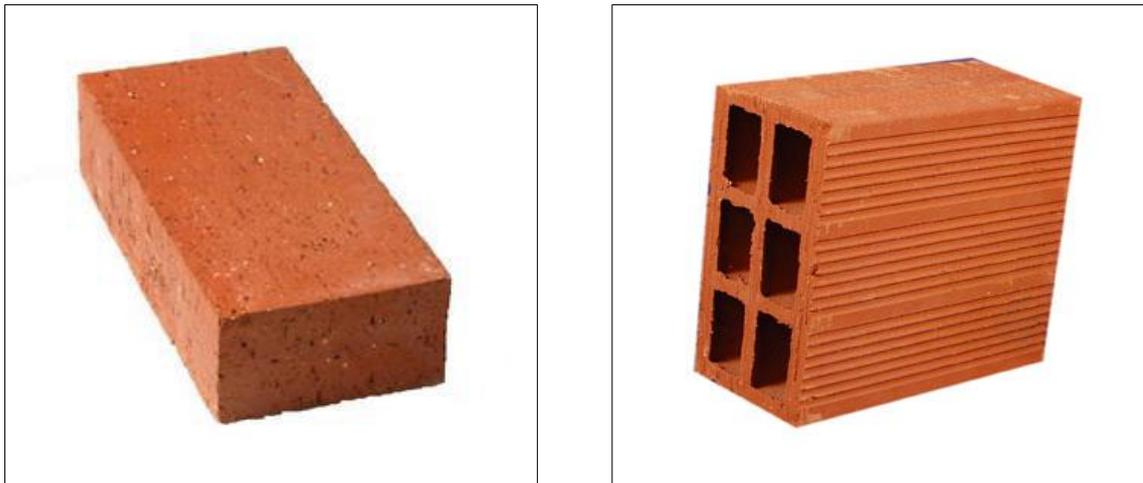
Figura 4 – Bloco de concreto



(b)

(a) Bloco maciço e (b) Bloco vazado de concreto para alvenaria de vedação (*single block*). Fonte: CEC⁸.

Figura 5 – Bloco de cerâmica.



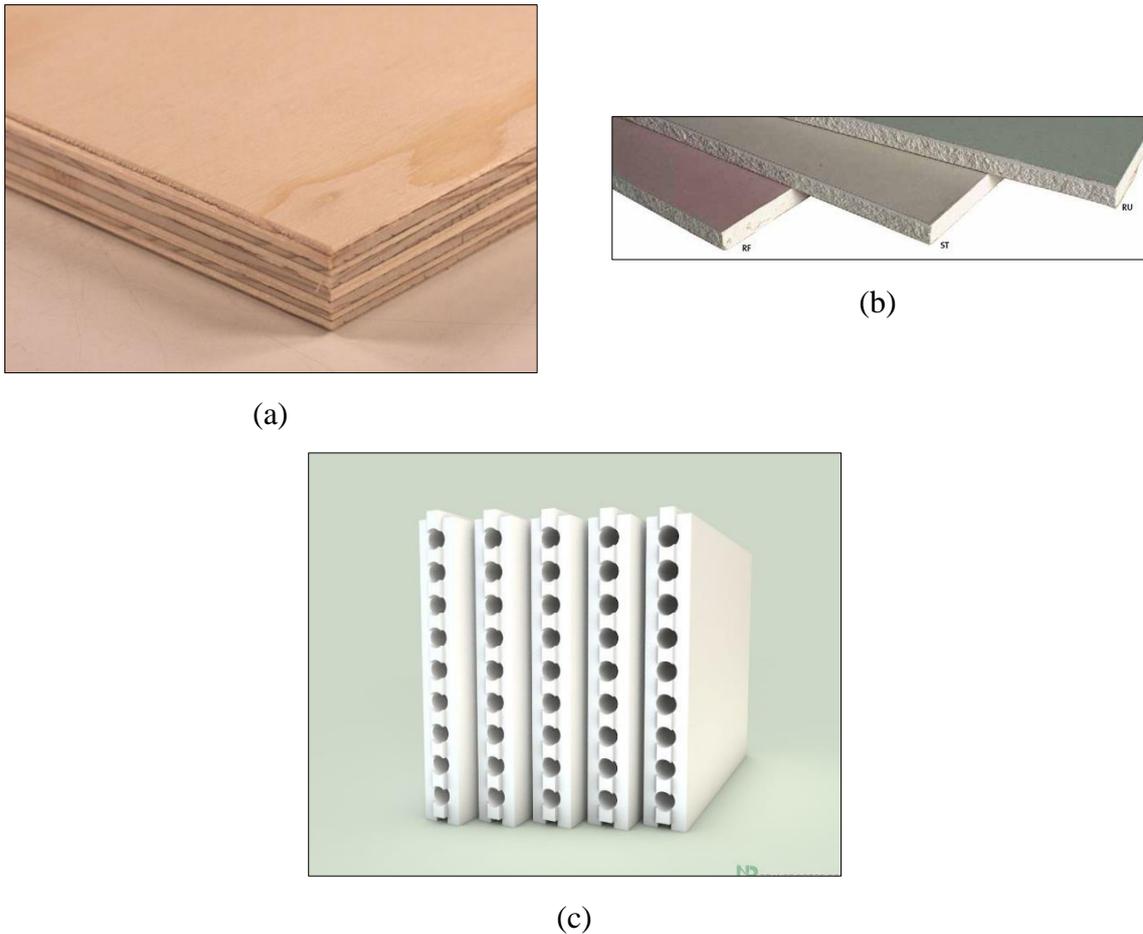
(a)

(b)

(a) Bloco maciço e (b) Bloco vazado de cerâmica para alvenarias de vedação (*red brick*). Fonte: CEC.

⁸ <http://www.cec.com.br/material-de-construcao/blocos-e-tijolos> (Consultada em 07/02/2018)

Figura 6 – Outras estruturas de vedação.



(a) Placas de madeira compensada (*Plywood*) e (b) Chapas de gesso para *drywall*; (c) Blocos de gesso para vedação vertical (*plaster block*). Fonte CEC.

No Brasil, são as normas NBR 7170 e NBR 7171 que definem as dimensões, resistência à compressão e outros parâmetros dos blocos maciços e vazados construídos em cerâmica para alvenarias de vedação. Além delas, temos as normas NBR 6136, 12.118 e 13.438 que padronizam as características e especificações dos blocos vazado e maciço de concreto, a norma NBR 16.495 que especifica blocos de gesso para vedação vertical e a norma NBR 15.758 que trata de sistemas construtivos em chapa de gesso para *drywall* (HAGEMANN, 2011). Outras normas tratam especificamente da chapa em madeira compensada, como classificação, resistência à flexão estática e capacidade de absorção de água, podendo citar, dentre elas, a NBR/ISO 1096, NBR/ISO 2426, NBR 9486 e a NBR 9533.

Analisando os dados da Tabela 1, verifica-se que a permissividade relativa dos materiais constitutivos das alvenarias de vedação comumente encontradas no Brasil pode variar entre 2,80 a 7,50, enquanto o fator de perdas (parte imaginária da permissividade complexa) oscila entre 0,10 e 1,59. Observa-se que em todos os casos, $\epsilon_r' \gg \epsilon_r''$, com $\epsilon_r'' < 1$, em sua

maioria, indicando que a condutividade desses meios é, em geral, relativamente baixa para a frequência de operação em que os mesmos foram obtidos. Os exemplares com fator de perdas maior que a unidade são compostos por partes metálicas internas (concreto armado).

Rudd et al. (2014) e ITU.T (2013) ainda concluíram em seus estudos de revisão que a permissividade elétrica relativa desses materiais possui boa estabilidade em uma faixa de frequências bastante ampla, enquanto o fator de perdas é normalmente proporcional à frequência, o que implica em maior absorção da energia da onda para comprimentos de onda menores.

3.4 Análise da propagação por modelos analíticos

Em qualquer projeto de canal de rádio é necessário ao engenheiro ter conhecimento prévio das características do meio, ou meios, em que a onda eletromagnética irá se propagar, a fim de saber se a informação chegará efetivamente ao aparelho receptor. Em diversos sistemas, uma das pontas do canal de rádio é móvel e estará localizada no interior de uma edificação, como é o caso da rede móvel celular. Em nosso projeto não poderá ser diferente.

Com base nos dados da Tabela 1 e no conhecimento das propriedades da onda eletromagnética, é possível prever analiticamente o comportamento da OEM na trajetória correspondente entre antenas transmissora e receptora, utilizando-se de modelos de propagação, uma ferramenta bastante útil para o projeto de canais de comunicação sem fio (THIEL, 2010; PAHLAVAN & KRISHNAMURTHY, 2009; SAFAAI-JAZI et al., 2002; KUBACK, 2014; PEÑA et al., 2003; SAHU, NAIDUR e SANKAR, 2014; MIRANDA et al., 2014; DARTORA et al., 2015; JILANE et al., 2012; STONE, 1997)

Os modelos mais conhecidos na área de telecomunicações são os de Okumura, Okumura-Hata e COST231-Hata (PAHLAVAN & KRISHNAMURTHY, 2009), para citar alguns. O primeiro trata-se de um modelo empírico, o segundo e o terceiro, de modelos semi-empíricos.

Todos eles têm um objetivo comum, que é prever o nível de intensidade de um sinal eletromagnético transmitido até sua chegada a uma antena de um receptor. De acordo com Palhavan & Krishnamurthy (2009), apud Friis (1946), para a estimação da intensidade de potência de sinal disponível a d metros da antena transmissora, parte-se da seguinte equação, conhecida como fórmula de Friis:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t A_e}{4\pi d^2} \quad (58)$$

P_t é a potência transmitida, G_t é o ganho da antena transmissora e A_e é a área de abertura efetiva da antena receptora. Considera-se que as antenas transmissora e receptora estão em um esquema de visada direta. O meio de propagação é o espaço livre.

Sabendo-se da teoria de antenas que a área efetiva de qualquer radiador é dada por $\frac{\lambda^2}{4\pi} G_r$ (JOHNSON, 1993; BALANIS, 2005), a equação de Friis toma a forma:

$$P_r(d) = P_t G_t G_r \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (59)$$

O fator $\frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2}$ representa as perdas de propagação no espaço livre, cujo decaimento é proporcional ao inverso do quadrado da distância. $P_t G_t$ é a potência efetivamente irradiada pela antena, ou EIRP (*Effective Isotropic Radiate Power*). Representado essa equação em decibéis:

$$P_r[dB] = P_t[dB] + G_t[dB] + G_r[dB] + 20 \log \lambda - 20 \log(4\pi) - 20 \log d \quad (60)$$

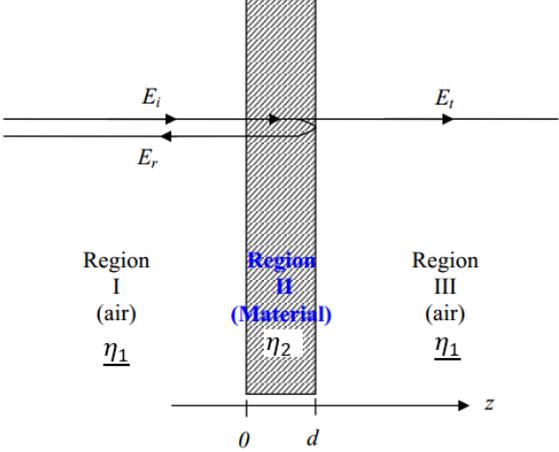
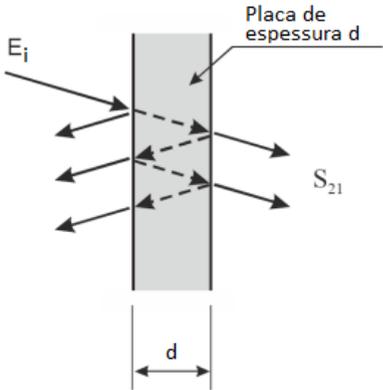
A relação $P_t[dB] - P_r[dB]$ também é conhecida como perda de propagação, sendo usado seu simétrico quando estamos tratando da atenuação.

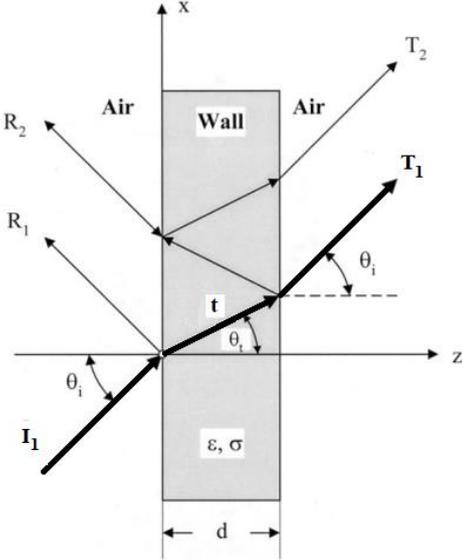
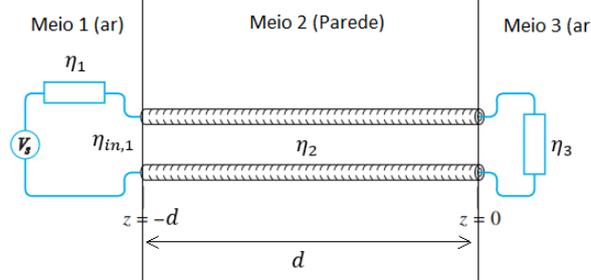
É muito comum no meio da engenharia tratar determinadas configurações físicas como sistemas, modelando-os através de relações matemáticas entre suas entradas e saídas. Os parâmetros “S” são um modelo bastante popular que podem descrever as perdas por reflexões e por atenuação imposta pelos diversos meios à onda eletromagnética irradiada por uma antena.

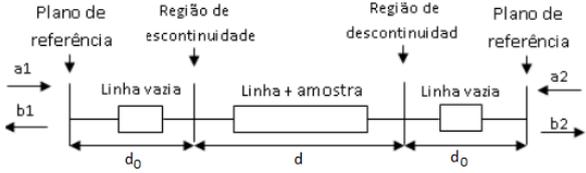
O estudo desses parâmetros foge ao escopo da presente Tese, sendo utilizado apenas aquele que modela as perdas por transmissão, visto que trataremos de um sinal eletromagnético que deverá atravessar os anteparos opacos, ou seja, as paredes.

Safaai-Jazi et al. (2002), Kuback (2014), Peña et al. (2003), Sahu, Naidur e Sankar (2014) e Miranda et al. (2014) apresentam modelos determinísticos através desses parâmetros, derivados da teoria eletromagnética, cujos resultados foram corroborados por medidas em laboratório, com razoável aproximação. A Tabela 2, abaixo, resume esses modelos, onde o termo S_{21} representa a perda de transmissão após o meio obstrutivo.

Tabela 2 – Modelos transmissão em obstáculos de uma OEM propostos na literatura

Autor	Modelagem física
SAFAAI-JAZI et al (2002)	
<p>Observações:</p> <p>η_1 é a impedância característica dos meios I e III (ar).</p> <p>η_2 é a impedância característica do meio II (parede);</p> <p>d = espessura da parede;</p> <p>E_i = onda incidente;</p> <p>E_t = onda transmitida;</p> <p>E_r = onda refletida;</p> <p>γ = constante de propagação.</p>	
Modelo determinístico:	$S_{21} = \frac{E_t}{E_i}$ $= \frac{4}{e^{\gamma d} \left(2 + \frac{\eta_1}{\eta_2} + \frac{\eta_2}{\eta_1} \right) + e^{-\gamma d} \left(2 - \frac{\eta_1}{\eta_2} - \frac{\eta_2}{\eta_1} \right)}$
Autor	Modelagem física
KUBACK (2014)	
<p>Observações:</p> <p>d = espessura da parede;</p> <p>ϵ_c é a permissividade complexa relativa do meio;</p> <p>γ = constante de propagação;</p> <p>E_i = onda incidente;</p>	
Modelo determinístico:	$S_{21} = \frac{4E e^{-2\gamma d}}{(1 + E^2) - (1 - E^2)e^{-2\gamma d}}$ $E^2 = \epsilon_c = \epsilon' - j\epsilon''$ $\gamma = j\omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}\sqrt{\epsilon'_r - j\epsilon''_r}$

Autor	Modelo físico
<p style="text-align: center;">PEÑA et al (2003)</p> <p>Observações: T_{12}^{\perp} para ondas do tipo TE; T_{12}^{\parallel} para ondas do tipo TM; θ_i = ângulo de incidência; d = espessura da parede; Modelo do trajeto $I_1 - t - T_1$; ϵ_r = permissividade elétrica relativa do meio; $e^{-\alpha d}$ = perdas de absorção no meio;</p>	
<p style="text-align: center;">Modelo determinístico:</p>	<p style="text-align: center;">Ondas TE:</p> $T_{21}^{\perp} = \frac{4 \cos \theta_i \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}}{(\cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i})^2} e^{-\alpha d}$ <p style="text-align: center;">Ondas TM:</p> $T_{21}^{\parallel} = \frac{4 \epsilon_r \cos \theta_i \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}}{(\epsilon_r \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i})^2} e^{-\alpha d}$ <p style="text-align: center;">Incidência normal ($\theta_i = 0$) e absorção no meio:</p> $T_{21}^{\perp} = T_{21}^{\parallel} = \frac{4\sqrt{\epsilon_r}}{(1 + \sqrt{\epsilon_r})^2} e^{-\alpha d}$
Autor	Modelo físico
<p style="text-align: center;">SAHU, NAIDUR e SANKAR (2014)</p> <p>Observações: η_1 e η_3 impedância característica do espaço livre. η_2 é a impedância característica do meio (parede); d = espessura da parede; V_s = onda incidente;</p>	 <p style="text-align: center;">Fonte: HAYT (2014), com adaptações.</p>

$\eta_{in,1}$ = impedância vista a partir da posição $z = -d$; Γ_{eff1} = coeficiente de reflexão na posição $z = -d$; $\tau_{efftotal}$ = coeficiente de transmissão total $e^{\gamma d}$ = perdas de absorção no meio	
<p>Modelo determinístico:</p>	$\eta_{in,1} = \eta_2 \frac{\eta_3 + j\eta_2 \tan(\beta_2 d_2)}{\eta_2 + j\eta_3 \tan(\beta_2 d_2)}$ $\Gamma_{eff1} = \frac{\eta_1 - \eta_{in,1}}{\eta_1 + \eta_{in,1}}$ $S_{21} \equiv \tau_{eff12} \cdot e^{\gamma d} = (1 - \Gamma_{eff1} ^2) \cdot e^{\gamma d}$
<p style="text-align: center;">Autor</p>	<p style="text-align: center;">Modelo físico</p>
<p style="text-align: center;">MIRANDA et al (2014)</p>	
<p>Observações:</p> d_0 = comprimento da linha vazia; γ_0 = constante de propagação do vácuo; d = comprimento da linha contendo a amostra do meio em estudo; a_x = sinais incidentes; b_x = sinais refletidos;	
<p>Modelo determinístico:</p>	$S_{21} = S_{12} = \frac{(1 - R^2)e^{-j2\gamma_0 d_0}}{e^{\gamma d} - R^2 e^{-j\gamma d}}$ $R = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$

Esses modelos servirão de base para uma primeira avaliação da relação entre o tipo de parede, a frequência de operação e as perdas esperadas no sinal irradiado pelo dispositivo na direção do alvo pretendido.

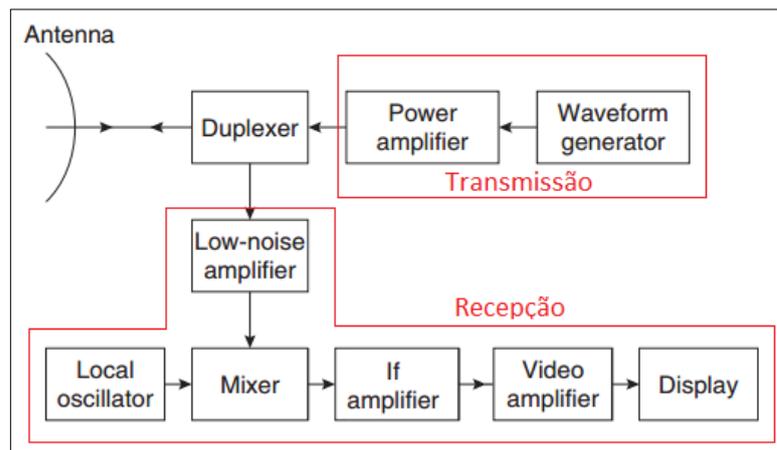
3.5 Arquiteturas de Radar

De acordo com Skolnik (2008) e Devine (2000), um Radar (*Radio Detection and Ranging*) é um dispositivo sensor eletromagnético que detecta objetos com base em sua reflexibilidade. A operação desse sistema pode ser resumida como segue:

- Uma onda eletromagnética é irradiada no espaço por uma antena, geralmente direcional;
- Parte da onda transmitida é interceptada por um objeto reflexivo, distante do ponto de irradiação;
- A energia interceptada pelo objeto é re-irradiada em muitas direções;
- Uma parte dessa energia (eco) é captada pela antena receptora, localizada em geral no mesmo local da emissão;
- Após amplificado e adequadamente processado o sinal resultante, o sistema calcula a distância do objeto detectado através do cômputo do tempo decorrido entre a emissão da onda e a recepção de seu eco.

A Figura 7 mostra o diagrama em blocos de uma configuração comum de um sistema de radar.

Figura 7 – Diagrama em blocos de uma configuração comum de radar



Fonte: Adaptado de Skolnik (2008).

O *Waveform generator* gera o sinal que vai ser irradiado, geralmente um pulso retangular, que após amplificado (*Power amplifier*) é irradiado pela antena na direção do alvo, aguardando-se por um breve período de tempo por seu eco. Em havendo retorno, esse fraco

sinal de eco é pré-amplificado (*Low-noise amplifier*) e transladado em frequência (*Local oscillator, Mixer e If amplifier*) para ser amplificado (*Video amplifier*) e exibido em uma tela (*Display*). O Duplexer tem por função o correto direcionamento dos sinais de saída (transmitido) e do eco (recebido) para seus respectivos blocos de processamento. Novos pulsos são gerados a uma taxa constante, repetindo todo o processo.

A telemetria do radar é realizada medindo-se o intervalo de tempo entre a transmissão do pulso e o recebimento do seu eco. Considerando que esse trajeto seja realizado no espaço livre, composto por um caminho de ida e volta, calcula-se a distância como:

$$d = \frac{c \Delta t}{2} \quad (61)$$

Onde:

d = distância calculada, em metros.

Δt = intervalo de tempo entre transmissão do pulso e recepção do seu eco, em segundos.

c = velocidade da onda eletromagnética no espaço livre.

Dois alvos próximos podem não ser distinguidos por causa da sua proximidade física e, conseqüentemente, da distância temporal de seus ecos. Isso define a resolução de um radar (δR) sendo a mesma dependente da largura de banda B de seu sinal e é teoricamente dada por:

$$\delta R = \frac{c}{2B} \quad (62)$$

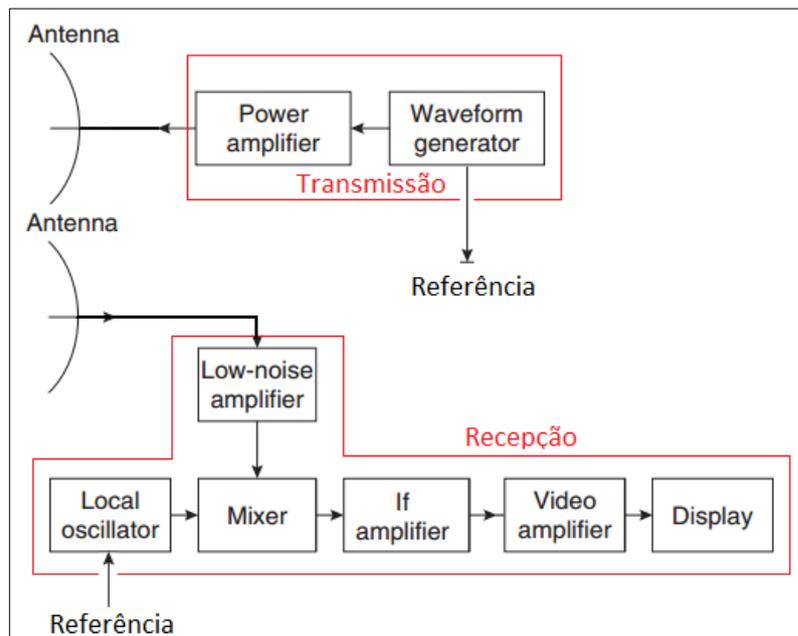
Radares pulsados trabalham emitindo pulsos de curta duração, cujo espectro de frequências é inversamente proporcional à duração do mesmo. Pulsos menores do que 1 milionésimo de segundo são usuais, oferecendo a esses sistemas uma ótima resolução na detecção de aeronaves e fenômenos meteorológicos. Pulsos de curta duração necessitam, no entanto, de um elevado valor de pico para que a energia do mesmo seja suficiente para permitir a propagação até o alvo e a recepção de um eco minimamente detectável pelos circuitos receptores, influenciando diretamente na capacidade de alcance do radar.

Para a aplicação proposta, a qual envolve distancias de até poucos metros, são necessários ainda circuitos eletrônicos de resposta ultrarrápida, o que de outra forma, não seria

possível medir o tempo de retorno do eco. Para distâncias entre 1 e 5 metros, por exemplo, os tempos de eco podem variar entre 6,6 ns e 33 ns, respectivamente. O sincronismo entre os estágios eletrônicos torna-se, então, um fator crítico para o sucesso da detecção.

A alternativa é usar uma arquitetura na qual os radares operam com sinais de onda contínua ao invés de pulsados, sendo, em geral, equipados com duas antenas, uma para transmissão e outra para a recepção. A telemetria desses sistemas é realizada através da comparação de algum parâmetro comum entre as ondas transmitida e refletida, como fase ou frequência, cuja diferença também será proporcional à distância do alvo. Um diagrama em blocos de um sistema típico de radares de onda contínua com duas antenas é apresentado na Figura 8.

Figura 8 – Diagrama em blocos de uma configuração comum de radar de onda contínua



Fonte: Skolnik (2008), com adaptações.

Os estágios funcionais dessa arquitetura têm funções semelhantes aos dos radares pulsados, com a diferença adicional do uso de uma referência tomada a partir do sinal transmitido, para possibilitar a comparação de parâmetros com o eco recebido.

Independente da configuração, nos projetos de sistemas de radar aplica-se a conhecida Equação do Radar (SKOLNIK, 2008.; DEVINE, 2000), a qual é simplesmente uma extensão da fórmula de Friss:

$$P_r = P_t G_t \frac{1}{4\pi d^2} RCS \frac{1}{4\pi d^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r \quad (63)$$

P_t : potência enviada à antena transmissora do radar, em watts;

P_r : potência do eco recebido pelo radar, em watts;

G_t e G_r : são, respectivamente, os ganhos das antenas transmissora e receptora;

$P_t G_t$: potência efetiva irradiada pela antena transmissora (EIRP);

d : distância do alvo, em metros;

RCS : seção reta de radar do alvo, em metros quadrados;

$\frac{\lambda^2}{4\pi}$ é a área efetiva da antena receptora do radar, em metros quadrados.

$\frac{1}{4\pi d^2}$: decaimento da densidade de potência ao longo da distância d .

O termo $P_t G_t \frac{1}{4\pi d^2}$ representa a densidade de potência incidente no alvo, em unidades de $\frac{W}{m^2}$. O acréscimo do parâmetro RCS , que tem unidade de área, transforma essa expressão na potência do sinal capturada e re-irradiada. A inserção dos demais termos da equação contabilizam o decaimento da densidade de potência do eco no trajeto de volta e a potência capturada pela antena receptora do radar, considerando seu ganho e área efetiva.

Para uma antena e alvo específicos, a relação entre potência transmitida e recebida é função do inverso da quarta potência da distância, fazendo o alcance máximo do radar dependente, então, da potência transmitida e da sensibilidade dos circuitos receptores.

O termo RCS é denominado de Seção Reta de Radar (do inglês *Radar Cross Section* – RCS , ou área efetiva de eco), o qual, em suma, define quão detectável é um objeto para um sistema de radar (MAHAFZA & ELSHERBENI, 2004; MAHAFZA, 2000; SKOLNIK, 2008; MILLIGAN, 2005, p. 8):

O RCS representa uma área hipotética, na posição do alvo, requerida para interceptar certa densidade de potência transmitida tal que se essa potência total for re-irradiada na direção do radar, a densidade de potência atualmente observada na antena receptora será produzida (SKOLNIK, 2008; BALANIS, 2005).

Essa área não é, necessariamente, igual à área física do objeto iluminada pelo feixe. Por exemplo, uma placa condutora com área física de 1 m^2 terá, a uma incidência normal, um RCS de $4\pi A^2 / \lambda^2$ (A = área, λ = comprimento de onda), ou $13,982 \text{ m}^2$ a 10 GHz .

Na prática, o parâmetro RCS é usualmente obtido através de medidas experimentais, sendo função da área iluminada pelo feixe eletromagnético, da concentração do

eco em uma determinada direção, da orientação espacial, tamanho e morfologia, refletividade, frequência e da composição material do alvo, sendo dado em unidades de m^2 ou em dBsm,

$$(RCS [dBsm] = 10 \log \frac{RCS [m^2]}{1 [m^2]}; \text{dBsm} = \text{dB square meter}).$$

Aeronaves que utilizam a tecnologia *stealth* (o caça F-117 é um exemplo) fazem uso da redução do parâmetro RCS para se tornar menos visíveis aos sistemas de radar, minimizando a reflexão da onda na direção da antena receptora, e até absorvendo-a no interior da aeronave. O formato externo desses veículos evita contornos arredondados que possam servir como pontos de espalhamento difuso. A Tabela 3 mostra alguns valores de seção reta de radar para objetos conhecidos.

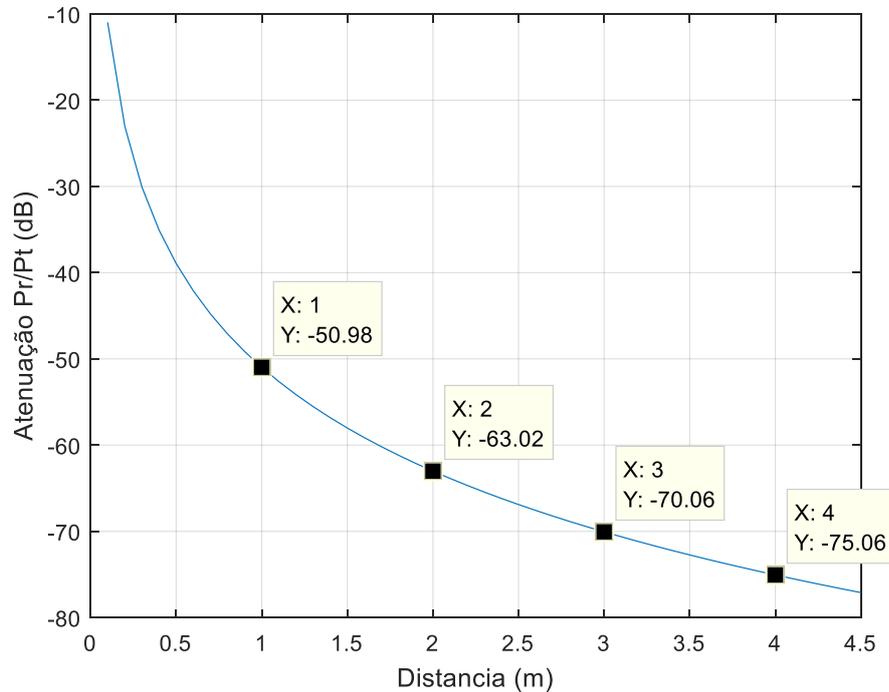
Tabela 3 – RCS de alguns objetos (valor médio)

Objeto	RCS médio
Caça A-10	25 m^2
B-52	100 m^2
Mig-21	3 m^2
F-117, B-2, F-22	0,01 a 0,001 m^2
Homem	1 m^2
Avião comercial Boeing 737-400	128 m^2

Fonte: Skonik (2008); Balanis (2005)

Considerando nosso tipo preferencial de alvo, que possui um RCS médio de 1 m^2 , se observarmos o comportamento da equação do radar em função da distância, podemos realizar uma primeira análise da potência de eco que poderá ser recebida, com antenas de ganho unitário e com visada direta. (Figura 9).

Figura 9 – Variação da relação P_r/P_t , em decibéis, de um radar em função da distância considerando a aplicação proposta (RCS de 1 m^2 , ganho das antenas unitário e sem obstáculos)



Atenuação total do eco recebido em relação ao sinal transmitido: -50,98 dB para um alvo a 1 metro; -63,02 dB para um alvo a 2 metros; -70,06 dB para um alvo a 3 metros; -75,06 dB para um alvo a 4 metros.

A curva acima nos diz que se um sinal de 1 dBm (10 mW) for irradiado na direção de um indivíduo, com RCS de 1 m^2 (espécime humano médio), o eco recebido, sem obstáculos e com antenas de ganho unitário, terá uma potência teórica de -75,06 dBm para um alvo localizado a 4 metros da antena transmissora. A influência das antenas no sistema é consubstanciada na soma de seu ganho aos valores da curva de atenuação, fazendo-a deslocar no sentido positivo do eixo coordenado. Com o uso de antenas de alta directividade, como são os irradiadores comumente utilizados em sistemas de radar, o valor absoluto dessas atenuações pode ser drasticamente reduzido.

A importância dessa informação para esta Tese está na previsão dos componentes eletrônicos mais adequados para a montagem física do equipamento, bem como a máxima distância em que podemos aplicá-lo, considerando que ainda vamos incluir as perdas de propagação nas paredes. Como já mencionado, o nível mínimo de sinal de eco que podemos detectar dependerá da sensibilidade de recepção dos circuitos amplificadores da antena receptora, a qual está diretamente ligada à relação entre a potência de ruído, presente em qualquer amplificador, e a potência do sinal recebido.

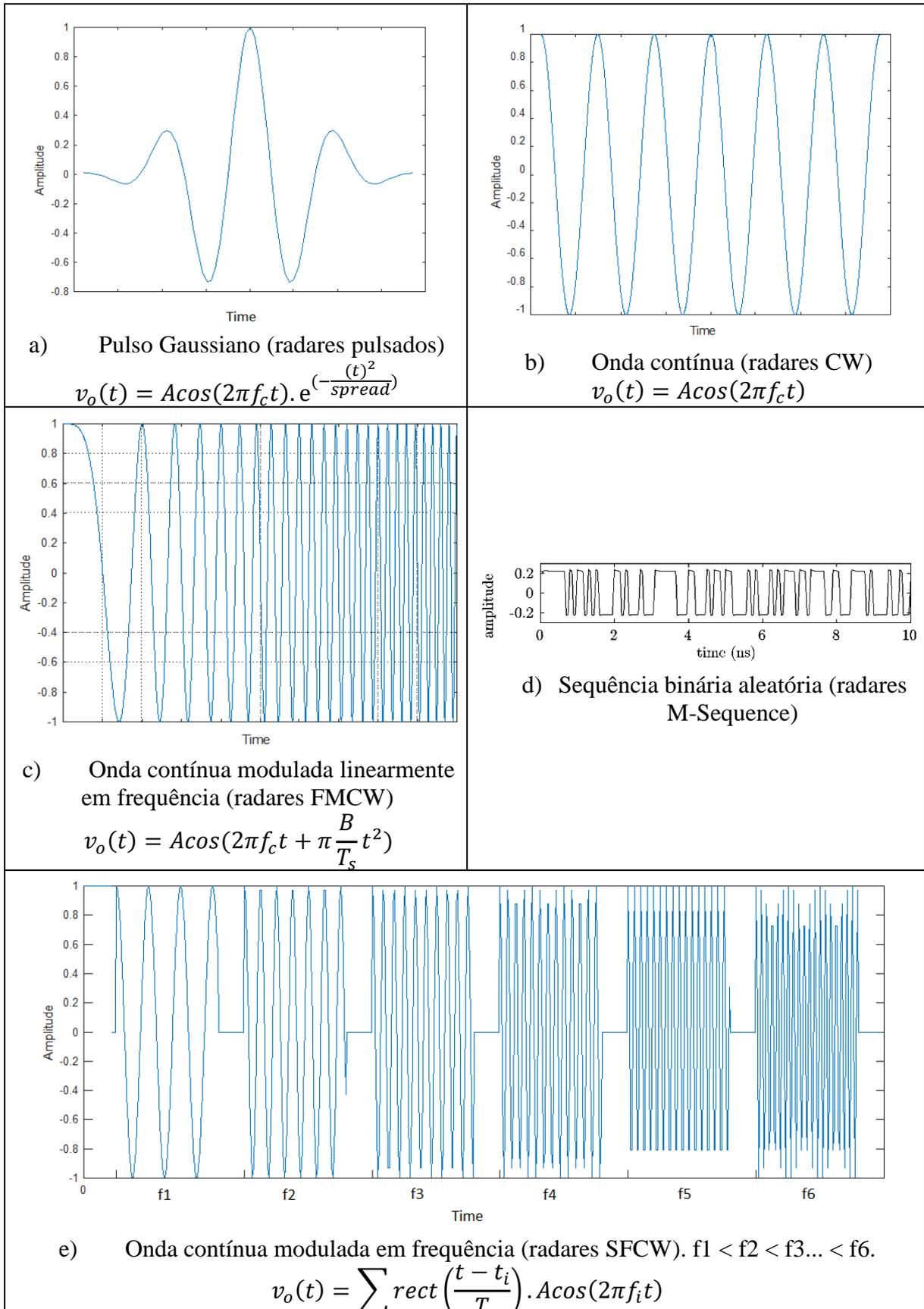
Para se ter uma referência, no padrão 802.11 b/g/n, de redes *Wi-Fi*, a sensibilidade de recepção dos roteadores, para se manter uma velocidade mínima de transferência de dados (1 Mbps), é de aproximadamente -90 dBm (1×10^{-12} watts, ou 1 pW) (IEEE, 2016). Satélites de comunicação têm potência de ruído em torno de -111 dBm (FAWWAZ, 2005) e tipicamente uma relação mínima entre potência de sinal e de ruído de 23 dB, ou seja, sensibilidade de recepção de aproximadamente -88 dBm.

Ainda em relação às arquiteturas de radar, podemos realizar uma primeira classificação desses dispositivos baseada na forma de onda gerada na transmissão. A Tabela 4 exhibe uma categorização básica, não exaustiva, com seu princípio de funcionamento resumido e a Figura 10 os sinais enviados à antena transmissora em cada tipo.

Tabela 4 – Tipos de radar classificados com base na forma de onda de trabalho (MAHAFZA & ELSHERBENI, 2004; MAHAFZA, 2000; SKOLNIK, 2008; MILLIGAN, 2005, p. 8).

Classe/Tipo	Descrição do funcionamento
Pulsados	Sequência de pulsos de sinal, modulados ou não, são emitidos pela antena transmissora na direção do alvo. A diferença de tempo entre os pulsos emitidos e seus respectivos ecos é proporcional à distância do objeto.
Onda contínua (CW – <i>Continuos Wave</i>)	Um sinal senoidal de amplitude e frequência fixas, e contínuo no tempo, é emitido pela antena transmissora na direção do alvo. Se o alvo estiver estático, o eco consistirá em uma onda de menor intensidade, mas de mesma frequência e com atraso de fase proporcional à distância do objeto. Caso o objeto esteja em movimento, o sinal de eco recebido estará deslocado em frequência (efeito Doppler) de forma proporcional à sua velocidade radial relativa.
Onda contínua modulada em frequência (FMCW – <i>Frequency Modulated Continuos Wave</i>)	Um sinal senoidal contínuo no tempo, de amplitude fixa e modulado em frequência é irradiado pela antena transmissora na direção do alvo. O sinal de eco é recebido e comparado com o sinal enviado. O atraso entre a frequência instantânea de ambos é proporcional à distância do objeto.
Onda contínua com passo de frequência (SFCW – <i>Stepped Frequency Continuos Wave</i>)	Uma variação do modo de sinal FMCW, mas com a variação da frequência entre a mínima e a máxima executada em passos discretos de intervalos constantes.
Radar de onda contínua baseado em sequência binária aleatória (M-Sequence Radar)	Um código binário aleatório com uma taxa de bits na faixa de RF é emitido pela antena transmissora. O eco consistirá da mesma sequência, mas com atraso proporcional à distância do objeto. Código transmitido e eco são correlacionados e, assim, calculada a distância.

Figura 10 – Formas de onda de sinais enviados à antena transmissora em diferentes arquiteturas de radar.

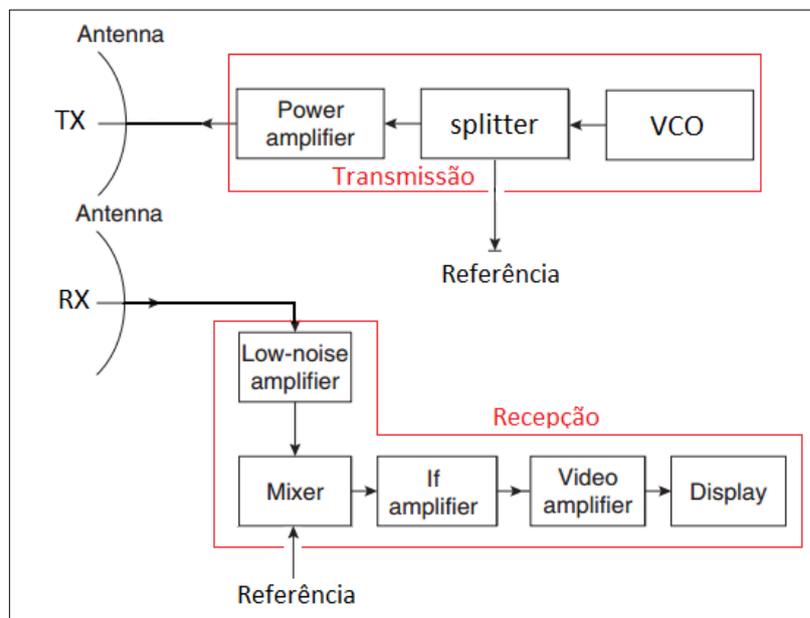


Cada forma de onda apresentada na Figura 10 traz algum recurso vantajoso para a aplicação do radar, com limitações. A irradiação de pulsos gaussianos, por exemplo, pode trazer maior resolução na diferenciação do eco proveniente de alvos distintos próximos fisicamente. Necessita, como já discutido, de um circuito eletrônico com sincronismo igualmente preciso, dada a duração dos pulsos, e de elevado valor de pico para manter uma energia viável. Para nossa aplicação específica, tendo em vista as curtas distâncias envolvidas, poderá haver aumento da complexidade e custo do projeto.

Para as ondas contínuas, por outro lado, a arquitetura eletrônica poderá prescindir desse mecanismo de sincronismo temporal, necessitando apenas de um comparador de fase para medir o atraso entre o sinal de emissão e o eco, limitado a um ciclo de sinal. Se forem moduladas em frequência, em contrapartida, é possível, extrair informação de distância e velocidade numa faixa dinâmica bem maior do que um ciclo. (SKOLNIK, 2008; DEVINE, 2000).

Por essa razão, o presente projeto fará uso da arquitetura clássica de radares FMCW (MAHAFZA & ELSHERBENI, 2004; MAHAFZA, 2000), exibida na Figura 11:

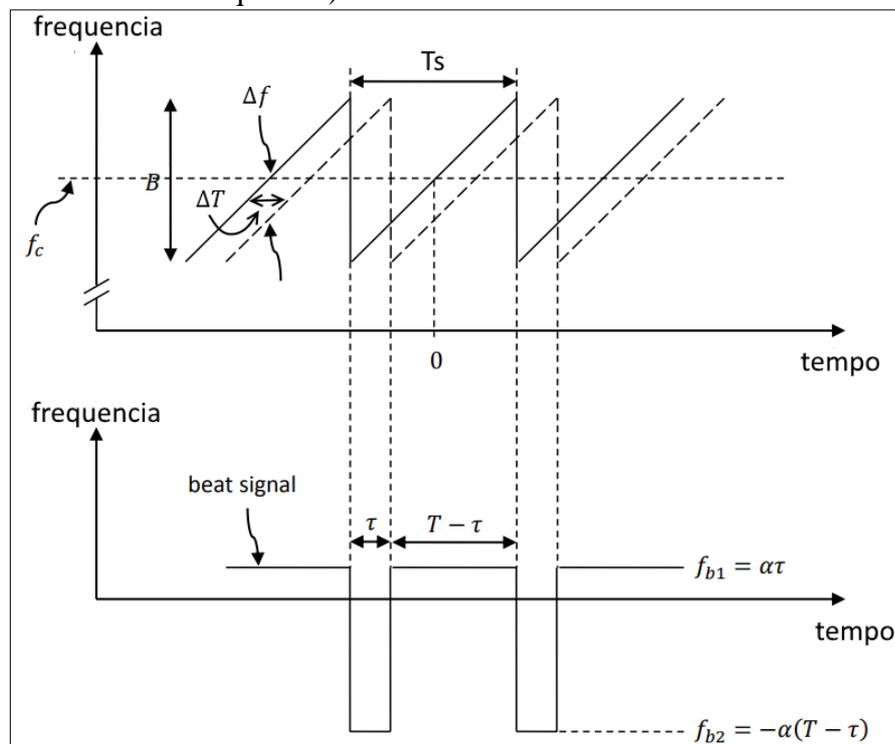
Figura 11 – Arquitetura clássica de radares FMCW



Um radar FMCW funciona gerando e irradiando um sinal senoidal de amplitude constante e modulado em frequência. O sinal básico é gerado no VCO (*Voltage-Controlled Oscillator* - oscilador controlado por tensão) e levado ao amplificador de saída e para o Mixer através do splitter.

O eco captado pela antena receptora é amplificado (LNA – *Low Noise Amplifier*) e encaminhado à segunda entrada do “Mixer”, que realiza o batimento (multiplicação) entre os sinais presentes nas suas entradas. O resultado na saída do bloco “IF amplifier”, o qual é visualizado no display, é um sinal cujo espectro conterá componentes de frequência que são a soma e a diferença das frequências instantâneas presentes nas entradas do Mixer. Filtros eliminam a banda indesejada resultando em uma componente de frequência que é proporcional à distância do alvo ecoado (Figura 12).

Figura 12 – Esquema de batimento de sinais em radares FMCW (curvas no domínio da frequência).



Fonte: Adaptado de LIU & CHEN (2005).

Os parâmetros indicados na Figura são:

f_c : frequência central de operação, em torno da qual o sinal de saída do VCO é modulado.

α : taxa de variação da frequência instantânea.

B : largura de banda do sinal de saída do VCO

T_s : período da modulação, tempo de *chirp*, ou *sweeptime*.

R : a distância do alvo.

Δf : diferença entre as frequências instantâneas da referência e do eco.

$\tau = \Delta T = \frac{2R}{c}$: tempo de atraso entre a referência e o eco.

$f_{b1} = \Delta f$ e f_{b2} : frequências diferença, proporcionais à distância do alvo.

Matematicamente, os parâmetros podem ser relacionados da seguinte forma:

$$\alpha = \frac{B}{T_s} = \frac{\Delta f}{\tau} \quad (64)$$

e assim:

$$\Delta f = f_{b1} = \alpha \tau = \frac{B}{T_s} \frac{2R}{c} \quad (65)$$

O sinal de frequência f_{b2} é desprezado e eliminado através de filtragem.

Essa arquitetura terá recursos acrescidos neste trabalho, consistindo no uso de antenas com direcionamento eletrônico, nos dois sentidos de propagação, um filtro extra (passa alta), processamento digital dos sinais e outros recursos proporcionados pelos algoritmos de construção de imagem.

Outra classificação possível para os radares é baseada na faixa de frequência de operação (MAHAFZA, 2000). A Tabela 5 mostra as bandas de frequências padronizadas e o campo de aplicação dos radares que tipicamente nelas operam.

Tabela 5 – Bandas de frequência e aplicações típicas.

Banda	Frequência de operação	
HF	3 – 30 MHz	Vigilância de longa distância do espaço aéreo (Controle de tráfego aéreo, vigilância Terra-Ar ou Navio-Ar)
VHF	30 – 300 MHz	
UHF	300 – 1000 MHz	
L	1 – 2 GHz	
S	2 – 4 GHz	
C	4 – 8 GHz	Altimetria e meteorologia, Radar Ar-Ar (instalados nas aeronaves). A frequência de operação permite o uso de antenas de pequeno porte
X	8 – 12 GHz	
Ku	12 – 18 GHz	
K	18 – 26,5 GHz	
Ka	26,5 – 40 GHz	
mm (V & W)	40 – 300 GHz	

Fonte: Mahafza (2000).

Radares HF aproveitam as características reflexivas da ionosfera para ondas nessa faixa de frequências, atingindo, assim, distância terrestres além da linha do horizonte. Radares de banda VHF e UHF são usados para vigilância aérea de longa distância, como em

sistemas de detecção de mísseis balísticos. Devido ao grande comprimento de onda, radares que operam nessas bandas necessitam de antenas de grande porte e, em geral, são baseados em terra.

As bandas subsequentes (L, S e C) são utilizadas por sistemas de radar militares podendo ser baseados em terra, à bordo de navios ou em aeronaves de grande porte, como no sistema aéreo de alerta e controle (AWACS - *Airborne Warning and Control System*). São também usados no controle de tráfego aéreo, altimetria e na meteorologia.

A banda X é utilizada em sistemas instalados em aeronaves militares de pequeno porte, como caças, que ainda necessitam detectar alvos a maiores distâncias, visto que as demais bandas superiores sofrem severas atenuações em nuvens e outros fenômenos atmosféricos. Essa banda também é utilizada para comunicação militar via satélite, controle de tráfego e telemetria de curta distância. A maior parte dos radares detectores de armas de fogo nos Estados Unidos utilizam as bandas Ku, K e Ka. A banda milimétrica, apesar de sua excelente resolução, limita a aplicação do radar a medições de curtíssima distância.

3.6 Propriedades Elétricas de Tecidos Biológicos

A necessidade de se estudar o comportamento da resposta do tecido biológico humano às ondas eletromagnéticas provém da finalidade do dispositivo em sensoriar seres humanos (bioestruturas), nas aplicações especificadas nesta Tese.

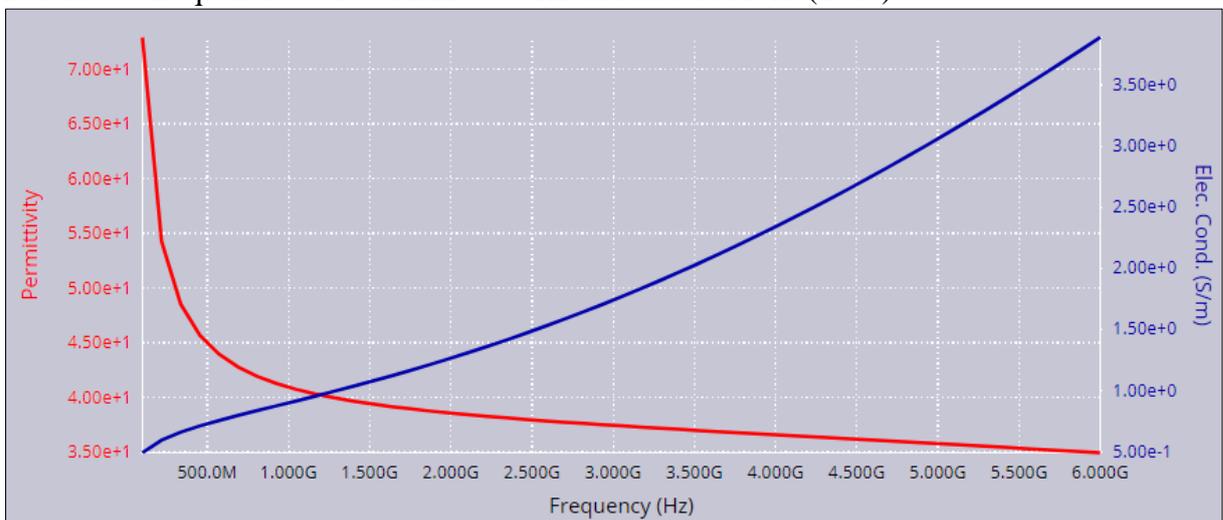
O tecido biológico consiste em um meio de propagação de complexidade muito superior àqueles analisados na seção 3.3. Embora também seja um meio não magnético, e com isso sua permeabilidade pode ser aproximada à do espaço livre, as propriedades elétricas de sistemas biológicos, compostos por aglomerados celulares com funções, densidades e proporção de mistura aquosa e formas específicas, são fortemente dependentes da frequência do campo eletromagnético ao qual estão submetidos. Ao contrário dos materiais inorgânicos utilizados na construção civil, os meios biológicos não podem ser tratados como homogêneos (KOMAROV, WANG & TANG, 2005; RADHA & RAJU, 2013; GABRIEL, LAU & GABRIEL, 1996; GABRIEL, 1996; TOMLINSON, CHOWDHURY & YU, 2014).

A permissividade complexa relativa de tecidos biológicos pode ser obtida através das diversas técnicas de medição e modelagem já mencionadas na seção 3.4. Dada a forte dependência da frequência, modelos matemáticos também são usados para estimar a permissividade para frequências situadas em uma ampla faixa. Esses modelos são bastante úteis

para as simulações computacionais, principalmente na área de aplicações de banda larga, como o UWB (GUN & NING, 2017; GABRIEL, 1996).

IT'IS (2017) e FCC (2017) disponibilizam bases de dados que reúnem valores de permissividade complexa de diversos tecidos biológicos, compiladas diretamente dos estudos de GABRIEL (1966). Oferecem, inclusive, recursos gráficos e tabulares. Na Figura 13, por exemplo, é exibida a curva de variação da permissividade relativa e da condutividade da pele humana (primeiro tecido biológico a receber a radiação emitida pelo dispositivo proposto), para a faixa de frequência de 100 MHz a 6 GHz, geradas por IT'IS (2017).

Figura 13 – Curva de variação da permissividade relativa e da condutividade da pele humana na faixa de frequência de 100 MHz a 6 GHz extraída de IT'IS (2017)



Fonte: IT'IS (2017)

O comportamento da variação da permissividade e da condutividade do tecido em função da frequência são, como se pode observar, antagônicos. À medida em que a frequência aumenta, a constante dielétrica, ϵ , em consequência, a parte real da permissividade complexa, decresce monotonicamente. No entanto, um comportamento sempre crescente da condutividade não se transporta, necessariamente ao fator de perdas, pois este depende também do inverso da frequência ($\epsilon_r'' = \frac{\sigma(\omega)}{\omega\epsilon_0}$).

Tomando alguns valores discretos desses parâmetros, na faixa de frequências mostrada na Figura anterior, a pele apresentará as seguintes propriedades elétricas (valores extraídos da Figura 13):

Tabela 6 – Parâmetros elétricos da pele humana para frequências na faixa de 100 MHz a 6 GHz, obtidos de IT'IS (2017) e FCC (2017)

Frequência (MHz)	ϵ'_r	σ (S/m)	$\epsilon''_r = \frac{\sigma(\omega)}{\omega\epsilon_0}$
0,100	72,93	0,49	88,34
0,690	42,78	0,80	20,76
1,280	39,97	0,99	13,97
1,870	38,76	1,21	11,66
2,106	38,42	1,31	11,19
2,696	37,75	1,58	10,56
3,286	37,19	1,90	10,40
3,876	36,69	2,26	10,48
4,466	36,21	2,66	10,72
5,056	35,73	3,10	11,04
5,646	35,24	3,59	11,42
6,000	34,95	3,89	11,66

Em termos de RCS, o qual, como já discutido, sofre a influência de diversos fatores, inclusive orientação espacial, as medidas experimentais apontam que a seção reta de radar de um ser humano varia entre 0,14 m² a 1,05 m² (-8,5 dBsm a 0,2 dBsm), em 2,89 GHz, e de 0,368 m² a 1,88 m² (-4,34 dBsm a 2,74 dBsm) em 4,8 GHz (MAHAFZA & ELSHERBENI, 2004; SKOLNIK, 2008 apud SCHULTZ, BURGNER & KING, 1958). Para a maioria dos estudos encontrados, as medidas de eco provenientes de alvos humanos foram tomadas para um RCS médio de 1 m², ou 0 dBsm.

O meio biológico comportar-se-á de modo análogo à parede quando se tratar de frações da onda que serão refletida e transmitida (nesse último caso, para as camadas de tecido mais profundas do corpo) frente a uma OEM incidente. Convém avaliar, então, se a radiação eletromagnética emitida pelo equipamento está dentro dos limites recomendados pelos organismos internacionais (FCC, 2017; ICNIRP, 1998; IEEE, 2005) a fim de evitar efeitos danosos aos tecidos biológicos dos operadores e eventuais alvos.

Diversos estudos tentam relacionar os campos eletromagnéticos não ionizáveis a doenças graves, como o câncer. De acordo com ICNIRP (1998), que realizou uma grande revisão da literatura e baseou a norma internacional C95.1 do *IEEE International Committee on Electromagnetic Safety* (SCC39) (IEEE, 2005), os achados são controversos, sabendo-se, no entanto, que a absorção de energia proveniente de campos harmônicos, com moderada intensidade, pode afetar os tecidos biológicos, devido, principalmente, ao aumento da temperatura. Na faixa de frequência dos GHz, os efeitos biológicos danosos comprovados têm

sido demonstrados serem essencialmente térmicos (ICNIRP, 1998; ADAIR & PETERSEN, 2002, STANTE, 2009).

Ainda de acordo com ANATEL (2002), ICNIRP (1998) e IEEE (2005) as restrições básicas de exposição contínua à radiação eletromagnética recomendados para a população em geral, para a faixa de 9 KHz a 300 GHz são aqueles exibidos na Tabela 7 e os limites de taxa de absorção específica, na Tabela 8.

A SAR (*Specific Absorption Rate*), ou taxa de absorção específica, é um importante parâmetro de medida da dose de radiação a qual está submetida um corpo, consistindo na taxa de energia absorvida por unidade de massa de tecido biológico, dada em W/kg. Uma SAR acima de 4 W/kg poderá sobrepujar a capacidade termo-regulatória do corpo e aumentar a temperatura do tecido absorvente em mais de 1 grau centígrado, podendo provocar efeitos danosos ao tecido biológico. Esses efeitos incluem alterações nas funções neurais e neuromusculares, opacidade de córneas (catarata), alterações reprodutivas e hematológicas, alterações no sistema imunológico, mudanças morfológicas em células, conteúdo de água e eletrólitos além de alterações nas funções da membrana celular. Sob condições de campos intensos localizados, os tecidos mais sensíveis, como olhos e testículos, podem sofrer danos significativos (ICNIRP, 1998).

Tabela 7 – Limites recomendados de exposição a campos eletromagnéticos para a população em geral, para a faixa de frequência de 9 KHz a 300 GHz, conforme ANATEL (2002). Valores eficazes (RMS) não perturbados.

Faixa de Radiofrequências	Intensidade de Campo, E (V / m) (RMS)	Intensidade de Campo, H (A / m) (RMS)	Densidade de potência da onda plana equivalente, $S_{eq} = E^2/377$ ou $377 \cdot H^2$ (W / m ²)
9 kHz a 150 kHz	87	5	—
0,15 MHz a 1 MHz	87	$0,73/f$	—
1 MHz a 10 MHz	$87/f^{1/2}$	$0,73/f$	—
10 MHz a 400 MHz	28	0,073	2
400 MHz a 2000 MHz	$1,375 f^{1/2}$	$0,0037 f^{1/2}$	$f/200$
2 GHz a 300 GHz	61	0,16	10

Fonte: ANATEL (2002). f é a frequência na mesma unidade da coluna radiofrequência.

Tabela 8 – Limites recomendados de SAR para a população em geral, para a faixa de frequência de 9 KHz a 300 GHz, conforme ANATEL (2002). Valores eficazes (RMS) não perturbados

Faixa de Radiofrequências	Densidade de corrente para cabeça e tronco (mA / m ²)	SAR média do corpo inteiro (W / kg)	SAR localizada (cabeça e tronco) (W / kg)	SAR localizada (membros) (W / kg)
9 kHz a 100 kHz	$f / 500$	—	—	—
100 kHz a 10 MHz	$f / 500$	0,08	2	4
10 MHz a 10 GHz	—	0,08	2	4

Fonte: ANATEL (2002). f é a frequência em Hz.

A SAR média é definida como a razão entre a potência total absorvida pelo corpo e a sua massa. Pode também ser calculada localmente para um tecido em particular conhecendo-se o campo elétrico interno, bem como a condutividade e massa específica do mesmo, da seguinte forma (PEYMAN, HOLDEN e GABRIEL, 2009; ICNIRP, 1998; IEEE, 2005; CAVAGNARO, PISA & PITTELLA, 2012):

$$SAR = \frac{1}{2} \frac{\sigma |E|^2}{\rho} = \frac{P_{absorvida}}{massa} \quad (66)$$

Onde:

σ = condutividade do tecido (S/m).

ρ = massa específica do tecido (kg/m³)

E = Valor de pico do campo elétrico interno no tecido (V/m).

$P_{absorvida}$ = potência média absorvida pelo tecido biológico (W).

$massa$ = massa total do tecido (kg).

Desse modo, de acordo com as recomendações da IEEE (2005), um indivíduo de massa aproximada 75 kg tem como limite de absorção, em seu corpo inteiro, uma potência média de 6 watts (0,08 W/Kg). Ainda, de acordo com as equações vistas na seção 3.1, em sendo a densidade de potência de uma onda plana que incida sobre esse mesmo indivíduo limitada a 10 W/m², ou um campo elétrico perto de 61 V/m, nessa faixa de frequência, a potência máxima contínua efetiva irradiada (EIRP) por uma antena na direção do mesmo, localizada a um metro deste, será limitada a 125 watts, ou aproximadamente 50 dBm.

O pior caso será o de um operador que inadvertidamente venha a posicionar-se logo à frente da antena transmissora do equipamento (10 cm, considerando que a antena será envolvida por uma capa protetora contra esforços e danos mecânicos), para que a densidade de

potência de uma onda plana incidindo sobre esse indivíduo seja limitada a 10 W/m^2 , a potência máxima contínua efetiva irradiada pela antena deverá ser de $1,2 \text{ W}$, o que equivale a aproximadamente 31 dBm .

Esses serão importantes parâmetros que nortearão a seleção da potência máxima de sinal emitido pelo dispositivo proposto.

3.7 Estado da Arte em Dispositivos de Imageamento *Through-Wall*

Os sistemas que operam com a emissão de sinais UWB (*ultra-wide band*) têm sido objeto de intensa investigação nos últimos anos, especialmente na área de telecomunicações, motivado pelo constante desenvolvimento de dispositivos eletrônicos menores e de resposta mais rápida.

No entanto, as aplicações dessa tecnologia não estão restritas às comunicações de rádio. Sistemas de detecção e telemetria por rádio também experimentaram as vantagens das emissões de faixa larga, incluindo a imunidade às perdas de propagação de múltiplos caminhos, espalhamento da energia do sinal irradiado em uma ampla faixa de frequências e maior dificuldade de detecção por terceiros.

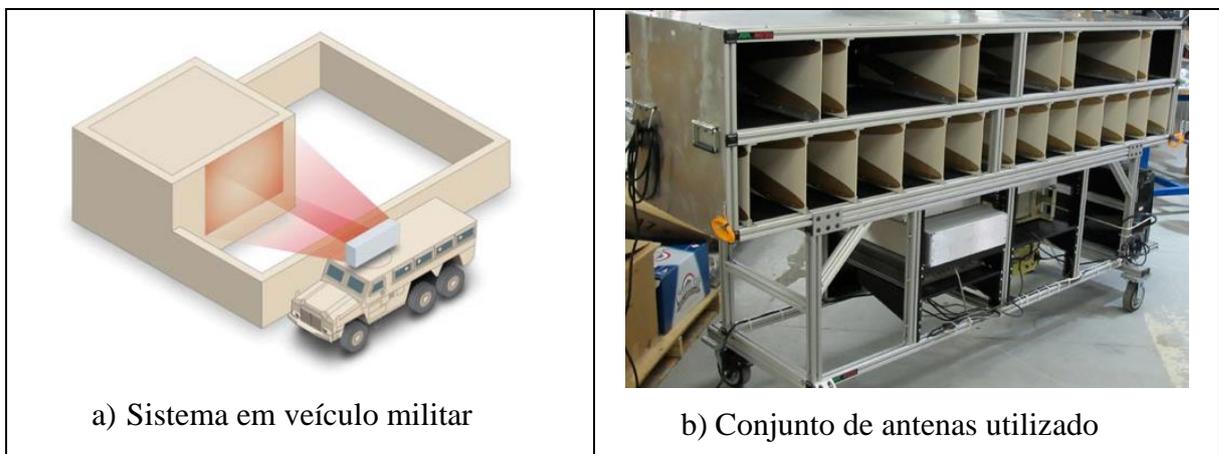
Sistemas de radar UWB têm sido aplicados no sensoriamento de presença, rastreamento e como alarme de intrusão em ambientes protegidos (FONTANA, 2007). A detecção ocorre com a emissão e o monitoramento de pulsos na direção de uma zona específica, a qual sofre alterações quando um indivíduo adentra a região e está em movimento. Sensores são posicionados em diversos pontos da região de interesse permitindo, com isso, a localização e o rastreamento do alvo.

Quando o sensoriamento do radar envolve alvos posicionados atrás de anteparos opacos, tais como paredes, entramos na área de aplicações mais conhecida na literatura como *Through-wall*. Nesse campo, com a mesma técnica de rastreamento descrita em Fontana (2007) é possível localizar e rastrear indivíduos circundando os sensores em posições específicas do lado externo do ambiente de interesse, realizando dessa forma uma tomografia por rádio (WILSON & PATWARI, 2011). A proposta de Hao et al (2013) utiliza uma quantidade menor de antenas, com possibilidade de contagem de alvos detectados, mas ainda é necessário espalhar os irradiadores no local de interesse.

Propostas de radares *through-wall* podem ser encontrados na literatura com diversas variações em seus subsistemas, a depender da aplicação. Em geral, suas antenas são

móveis, de grandes dimensões, adequadas para instalação em veículos militares para busca de indivíduos no interior de edificações nas atividades de patrulhamento (Figura 14a). Peabody et al. (2012), por exemplo, desenvolveram nos laboratório do MIT (*Massachusetts Institute of Technology*) um radar through-wall FMCW que permite a detecção e imageamento de indivíduos que estejam atrás de paredes de concreto de 20 cm de espessura, utilizando um conjunto de antenas com 21 elementos (Figura 14b) trabalhando de forma chaveada em pares transmissora/receptora.

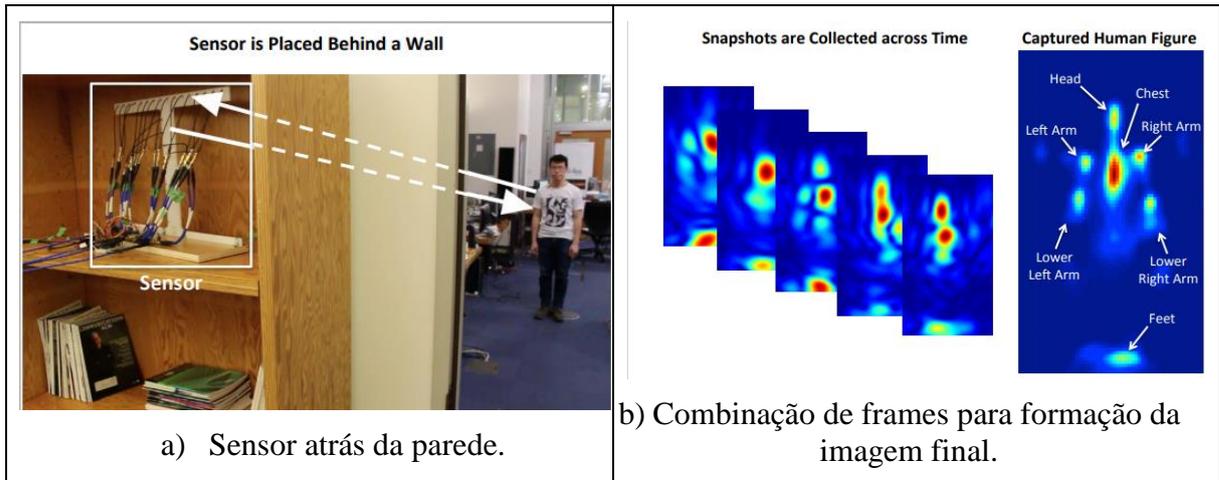
Figura 14 – Sistema de detecção *through-wall* instalado em veículo militar



Fonte: PEABODY et al (2012).

Adib et al. (2015) apresentam uma metodologia de imageamento *through-wall* que possibilita a captura e formação de uma imagem da silhueta do indivíduo ocultado pela parede (Figura 15a). As limitações desse sistema incluem a necessidade de o alvo estar posicionado inicialmente à frente das antenas e iniciar um deslocamento em sua direção, de modo a permitir que o sistema realize a combinação de frames consecutivos que exponham partes do corpo sensoriado. Algoritmos de processamento digital de sinais realizam a combinação desses frames (Figura 15b) e a construção da silhueta desejada. Os autores explicam que não é possível trabalhar com imagens em tempo real.

Figura 15 – Sistema de captura de imagens *through-wall*.

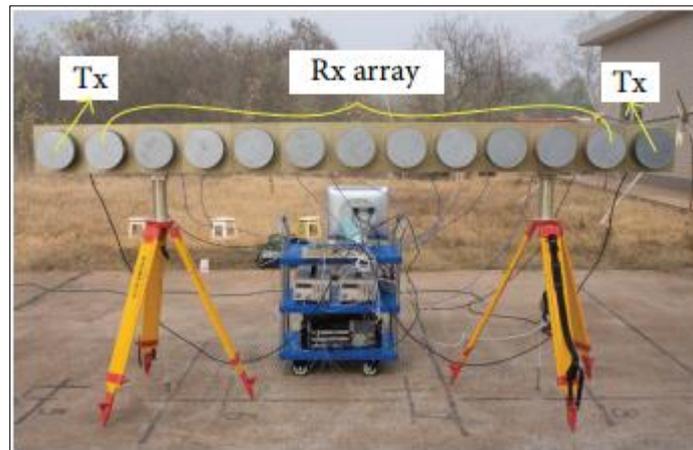


Fonte: Adib et al (2015).

O trabalho de Aftanas (2007) apresenta um radar *through-wall* de arquitetura diferente, baseado na emissão de uma sequência de códigos binários e posterior correlação com o eco recebido. O processo gera uma imagem através de deslocamentos sucessivos laterais de um conjunto de antenas transmissora e receptora, em uma técnica conhecida como SAR (*Synthetic Aperture Radar*). As antenas são individuais do tipo corneta. Essa metodologia de imageamento é bastante útil quando o radar se encontra instalado em um veículo ou aeronave em movimento, tal como na Figura 14. Emissões pulsadas convencionais também são aplicadas nesses sistemas, como em LI et al. (2011).

Ascama (2010) e Wang (2010) já concentram seus esforços em desenvolver um tipo de antena mais adequada para emissões de pulsos de banda ultra-larga, com aplicações em sistemas de radar *through-wall*, também baseadas na técnica SAR. A proposta de Jin & Yarovoy (2015) busca melhorar o processo de imageamento a partir dos dados obtidos de um radar de pulsos, também com o uso de antenas de grande porte (Figura 16).

Figura 16 – Conjunto de antenas usado no imageamento *through-wall*



Fonte: JIN & YARONOV (2015)

Em se tratando de produtos comerciais, o dispositivo de inteligência, vigilância e reconhecimento Xaver 800 (Figura 17), desenvolvido pela empresa israelense Camero, Inc. é compacto, pesa 14,5 Kg com a bateria e tem dimensões de 84 cm x 84 cm (em operação) e 47 cm x 47 cm (em transporte – antenas dobradas). Seus prospectos informam que o mesmo tem uma capacidade de detectar alvos a 4, 8 e 20 metros, operando entre 3 GHz e 10 GHz. A mesma empresa fornece dispositivos *through-wall* em outros dois modelos mais simples: o Xaver 400 e o Xaver 100.

O Xaver 800 é considerado o estado da arte em dispositivos de imageamento *through-wall* para aplicações em situações de combate tático-urbano, equipando forças de segurança de vários países, além de Israel.

O sítio de internet *Spinoff.com*⁹ e Taylor (2012) descrevem o funcionamento básico desse modelo, informando tratar-se de um radar UWB pulsado e que detecta seus alvos com base em seus movimentos. A formação das imagens é realizada por algoritmos que coletam os sinais emitidos por quatro antenas quadrangulares, com vinte e quatro elementos assimétricos, chaveados aos pares para transmissão e recepção. Dessa forma, o dispositivo consegue sua resolução angular (ângulo de campo de visão). Um exemplo de imagem gerada pelo dispositivo é mostrado na Figura 18.

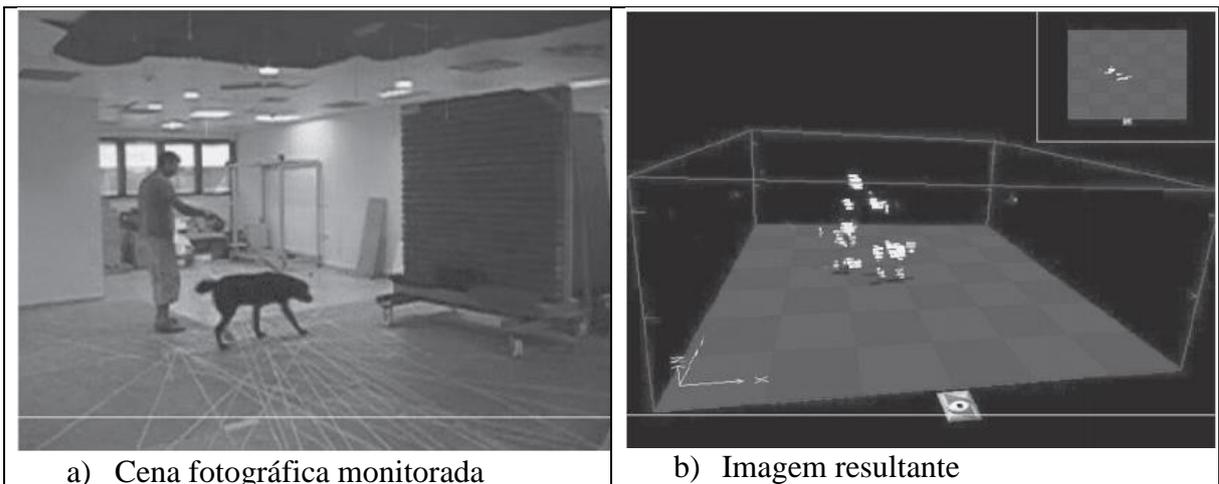
⁹ <https://spinoff.com/xaver> (Consultado em 10/02/2018)

Figura 17 – Xaver 800, da empresa Camero, Inc.



Fonte: Camero, Inc.

Figura 18 – Imagem gerada pelo dispositivo comercial Xaver 800, da empresa Camero Inc.



a) Cena fotográfica monitorada

b) Imagem resultante

Fonte: TAYLOR (2012)

Por mais que os trabalhos tenham êxito em encontrar formas e arquiteturas de radar que possibilitem o imageamento através de sistemas *through-wall*, o contexto que leva à motivação dos pesquisadores considera os materiais de construção civil, arquitetura de edificações e forma de ocupação urbana característica dos países nos quais a tecnologia foi desenvolvida. A madeira, por exemplo, é um importante constituinte das residências de classe média-alta nos Estados Unidos, existindo no Brasil apenas naquele extrato social mais desfavorecido.

Além disso, os dispositivos desenvolvidos em outros países têm um custo associado com sua aquisição que considera a especialidade da aplicação, a exclusividade da

fabricação, o uso de componentes eletrônicos produzidos especificamente para o aparelho e outros fatores ligados à propriedade industrial.

A arquitetura urbana do Brasil é variada, havendo desde edificações implantadas organizadamente, com estrutura básica para o tráfego de veículos e pessoas, até aglomerados urbanos compostos por construções geminadas, sobrepostas e em terreno acidentado, feitas em madeira, tijolo de cerâmica perfurado ou bloco de cimento Portland, paisagem comum em várias favelas brasileiras. O acesso a muitas dessas localidades é precário, com vias constituídas por becos e escadarias, as quais muitas vezes só trafega uma pessoa de cada vez.

Assim, a portabilidade do equipamento é uma característica fundamental para a viabilidade de aplicação de um radar *through-wall* da forma como proposta nesta Tese, sendo esta uma das contribuições deste trabalho. Os algoritmos de imageamento também se constituem em uma proposta contributiva, desenvolvidos para trabalhar com os sinais gerados pelo tipo de arquitetura do dispositivo, os quais mais facilmente resultam em frames de melhor resolução.

Também é um dos objetos do presente trabalho propor um produto que tenha um custo mais vantajoso em relação ao seu congênere israelense. Conforme poderá ser verificado no decorrer desta Tese, a arquitetura selecionada, a qual é bem distinta da usada por aquele dispositivo, possibilitará o uso de componentes eletrônicos de boa qualidade, todavia menos onerosos, comumente utilizados em sistemas de telecomunicações e disponíveis no mercado nacional/internacional. As dimensões são mais compactas e a qualidade geral das imagens, melhor.

4. OBJETIVOS

4.1 Objetivo Geral

Desenvolver um dispositivo eletrônico que permita detectar seres humanos localizados em ambientes ocultos com linha de visada obstruída por uma parede.

4.2 Objetivos Específicos

Realizar levantamento bibliográfico das características elétricas de alvenarias de vedação comumente utilizadas no Brasil, bem como de tecidos biológicos, a fim de auxiliar na escolha de parâmetros ótimos de funcionamento do dispositivo proposto, tais como frequência de operação e potência de transmissão.

Desenvolver um dispositivo eletrônico de imageamento bidimensional, portátil, adequado ao ambiente urbano brasileiro, que permita detectar a presença de um ser humano (bioestrutura) no interior de edificações cuja linha de visada encontra-se obstruída por paredes.

Transformar os sinais detectados em uma imagem bidimensional, com visualização na tela de um computador portátil, possibilitando realização de medidas biométricas, cálculo da distância e observação de seus movimentos no interior do ambiente oculto, a fim de auxiliar a tomada de decisões das forças de segurança em operações de resgate tático, de defesa civil e militares.

Propor uma arquitetura de hardware que viabilize o uso de componentes eletrônicos menos onerosos e de uso geral, com partes possíveis de serem fabricadas em território nacional, minimizando os custos de fabricação e a dependência de componentes específicos, tornando-se uma alternativa ao seu congêneres.

5. HIPÓTESE

O funcionamento do dispositivo proposto parte do princípio de que uma onda eletromagnética tem frações de sua energia refletida e transmitida quando encontra uma interface entre dois meios com impedâncias características distintas, sendo aquelas dependentes destas.

Ao ser irradiada pela antena de um sistema de radar na direção de um alvo cuja linha de visada esteja interrompida por um anteparo opaco, como uma parede, espera-se que a OEM seja transmitida através dessa obstrução, com baixa perda de potência, e reflita, na forma de eco, quando a mesma incidir em um tecido biológico humano, especificamente a pele, localizado atrás desse meio obstrutivo.

Tendo em vista as características elétricas das paredes e da pele humana, conforme os resultados levantados na pesquisa bibliográfica, e o tipo de sinal irradiado pela antena do dispositivo, espera-se um grande contraste entre as parcelas refletidas nesses meios, possibilitando a diferenciação e processamento dos sinais de eco de ambos.

Com o objetivo de construir uma imagem digital com a melhor definição possível, o sinal irradiado pela antena do equipamento será concentrado em um feixe estreito, o qual será direcionado eletronicamente em passos discretos de ângulo, orientados da esquerda para a direita, realizando assim uma varredura unidimensional. O processo de varredura poderá ser realizado na horizontal, diagonal ou vertical, a depender do posicionamento da antena transmissora, que deverá ter liberdade de rotação. A polarização da onda eletromagnética transmitida pelo equipamento mudará com a orientação da antena. A recepção do eco também será direcional, permitindo uma melhor definição e minimizando captura de reflexões indesejadas de outros objetos em outras direções.

Os sinais coletados em cada posição angular do feixe deverão conter informações de profundidade de objetos daquela linha de visada específica. Unindo as informações de todos os ângulos, é possível construir uma imagem bidimensional de M linhas x N colunas, sendo cada linha M composta pelas informações das posições angulares, cujas informações acerca dos objetos estarão registradas na coluna N.

Técnicas de processamento digital de imagens possibilitarão realizar a detecção de movimento, eliminação de objetos estáticos (*clusters*), medidas de objetos, além de outras funcionalidades como rastreamento automático de objetos, sinais de alarmes, entre outros.

6. MATERIAIS E MÉTODOS

Os materiais a serem utilizados no desenvolvimento desta Tese consistem em computadores pessoais equipados com softwares próprios para o desenvolvimento de aplicativos e para a realização de simulações e cálculos numéricos:

- a) Microsoft Visual Studio Community 2017¹⁰, para o desenvolvimento da interface gráfica do ambiente de teste virtual e para a implementação do algoritmo de simulação da propagação da onda eletromagnética através da técnica FDTD e OpenGL, em C/C++;
- b) Matlab R2016a¹¹, para o cálculo de diversos parâmetros elétricos e geração de gráficos para exposição de resultados numéricos;
- c) Simulink¹², como parte do pacote de recursos do Matlab, para a simulação da arquitetura eletrônica proposta para o dispositivo apresentado nesta tese.
- d) Computador Desktop equipado com processador Intel Xeon, E5-2630 @2,30 GHz, 64 bits, 6 núcleos (12 threads), 32 GB de RAM, placa de gráfica NVIDIA Quadro K2000.

A metodologia empregada para o desenvolvimento do dispositivo proposto na presente Tese pode ser assim resumida:

- i) Levantamento das necessidades operacionais, aplicabilidade e estudo das propriedades de propagação das ondas eletromagnéticas;
- ii) Estudo das características elétricas de materiais de construção civil, especialmente as que compõem as alvenarias de vedação, comumente encontrados nas edificações brasileiras, e das perdas de propagação da onda eletromagnética nesse meio material;
- iii) Estudo das características elétricas do tecido biológico, especificamente da pele humana, e sua resposta à incidência de uma onda eletromagnética e viabilidade de detecção de eco através do dispositivo proposto;
- iv) Avaliação da propagação, das perdas de sinal através das paredes e da viabilidade da coleta do eco nesses ambientes e análise desses fatores no

¹⁰ <https://www.visualstudio.com/pt-br/> (Consultado em 12/02/218)

¹¹ <https://www.mathworks.com/> (Consultado em 12/02/218)

¹² <https://www.mathworks.com/products/simulink.html> (Consultado em 12/02/218)

desempenho do algoritmo de formação da imagem, através de simulação numérica computacional;

- v) Simulação dinâmica, com execução da varredura e formação da imagem;
- vi) Montagem e simulação de hardware virtual para análise do desempenho do dispositivo proposto;

Os itens i a iii foram parcialmente contemplados nas seções introdutórias e revisão bibliográfica. Agora, os dados obtidos serão analisados e depois inseridos em um ambiente computacional implementado especificamente para os itens seguintes.

6.1 Análises preditivas e Simulação Numérica Computacional

6.1.1 Análise preditiva das perdas nas obstruções.

Antes de qualquer ação no sentido de se construir um dispositivo eletrônico que permita detectar seres humanos ocultados por anteparos opacos, usando um sistema baseado na tecnologia dos radares, e com parâmetros de potência de transmissão em conformidade com as recomendações dos órgãos reguladores, foi necessário buscar uma resposta à seguinte pergunta: é possível receber um eco minimamente viável havendo obstruções, com as características elétricas de alvenarias de vedação, ao longo do caminho percorrido pelo sinal de rádio enviado pela antena do radar?

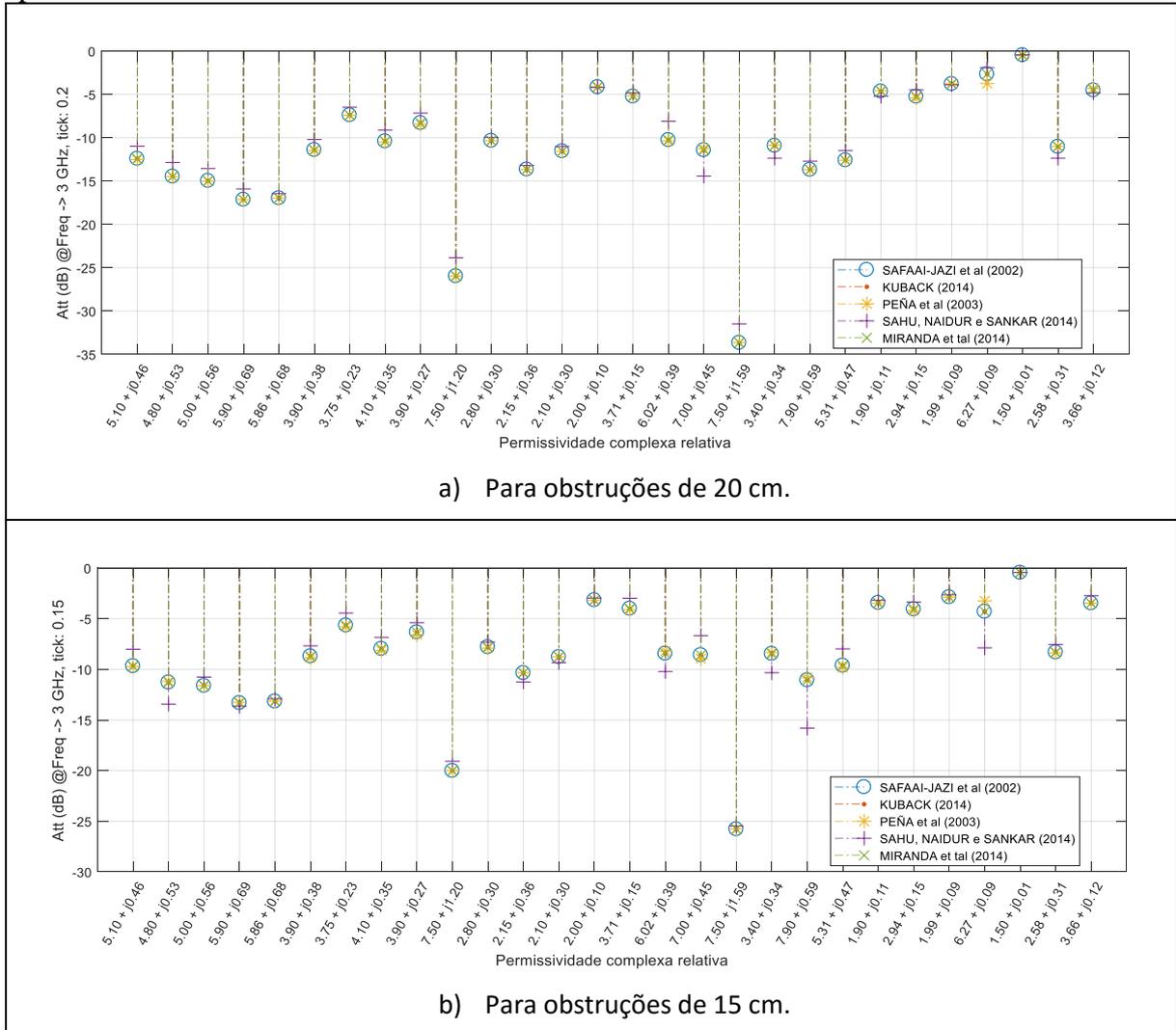
Para isso, foi realizado na seção 3.3 um estudo de revisão bibliográfica objetivando coletar parâmetros elétricos de diversos tipos de alvenarias de vedação. Na Tabela 2, da seção 3.4, foram apresentados adicionalmente modelos de propagação das perdas impostas às ondas eletromagnéticas quando essas atravessam meios compostos por paredes.

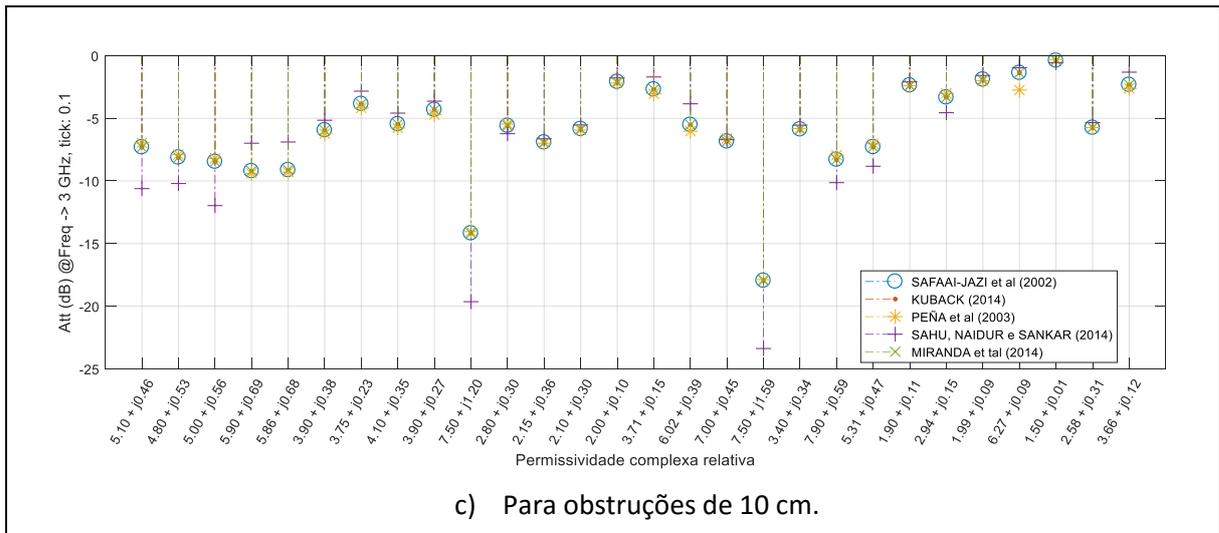
Esses modelos tentam prever se um usuário de um terminal de rádio móvel será impedido de receber um sinal irradiado externamente quando o mesmo estiver no interior de uma edificação. Essa é a situação mais comum em sistemas de telefonia móvel celular.

Baseados nos valores de permissividade elétrica da Tabela 1 e os modelos matemáticos apresentados na Tabela 2, um *script Matlab* (vide Apêndice D) realizou a avaliação dessas perdas, em decibéis, impostas pelos 28 tipos de parede elencados, exibindo-os na forma de gráficos (Figura 19) para paredes de 10 cm, 15 cm e 20 cm. A frequência de operação foi selecionada em 3 GHz, tendo em vista ser o valor utilizado na maioria dos experimentos realizados.

É importante ressaltar que esses valores são referentes às perdas impostas no sentido de propagação do transmissor até o receptor, ou vice-versa. Em nosso projeto, deve-se considerar o caminho de ida do sinal e, adicionalmente, o de retorno do eco.

Figura 19 – Atenuação, em dB, em função da espessura e dos parâmetros constitutivos de paredes elencados na Tabela 1, na frequência de operação de 3 GHz, segundo os modelos apresentados na Tabela 2.



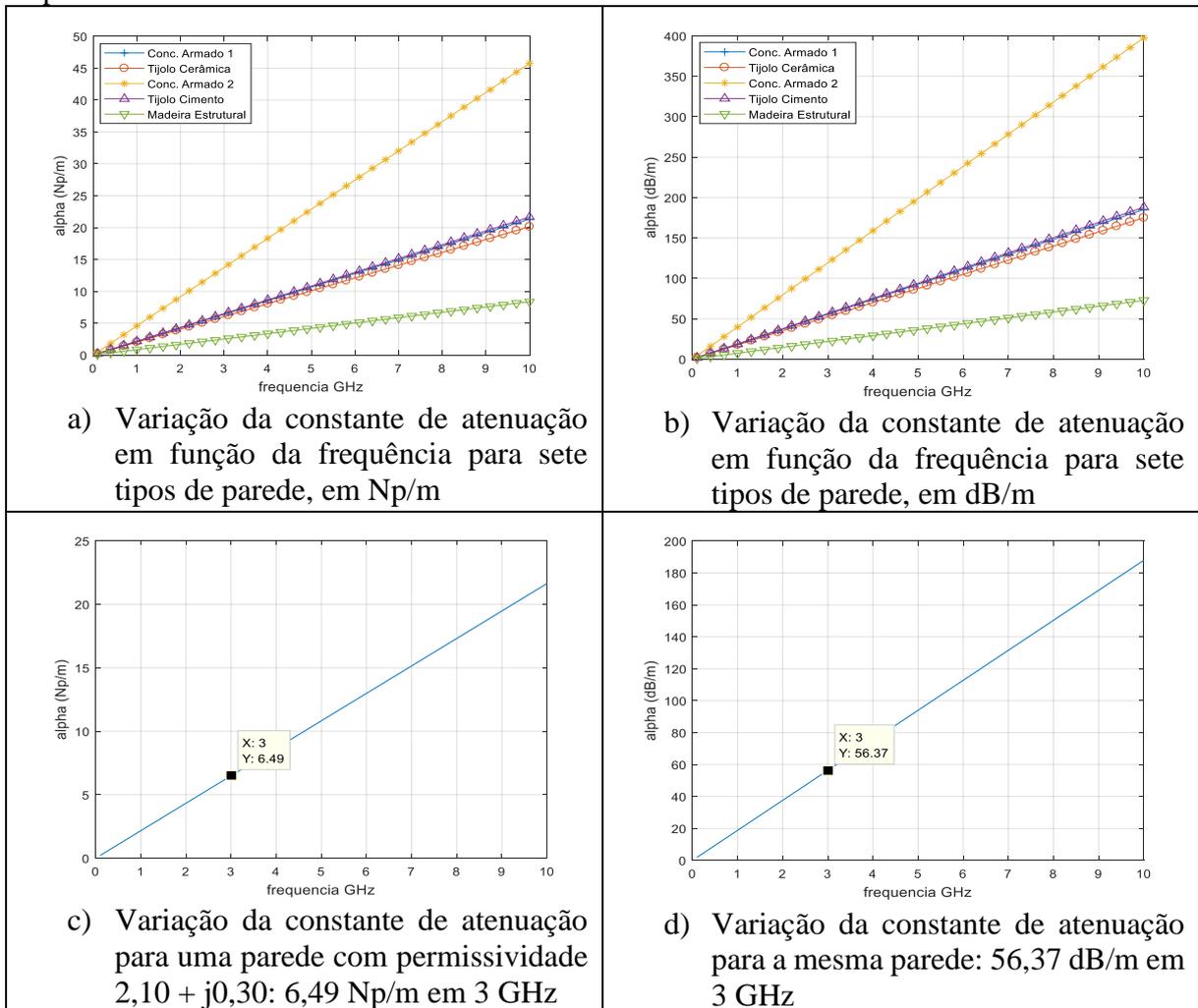


Observa-se uma boa aproximação nos resultados fornecidos por cada modelo, valendo ressaltar que eles não consideram outras categorias de perdas como a dispersão no meio, reflexões no alvo, interferências construtivas/destrutivas de outras fontes de radiação e ondas estacionárias.

A maior atenuação imposta ao sinal transmitido, como era de se esperar, tendo em vista a presença de metais condutores o seu interior, foi proporcionada pela parede de concreto armado com malha dupla (aproximadamente 26 dB na espessura de 15 cm) e a menor, pela placa de forro de teto (aproximadamente 2 dB na espessura de 15 cm). No primeiro caso, isso significa que, devido à presença desse concreto armado obstruindo o caminho de propagação do sinal transmitido e o eco do alvo, devemos inserir na equação do radar uma perda adicional de 52 dB. Nas simulações dinâmicas será verificado se essas perdas são suficientes para inviabilizar o uso do equipamento proposto em vários tipos de obstrução.

Adicionalmente, devemos tentar prever também como a frequência de operação, outro fator de forte influência nas perdas de propagação nas paredes, afetará a operacionalidade do dispositivo proposto. Conforme os estudos levantados na seção 3.3, os valores de permissividade da Tabela 1 mantém certa estabilidade em uma ampla faixa espectral. Se avaliarmos a atenuação imposta pelos meios com aqueles parâmetros constitutivos, em função da frequência da OEM, observamos um incremento proporcional na constante de atenuação (seção 3.1). Na Figura 20, a constante de atenuação, em Np/m e em dB/m, é apresentada em função da frequência (faixa de 100 MHz a 10 GHz) para sete tipos de parede. Na mesma Figura, o detalhe para um obstáculo com permissividade complexa relativa de $2,10 + j0,30$ (bloco de cimento Portland) em 3 GHz.

Figura 20 – Constante de atenuação α em função da frequência da OEM para diferentes tipos de parede.



O valor da constante de atenuação 56,37 dB/m, equivalente a 5,6 dB para uma parede de 10 cm, 8,45 dB para 15 cm e 11,27 dB para 20 cm, corrobora com os valores obtidos através dos modelos analíticos apresentados.

Destaca-se a taxa de crescimento da atenuação de uma parede de permissividade $7,50 + j1,20$ (parede de concreto sólido de 15 cm), indicando, em uma primeira análise, que se deve selecionar uma frequência de operação mais baixa se quisermos viabilizar o uso do equipamento nesse tipo de estrutura.

6.1.2 Análise preditiva da refletância no alvo humano.

Após vencer a obstrução composta pela parede, a onda eletromagnética irradiada pelo dispositivo encontrará o alvo de interesse: um indivíduo humano. O primeiro meio de interação com a OEM será o tecido biológico composto pela pele.

Visto na seção 3.3 que o tecido biológico é um meio de complexidade muito superior às paredes, bem como, em se tratando de seres vivos, a importância de que os níveis de radiação aos quais os tecidos serão expostos não excedam os valores recomendados pelos organismos internacionais, verificaremos se, diante de uma potência limitada de transmissão, a reflexibilidade da pele será suficiente para que o indivíduo seja detectado quando o mesmo estiver atrás de alguma obstrução.

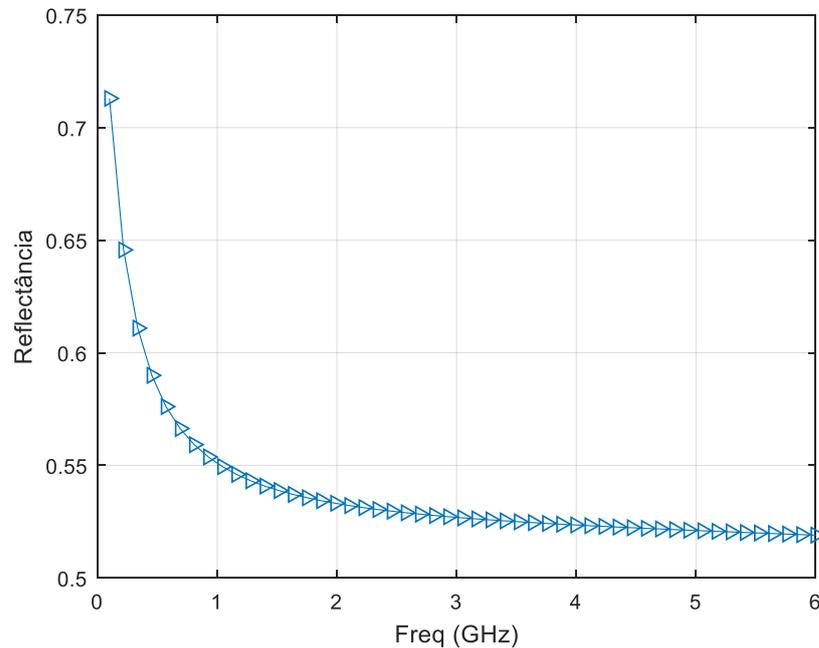
Tomando-se os dados da Tabela 6 e as equações da seção 3.1, podemos identificar a impedância característica do tecido biológico composto pela pele, bem como o coeficiente de reflexão da interface ar-pele, diretamente ligado à produção do eco:

Tabela 9 – Parâmetros elétricos da pele humana para frequências na faixa de 100 MHz a 6 GHz, obtidos de IT'IS (2017) e FCC (2017)

Frequência (MHz)	ϵ'_r	σ (S/m)	$\epsilon''_r = \frac{\sigma(\omega)}{\omega\epsilon_0}$	η (Ω)	$\Gamma_{ar-pele} (S_{11})$ (inc. normal)
0,100	72,93	0,49	88,34	$31,86 + j15,01$	$-0,84 + j0,07$
0,690	42,78	0,80	20,76	$53,28 + j12,24$	$-0,75 + j0,05$
1,280	39,97	0,99	13,97	$57,12 + j9,69$	$-0,73 + j0,04$
1,870	38,76	1,21	11,66	$58,62 + j8,62$	$-0,73 + j0,03$
2,106	38,42	1,31	11,19	$58,99 + j8,41$	$-0,73 + j0,03$
2,696	37,75	1,58	10,56	$59,65 + j8,18$	$-0,73 + j0,03$
3,286	37,19	1,90	10,40	$60,10 + j8,24$	$-0,72 + j0,03$
3,876	36,69	2,26	10,48	$60,44 + j8,46$	$-0,72 + j0,03$
4,466	36,21	2,66	10,72	$60,71 + j8,79$	$-0,72 + j0,03$
5,056	35,73	3,10	11,04	$60,95 + j9,20$	$-0,72 + j0,04$
5,646	35,24	3,59	11,42	$61,18 + j9,66$	$-0,72 + j0,04$
6,000	34,95	3,89	11,66	$61,30 + j9,96$	$-0,72 + j0,04$

Visualizando graficamente o parâmetro da refletância ($R = |\Gamma|^2$), em função da frequência:

Figura 21 – Curva de refletância para os parâmetros elétricos da pele humana na faixa de frequências de 100 MHz a 6 GHz.



Fonte: O próprio Autor.

O que se observa é que a reflexibilidade da camada mais externa da superfície do corpo humano é decrescente na medida em que aumentamos a frequência, diminuindo a taxa a partir de 2 GHz. Entre 1 GHz e 6 GHz, a faixa de refletância situa-se entre 52% e 55%.

Ainda assim, esse meio apresenta uma capacidade de reflexão bem maior do que a maioria das alvenarias elencadas na Tabela 1. Espera-se, desse modo, um eco mais intenso de um ser humano ao de uma parede. Isso considerando uma incidência normal e uma superfície plana. Nas seções seguintes, será verificado através das simulações computacionais se essa diferença entre refletâncias proporcionada pelas diferentes impedâncias características da parede, ar e tecido biológico serão suficientes para a correta detecção e imageamento dos alvos pretendidos.

6.1.3 Apresentação do ambiente virtual e seleção de parâmetros.

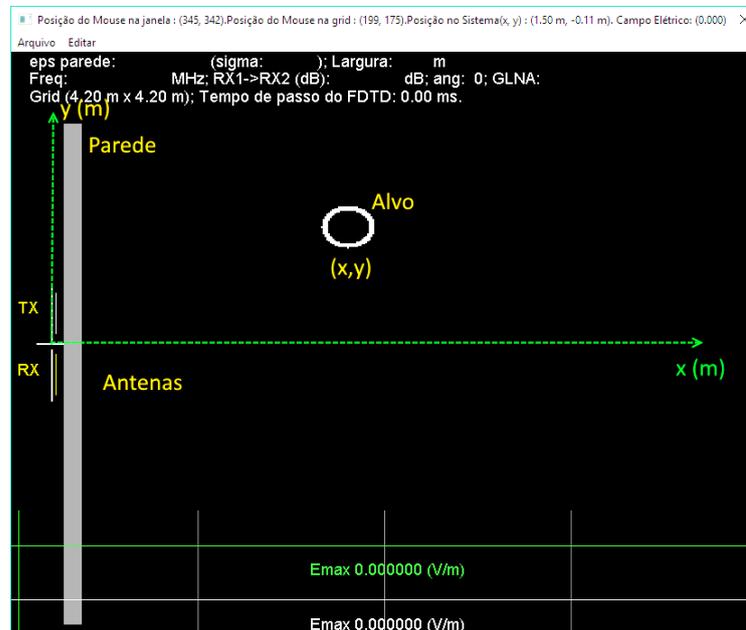
Objetivando avaliar o comportamento dos sinais emitidos pelo dispositivo em um ambiente de aplicação, composto por alvos com as características elétricas de indivíduos humanos e com visão obstruída por alvenarias de vedação, e a influência desses fatores na viabilidade de captura de algum eco, foi implementado em linguagem C/C++ um algoritmo de

governança da propagação das ondas eletromagnéticas, além de uma interface gráfica para interação com o usuário, conforme mostra a Figura 22.

A obstrução e os alvos são posicionados no plano definido pelos eixos coordenados x e y, graduados em metros, conforme indicados na Figura, e terão propriedades elétricas cujos valores constam, respectivamente, na Tabela 1 e Tabela 6. Uma camada de pele seguida por uma camada interna de gordura modela cada alvo.

A interface gráfica foi preparada para exibir diversos valores importantes da simulação, além da própria interação da onda eletromagnética com a parede e os alvos. As informações exibidas na parte superior da janela consistem nas propriedades da parede utilizada na simulação (permissividade elétrica relativa, condutividade e espessura), frequência de operação, ângulo de direcionamento da antena e dimensões do ambiente. O intervalo de tempo utilizado para executar um passo de iteração do algoritmo também foi computado para fins de avaliação de desempenho da máquina computacional de trabalho e a seleção dos parâmetros da simulação. Na parte inferior são exibidas as formas de onda dos pontos de coleta, com possibilidade de demonstrá-los no domínio do tempo ou no domínio da frequência.

Figura 22 – Interface gráfica do ambiente construído para simulação numérica computacional



Função dos campos da área de trabalho: “eps parede”: permissividade elétrica relativa efetiva da parede; “sigma”: condutividade elétrica efetiva da parede; “Tickness”: espessura da parede, em metros”; “Att RX1 -> RX2(dB)”: atenuação medida entre dois pontos de teste inseridos na área de trabalho com o clique do mouse; “Freq”: frequência da onda; “Grid”: dimensões da área de trabalho, em metros; “Tempo de passo do FDTD”: intervalo de tempo de cada interação do algoritmo (atualização dos campos) e indicação de execução do programa; “Emax:” campo elétrico. As duas curvas inferiores exibem a forma de onda do sinal coletado no domínio do tempo ou no domínio da frequência.

Propõe-se aqui o uso de um conjunto antena transmissora/receptora formado por dois arranjos lineares de sete elementos, com refletor traseiro a uma distância de $\frac{1}{4}$ de comprimento de onda, excitação binomial, o que permite a geração de um feixe relativamente estreito e seu direcionamento eletrônico através da manipulação da fase e da amplitude da alimentação de cada um de seus elementos. O controle de fase do sinal recebido por cada um dos elementos também permite que a antena receptora tenha uma maior sensibilidade em uma dada direção, configurável eletronicamente. O ganho teórico desse conjunto é de aproximadamente 14,17 dBi (JOHNSON, 1993; BALANIS, 2005).

Fatores de ganho, que podem ser inseridos manualmente no aplicativo, modelam a ação do amplificador de potência, conectado à antena TX e fornecendo a ela o sinal que será irradiado, e do LNA (amplificador de baixo ruído – *Low Noise Amplifier*), conectado à antena receptora, o qual fornece alguma potência ao eco recebido a fim de torna-lo útil aos circuitos subsequentes.

A propagação da OEM através do ambiente virtual é coordenada pelo algoritmo de Yee (YEE, 1966), que foi desenvolvido objetivando a aplicação das equações de Maxwell (Equações 1 a 4) em um ambiente computacional. Sua implementação no domínio do tempo discreto é realizada através do método FDTD (*Finite Difference Time Domain*), com uma grid de 420 x 420 células e como condições de absorção de fronteira a técnica PML (*Perfectly Matched Layer*), tudo de acordo com as metodologias propostas em SULLIVAN (2000), com adaptações.

Como o tamanho da grid está diretamente ligado às dimensões do ambiente virtual e, por conseguinte, à quantidade de recursos computacionais exigidos para a sua execução e o tempo gasto pela simulação, foi necessário encontrar uma combinação ótima entre esse parâmetro e as dimensões máximas do ambiente simulado, bem como entre a construção de uma grid 2D ou 3D. Com os parâmetros adotados acima, e outras otimizações no algoritmo, uma única varredura no ambiente demora 54 minutos para ser simulada na máquina computacional descrita nos materiais utilizados (6 núcleos @2,30 GHz, 12 threads, 32 GB de RAM). Se aumentarmos a grid para 450 x 450, o tempo de simulação será de 1h40min.

No algoritmo de Yee, o avanço discreto dos campos elétrico e magnético da OEM é calculado em passos de tempo e de deslocamento espacial definidos. Os campos da iteração atual são obtidos com base nos campos resultantes da iteração anterior. Os meios materiais pelos quais a onda propagar-se-á é estabelecido virtualmente através da inserção dos valores de permissividade e condutividade nas posições espaciais correspondentes na grid.

Dado o uso intensivo de recursos computacionais em cada passo do algoritmo, foram utilizadas APIs específicas disponíveis no pacote de recursos do Visual Studio para o paralelismo de processadores. Para o desenho da onda eletromagnética na tela, bem como de todos os demais objetos gráficos, como curvas e caracteres, foi utilizada a API OpenGL¹³.

Antes de iniciar a simulação, é preciso primeiramente estabelecer uma frequência de operação para o dispositivo proposto. A escolha dessa frequência deve levar em consideração diversos fatores que, de algum modo, influenciarão no desempenho e sensibilidade da detecção.

Temos, por um lado, a questão da portabilidade do equipamento: quanto maior for a frequência de operação, menor será o tamanho necessário para as antenas; quanto menor o comprimento de onda, menores serão os efeitos da difração naqueles objetos aos quais pretendemos aplicar o dispositivo proposto, havendo melhor aproveitamento da reflexão e consequente resolução, e mais próximo da antena estará a zona de Fraunhofer (campo de irradiação).

No entanto, sinais com frequências mais altas terão menor capacidade de penetração e transmissão pelas paredes, visto que a constante de atenuação aumentará proporcionalmente (Figura 20). Conforme a curva de refletância mostrada na Figura 21, a reflexão nos alvos humanos também será afetada, pois menor será a diferença de impedâncias características entre o espaço livre e o meio biológico. Maior parcela da onda será transmitida para dentro do tecido humano e, conforme a Figura 13, maior será sua condutividade, sendo mais rapidamente absorvida nele e nas camadas mais internas do corpo humano.

Então, para que possamos manter um comprimento de onda que permita a detecção eficiente dos alvos com as características elétricas desejadas, ao mesmo tempo que mantenhamos um sinal que não seja demasiadamente atenuado pelas paredes, fora da faixa de frequência já atribuída a outros sistemas, como *Wi-Fi* (faixas de 2,4 GHz ou 5 GHz) ou telefonia móvel celular, escolheu-se, inicialmente, a frequência de operação em 3 GHz, a mesma já utilizada para a obtenção de boa parte dos parâmetros constitutivos das paredes (Tabela 1).

De acordo com o Plano de Atribuições da Anatel, a faixa de frequência em torno de 3 GHz é destinada à radionavegação, podendo ser utilizada, no entanto, em equipamentos de radiação restrita, como é o caso do dispositivo proposto. A resolução da Anatel de número 680, publicada em 27 de junho de 2017, estabelece que os equipamentos de radiação restrita devem operar em faixas e com limites de emissão específicos, dentre as quais a que se enquadra

¹³ A API OpenGL foi tema central da disciplina BIT905 – Tópicos Avançados em Bioinformática.

na frequência proposta é a faixa de 2,9 GHz a 3,26 GHz. Para o equipamento proposto operar regularmente, não há necessidade de autorização daquele órgão governamental, desde que tenha sua certificação homologada.

6.1.4 Descrição e avaliação da antena do dispositivo proposto.

A directividade e o tamanho da antena têm significativo impacto no desempenho e aplicação do dispositivo proposto. Por isso, em um primeiro momento, as simulações terão como objetivo a verificação da sua capacidade diretiva de feixe e viabilidade qualitativa das reflexões e coleta de eco.

A antena é o item de maior dimensão desse sistema. Assumindo um compromisso entre a portabilidade, ganho e directividade, o elemento irradiador/receptor do dispositivo será composto por dois arranjos lineares de sete elementos dipolo de meio comprimento de onda, um para transmissão, outro para recepção, distanciados também de meio comprimento de onda (o que para uma frequência de operação de 3 GHz, meio comprimento de onda representa 5 cm). A polarização da onda irradiada será a mesma da direção dos elementos da antena, o que poderá auxiliar na eliminação de reflexões espúrias no ambiente, simplesmente racionando o conjunto 90°.

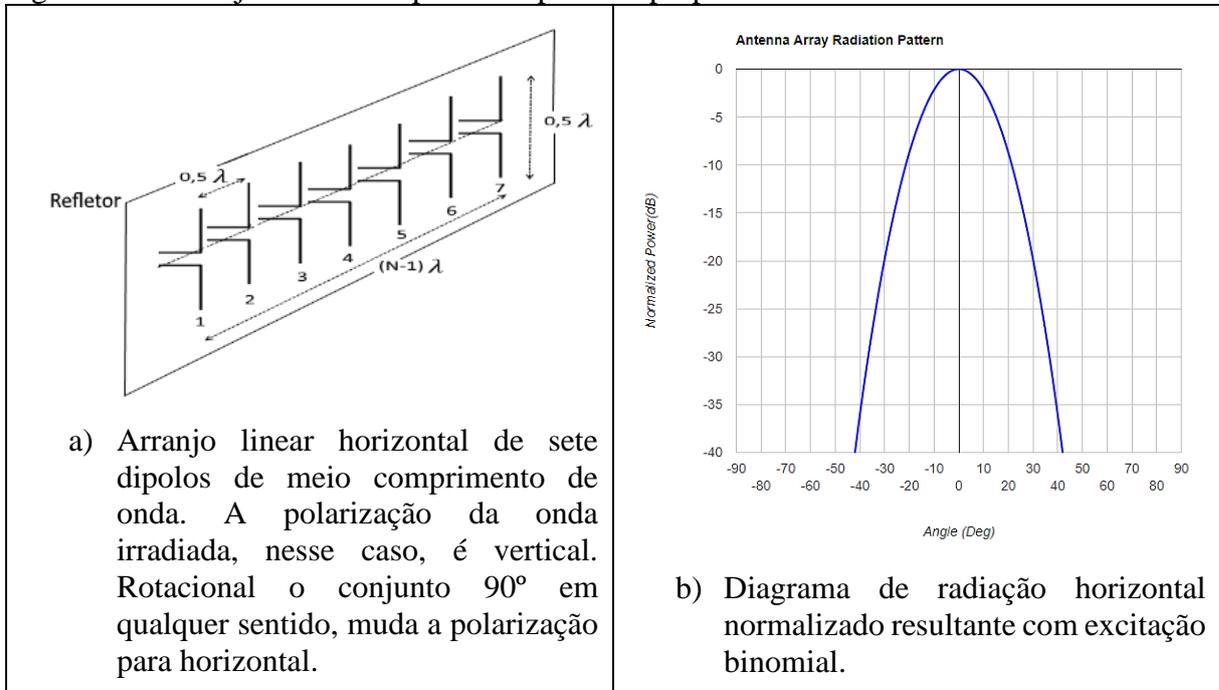
Na antena transmissora, cada elemento é excitado individualmente com controle de fase e amplitude, permitindo a concentração da energia irradiada em uma direção específica, com alta portabilidade (Figura 23). Numa realização prática, o conjunto pode ser montado na vertical ou na horizontal, fabricado sob uma placa de circuito impresso, dando-lhe ainda mais portabilidade e promovendo uma maior redução de custos. Um refletor traseiro confere maior concentração de potência na direção desejada, aumentando o seu ganho.

O cálculo de ganhos de antenas, a modalidade de excitação binomial e de diagramas de irradiação são detalhados em Johnson (1993) e Balanis (2005), havendo inúmeras ferramentas na internet para a sua construção. O ganho da presente antena, considerando o arranjo e o efeito do refletor traseiro, foi calculado em 14,17 dBi e o ângulo de feixe de meia potência horizontal em aproximadamente 24°.

A antena receptora também será composta por sete elementos dipolos de meia onda. Cada elemento, desta feita, alimenta um manipulador de fase (*Phase Shift*) que inserirá no sinal recebido um atraso que dependerá da direção desejada de recepção (Figura 24-a). As

fases são, então, somadas, permitindo que a combinação seja máxima apenas para aquela frente de onda na direção desejada.

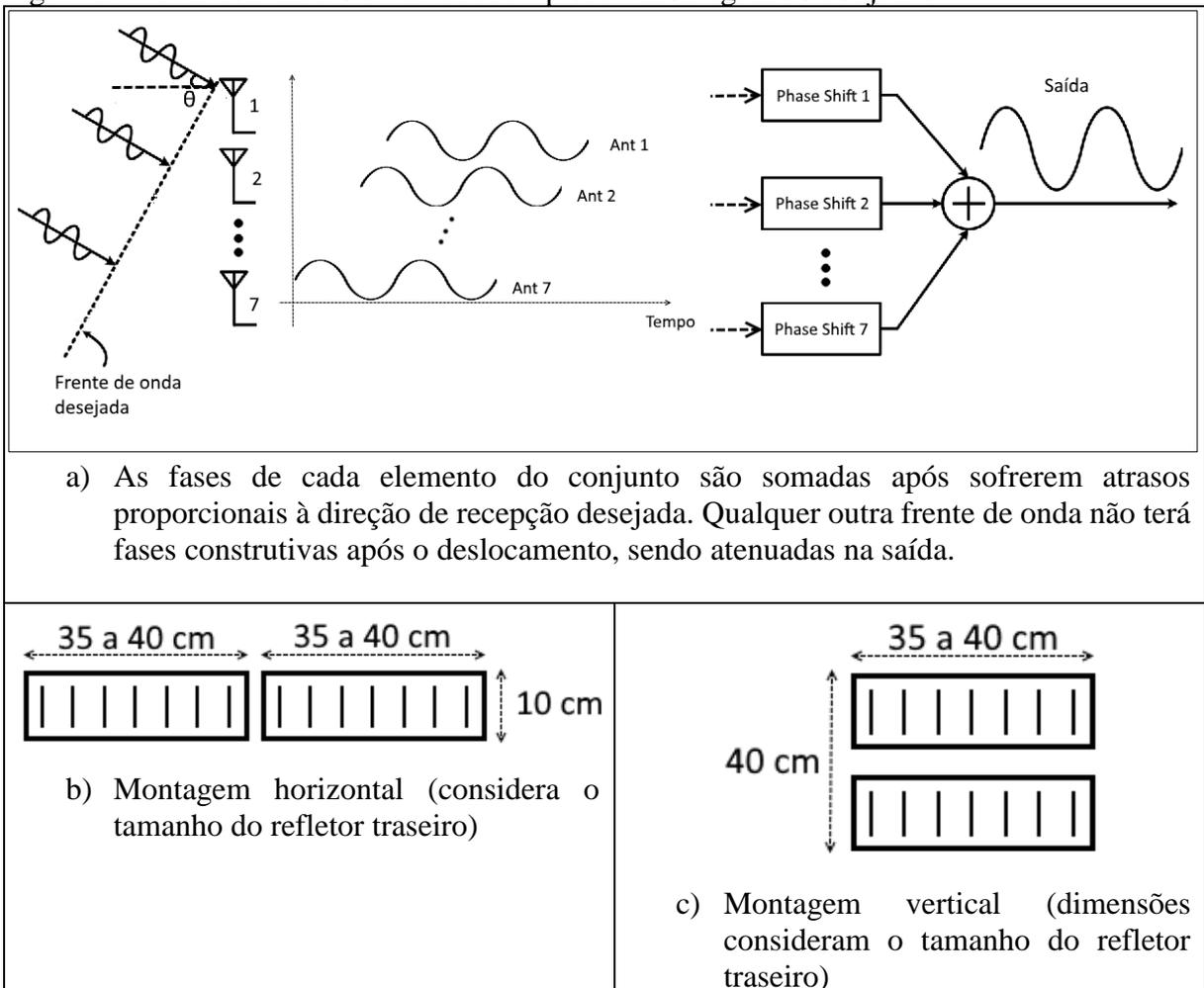
Figura 23 – Arranjo de antenas para o dispositivo proposto.



Fonte: O autor (2018).

A montagem das antenas na horizontal ou vertical são mostradas na Figura 24-bc, separadas por um plano condutor para minimizar o *crosstalk* (excesso de recepção dada a proximidade das antenas). O aspecto físico de um dispositivo comercial será muito semelhante, com os circuitos eletrônicos compostos por outra placa de circuito impresso atrás das antenas. A propriedade da reciprocidade permite estabelecer, para a antena receptora, um ganho teórico de 14,17 dBi.

Figura 24 – Funcionamento da antena receptora e montagem do conjunto.



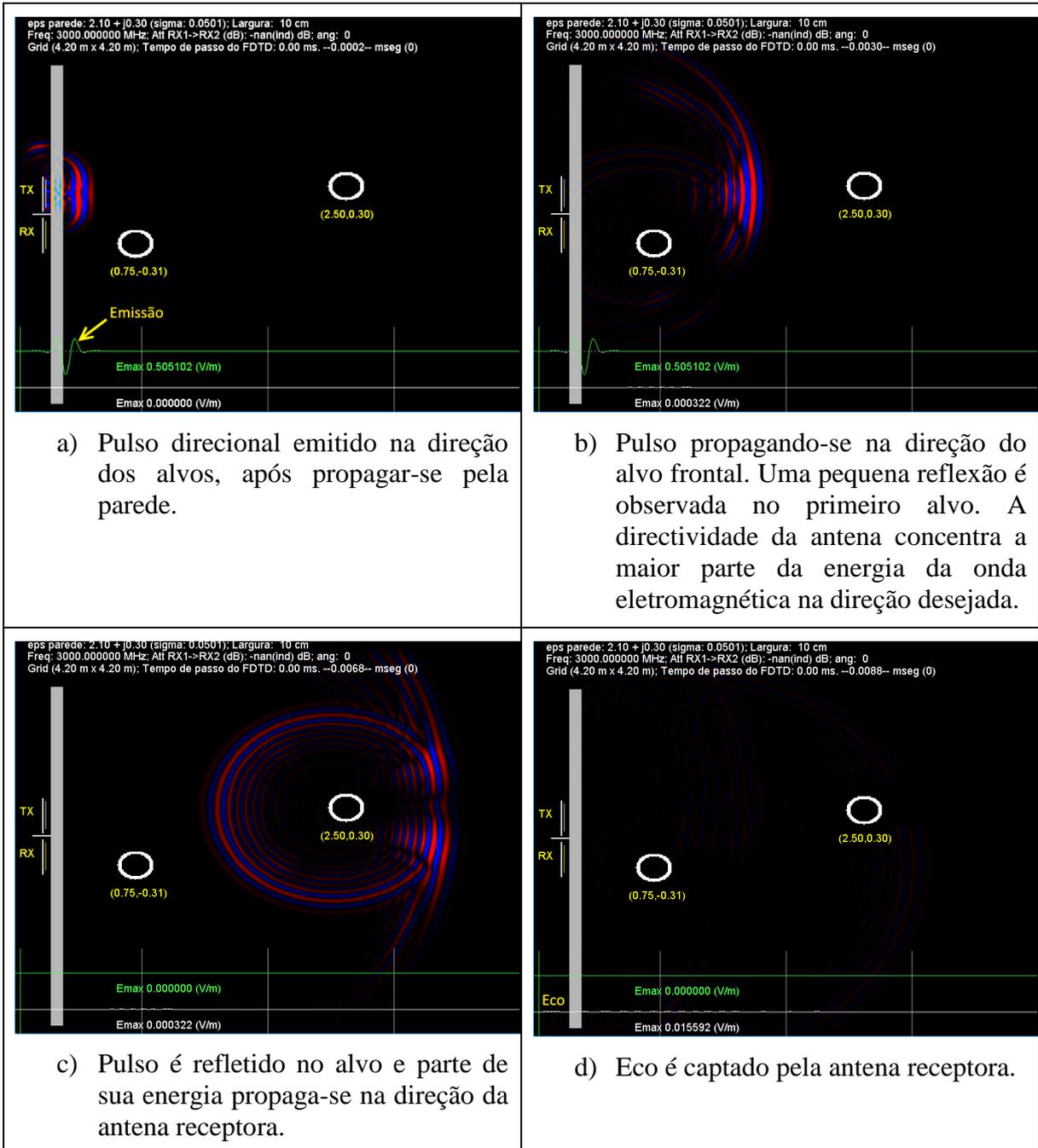
Fonte: O autor (2018).

A eficiência de direcionamento dessa antena foi verificada inicialmente através da emissão de pulsos senoidais, modulados em amplitude por uma função gaussiana, polarização vertical, na direção de dois ou mais alvos. Através do aplicativo desenvolvido, o comportamento da propagação da onda na direção da obstrução e dos alvos, os ecos provenientes de cada um, bem como os níveis relativos de campo presentes na antena receptora, puderam ser visualizados e analisados.

Tem-se na Figura 25, o resultado visual da emissão desse pulso, com antena a 20 cm da parede, duração de aproximada de 370 ps e frequência 3 GHz, propagando-se através de uma obstrução de espessura 10 cm, com permissividade complexa relativa de $2,1 + j0,30$ (alvenaria de vedação composta por blocos de cimento Portland, conforme Tabela 1), na direção de dois alvos circulares, de raio igual a 15 cm, cada um com uma camada de permissividade relativa de $36 + j10,46$ e localizados nas coordenadas $(x = 1,5m; y = 0,5m)$ e $(x = 0,7m; y = -0,3m)$. A permissividade dos alvos baseia-se nos dados da Tabela 6, para a pele humana. O

sucesso da detecção é materializado no contraste entre os níveis de sinal de eco e o nível estacionário da antena receptora.

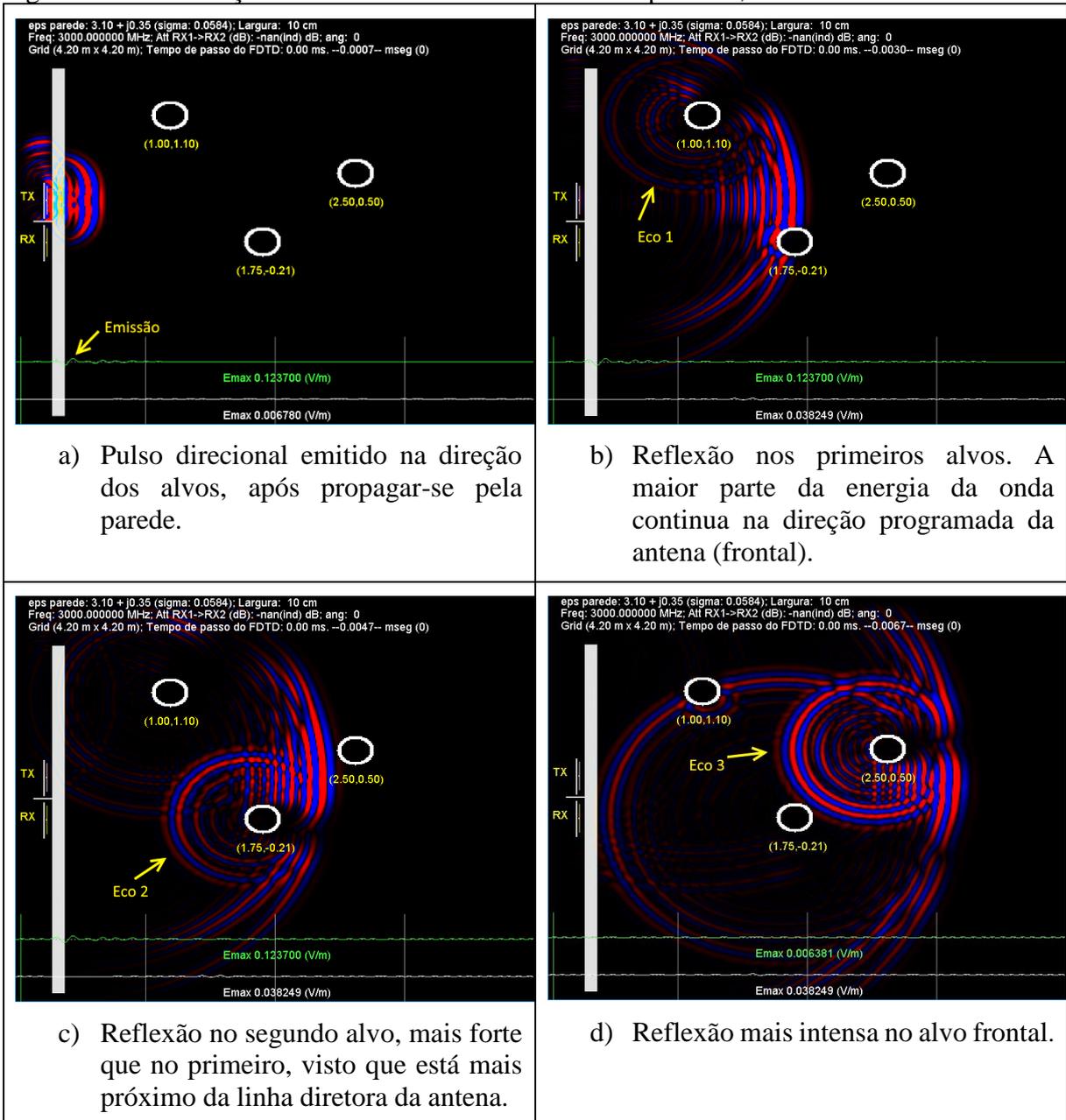
Figura 25 – Verificação da directividade da antena utilizada na simulação, na direção de dois alvos.



Fonte: O autor (2018).

O resultado visual para um ambiente com três alvos, sendo um frontal, é mostrado na Figura a seguir, com parede de permissividade de $3,1 + j0,35$.

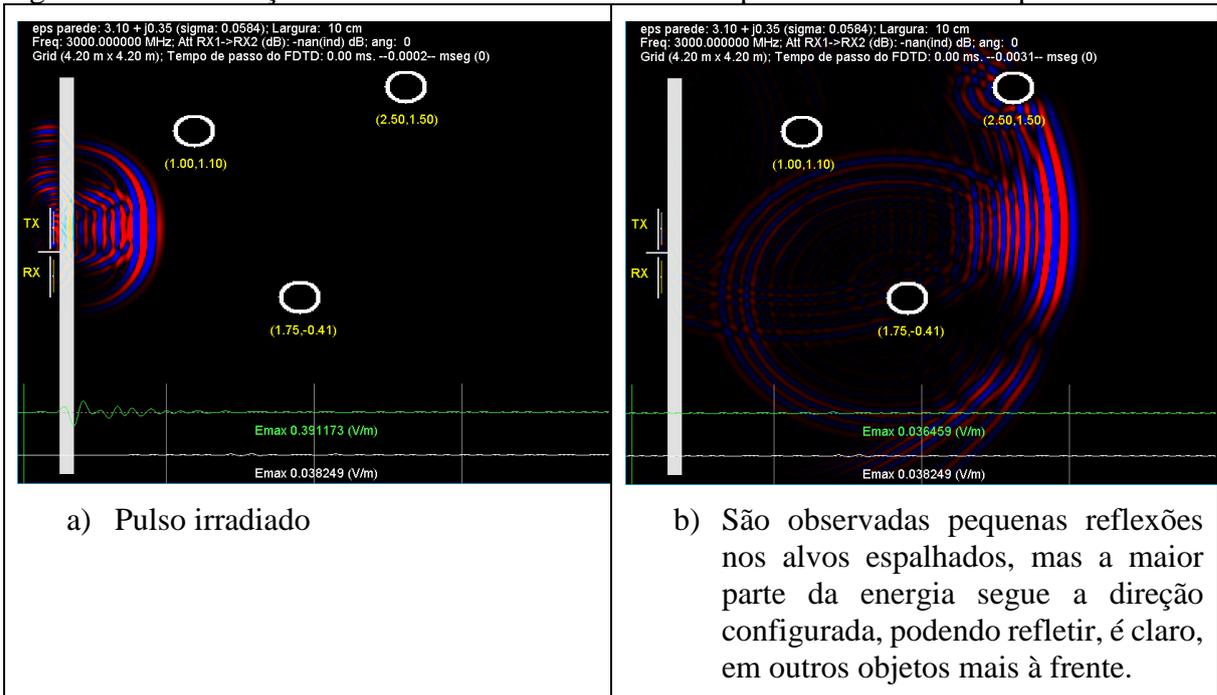
Figura 26 – Verificação da directividade da antenna do dispositivo, três alvos.



Fonte: O autor (2018).

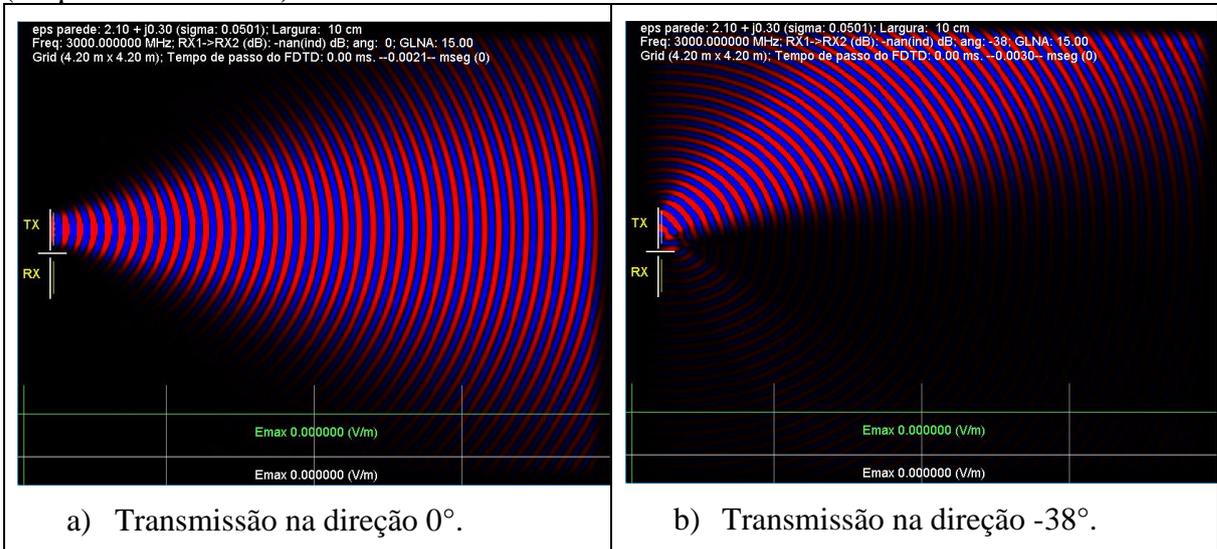
Na Figura 27 é possível visualizar através do aplicativo desenvolvido que quando não há alvos na direção designada, a maior parte da energia da onda só será refletida se encontrar um outro meio mais à frente dos alvos. Na Figura 28 o mesmo desempenho utilizando-se de uma onda contínua.

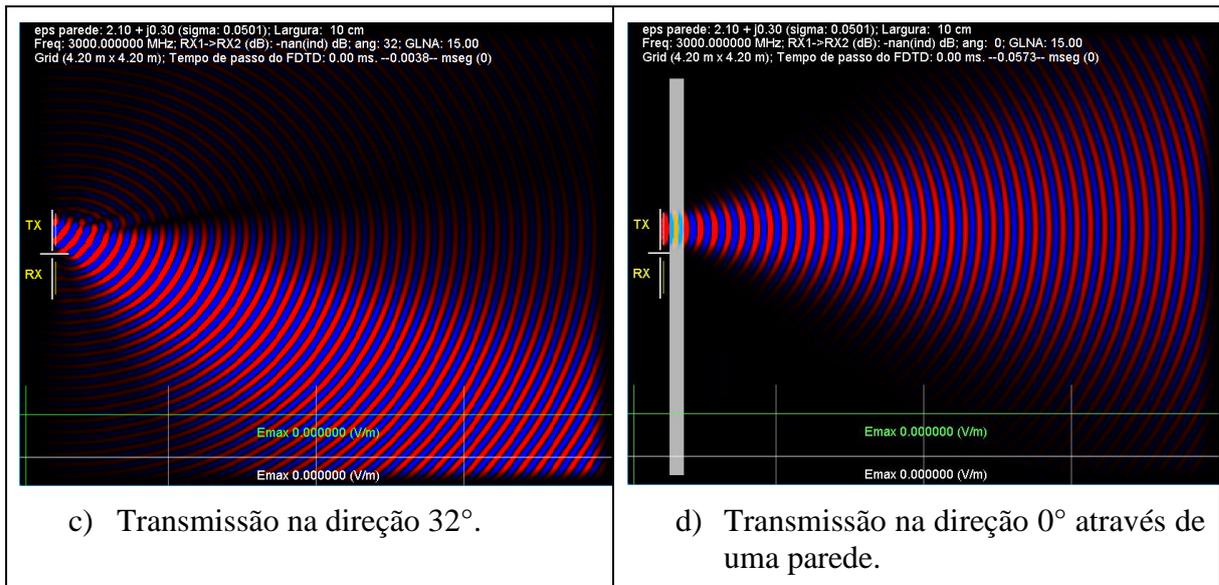
Figura 27 – Verificação da directividade da antenna do dispositivo: três alvos espalhados.



Fonte: O autor (2018).

Figura 28 – Verificação da directividade da antenna do dispositivo excitada por onda contínua (frequência de 3 GHz).





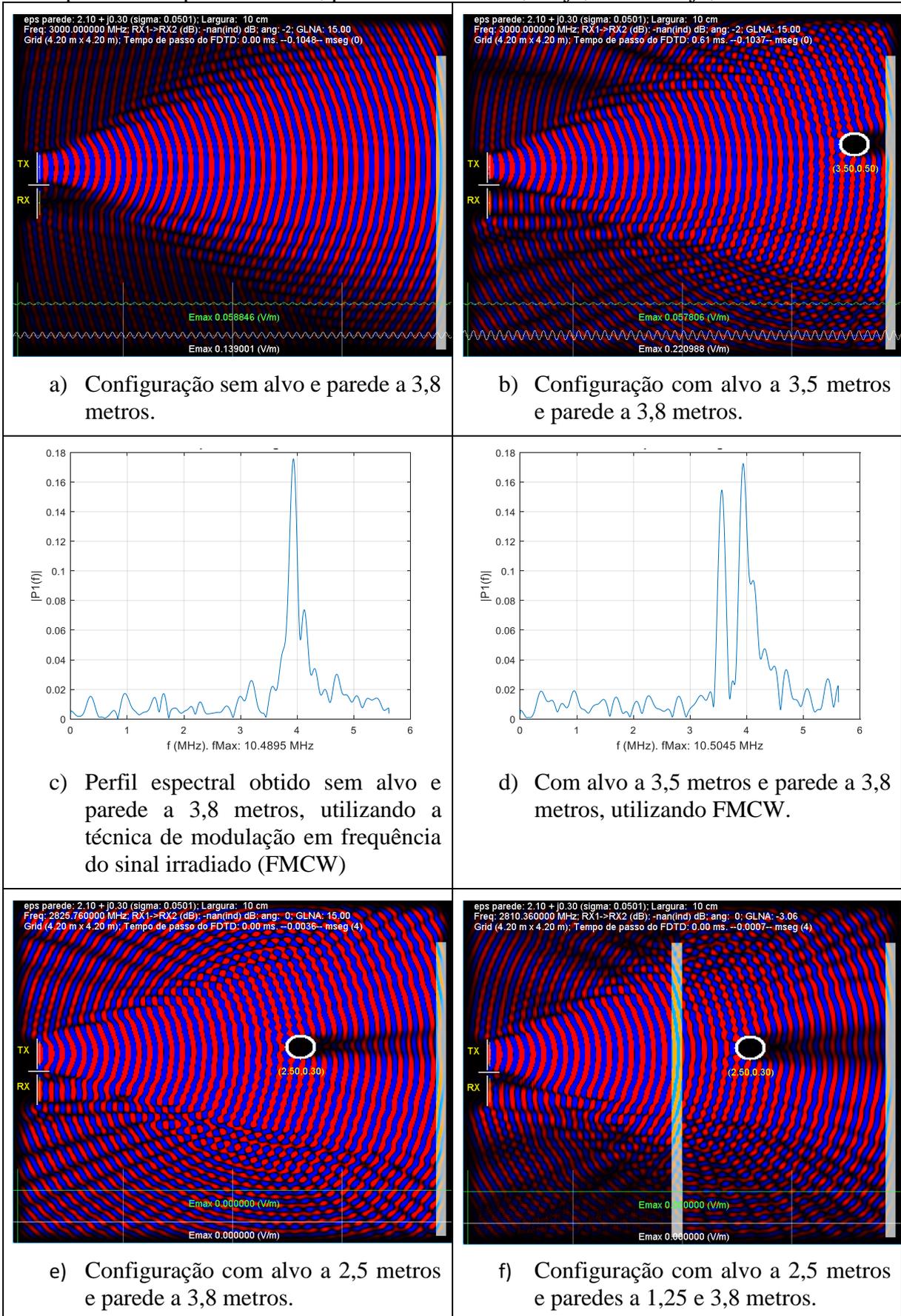
Fonte: O autor (2018).

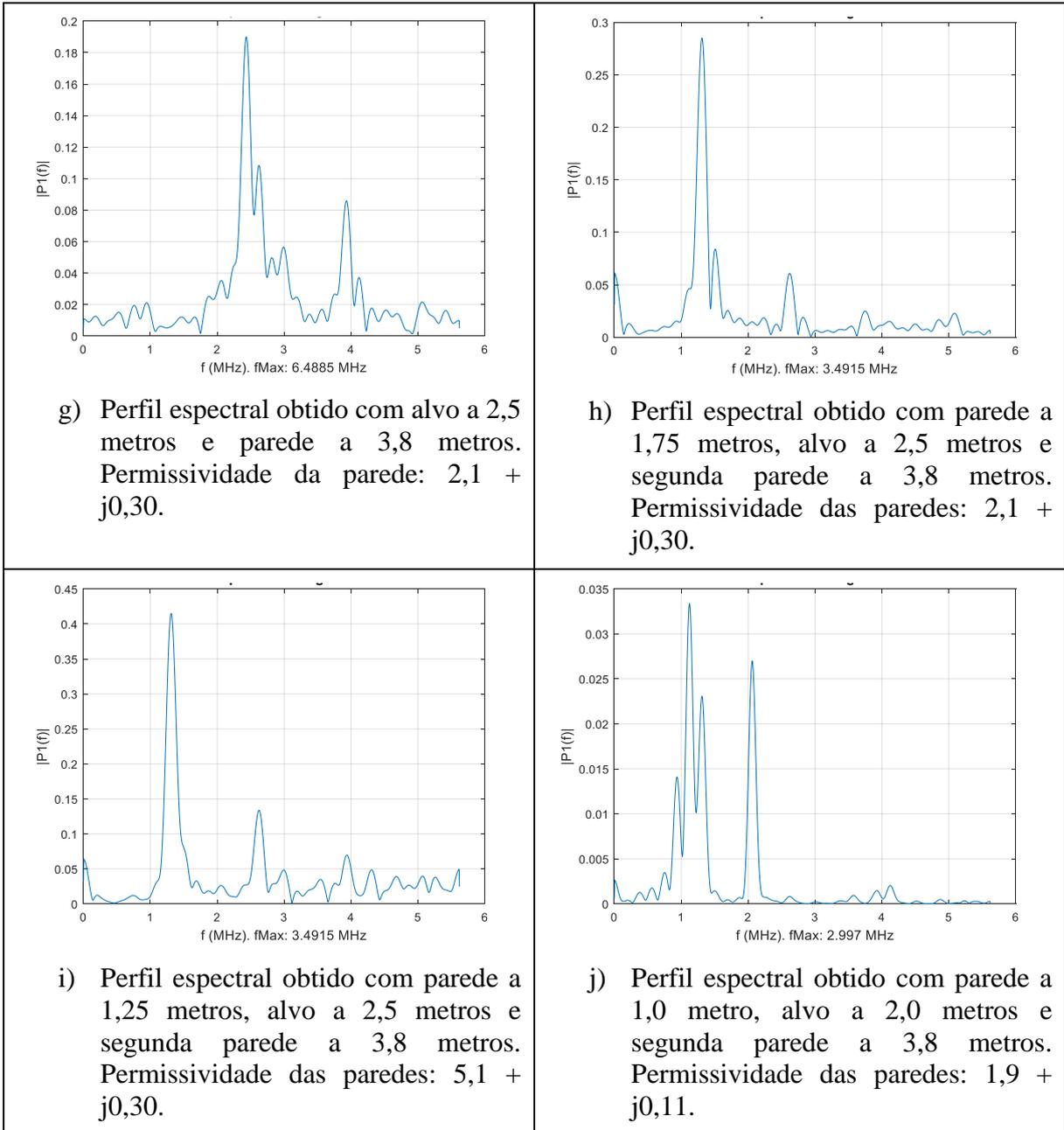
6.1.5 Avaliação da capacidade de detecção do dispositivo proposto.

Dada a simplicidade de construção dos circuitos eletrônicos e processamento dos sinais, implicando em menor custo de fabricação, além da maior robustez na diferenciação de ecos, conforme discutido na seção 3.5, a antena transmissora será excitada por um sinal harmônico de amplitude constante, modulado em frequência, em um sistema conhecido como FMCW (*Frequency Modulated Continuous Wave*) (Figura 11). Diferentemente de radares pulsados, onde a avaliação da presença do alvo se dá através da análise no domínio do tempo, esse tipo de emissão faz a mesma avaliação no domínio da frequência. Na seção que tratará do processo de formação das imagens será dada maior ênfase à etapa específica do dispositivo proposto que trata da manipulação dos sinais.

A configuração utilizada para avaliar a capacidade de discriminação de ecos do dispositivo é mostrada na Figura 29. Um alvo, a 3,5 metros, é posicionado à frente de uma parede e para ele é apontada a antena transmissora, sendo extraídas as informações de distância. Observa-se que os objetos posicionados na direção da emissão são discriminados por um pico no perfil espectral. Outras combinações de posicionamento de alvo e paredes também são mostradas na mesma Figura.

Figura 29 – Simulação da emissão de onda contínua modulada em frequência na direção de alvo e parede de espessura 10 cm, permissividade de $2,1 + j0,30$ e $5,1 + j0,30$.





Fonte: O autor (2018).

Como se pode observar da Figura 29-h, a capacidade discriminatória dos alvos é influenciada pelas características elétricas dos obstáculos nos quais a onda necessita atravessar, sendo esses ajustes realizados pela etapa de processamento dos sinais. É necessário lembrar, ainda, que em alguns tipos de paredes a atenuação do sinal transmitido poderá ser excessiva a tal ponto que o eco recebido não tenha intensidade suficiente para ser detectado.

Por isso, elencamos na seção 3.4, da pesquisa bibliográfica, as características elétricas de diversos tipos de alvenarias de vedação comumente utilizadas no Brasil, além de estudada e calculada a perda teórica introduzida por cada uma em canais de comunicação de

rádio. Na aplicação proposta, adicionalmente, devem ser considerados o trajeto de ida do sinal e o retorno do eco, sendo este bem menos intenso do que aquele.

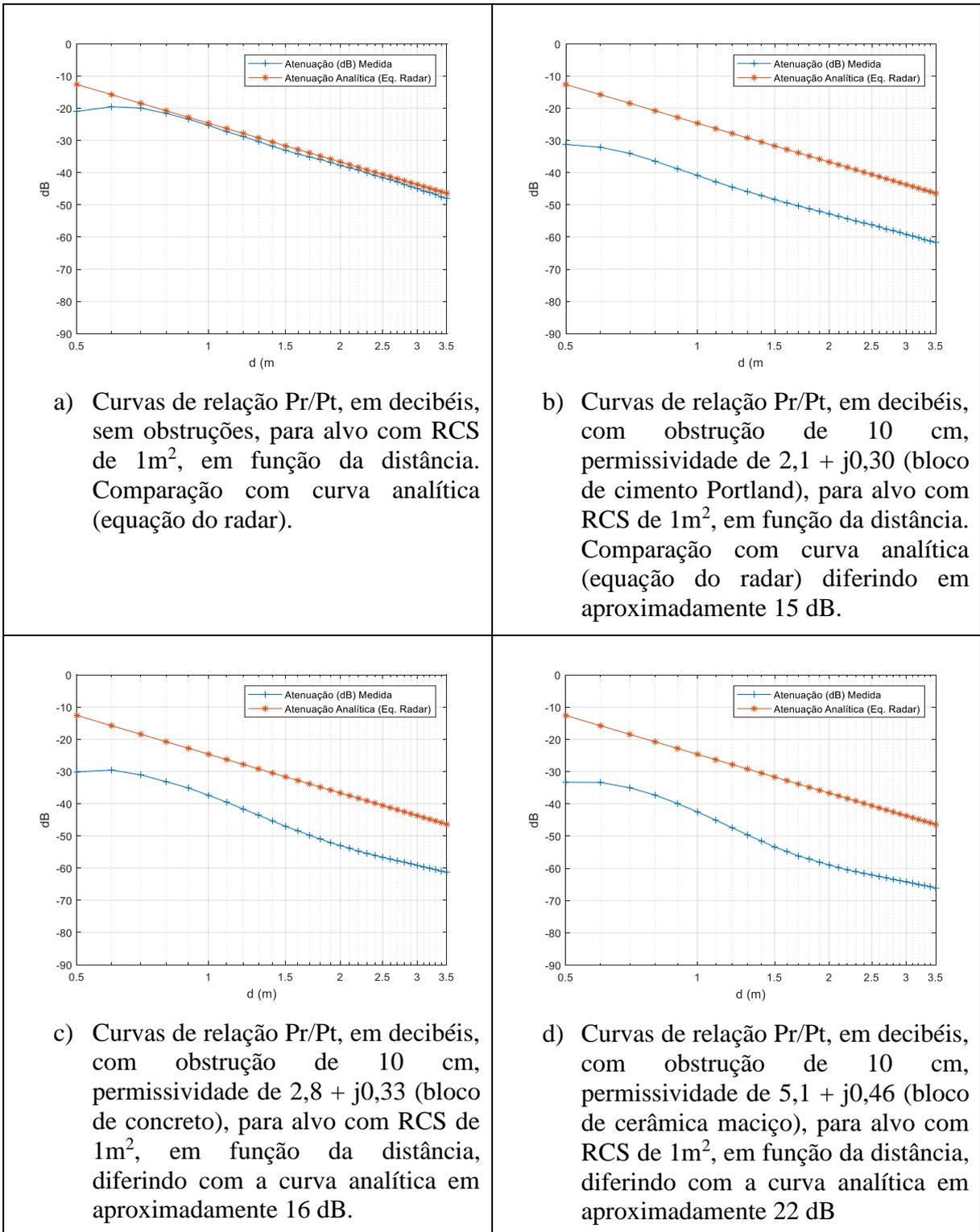
Aproveitando os recursos oferecidos pelo ambiente virtual, foram medidas as atenuações entre os sinais emitidos pela antena transmissora e o eco coletado pela receptora, objetivando verificar os limites de uso do dispositivo em função do tipo de parede. O alvo é posicionado a distâncias crescentes a partir de 50 cm da antena até 3,5 metros e os valores de potência medidos e tabulados.

Na Figura 30 são exibidas curvas comparativas da atenuação total do sinal transmitido, em decibéis, em função da distância do alvo. Na Figura 30-a, os valores foram obtidos sem obstrução, podendo ser observada a boa concordância com os resultados analíticos fornecidos pela equação do radar, para um RCS de 1 m^2 , ganho das antenas em 14,17 dBi e comprimento de onda de 10 cm (3 GHz). Na Figura 30-bcd, as medidas foram obtidas para várias permissividades e espessura de 10 cm.

As medidas com distâncias abaixo de 1 metro apresentam inconsistências devido estarem na região de Fresnell (seção 3.1), onde as relações entre campo magnético e elétrico não são proporcionais. Para as distâncias superiores a 1 metro, observa-se que o efeito da presença da parede resulta no deslocamento para baixo de toda a curva, com uma pequena margem de erro. Esse efeito é simplesmente a soma da atenuação de ida e volta proporcionada pela parede às perdas inerentes à propagação, estimadas pela equação do radar.

Quanto maior a permissividade, maior a dificuldade em coletar os dados, influência das reflexões que interferem nas medidas. É possível, no entanto, medir atenuação imposta pela parede de outra forma: coletando medidas de eco através das diferenças de intensidade deste nas configurações com e sem a obstrução (Tabela 10):

Figura 30 – Curvas de relação P_r/P_t , em decibéis, medidas com e sem obstrução. Alvo com RCS de 1m^2 .



Fonte: O autor (2018).

Tabela 10 – Atenuação medida para as paredes da Tabela 1, para 3 diferentes espessuras, @ 3 GHz

Ordem	Tipo de elemento estruturante	Permissividade complexa relativa efetiva		Atenuação de eco (dB)		
		ϵ_r'	ϵ_r''	10 cm	15 cm	20 cm
1	Bloco de cerâmica (maciço) – 1	5.10	0.46	-25,62	-34,07	-39,62
2	Bloco de cerâmica (maciço) – 2	4.80	0.53	-28,73	-36,47	-43,58
3	Bloco de cerâmica (maciço) – 3	5,00	0.56	-29,59	-38,87	-46,02
4	Bloco de cerâmica (maciço – úmido) – 4	5.92	0.69	-39,27	-48,75	-57,98
5	Bloco de cerâmica (maciço – seco) – 5	5.86	0.68	-38,77	-47,85	-55,98
6	Bloco de cerâmica (maciço) – 6	3.90	0.38	-20,68	-27,27	-32,76
7	Bloco de cerâmica (maciço) – 7	3.75	0.23	-12,79	-17,74	-21,66
8	Bloco de cerâmica parcialmente vitrificada (maciço)	4.10	0.35	-21,40	-26,71	-30,84
9	Bloco de cerâmica (vazado 3 orifícios)	3.90	0.27	-16,16	-21,38	-25,29
10	Concreto sólido 6”	7.50	1.20	-64,75	NC	NC
11	Bloco de concreto	2.80	0.33	-19,03	-23,23	-28,98
12	Bloco de concreto (vazado) – 1	2.15	0.36	-18,01	-26,15	-33,07
13	Bloco de cimento Portland	2.10	0.30	-15,11	-22,09	-27,69
14	Bloco composto de cimento Portland e Ferrita (10%)	2,00	0.10	-5,51	-9,88	-10,13
15	Bloco de cimento Portland tipo 1	3.71	0.15	-8,61	-12,68	-15,87
16	Bloco de cimento Portland tipo 3	6.02	0.39	-31,12	-32,24	-36,71
17	Concreto Armado	7,00	0.45	-32,61	-38,56	-43,58
18	Concreto Armado com malha dupla	7.50	1.59	NC	NC	NC
19	Bloco de concreto (vazado) – 2	2,90	0,29	-18,08	-21,22	-25,99
20	Concreto Armado	7.90	0.59	-45,57	-51,91	-55,51
21	Concreto	5.31	0.47	-26,91	-35,51	-41,09

22	Parede estrutural de madeira compensada	1.90	0.11	-7,84	-8,85	-12,39
23	Bloco de gesso	2.94	0.15	-14,26	-13,37	-15,18
24	Parede de Madeira	1.99	0.09	-6,16	-8,35	-10,21
25	Vidro	6.27	0.09	-24,20	-20,09	-14,10
26	Placa forro de teto	1.50	0.01	-3,01	-3,03	-0,842
27	Aglomerado de madeira	2.58	0.30	-16,79	-21,54	-27,60
28	Assoalho de madeira	3.66	0.12	-6,64	-10,10	-13,13

NC: não coletado

Tomando como exemplo um alvo humano posicionado a 3,5 metros da antena, com visada obstruída pela parede da Figura 30-b (permissividade de $2,1 + j0,30$), a qual impõe uma atenuação de $-15,1 \text{ dB}$ ao sistema, se irradiarmos um sinal com potência efetiva de 0 dBm à espera de algum eco, a antena receptora coletará, em tese $-59,1 \text{ dBm}$ (atenuação total de -44 dB , já considerando o ganho das antenas, e $-15,1 \text{ dB}$ da parede). Com a inserção de uma parede de 15 cm, o sinal recebido cai para -66 dBm , considerando o alvo no mesmo local.

Para uma parede de concreto armado (permissividade de $7 + j0,45$) com espessura de 10 cm, a atenuação total será de $-76,6 \text{ dB}$ ($-44 \text{ dB} - 32,6 \text{ dB}$), elevando-se para $-82,5 \text{ dB}$ se ela tiver 15 cm e para $-87,6 \text{ dB}$ se a parede tiver 20 cm de espessura.

O concreto armado com malha dupla (permissividade de $7,5 + j1,59$) impõe ao sistema uma atenuação tal que impossibilitou a detecção de eco viável nas medidas. Essa será uma limitação do equipamento, embora esse tipo de parede seja empregada, normalmente, apenas em elementos estruturais de edificações de grande porte, como pilares e vigas.

As perdas podem ser compensadas pelo aumento da potência de transmissão, limitando-se ao valor já discutido na seção 3.6, que é de 31 dBm EIRP . Se considerarmos o ganho teórico da antena transmissora utilizada na simulação em $14,17 \text{ dBi}$, teremos a potência máxima de saída do transmissor situada em $16,83 \text{ dBm}$ ($48,19 \text{ mW}$). A maioria dos dispositivos *Wi-Fi* domésticos operam com uma potência efetiva irradiada entre 14 e 30 dBm (IEEE, 2016).

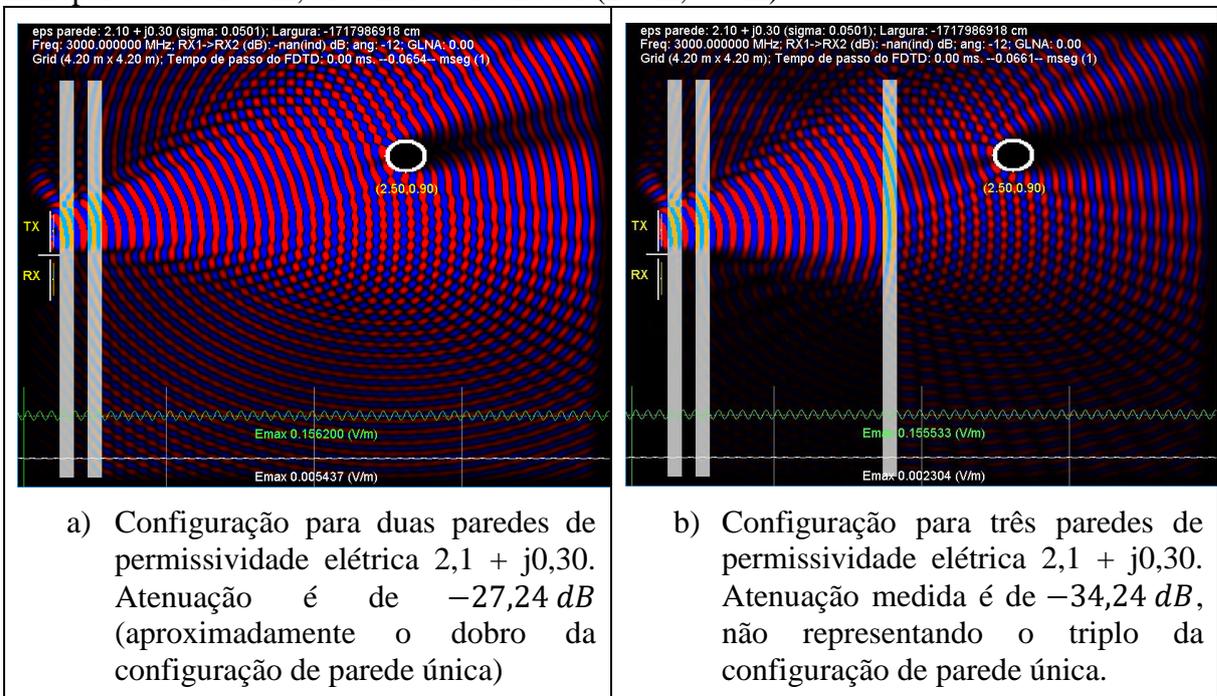
Como já discorrido na seção 3.5, a máxima distância que um alvo pode ser detectado por um radar vai depender da sensibilidade de recepção dos circuitos amplificadores conectados à sua antena. Está diretamente ligado a esse parâmetro a potência de transmissão e os obstáculos aos quais o sinal transmitido deve atravessar. Nesse ambiente simulado, optou-se

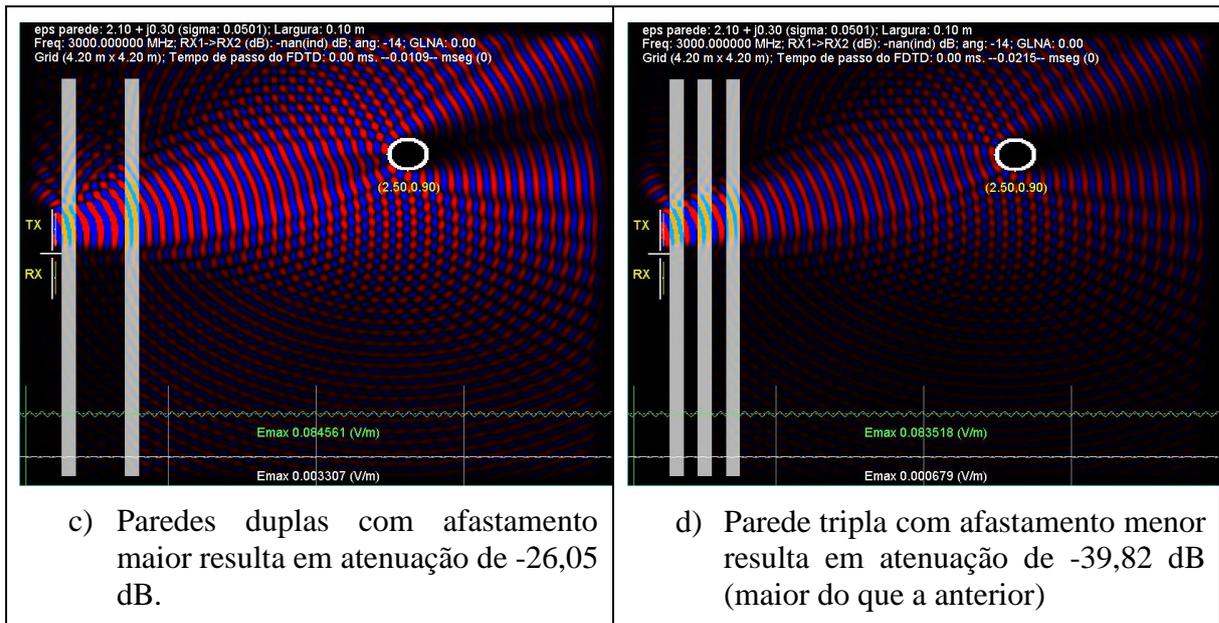
por considerar um valor mínimo de recepção na antena receptora em -90 dBm, uma referência estipulada pelo padrão 802.11 (IEEE, 2016).

Assim, se irradiarmos uma potência EIRP de 31 dBm, e considerando o mínimo de recepção em -90 dBm, o limite de perdas imposto pelas paredes e a propagação, nas quais o equipamento poderá ser aplicado, é de 121 dB (31 dBm $- (-90$ dBm)). Obstruções de elevado fator de perdas imporão, por óbvio, maiores atenuações e conseqüentemente menores distâncias de trabalho.

Por fim, a Figura 31, abaixo, mostra que o limites de aplicação do dispositivo proposto, quando há mais de uma parede obstruindo o alvo podem ser variados (Figura 31). Em tese, o efeito da segunda obstrução seria sua soma àquela já existente. Ocorre, no entanto, que superfícies paralelas podem provocar efeitos ressonantes na onda que podem deteriorar sua energia. Em relação à referência até o momento adotada, a perda numa parede de permissividade $2,1 + j0,30$ é de aproximadamente 15 dB. Para duas paredes seria, em tese, de 30 dB, e assim por diante. Mas tendo em vista as interferências das reflexões, as medidas não são proporcionais e variam conforme a distância entre as superfícies paralelas.

Figura 31 – Demonstração da emissão de uma onda contínua e propagação através de duas ou mais paredes de 10 cm, alvo nas coordenadas $(2,5$ m, $0,9$ m).





Fonte: O autor (2018).

6.1.6 Avaliação Dinâmica do Dispositivo.

Avaliar o desempenho do dispositivo apenas através dos níveis de campo recebido, *per si*, não permite concluir quais são os seus limites de aplicação, pois, se o eco não tiver intensidade suficiente para ser detectado pelos circuitos amplificadores, basta, para alguns tipos de parede, aumentar a intensidade da transmissão ou o ganho das antenas. Nosso teto teórico de potência efetiva de transmissão é de 31 dBm, sendo adotado apenas para manter o equipamento dentro dos limites de exposição de seres humanos a campos eletromagnéticos.

Outra razão para o projeto não prestigiar exclusivamente a informação de intensidade de campo é o fato de que, em aplicações reais, há muita variabilidade em seus valores, tendo em vista as influências provocadas por outras fontes de radiação e interferências construtivas/destrutivas. A intensidade torna-se um parâmetro importante na medida em que o eco necessita ter amplitude suficiente para ser detectado.

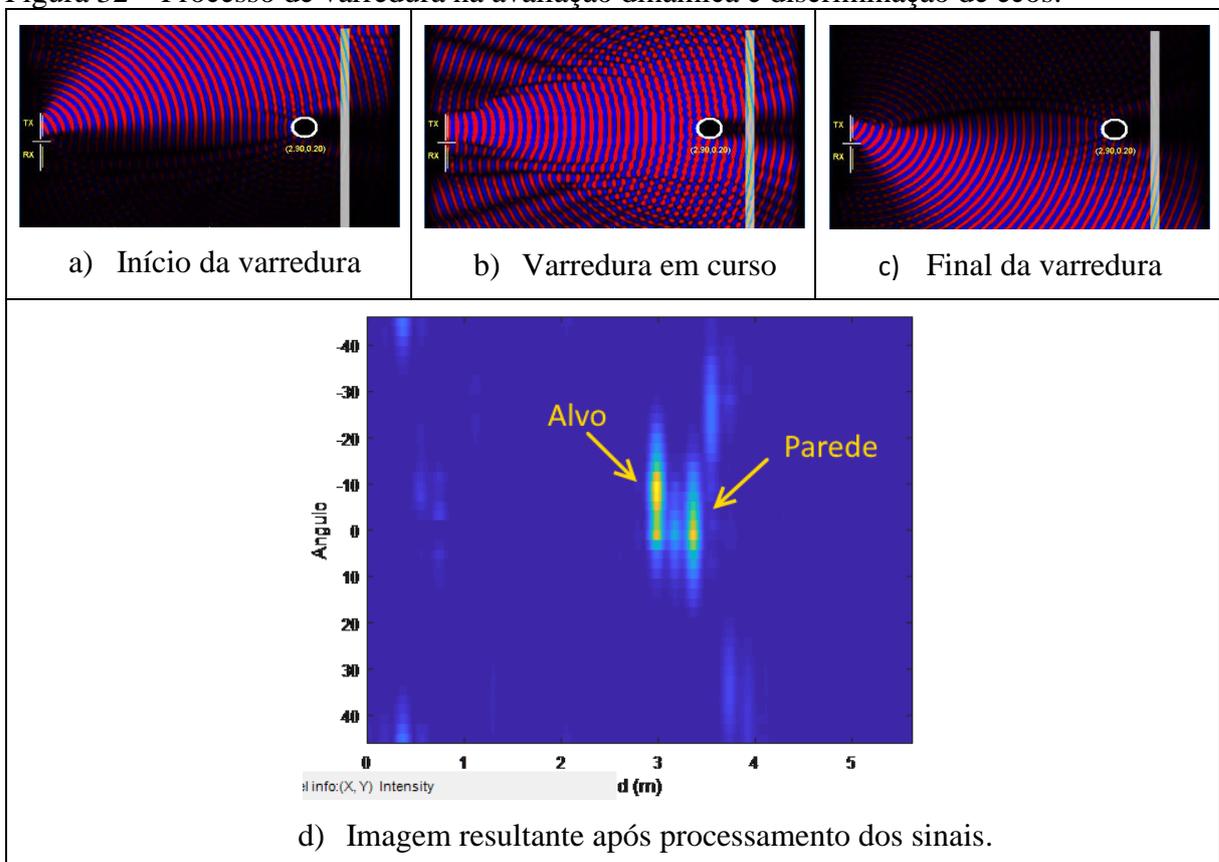
Por isso, o sinal irradiado na direção dos alvos é modulado no esquema FMCW, sistema no qual o atraso do eco é medido através de sua frequência instantânea. Quanto maior a distância do objeto, maior será a diferença de frequência entre o eco recebido e a referência (Figura 12).

Para que o sistema perceba os objetos no ambiente, faz-se o feixe direcional deslocar-se da esquerda para a direita, em passos de ângulo determinados, realizando assim uma varredura horizontal. É esse sistema que permitirá que o dispositivo perceba objetos dentro

de um campo de visão, sendo as variações encontradas ao longo do deslocamento angular enviadas aos estágios de processamento digital de sinais, os quais gerarão a imagem dos alvos pretendida. Para discriminar alvos de interesse de outros objetos, pode-se realizar a detecção de movimento ou comparação através das dimensões dos mesmos.

A Figura 32 mostra o resultado de uma varredura para uma configuração sem obstruções e um alvo posicionado à frente de uma parede. O objetivo é verificar se a metodologia consegue discriminar os ecos de ambos os objetos. O resultado foi considerado satisfatório.

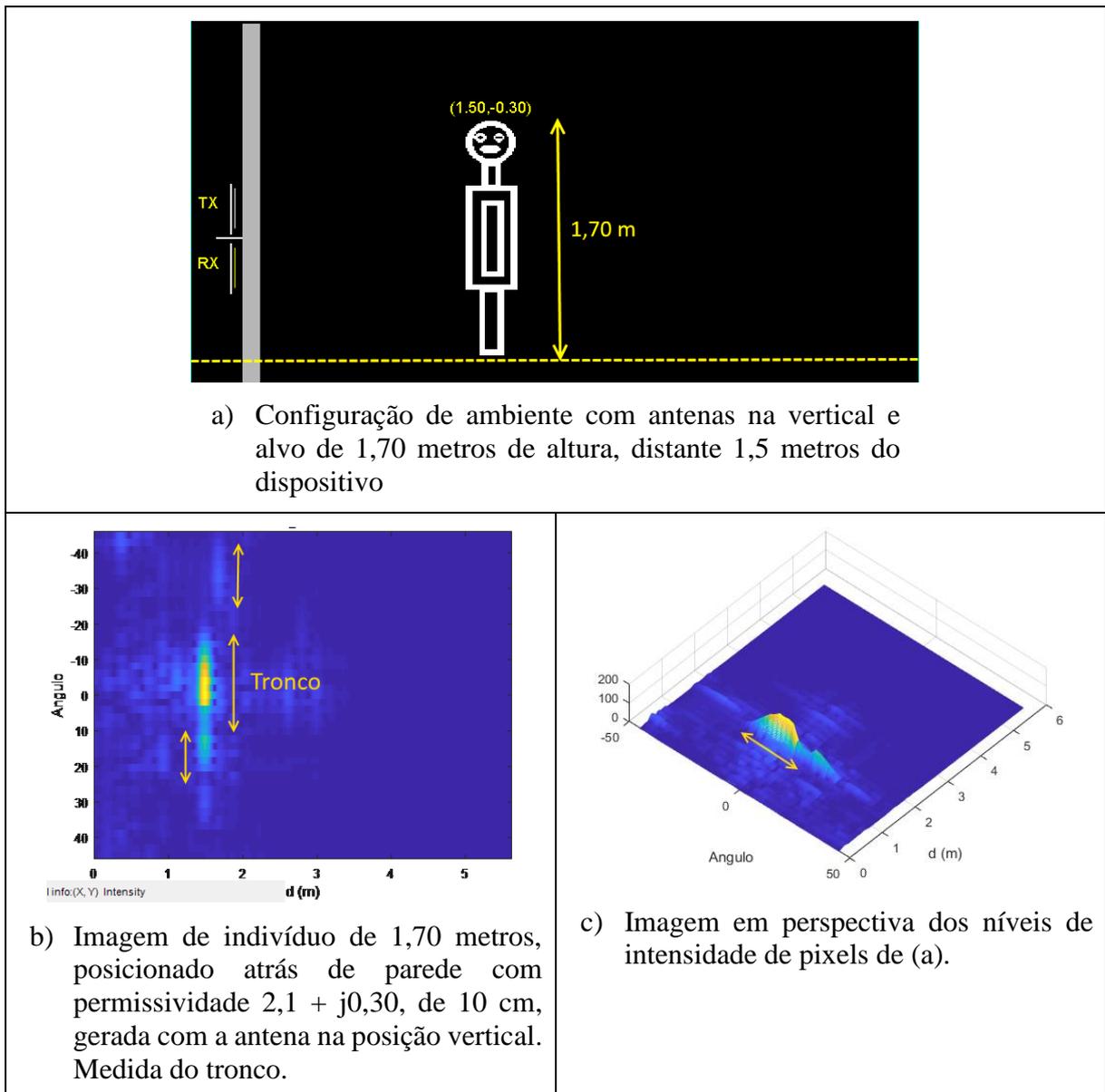
Figura 32 – Processo de varredura na avaliação dinâmica e discriminação de ecos.



Fonte: O autor (2018).

As medidas biométricas podem ser realizadas na própria imagem, similarmente ao que é possível com equipamentos de diagnóstico médico (Ultrassom). A Figura seguinte mostra que a medição de partes de indivíduos é viável. A precisão, todavia, é limitada pela frequência da onda utilizada, que foi selecionada a partir de um *trade-off* entre resolução e capacidade de penetração dos sinais nas paredes e reflexão na superfície do corpo humano.

Figura 33 – medidas realizadas nas imagens geradas pelo dispositivo.

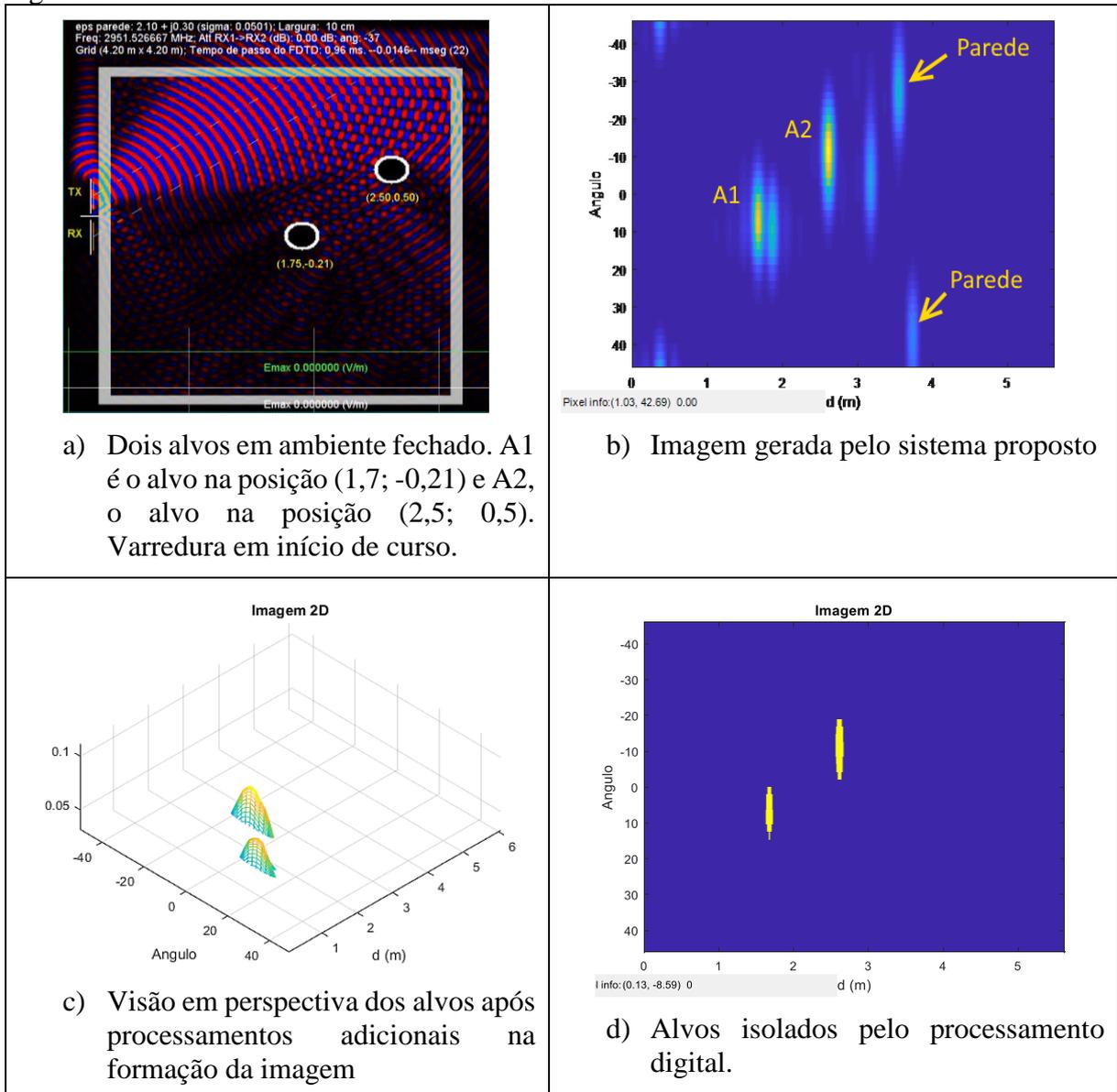


Fonte: O autor (2018).

Para se obter uma imagem de melhor resolução com esse comprimento de onda, a solução é concentrar o feixe em um ponto focal através da manipulação das fases dos elementos da antena transmissora, sendo isso, contudo, objeto de trabalhos futuros.

Em um ambiente circundado por quatro paredes, como ocorre em uma edificação convencional, haverá múltiplas reflexões nos limites internos que, por óbvio, também chegarão ao receptor. A directividade da antena é um dos recursos utilizados nesta Tese para minimizar esses efeitos, sendo possível, conforme mostra a Figura 34, produzir uma imagem que ainda discrimina bem os alvos. O processo de formação dessa imagem, a ser abordado na próxima seção, também terá o condão de eliminar outras distorções espúrias.

Figura 34 – Alvos no interior de ambiente fechado.



Fonte: O autor (2018).

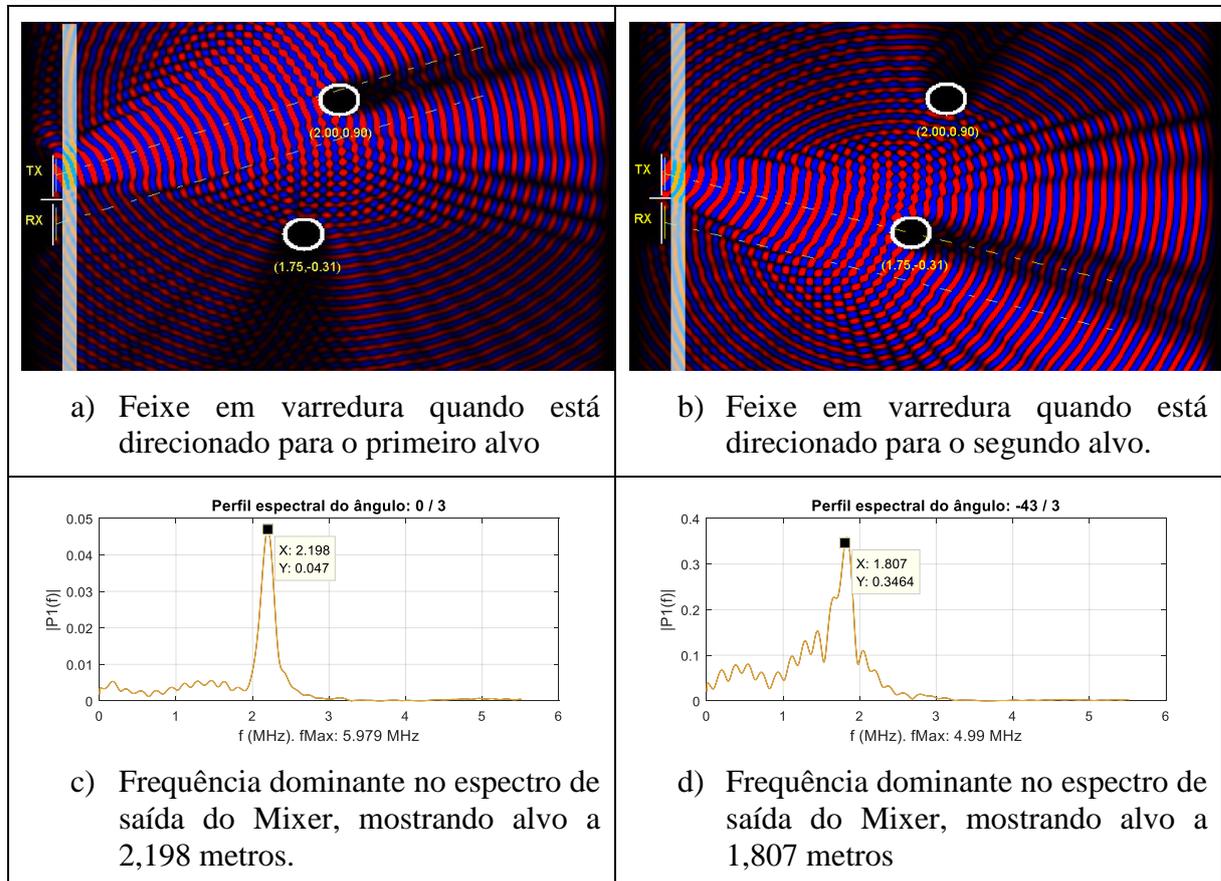
6.2 Processo de formação da imagem digital

Verificada a viabilidade de detecção de alvos com as características elétricas similares à de seres humanos, mesmo estando circundado por obstáculos como as paredes listadas na Tabela 1, passa-se à descrição do processo de formação da imagem bidimensional proposto.

Como já discutido, dada a capacidade de direcionamento eletrônico do feixe de onda eletromagnética, é realizada uma varredura do ambiente, com incrementos graduais de

ângulos de direção, com abertura definida (nesta Tese, entre -45 e $+45$ graus). À medida em que o feixe percorre esse intervalo, são extraídos os perfis espectrais similares àqueles da Figura 29, através da aplicação do algoritmo de transformada rápida de Fourier (FFT) no sinal resultante do batimento da frequência de referência e do eco recebido (o trabalho do Mixer, conforme a arquitetura geral mostrada na Figura 11). A transformada de Fourier é um recurso matemático que permite representar um sinal temporal no domínio da frequência. A obtenção dos perfis é ilustrada na Figura 35, obtidos em duas direções do processo de varredura, e no diagrama da Figura 36, é ilustrado o processo geral de formação da imagem.

Figura 35 – Processo de obtenção dos perfis espectrais para formação da imagem bidimensional.



Fonte: O autor (2018).

Figura 36 - Diagrama geral do processo de formação da imagem.



Nesse diagrama, temos:

θ = posição angular do feixe;

$S(\theta)$ = sinal no domínio do tempo obtido na saída do Mixer, para a posição angular θ ;

FFT = transformada rápida de Fourier;

$P(\theta)$ = perfil espectral da posição θ ;

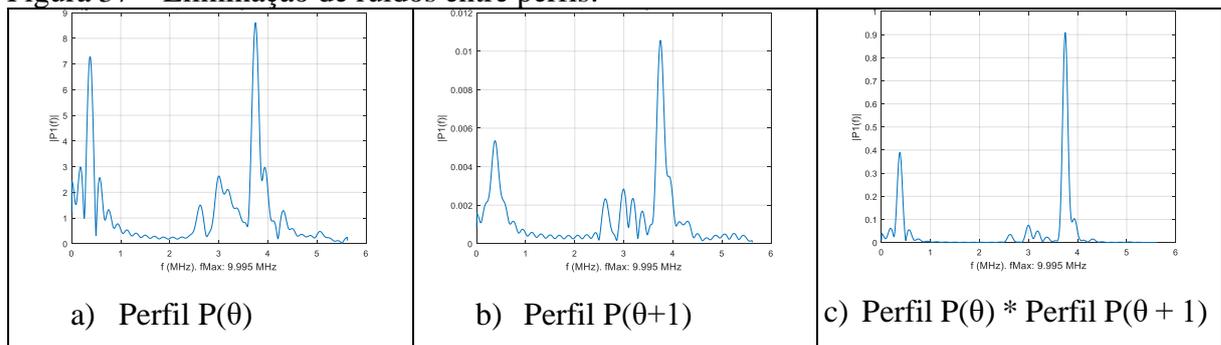
$Linha(\theta)$ = linha de imagem com níveis de intensidade de pixel obtidos do perfil espectral θ .

O processo inicia-se com o trabalho do *front-end* de alta frequência (hardware gerador e emissor do sinal de radiofrequência na direção θ , antenas, recepção de eco e batimento de sinais, aqui simulados), onde na saída do Mixer teremos um sinal $S(\theta)$ contendo as componentes de frequência que são a soma e a diferença entre referência e eco.

Obtemos o perfil espectral $P(\theta)$ para cada posição angular através do algoritmo FFT. O perfil ainda contém ruídos que são reduzidos através de uma filtragem passa baixa. Obter dois ou mais perfis para a mesma posição angular tem grande impacto no processo de filtragem, pois já podemos eliminar boa parte do ruído através de uma média ponto a ponto entre eles.

O perfil é convertido em uma linha de níveis de cinza, sendo empilhado sobre os perfis anteriores, após nova suavização e eliminação de ruído (Figura 37). Esse último processo é realizado através da multiplicação ponto a ponto com o perfil anterior, o que resulta em elevação do nível coincidente (as componentes de frequência dos ecos têm nível mais elevado) e minimização das outras partes do perfil (os ruídos têm níveis aleatórios entre um perfil e outro).

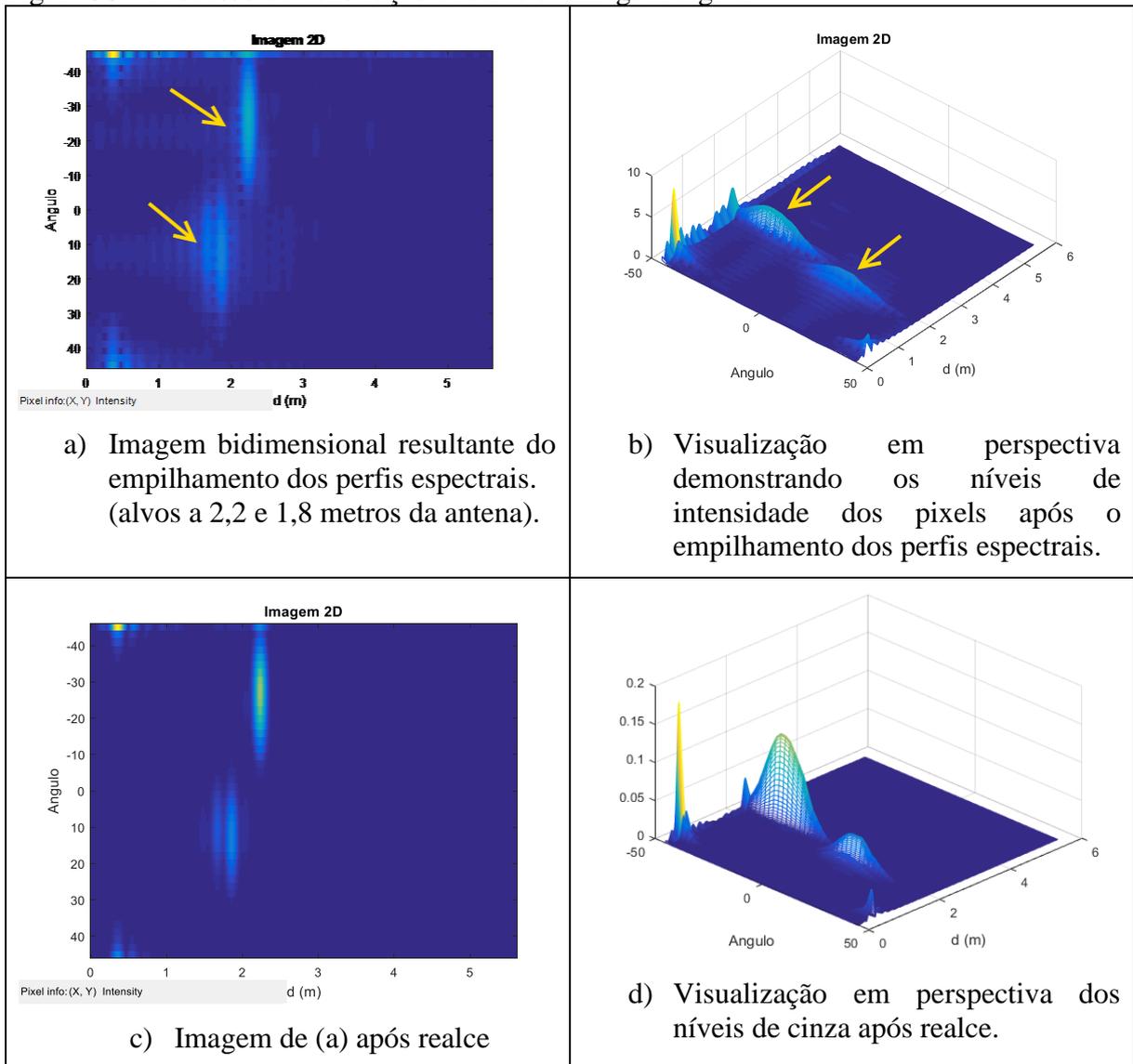
Figura 37 – Eliminação de ruídos entre perfis.



Fonte: O autor (2018).

Após a obtenção da imagem, é na etapa de realce que técnicas de processamento digital são aplicadas para realçar o contraste de níveis de cinza através de transformações radiométricas convencionais, como logarítmica e exponencial, reescalonamento de níveis ou equalização de histograma. Esses ajustes podem ser disponibilizados como recursos alternativos para o operador do dispositivo, de modo que o mesmo selecione os filtros de imagem mais adequados à necessidade operacional. Uma amostra do resultado do processo pode ser observada na Figura 38:

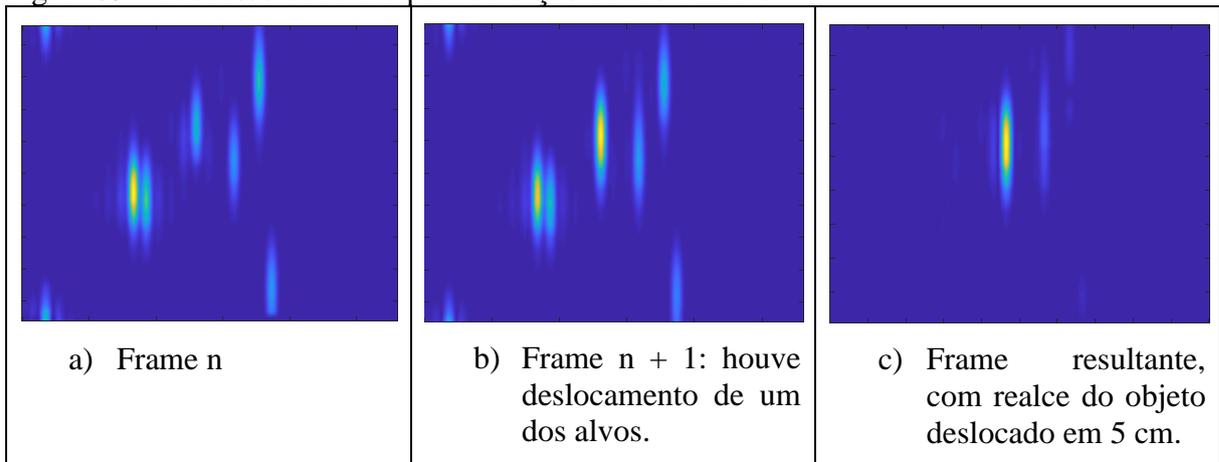
Figura 38 – Processo de construção e realce da imagem digital.



Fonte: O autor (2018).

A detecção de movimento, um recurso implementado no equipamento, possível graças à obtenção de frames a uma taxa constante, é aplicada sempre que houver a movimentação de um alvo dentro do ambiente monitorado. Essa movimentação considera qualquer gesto que modifique seu RCS em torno da média (levantar de um braço, alterar a direção do corpo, etc.) e, portanto, tem grande chance de ser discriminado entre duas varreduras sucessivas. Ela é implementada através da subtração e realce (reescalonamento de níveis de cinza ou equalização de histograma) do frame atual e do anterior. Na Figura 39, é exibido o resultado do processo de detecção de um alvo que se deslocou apenas 5 cm:

Figura 39 – Processo de realce pela detecção de movimento.



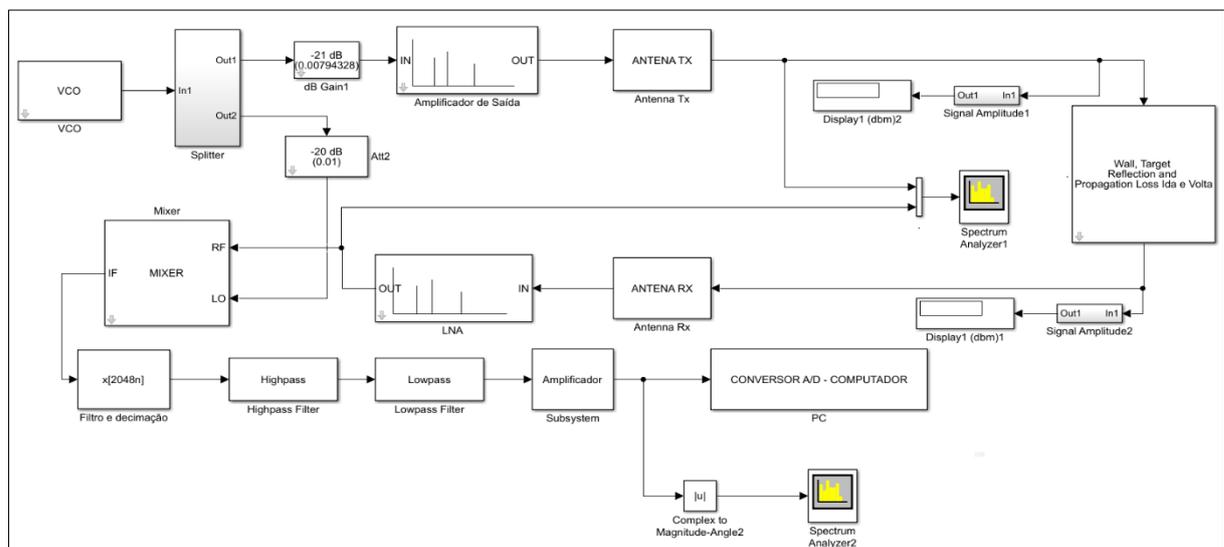
Fonte: O autor (2018).

O recurso de detecção de movimento permite, ainda, que os alvos que realizem qualquer deslocamento no ambiente monitorado sejam rastreados automaticamente pelo dispositivo. Essa funcionalidade não foi implementada aqui, sendo objeto de trabalhos futuros.

6.3 Simulação da Arquitetura de Hardware

O diagrama em blocos do dispositivo proposto é apresentado na Figura 40, sendo implementado no Simulink, que faz parte do pacote de recursos do aplicativo de computação numérica Matlab e cujos parâmetros de funcionamento são elencados na Tabela 11.

Figura 40 – Diagrama em blocos do sistema de radar proposto.



Fonte: O autor (2018).

Tabela 11 – Parâmetros de funcionamento da simulação do hardware.

Parâmetro	Valor
Frequência central	3 GHz ($\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3e8}{3e9} = 0,1m = 10cm$)
Largura de banda	300 MHz (2,85 GHz a 3,15 GHz)
<i>SweepTime</i>	0,2 ms (200 μ s)
Sensibilidade de recepção	-90 dBm
Potência de saída (EIRP)	31 dBm
Ganho do amplificador de saída	12 dB, NF 4 dB
Ganho do LNA	35,2 dB, NF 0.56 dB
Ângulo de abertura	90° [-45° ~ +45°]

Com um tempo de *sweep* de 200 μ s, e considerando que vamos aplicar dois ou mais *sweeps* para cada posição angular, o processo de varredura levará 54 ms para ser concluído (passos de 1°, no intervalo de -45° a +45°). Deve-se acrescentar, ainda, um intervalo de tempo para o processamento da imagem e exibição na tela de um laptop ou no LCD do dispositivo (de 10 ms a 20 ms), o que permite obter uma taxa de quadros de 15,6 *frames* por segundo.

Diminuir a resolução angular ou o tempo de *sweep* resulta em uma maior taxa de quadros. No entanto, a alteração desse último parâmetro modifica também a faixa de frequência do perfil espectral. Todas essas opções podem ser disponibilizadas ao operador do dispositivo, para que o mesmo realiza esses ajustes de acordo com a situação operacional.

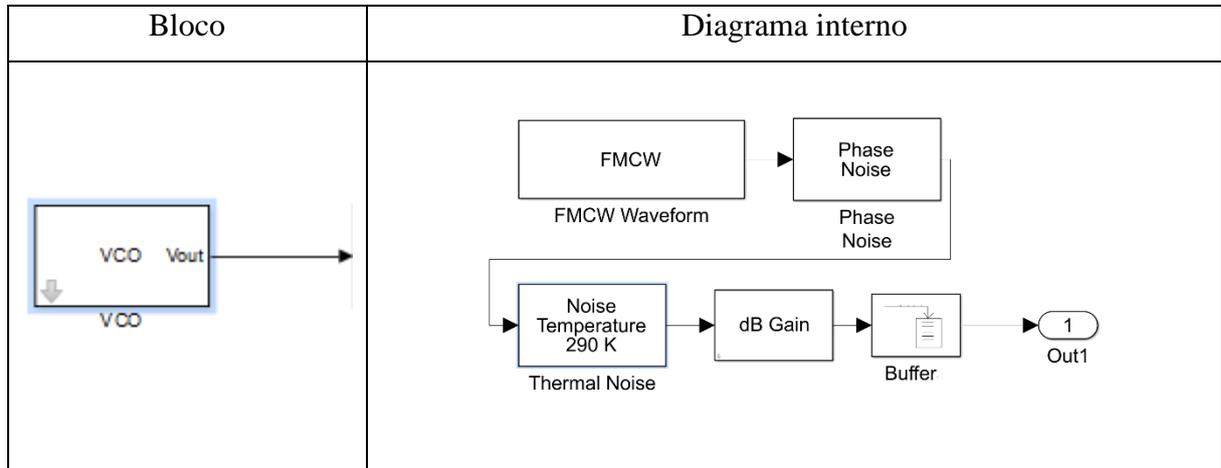
Considerando os parâmetros de funcionamento selecionados na Tabela 11, a frequência diferença, que representa a distância do alvo, terá a seguinte forma:

$$f_b = \frac{B}{T_s} \frac{2R}{c} = \frac{2 * 300x10^6 \text{ Hz} * R}{2x10^{-4} * 3x10^8 \text{ m/s}} = 2x10^4 * R = 10R \text{ [KHz]}$$

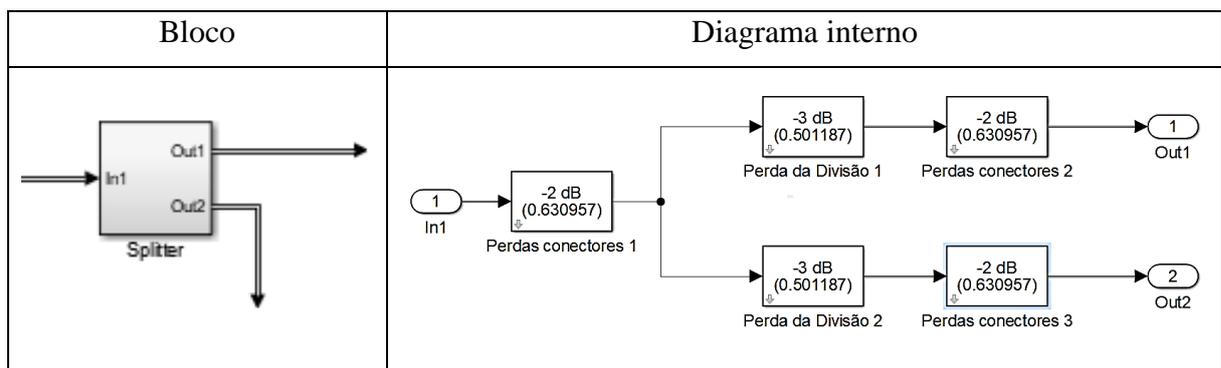
Cada bloco da Figura 40 foi modelado para executar sua função específica como descrito na arquitetura geral de radares FMCW, com as alterações necessárias para seu funcionamento como se em ambiente real estivesse. Os parâmetros elétricos dos módulos foram baseados em dispositivos disponíveis no mercado de componentes eletrônicos. A seguir, são comentados os detalhes de cada um:

- a) Gerador de rampa e VCO: o oscilador controlado por tensão é composto por um bloco nativo do Simulink, configurado para gerar uma onda senoidal de amplitude constante e modulada linearmente em frequência, com banda

passante de 300 MHz (± 150 MHz em torno da frequência central de 3 GHz). A potência do sinal de saída do VCO é de 3 dBm, conforme modelos reais encontrados no mercado. Os ruídos de fase e de temperatura estão presentes e são modelados por seus respectivos blocos.

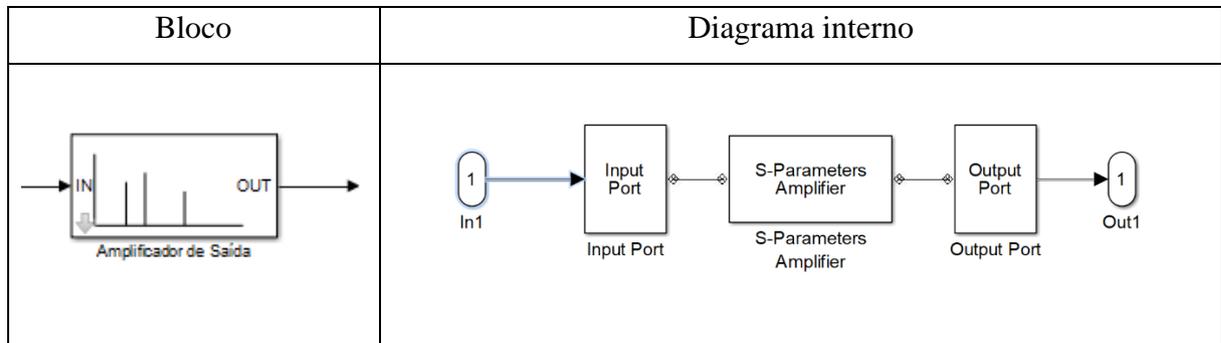


- b) Splitter: o sinal de entrada desse bloco é dividido de tal modo que cada uma de suas duas saídas contenha a metade da potência de entrada (3 dB menor). Para simular um dispositivo mais próximo possível do real, a perda nos conectores também foi inserida, sendo em média de 2 dB. A primeira saída contém o sinal que vai ser amplificado e irradiado pela antena na direção dos alvos. A segunda, leva a referência para a entrada “RF” do Mixer.

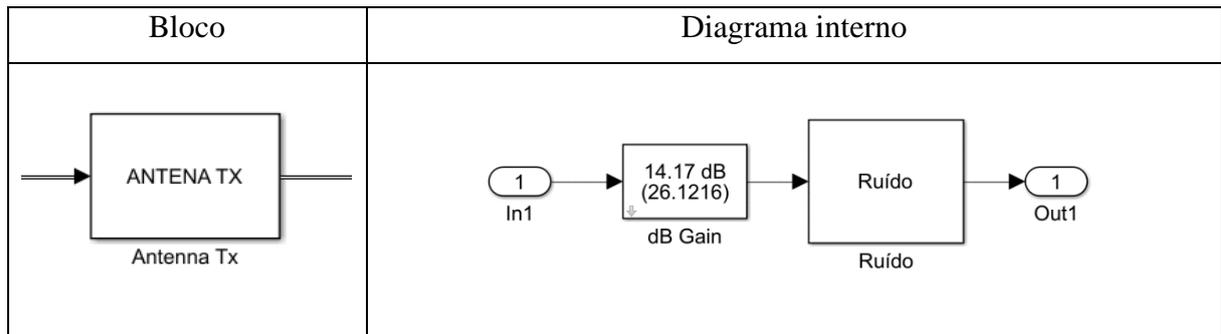


- c) Amplificador de saída: O amplificador de saída provê um ganho de 12 dB, fornecendo à antena transmissora um sinal com potência próxima de 31 dBm. O Simulink oferece blocos simuladores de amplificadores de RF como parte da sua biblioteca, permitindo a configuração de ganho, casamento de

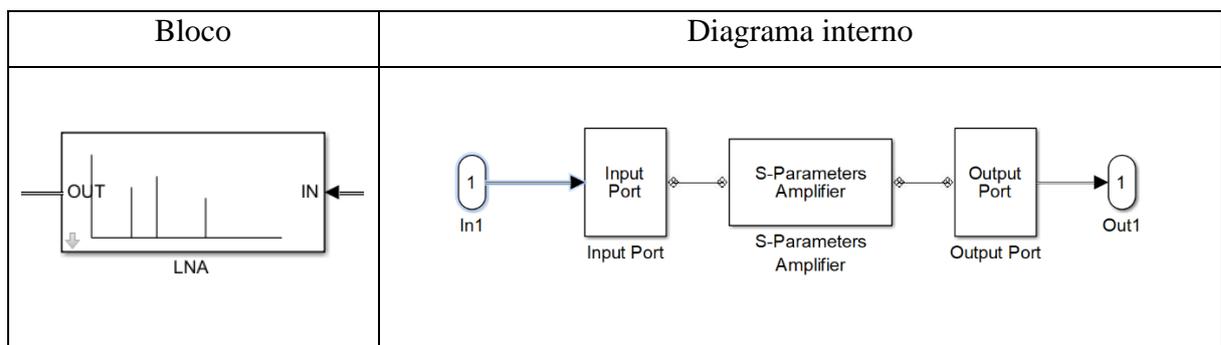
impedâncias de entrada e saída, presença de ruídos, não linearidades e distorções por intermodulação.



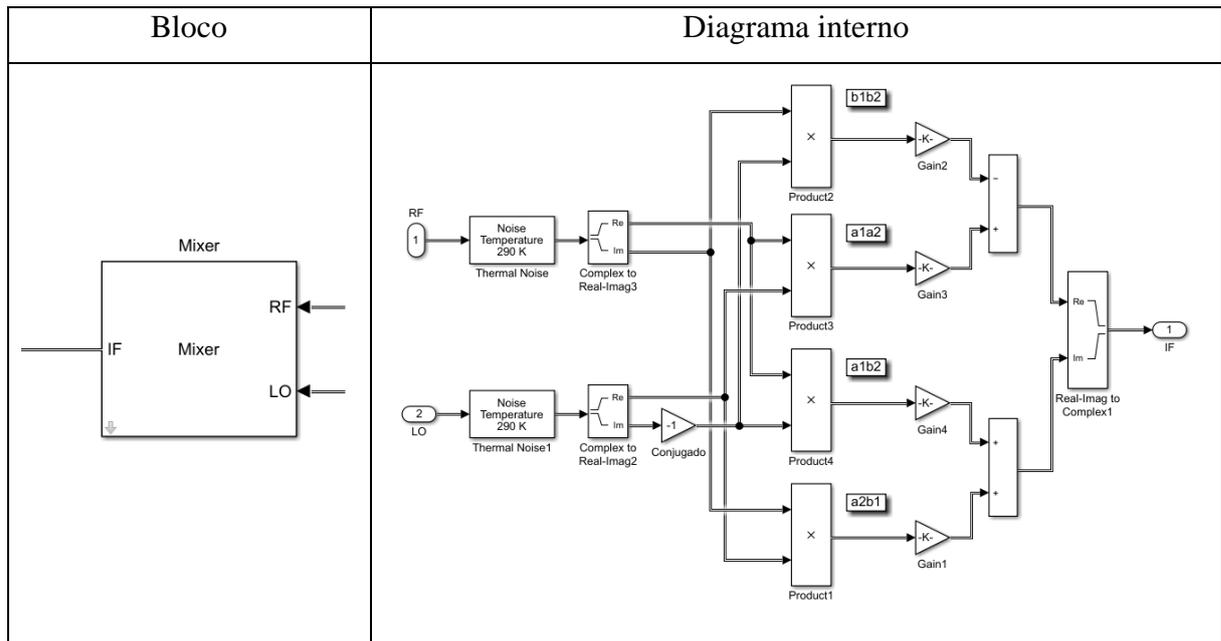
- d) Propagação, Parede e Alvos: esse bloco tem como base a Equação do Radar e alvos/parede posicionados em um plano horizontal (x,y). As parcelas de onda refletida pelos alvos consideram um RCS igual à 1 m^2 (0 dBsm). A parede também tem uma componente de reflexão associada, calculada com base nos dados extraídos da Tabela 1, e atenuação obtida dos modelos, conforme a Figura 19. A reflexão máxima na parede ocorrerá quando a incidência na mesma tiver um ângulo nulo. A posição angular do feixe eletromagnético, que varia entre $\pm 45^\circ$, é modelado através do diagrama de radiação do conjunto de antenas, havendo eco máximo quando o ângulo de feixe estiver incidindo normalmente à superfície do alvo (ângulo relativo de 0°), ou da parede. O eco resultante é então enviado à antena receptora.
- e) Antenas TX e RX: as antenas são modeladas através de um ganho teórico de 14,17 dBm, acrescidas do ruído. O direcionamento eletrônico é realizado implicitamente no bloco Propagação, Parede e Alvos. A antena transmissora envia o sinal à propagação e aos alvos. A antena receptora coleta o eco resultante e o encaminha ao LNA para ser amplificado.



- f) LNA: Também utiliza blocos nativos do Simulink, na mesma arquitetura do bloco Amplificador de Saída, diferindo na configuração do nível de ruído (figura de ruído), bem mais baixo que amplificadores normais, e ganho de 35,2 dB, parâmetros necessários para a amplificação de sinais de baixíssima intensidade. O eco recebido é amplificado e encaminhado para a entrada “RF” do Mixer.



- g) Mixer: nesse módulo, os sinais de referência (entrada LO) e eco (entrada RF) são multiplicados e disponibilizados na saída IF. Nesse sinal estão presentes duas componentes principais de frequência: a soma e a diferença das frequências instantâneas presentes nas entradas LO e RF. O filtro passa-baixa encarregar-se-á de eliminar a frequência soma, encaminhando ao amplificador IF apenas a diferença, que é proporcional à distância do alvo.



- h) Amplificador IF: amplifica o sinal de saída do Mixer para um nível adequado à conversão Analógico-digital. É implementado através de um modulo de ganho simples, e seu respectivo ruído.
- i) Filtros: são utilizados os filtros nativos do Simulink. O filtro passa-baixa foi projetado para ter uma frequência de corte de 60 KHz, para recuperar apenas a componente diferença de frequências presente na saída do Mixer. Nessa faixa, a distância máxima que poderia ser exibida em um perfil seria de 6 metros. O filtro passa-alta tem frequência de corte configurada para 3 KHz, com uma transição por década menor, a fim de eliminar a frequência zero bem como equalizar o ganho na faixa de frequências de trabalho (diminui o ganho em baixas frequências e aumenta nas altas). Isso minimiza o efeito do *crosstalk*, compensa parcialmente a intensidade de eco menor para alvos mais distantes e permite uma melhor visualização do espectro na tela do computador.
- j) Controle, conversão A/D e Computador: em um dispositivo físico, esses módulos são implementados com microcontroladores que geram os sinais de controle do VCO e do ângulo de direção das antenas, realizando também a conversão A/D e enviando os dados digitais para um computador. No

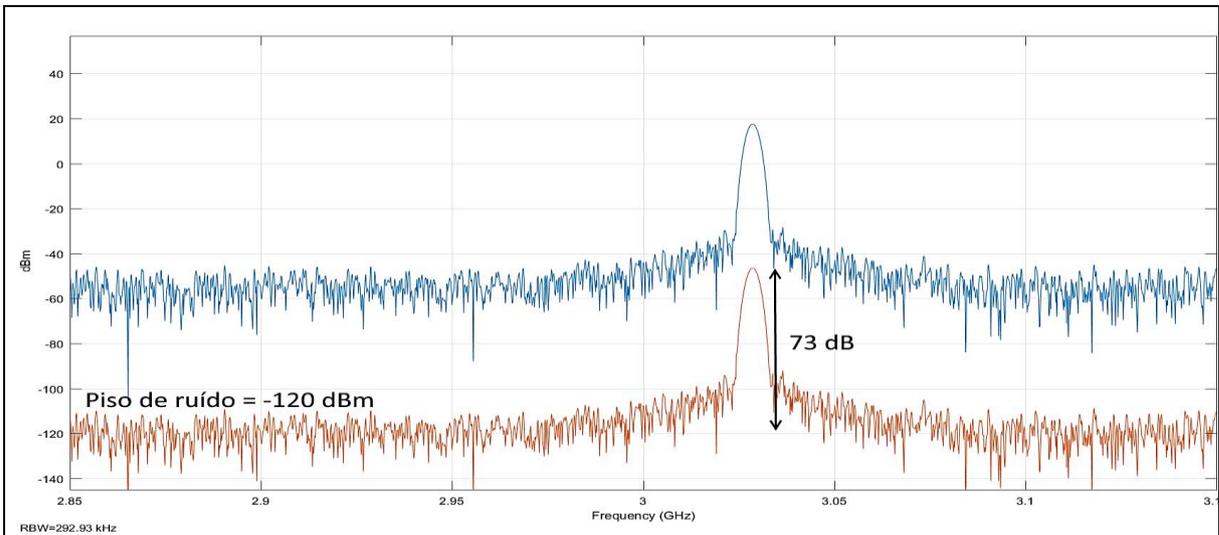
hardware virtual, esse processo é realizado implicitamente, sendo composto pela configuração, no próprio bloco VCO, de uma variação periódica de frequência na faixa ± 150 MHz, com ciclos de 200 μ s, em torno da frequência central de 3 GHz ($B = 300$ MHz, conforme seleção de parâmetros), sincronizado com a variação angular do feixe no intervalo [-45 +45] no bloco Propagação, Parede e Alvos. A conversão analógico-digital também é realizada implicitamente, armazenando-se as amostras em um buffer interno, a partir do qual um script do Matlab reconstrói a imagem digital.

- k) Blocos auxiliares: blocos auxiliares realizam medidas de potência ao longo dos estágios do sistema. Atenuadores ajustam o nível de sinal à entrada de dispositivos amplificadores para evitar a saturação e distorção por intermodulação. Blocos Analisadores de Espectro permitem visualizar quais componentes de frequência estão presentes nos pontos monitorados.

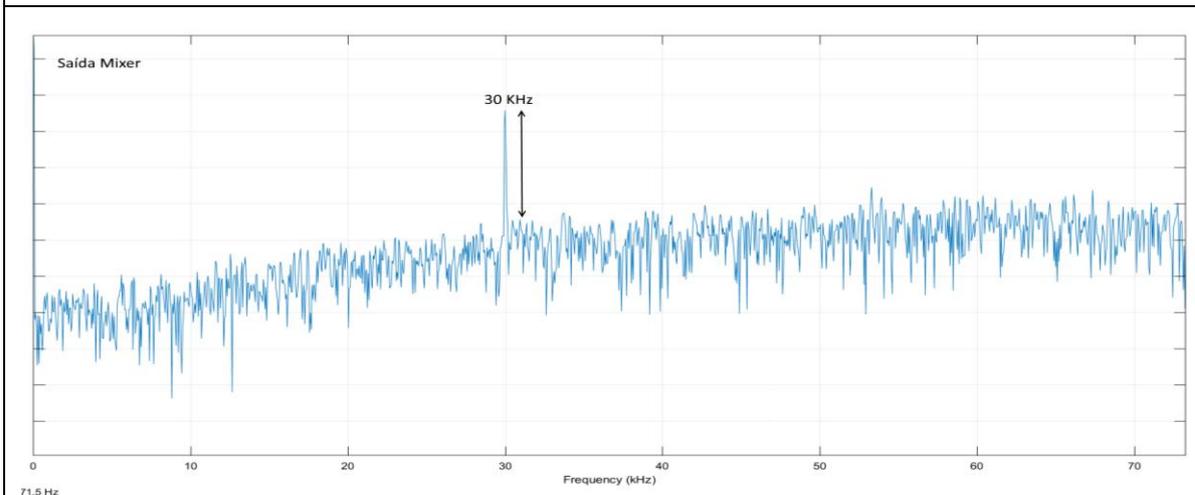
Em tempo de simulação, foram avaliados o nível de ruído presente na entrada do LNA, o nível de eco em função da distância e dos obstáculos, bem como a eficiência de detecção, para os módulos com as características elétricas até agora apresentadas. A relação entre ruído e eco, conhecida como relação C/N (*Carrier/Noise*, ou portadora/ruído) é um importante parâmetro que define se o eco vai ser reconhecido pelo receptor.

Os primeiros resultados são apresentados na Figura 41-a, onde dois sinais no domínio da frequência são exibidos: o primeiro, e mais forte, é o sinal disponível na saída da antena TX e o outro, o sinal disponível nos terminais da antena RX, após ser refletido por um alvo situado atrás de uma parede de permissividade $2,1 + j0,30$, de espessura 10 cm. A potência de ruído na recepção tem valor próximo de -120 dBm. A relação C/N é de 73 dB (ou seja, a potência do sinal é 73 dB maior do que o piso de ruído) e, portanto, facilmente amplificado pelo LNA e detectado pelos circuitos subsequentes. Em redes *Wi-Fi* é considerada uma boa relação C/N o valor de 23 dB (IEEE, 2005). Na mesma Figura, o perfil espectral obtido, após os estágios de filtragem e amplificação.

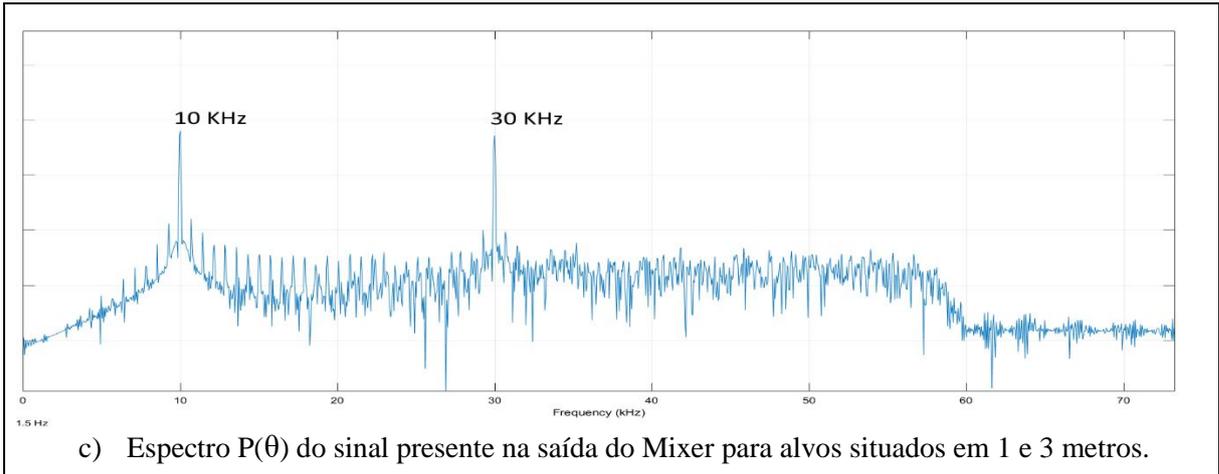
Figura 41 – Espectro de frequências do sinal presente na Saída de blocos do sistema e imagem final construída



- a) Espectro dos sinais na entrada da antena TX (azul, superior) e recebido (laranja, inferior, entrada do LNA). Centro da tela: 3GHz. A potência de ruído na entrada do LNA é de aproximadamente -120 dBm (piso de ruído) e a potência do eco de aproximadamente -47,5 dBm para um alvo a 3 metros, resultando numa relação de C/N de 73 dB. Potência EIRP transmitida: aprox. 18 dBm.



- b) Espectro $P(\theta)$ do sinal presente na saída do Mixer. O pico representa o eco recebido de um alvo distante 3 metros. A relação entre a frequência e a distância para a configuração do presente sistema é $f = 10R$ [KHz],



O desempenho geral do sistema será apresentado no capítulo Resultados. Para se alcançar alvos mais distantes, são opções o aumento da potência de transmissão (limitada a 31 dBm neste projeto), o uso de LNA's mais sensíveis ou instalando-se antenas de maior ganho (com maior directividade). A distância obtida, no entanto, já se mostra adequada para a maioria das aplicações propostas.

6.4 Estimativa do custo de fabricação do dispositivo.

O preço de venda de um equipamento de uso muito específico é influenciado por diversos fatores de mercado. A fim de estimar o custo de fabricação de uma unidade do dispositivo proposto, foi realizada uma pesquisa de preços em sítios de venda de componentes eletrônicos, sendo apresentado na Tabela 12 os materiais necessários para a sua construção, contendo descrição, fabricante, preço e fonte de consulta, sem incidência do frete, impostos e custo de mão de obra.

Vale ressaltar, adicionalmente, que a produção em escala industrial pode reduzir substancialmente o preço unitário desse produto.

Tabela 12 – Lista de materiais utilizados na construção do protótipo

Qtd	Descrição	Preço R\$	Preço U\$	Obs
1	VCO (oscilador controlado por tensão)	R\$ 97,28	U\$ 29,04	Mouser.com.br
1	Splitter (Fabricação própria)	R\$ 49,00	U\$ 14,63	conectores SMA, resistores e PCI
1	Amplificador RF	R\$ 5,00	U\$ 1,49	Ti.com
1	LNA (Amplificador de baixo ruído)	R\$ 31,95	U\$ 9,54	Mouser.com.br
1	Mixer	R\$ 41,30	U\$ 12,33	Mouser.com.br
1	Conversor A/D	R\$ 15,61	U\$ 4,66	Mouser.com.br
1	Controle (Plataforma Arduino Due – microcontrolador ARM Atmel de 32 bits)	R\$ 125,29	U\$ 37,40	store.arduino.cc
2	Conjunto de antenas e manipuladores de fase (Fabricação própria)	R\$ 350,00	U\$ 104,48	PCI (1), diodos PIN, capacitores, resistores SMD e conectores (14)
3	Atenuadores (Fabricação própria)	R\$ 83,75	U\$ 25,00	PCI (1), conectores SMA (6) e resistores SMD
2	Filtros passa-baixa e passa alta (Fabricação própria)	R\$ 50,00	U\$ 14,93	PCI, resistores, amplificadores operacionais, capacitores.
	Outros componentes (placa de circuito impresso (PCI), chapas metálicas para blindagem, adaptadores SMA e cabos coaxiais flexíveis 50 Ohms, fabricação de suporte para antenas, etc.	R\$ 800,00	U\$ 238,81	Mouser.com.br, Digikey.com.br, ebay.com, Mercadolivre.com.br
	Total (R\$)	R\$ 1.649,19	U\$ 492,30	

Nota: preços sem impostos e frete. Cotação do dólar considerada: U\$ 1 = R\$ 3,35.

7. RESULTADOS

O resultado das simulações é apresentado na forma de imagens geradas pelo sistema em diversas configurações de ambiente, combinando paredes da Tabela 1 com alvos em número e disposição variadas.

Nas primeiras Figuras, são exibidas imagens em níveis de cinza em perspectiva (à esquerda) e na forma normal (à direita), sem a aplicação dos recursos de detecção de movimento. Os alvos recebem a designação “A” e as paredes, a designação “P”.

Figura 42 – Imagem resultante dos alvos circundados por paredes de permissividade $3,9 + j0,38$, espessura de 10 cm, sem detecção de movimento. Alvos em (1.75, 0.25) e (2.5, -0.70)

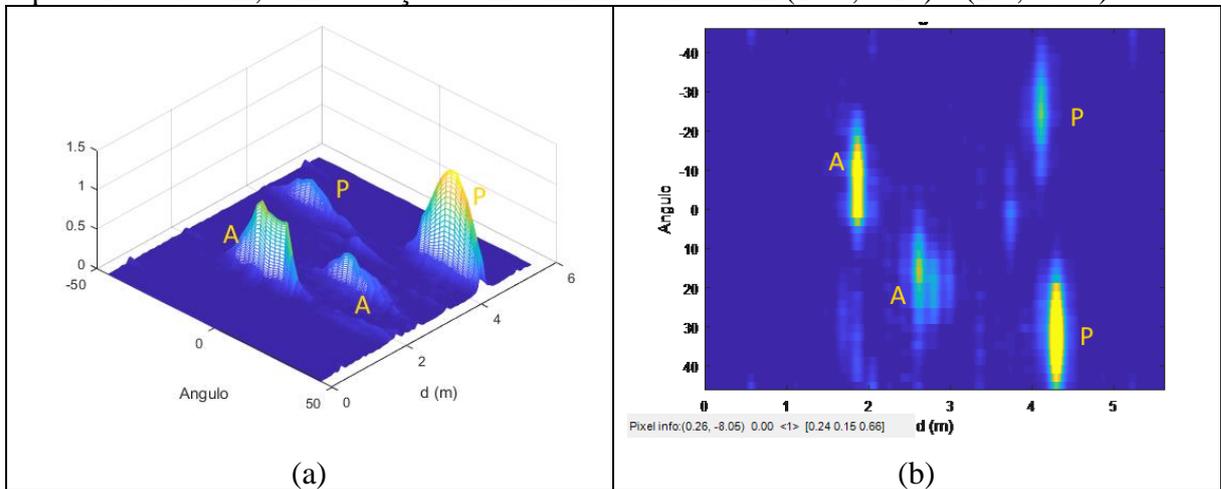


Figura 43 – Imagem resultante dos alvos circundados por paredes de permissividade $1,9 + j0,11$, espessura de 5 cm, sem detecção de movimento. Alvos em (1.75, 0.5) e (2.5, -0.50).

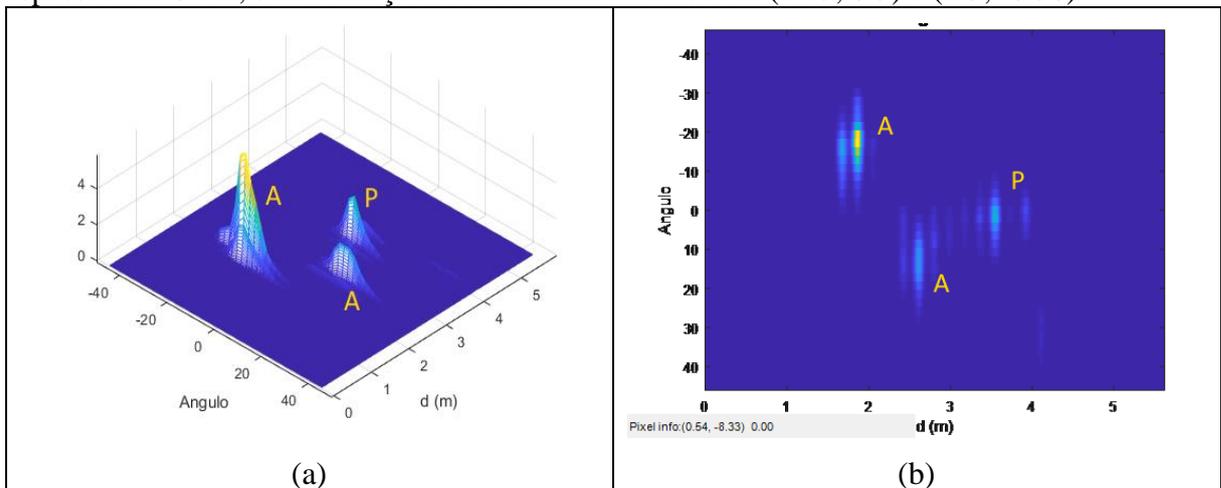


Figura 44 – Imagem resultante dos alvos circundados por paredes de permissividade $2,94 + j0,15$, espessura de 5 cm, sem detecção de movimento. Alvos em (1.75, 0.5) e (2.5, -0.50).

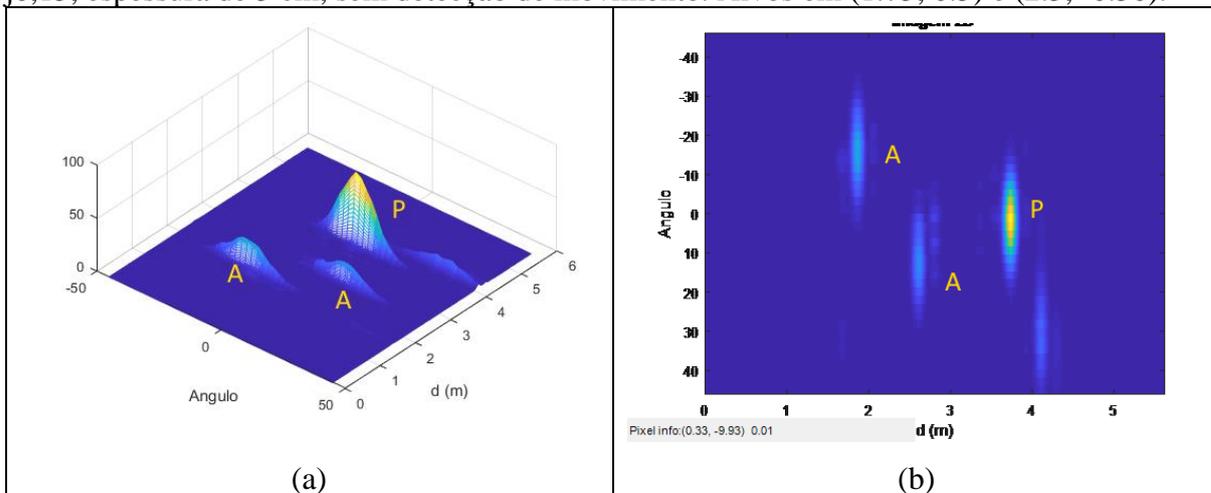


Figura 45 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $2,1 + j0,30$, espessura de 10 cm, sem detecção de movimento. Alvo em (2.5, -0.50).

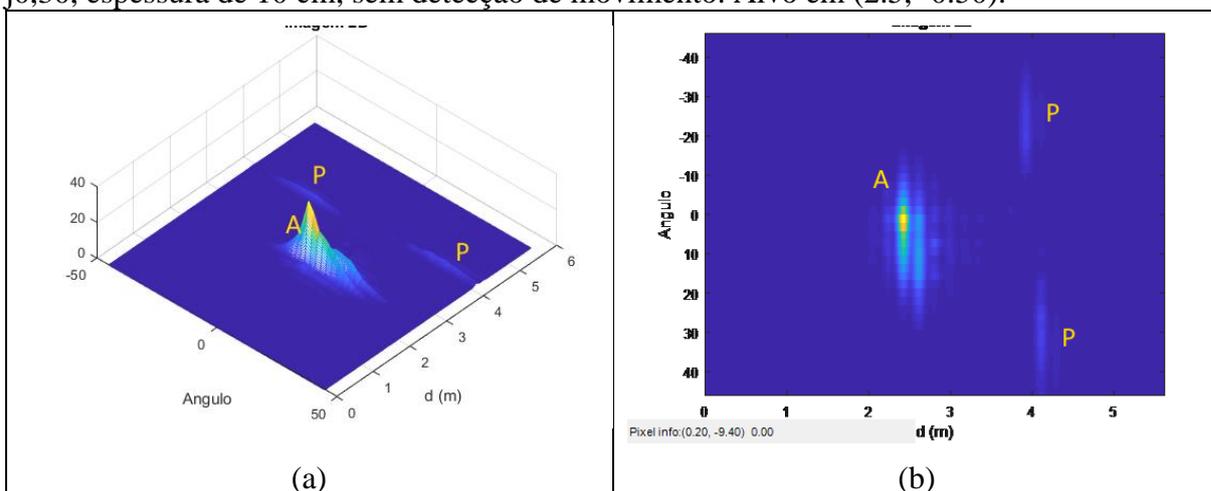


Figura 46 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $2,1 + j0,30$, espessura de 5 cm, sem detecção de movimento. Alvos em (1.5, -0.55) e (2.5, -0.25).

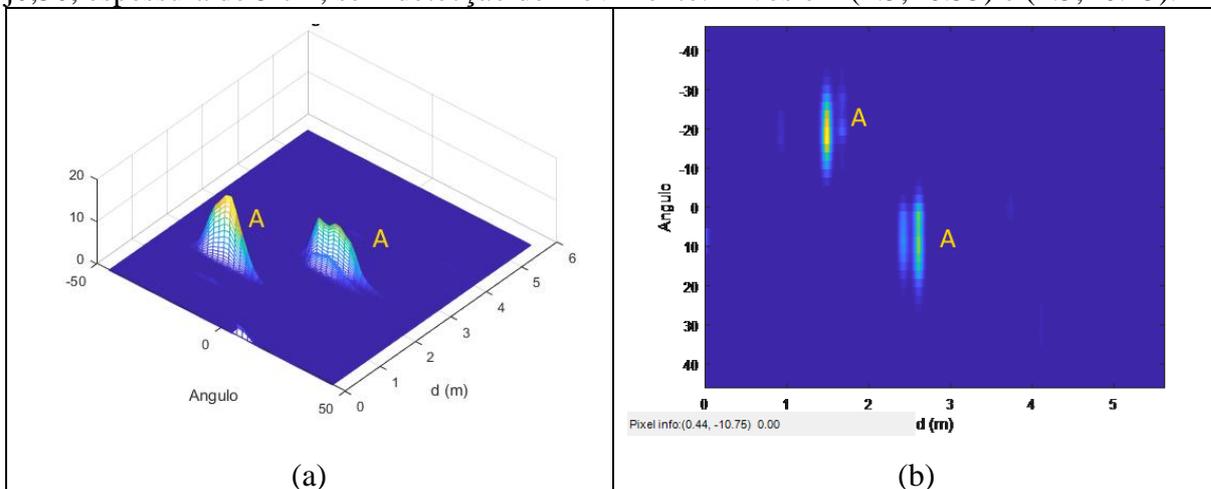


Figura 47 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $7 + j0,45$, espessura de 10 cm, sem detecção de movimento. Alvo em (1.5, 0.50).

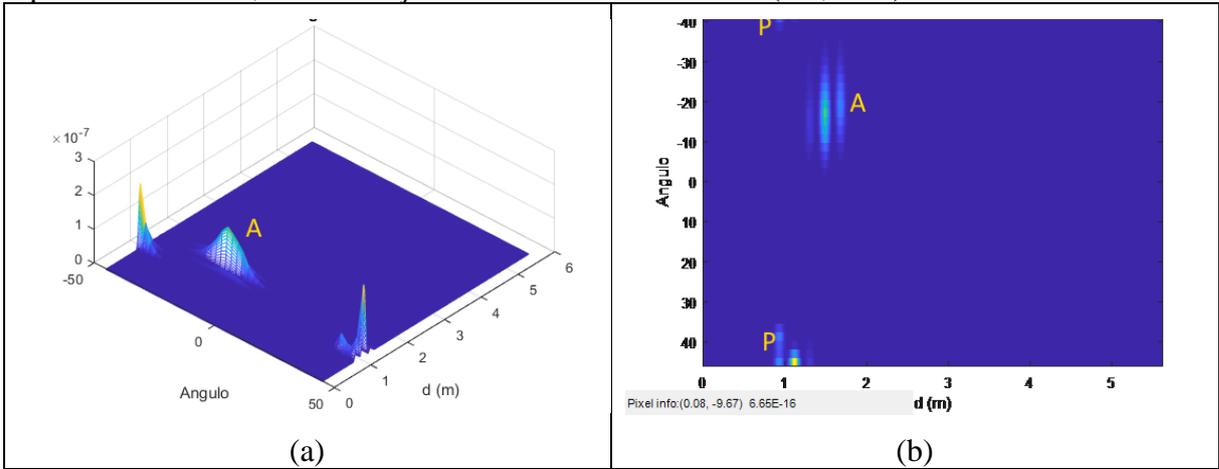


Figura 48 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $7,5 + j1,59$, espessura de 10 cm, sem detecção de movimento. Não foi possível detectar o alvo a 0,5 metros da parede.

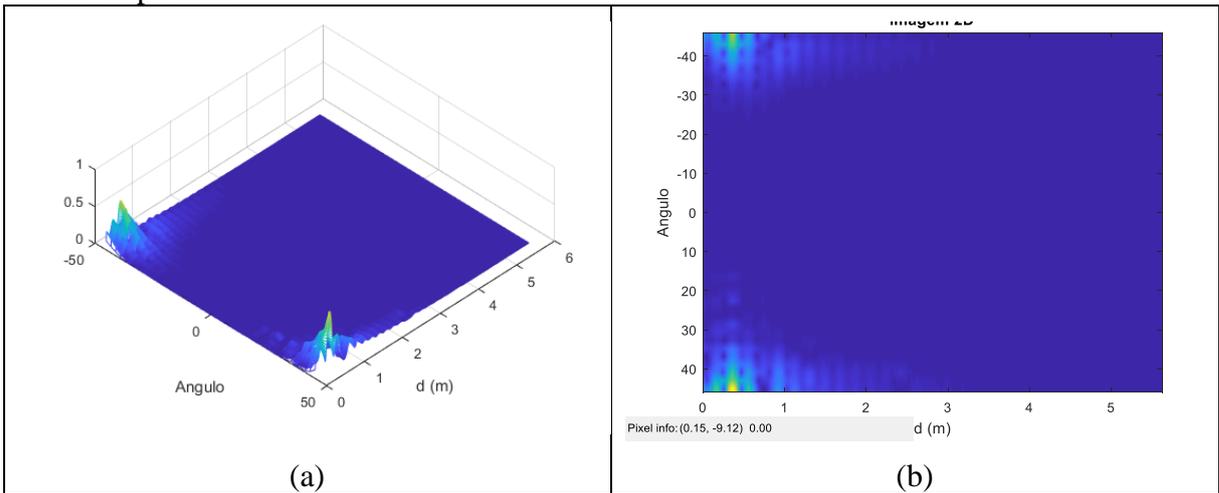


Figura 49 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $3,9 + j0,273$, espessura de 10 cm, sem detecção de movimento. Alvo em (1.75, 0.50).

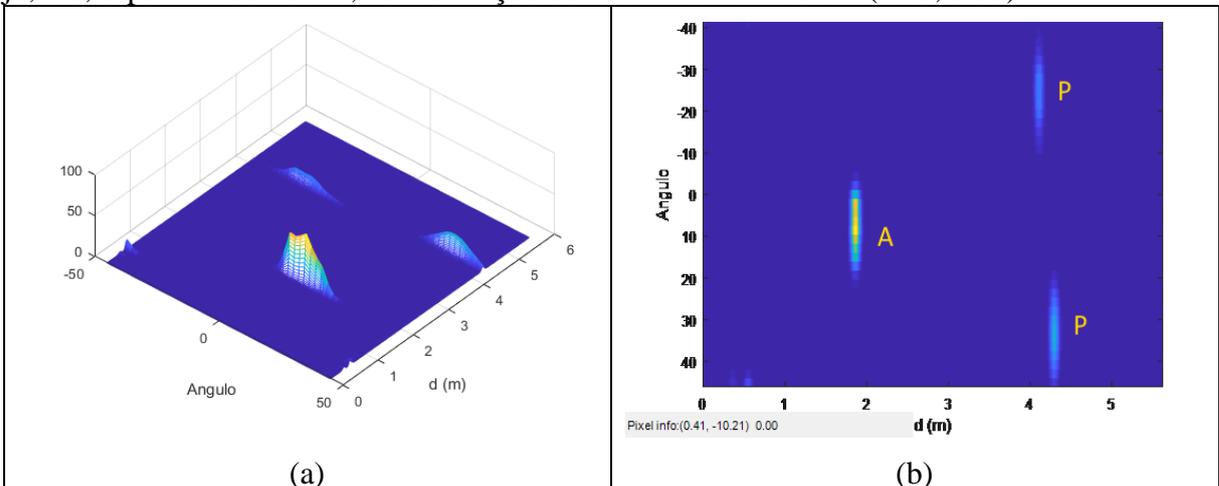


Figura 50 – Imagem resultante com o dispositivo colocado a 1 metro de uma parede de 10 cm, permissividade $2,1 + j0,30$, a qual circunda um alvo em (2.40, -0.60).

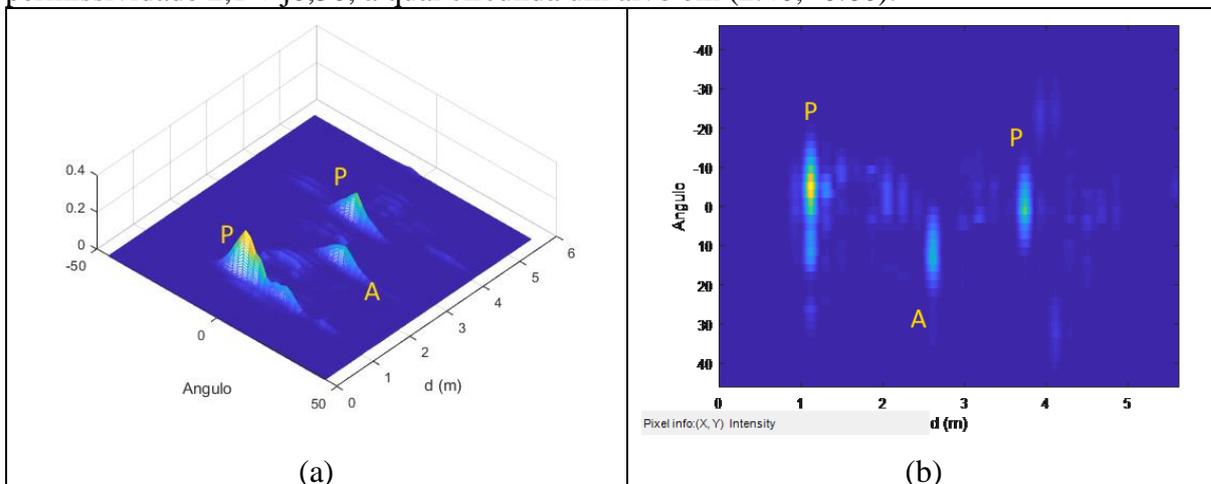
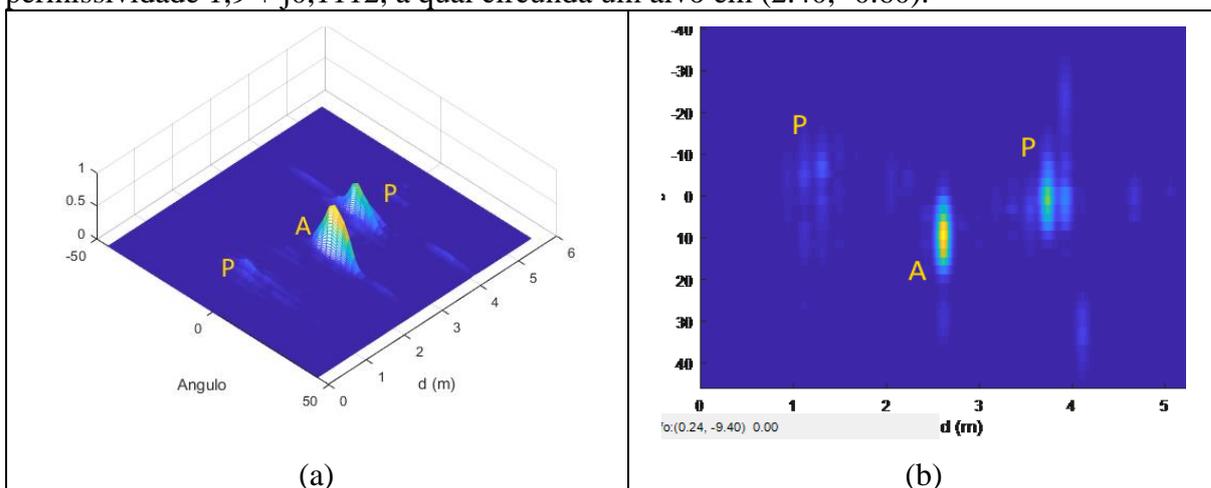


Figura 51 – Imagem resultante com o dispositivo colocado a 1 metro de uma parede de 10 cm, permissividade $1,9 + j0,1112$, a qual circunda um alvo em (2.40, -0.60).



As Figuras seguintes mostram imagens geradas pelo sistema proposto considerando o uso do recurso de detecção de movimento. O alvo que sofreu deslocamento é realçado na imagem resultante.

Figura 52 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $2,1 + j0,30$, espessura de 10 cm, com detecção de movimento. Alvos em $(1.25, -0.50)$ e $(2.50, 0.30)$.

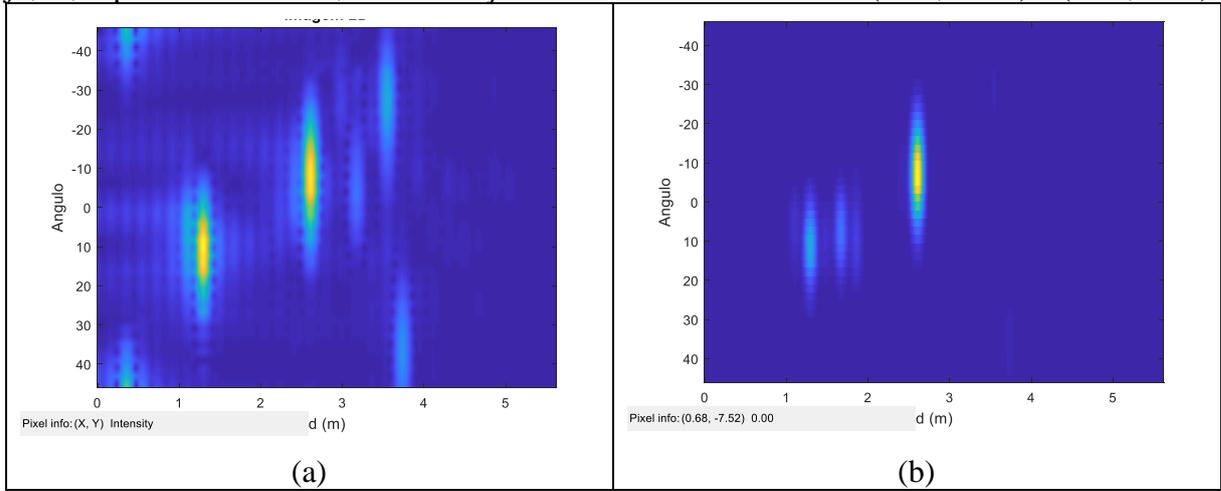


Figura 53 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $1,9 + j0,11$, espessura de 10 cm, com detecção de movimento. Alvo em $(1.00, 1.90)$.

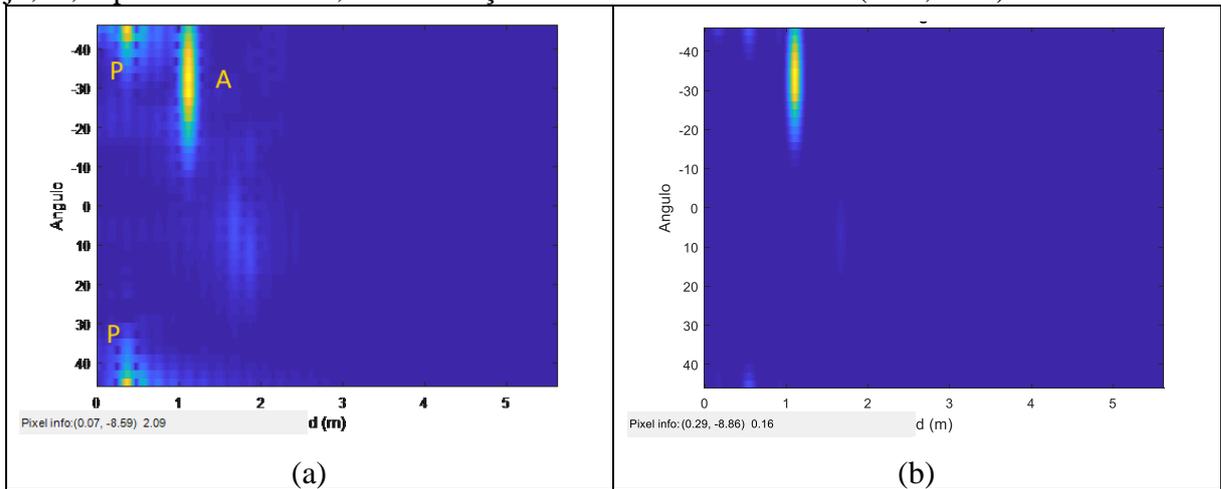


Figura 54 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $3,9 + j0,273$, espessura de 10 cm, com detecção de movimento. Alvo em $(3.5, 0.25)$.

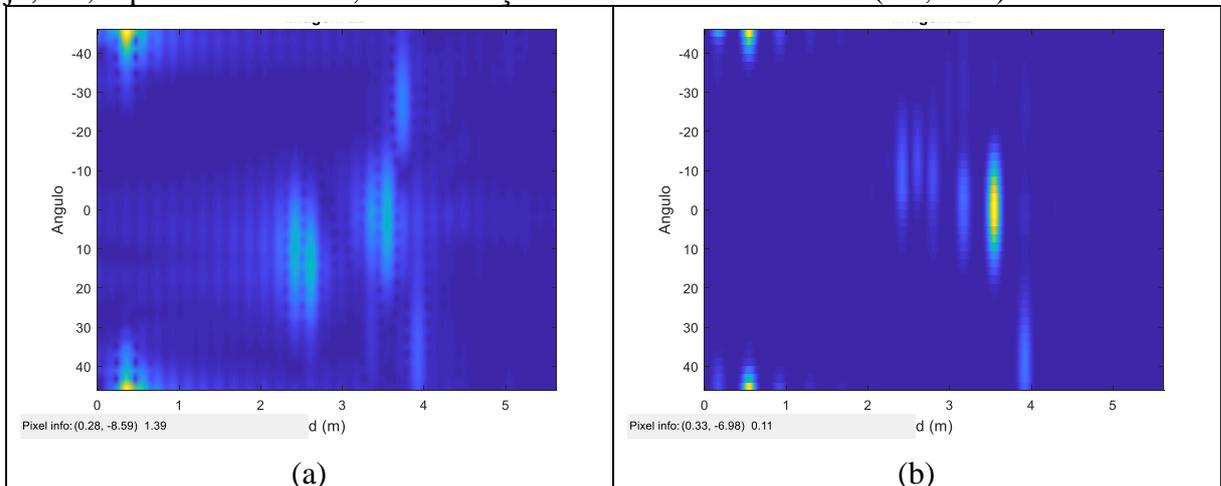


Figura 55 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $3,9 + j0,231$, espessura de 10 cm, com detecção de movimento. Alvo em (3.5, 0.25).

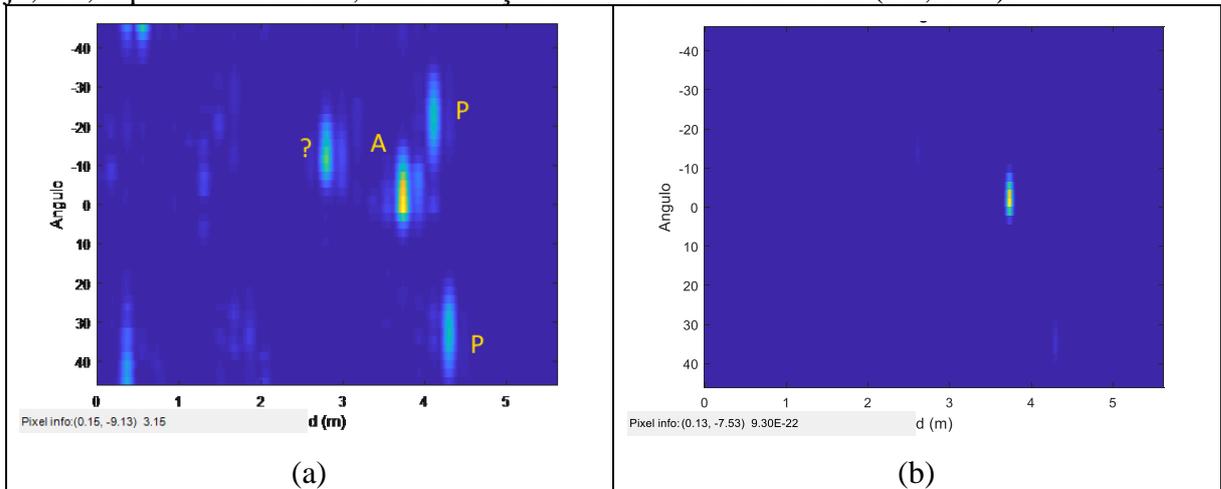
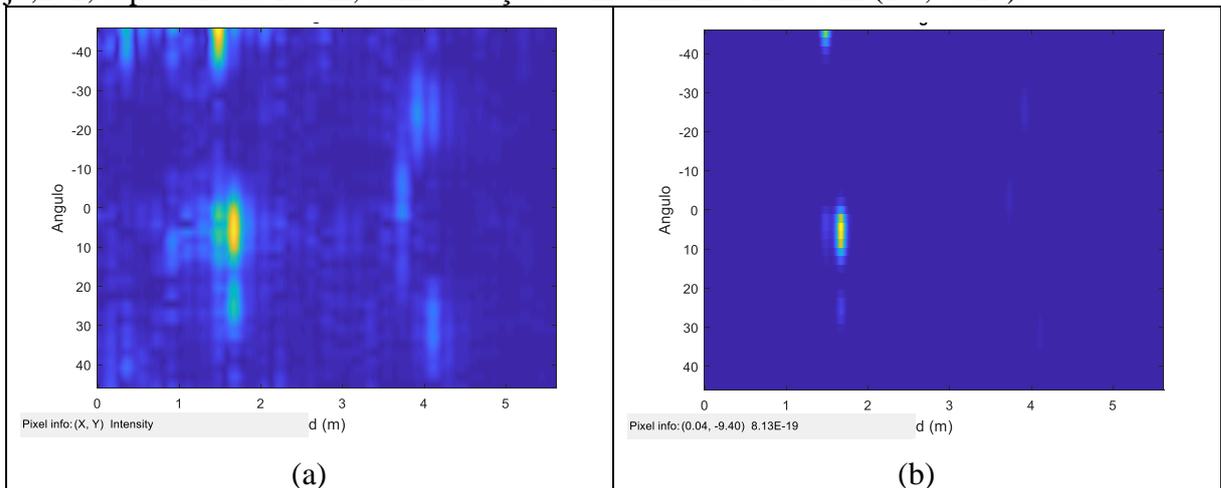
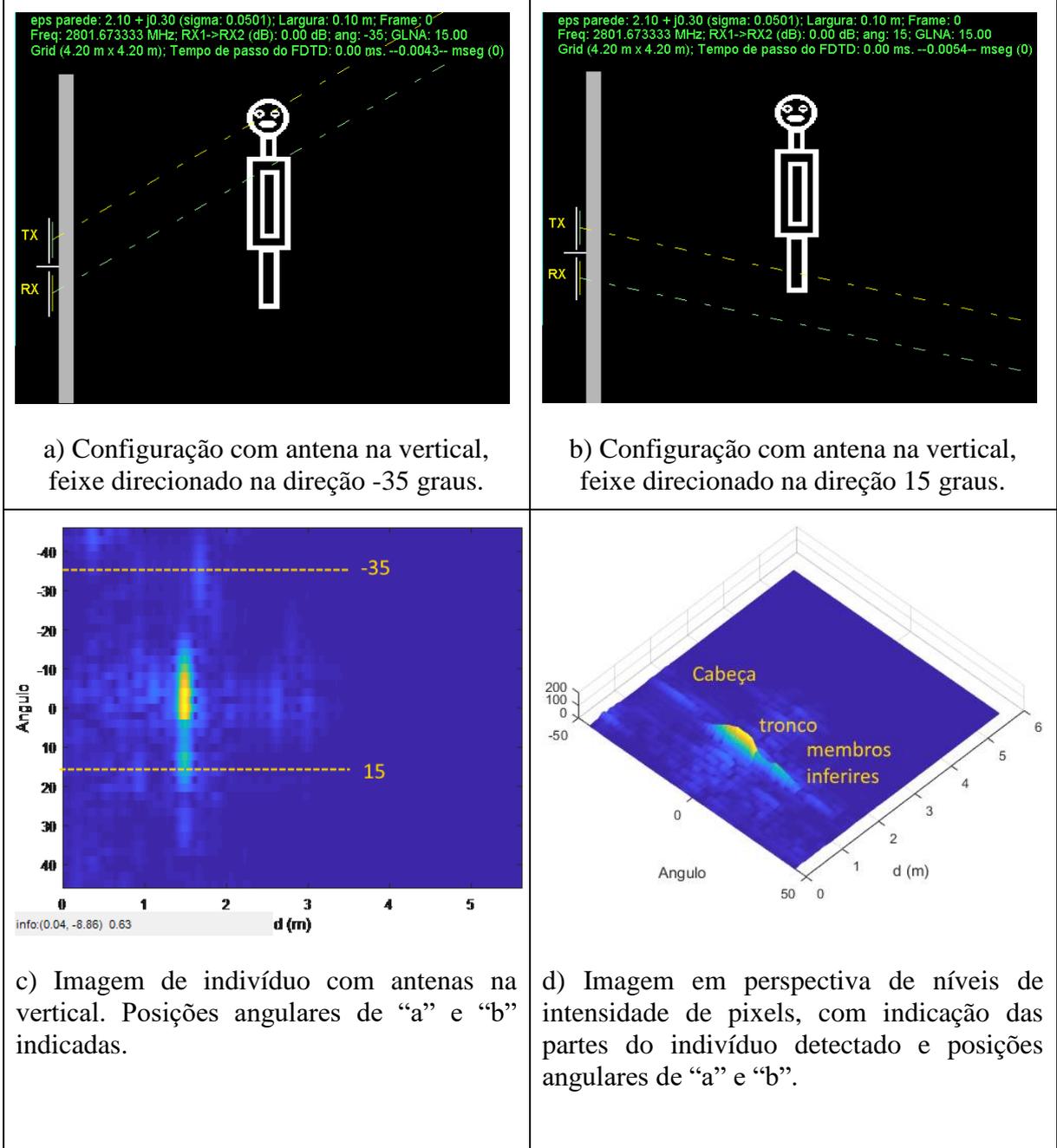


Figura 56 – Imagem resultante de um alvo circundado por paredes de permissividade $3,9 + j0,231$, espessura de 10 cm, com detecção de movimento. Alvo em (1.6, -0.25).



Para aferir se o dispositivo é capaz de extrair medidas antropométricas dos indivíduos detectados, foram inseridos no ambiente, em três simulações distintas, alvos com alturas variando entre 1,5 metros, modelando uma criança, 1,6 metros, modelando um indivíduo do sexo feminino, e um com 1,7 metros, para um indivíduo adulto masculino. As antenas são rotacionadas para operarem na vertical. São indicadas nas Figuras as posições angulares da cabeça e dos membros inferiores.

Figura 57 – Imagem resultante de um alvo localizado a 1,5 metros da antena, com obstrução de $2,1 + j0,30$, espessura de 10 cm. Altura do alvo: 1,70 metros (indivíduo adulto masculino)



a) Configuração com antena na vertical, feixe direcionado na direção -35 graus.

b) Configuração com antena na vertical, feixe direcionado na direção 15 graus.

c) Imagem de indivíduo com antenas na vertical. Posições angulares de “a” e “b” indicadas.

d) Imagem em perspectiva de níveis de intensidade de pixels, com indicação das partes do indivíduo detectado e posições angulares de “a” e “b”.

Figura 58 – Imagem resultante de um alvo localizado a 1,5 metros da antena, com obstrução de $2,1 + j0,30$, espessura de 10 cm. Altura do alvo: 1,6 metros (indivíduo adulto feminino)

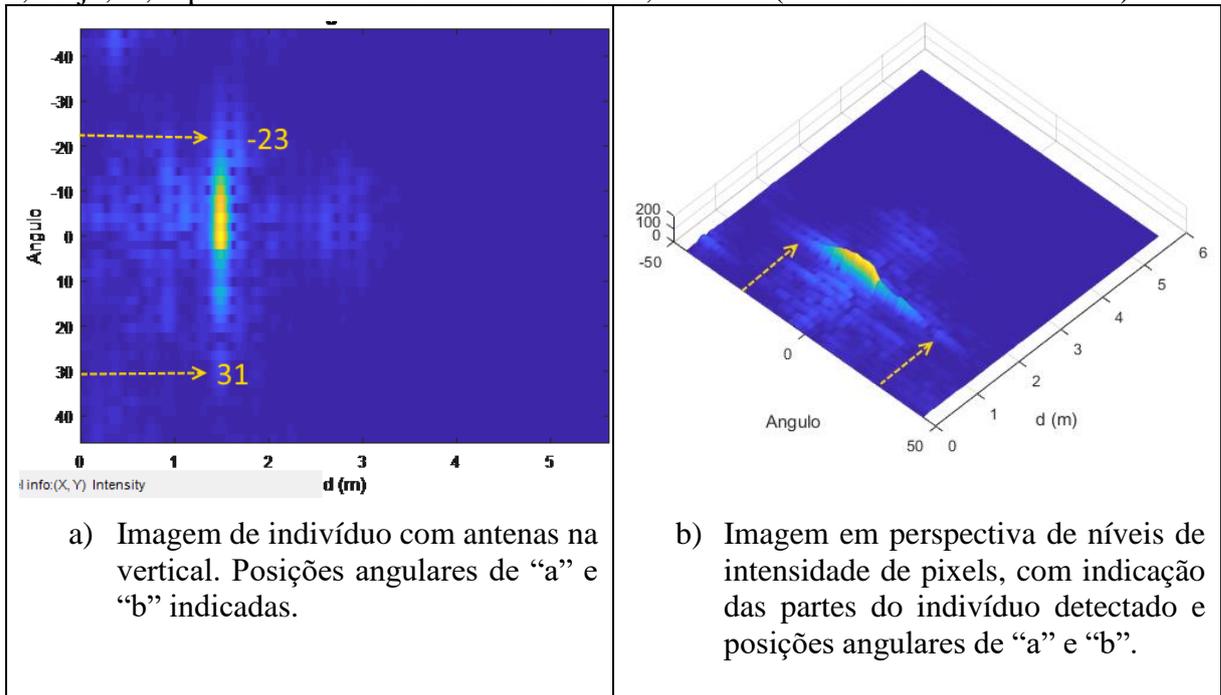
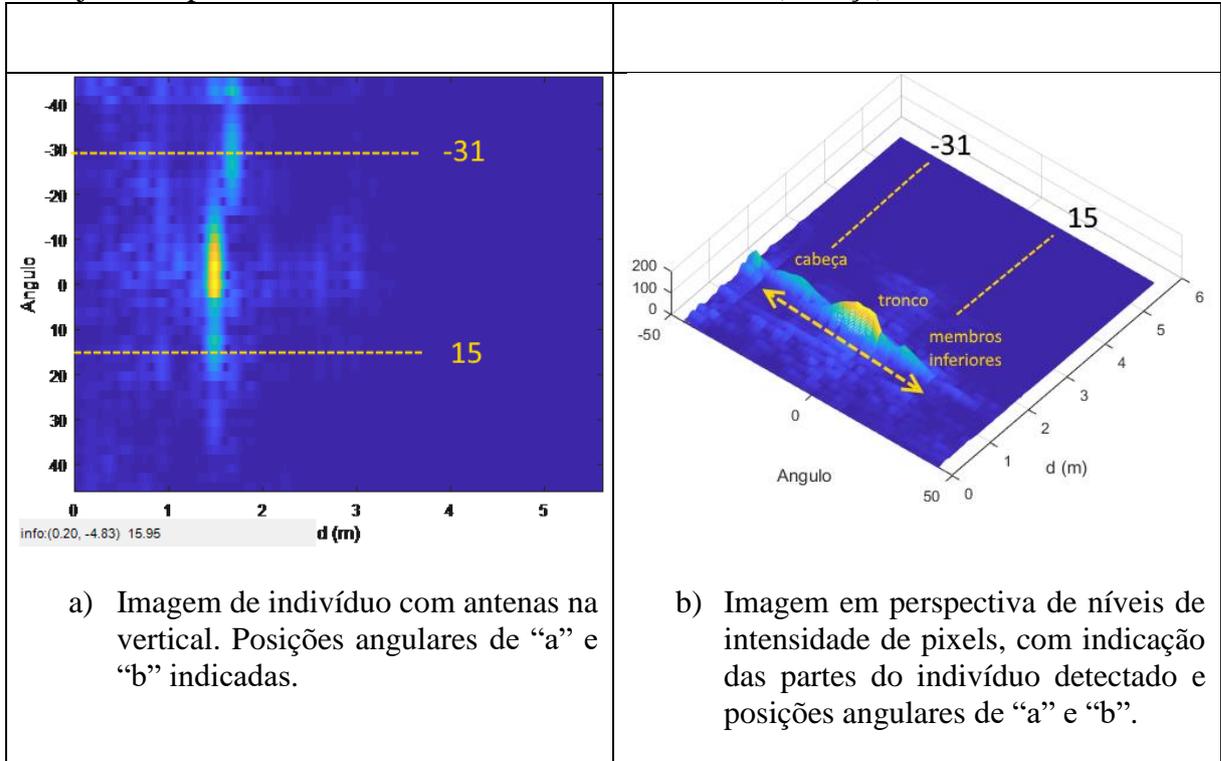


Figura 59 – Imagem resultante de um alvo localizado a 1,5 metros da antena, com obstrução de $2,1 + j0,30$, espessura de 10 cm. Altura do alvo: 1,5 metros (criança)



Esses resultados demonstram a viabilidade da extração de alturas dos indivíduos detectados e a possibilidade de discriminação visual entre indivíduos com alturas distintas. A

precisão, no entanto, é bastante deteriorada principalmente por causa do comprimento de onda utilizado. Os estudos nessa área certamente serão objeto de trabalhos futuros.

Por fim, a avaliação da arquitetura de hardware proposta foi realizada buscando-se verificar se o trabalho conjunto de seus subsistemas eletrônicos permite obter na saída geral um perfil espectral contendo os alvos detectados. Os modelos foram configurados conforme discutido na seção 6.3. Os resultados são apresentados nas Figuras seguintes, com a indicação dos alvos, se detectados, demonstrando a capacidade discriminatória de eco ante o ruído. A potência de transmissão é indicada em cada Figura. Função de distância: $f(d) = 10d$ [KHz]; d em metros.

Figura 60 – Perfil espectral resultante do posicionamento de dois alvos, a 1,5 metros e 2 metros, sem obstruções. Potência de transmissão: 31 dBm.

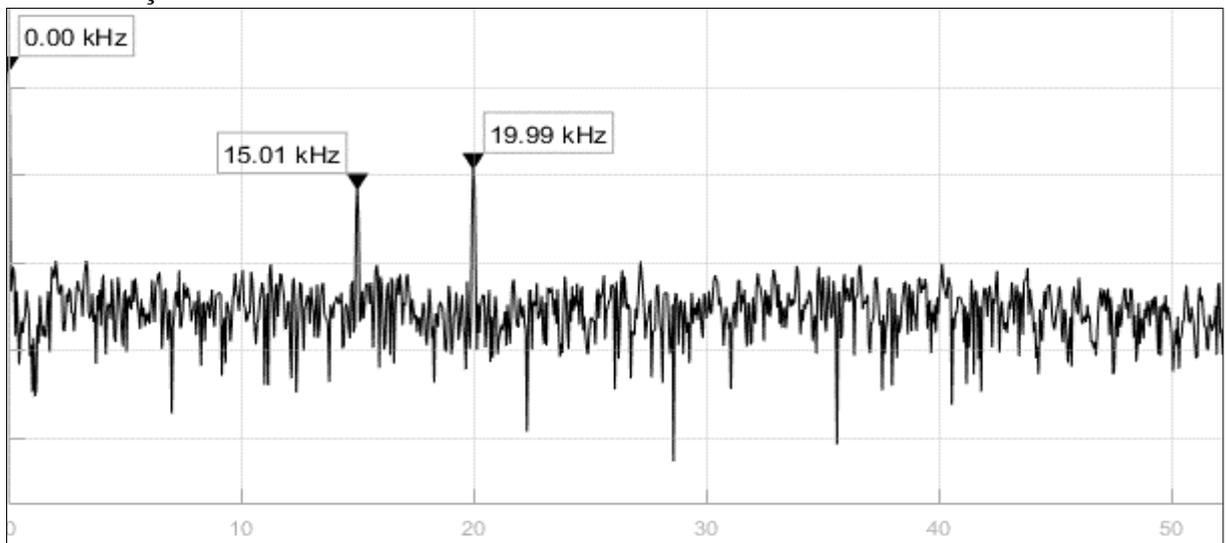


Figura 61 – Perfil espectral resultante do posicionamento de dois alvos (1,00 e 2,00 metros), com obstrução de 10 cm, permissividade $2,1 + j0,30$. Potência de transmissão: 31 dBm.

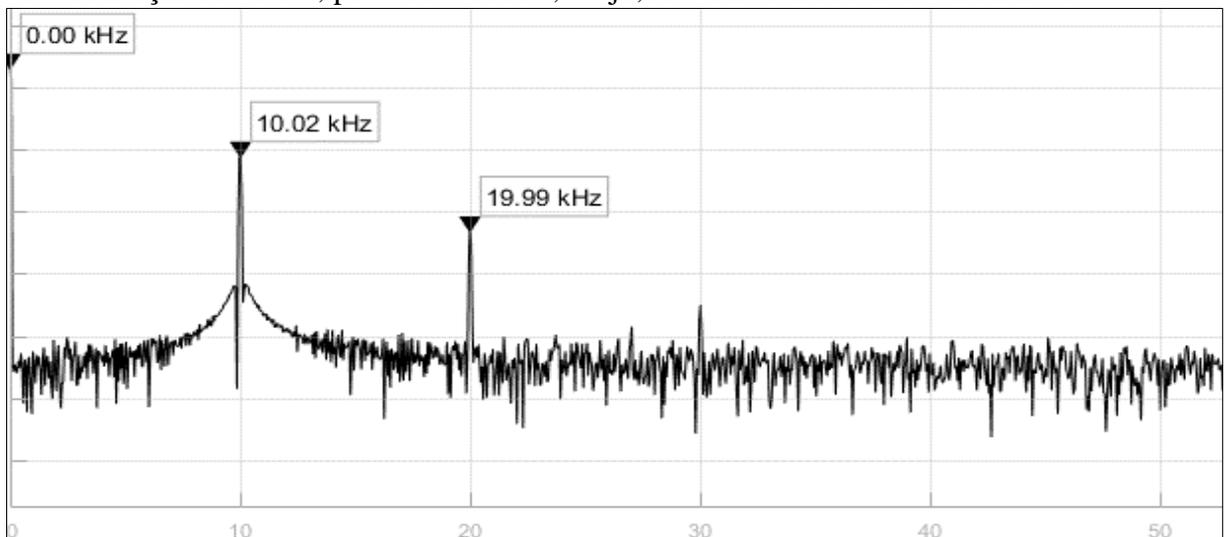


Figura 62 – Perfil espectral resultante do posicionamento de dois alvos (1,00 e 2,00 metros), com obstrução de 15 cm, permissividade $5 + j0,46$. Potência de transmissão: 31 dBm.

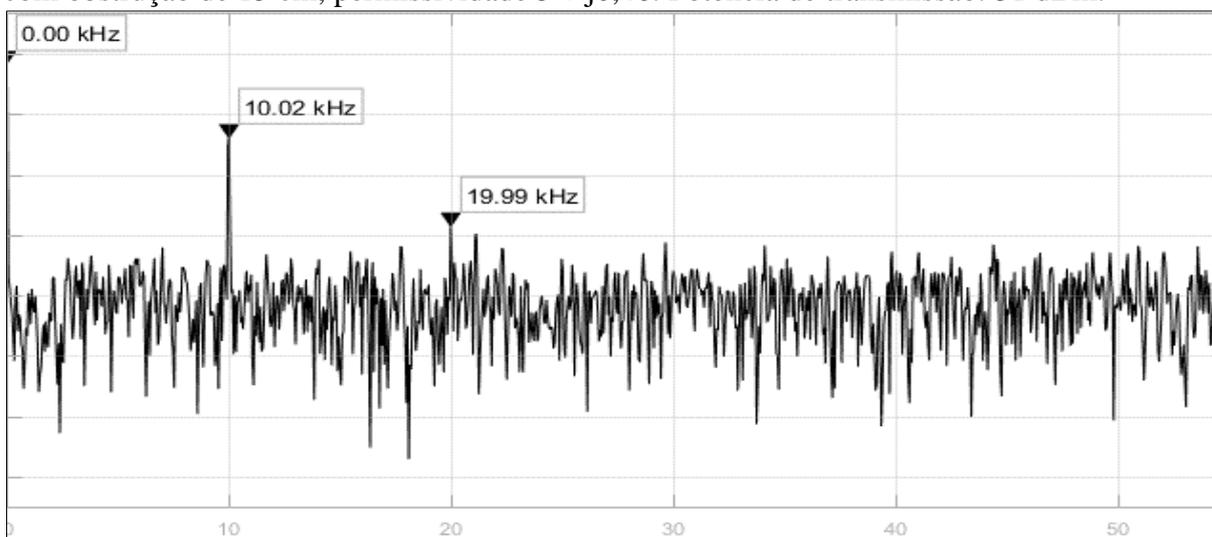
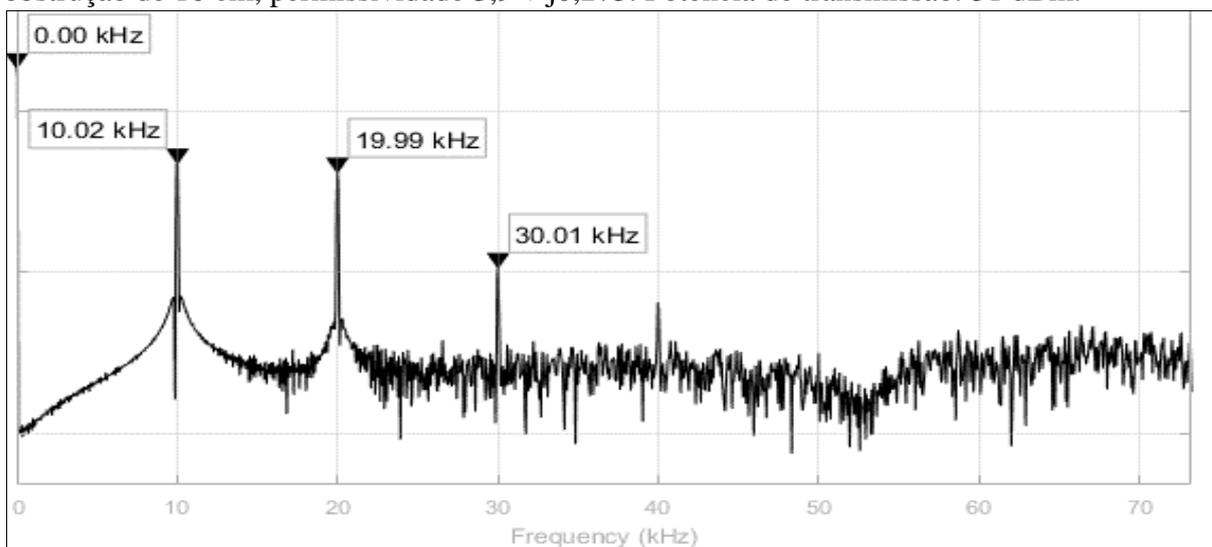


Figura 63 – Perfil espectral resultante do posicionamento de três alvos (1, 2 e 3 metros), com obstrução de 10 cm, permissividade $3,9 + j0,273$. Potência de transmissão: 31 dBm.



8. DISCUSSÃO

Escolhida uma frequência de operação de uma faixa relativamente livre do espectro de radiofrequências, conforme Plano de Atribuições de Frequências da Anatel, foram obtidos os parâmetros de permissividade relativa dos meios compostos pelas paredes e pelo tecido biológico representado pela pele humana. A partir desses valores, as impedâncias características de cada meio listado na Tabela 1 foram calculadas através das equações deduzidas na seção 3.1, permitindo encontrar para todos a sua Refletância. Os meios de maiores opacidades e refletâncias à onda eletromagnética, e um de uso comum, foram tomados para comparação com a pele humana (Tabela 13 e Figura 64).

Tabela 13 – Comparação de permissividade e refletância entre paredes e pele humana.

Meio	Permissividade	Condutividade (Fator de perdas)	Refletância
Concreto armado 1	7,5	0,256 (FP = 1,59)	22%
Concreto armado 2	7,9	0,100 (FP = 0,59)	23%
Bloco de cimento Portland	2,1	0,050 (FP = 0,30)	4%
Pele humana	37,5	1,740 (FP = 10,43)	52,3%

Nota: concreto armado 1 (malha dupla); concreto armado 2 (normal)

Figura 64 – Refletâncias de paredes e pele humana.



Esses dados mostram que a reflexibilidade do tecido biológico é superior a duas vezes a capacidade refletiva da parede de concreto armado, o que permite um contraste de eco suficiente para a detecção de um alvo humano estando estes meios na direção do feixe irradiado pelo dispositivo proposto.

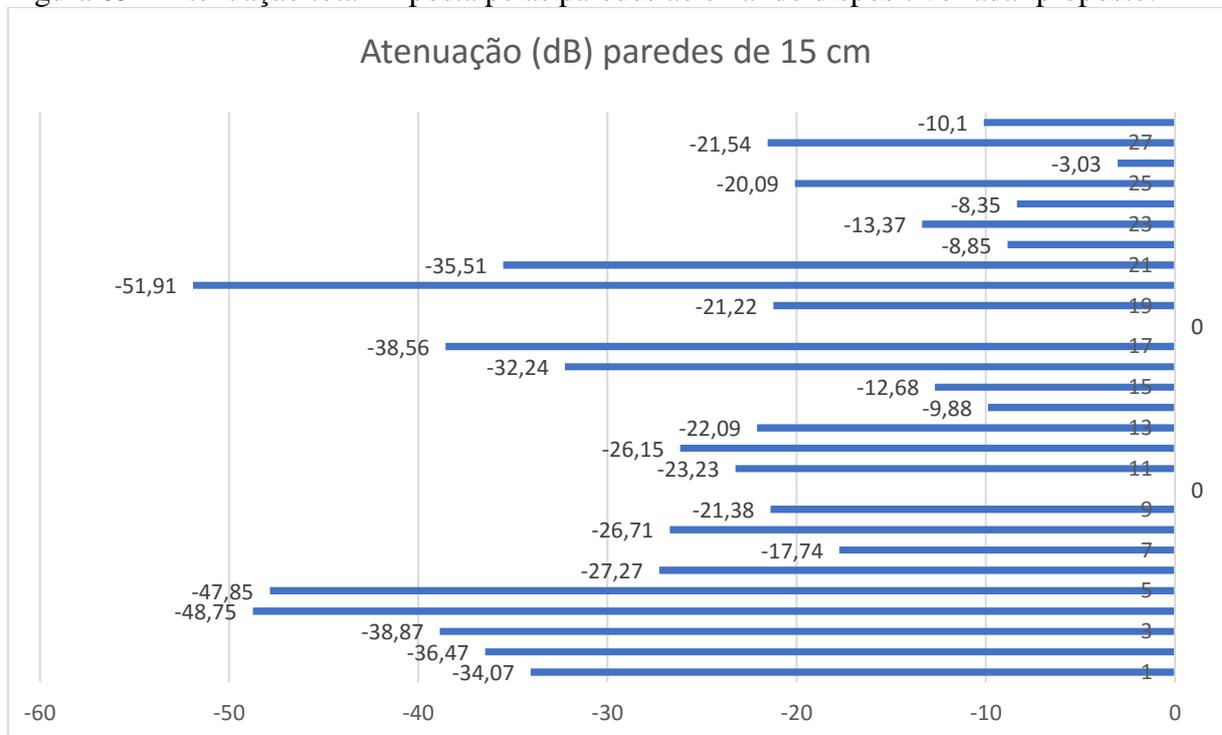
Quanto às perdas de propagação nas paredes (com o meio obstruindo a linha de visada), não foi possível detectar o alvo atrás de obstáculos de concreto armado de malha dupla de espessura 10 cm, mesmo estando o indivíduo a meio metro da obstrução. Esse tipo de compósito será uma limitação para o uso do equipamento. No entanto, tendo em vista esse material ser utilizado apenas na estrutura das edificações, como em pilares e vigas, sendo o

preenchimento normalmente realizado com tijolos comuns, de cerâmica ou de cimento Portland, há possibilidade dessa limitação ser contornada operacionalmente, com o simples deslocamento do equipamento.

Nos demais tipos de parede elencados na Tabela 1, a detecção e imageamento foi possível (conforme se pode observar no Capítulo 7 – Resultados), mesmo contabilizando as elevadas atenuações de sinal previstas pelos modelos da Tabela 2, apresentados na forma de gráficos na Figura 19, seção 3.4, calculados inicialmente considerando-se apenas o caminho de ida. Para a espessura de 15 cm, por exemplo, as perdas de ida variaram aproximadamente entre 1,5 dB e 26 dB.

Com os recursos fornecidos pelo ambiente virtual, foi possível calcular e exibir na Tabela 10 a atenuação total considerando-se também o caminho de volta do eco e as perdas por propagação e interferências destrutivas. Para a mesma largura de parede de 15 cm, por exemplo, as perdas de ida e volta variaram entre 3 dB e 52 dB, aproximadamente. Nessa espessura, paredes de concreto armado com malhas metálicas muito densas não permitiram a coleta de eco viável (paredes de índices 10 e 18 da Figura 65).

Figura 65 – Atenuação total imposta pelas paredes ao sinal do dispositivo radar proposto.



Nota: índices 1 a 28 são referentes às paredes elencadas na Tabela 1. Índices 10 e 18 são paredes de concreto armado com malhas metálicas internas densas.

O melhor posicionamento para o dispositivo é junto ao primeiro obstáculo. No entanto, para alguns tipos de parede, imagens viáveis podem ser obtidas colocando o radar a alguns metros de distância da obstrução. Esse espaço entre a antena do radar e o primeiro meio promove perdas adicionais ao sinal emitido, o que poderá diminuir a capacidade de detecção do alvo.

Quanto às medidas biométricas de indivíduos alvos, possível através da rotação das antenas do dispositivo e varredura vertical, verificou-se que a precisão é afetada tanto pela refração no interior das paredes quanto pela baixa resolução do imageamento, proporcionado, principalmente, pelo comprimento de onda utilizado.

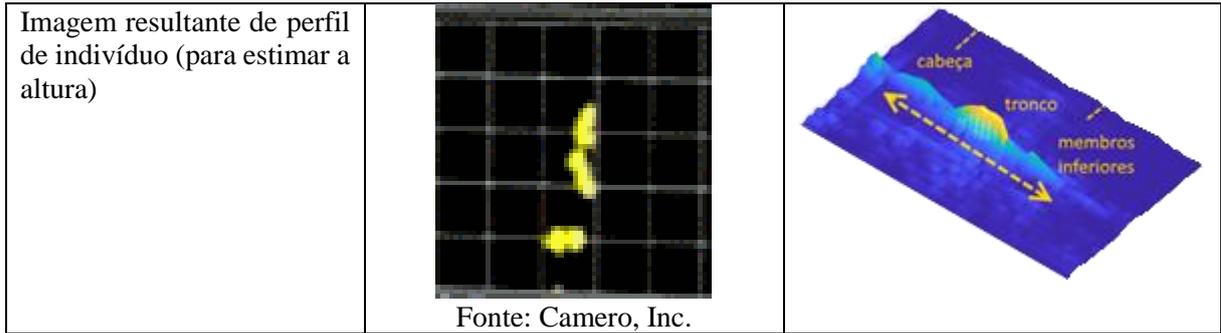
Para contornar esse problema, é possível utilizar a mesma técnica de manipulação de fase da alimentação de cada elemento da antena para gerar um feixe com ponto focal sobre o alvo. Esse processo pode ser realizado de forma automática, medindo-se inicialmente a distância do alvo e depois configurando a antena para gerar o foco na posição correta. O desenvolvimento dessa antena focal será tratado em trabalhos futuros.

Em se tratando de referências de produtos comerciais de mesmo tipo para comparação, o Xaver 800 foi eleito como o estado da arte em imageamento *through-wall*, a partir do qual podemos comparar o dispositivo proposto nesta Tese. De fato, esse modelo é o mais avançado em termos de recursos e robustez atualmente disponível para comercialização.

A Tabela 14 apresenta de forma resumida uma comparação de parâmetros possíveis de serem extraídos dos prospectos comerciais do Xaver 800 e de fontes independentes que avaliaram o seu funcionamento.

Tabela 14 – Comparação com dispositivo comercial.

	Xaver	Proposta
Tipo de Radar	Pulsado	Onda contínua
Princípio de funcionamento	Movimento	Diferencial de impedância característica
Efeitos da radiação para o ser humano	Radiação segura	Radiação segura
Portabilidade	Portátil	Portátil
Dimensões	84 cm x 84 cm	40 cm x 40 cm (estimada)
Peso	14,5 Kg (com bateria)	3 a 5 Kg (estimada com bateria)
Componentes eletrônicos	Específicos e exclusivos, tendo em vista a arquitetura utilizada	De uso geral em sistemas de telecomunicações e redes <i>Wi-Fi</i> .
Custos de manutenção	Alto (Necessidade de componentes dedicados e assistência técnica fornecidos pelo fabricante)	Baixo (Substituição de componentes defeituosos por equivalentes de fabricantes diversos)
Custo	US\$ 200.000,00 (aparelho)	US\$ 492,30 (R\$ 1.649,19) (apenas material)



Assim, diante do exposto, em comparação ao seu congênere israelense, o presente trabalho conseguiu apresentar um produto com as seguintes vantagens:

- i. Menor peso;
- ii. Menores dimensões;
- iii. Menor complexidade de hardware;
- iv. Melhor qualidade visual de imagem (melhor definição da silhueta humana);
- v. Tolerância à obsolescência (independência de componentes específicos e de fabricação exclusiva)
- vi. Fabricação nacional;
- vii. Custo consideravelmente menor.

De maneira geral, os resultados obtidos claramente mostraram que o dispositivo desenvolvido nesta Tese possui viabilidade técnica, orçamentária e operacional, apresentando grandes vantagens em relação ao equipamento de referência.

9. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Os resultados das simulações demonstram que há viabilidade técnica, orçamentária e operacional para a montagem final do hardware do dispositivo proposto, sendo esse um dos primeiros trabalhos futuros que deverão ser realizados.

Com base nos dados de permissividade elétrica dos meios envolvidos na aplicação (paredes, ar e tecido biológico), foi constatado que é possível realizar a detecção e imageamento de indivíduos humanos com base no diferencial de impedâncias características, as quais determinam a intensidade de eco e a transparência do obstáculo aos sinais eletromagnéticos emitidos pelo dispositivo.

A utilização da antena indicada proporcionará menores dimensões e peso para o equipamento, mostrando-se adequados para acomodação e transporte em maleta ou mochila operacional. Esse item, o de maior dimensão do sistema, é facilmente fabricado em placa de circuito impresso, assim como os manipuladores de fase, os quais são implementados com dispositivos semicondutores comuns (diodos PIN, capacitores e resistores de montagem em superfície) e na própria PCI, através das técnicas já consolidadas para montagem de circuitos de RF. Essa já é, em tese, uma primeira vantagem em relação ao seu congênere Xaver 800, pois facilita a aquisição de peças de reposição e eventuais *upgrades*.

Outra grande vantagem alcançada pelo projeto, graças à arquitetura de hardware proposta, é o seu custo de fabricação, muito inferior (> 100 vezes!) ao dispositivo eleito como parâmetro de comparação (Xaver 800). A metodologia de transmissão e recepção dos sinais, sem a criticidade de um sincronismo temporal e comutação de antenas, é mais robusta e menos suscetível a erros de recepção. A possibilidade de utilização de componentes de uso geral e disponíveis no mercado nacional/internacional está diretamente ligada à arquitetura, sendo fatores que reduzem drasticamente as despesas de produção de uma unidade do equipamento e dá ao mesmo uma grande imunidade à obsolescência.

Os algoritmos de realce e processamento de imagem são de implementação simples, possibilitando processar quadros a uma taxa suficiente para ofertar ao operador do equipamento as imagens em tempo real do ambiente monitorado, com qualidade visual adequada para a correta discriminação dos alvos, inclusive para medidas biométricas básicas. Em tese, isso também é uma vantagem em relação ao Xaver. Os filtros de realce de imagem podem ser disponibilizados na forma de recursos do equipamento, para uso de acordo com a exigência operacional.

É também de interesse do desenvolvimento a avaliação do uso de comprimentos de onda menores, o que poderá ajudar na compactação das antenas e na precisão das medidas biométricas. Em relação a estas, também interessa a avaliação futura de um arranjo tridimensional de elementos, o qual poderá oferecer novos recursos de imagem ao dispositivo proposto, ao preço de uma menor compactação.

A implementação de novos algoritmos de imagens também será objeto de futuras pesquisas, como o rastreamento e classificação automáticos de indivíduos e compensação das refrações no interior da parede, sendo esse um campo que poderá prover funcionalidades ilimitadas ao equipamento.

Por fim, proteger a propriedade intelectual da presente proposta, através do depósito de uma patente no Instituto Nacional de Propriedade Industrial, é fundamental para assegurar o desenvolvimento completo do projeto e a obtenção final de um produto de características únicas no Brasil, havendo, ainda, a possibilidade do desenvolvimento de outras ferramentas com a expertise aqui adquirida, através de sua conversão em uma *startup*.

A continuidade das pesquisas na área de imageamento *through-wall*, resposta do tecido biológico humano à incidência das ondas eletromagnéticas e no campo dos dispositivos eletrônicos de alta largura de banda, visando descobrir novas formas de aumentar o desempenho e a operacionalidade desse equipamento, terá lugar em estágio de pós-doutorado vinculado ao Departamento de Física da UFSCar.

10. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ADAIR, E. R.; PETERSEN, R. C. Biological effects of radiofrequency/microwave radiation. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 953-962, Mar 2002. doi: 10.1109/22.989978
- ADIB, F. et al. Capturing a human figure through a wall. 2015. In: *ACM Transactions on Graphics (TOG). Proceedings of ACM SIGGRAPH, Asia 2015*. Vol. 34, Issue 6, Article 219 (October 2015), 13 pages. DOI: <https://doi.org/10.1145/2816795.2818072>.
- AFTANAS, M. et al. Through wall imaging of the objects scanned by M-Sequence Uwb radar system. 2008 In: 18th International Conference Radioelektronika, Prague, 2008, pp. 1-4. doi: 10.1109/RADIOELEK.2008.4542687.
- ANATEL. Agência Nacional de Telecomunicações. Regulamento Sobre Limitação da Exposição a Campos Elétricos, Magnéticos e Eletromagnéticos na Faixa de Radiofrequências entre 9 kHz e 300 GHz. 2 de jul. 2002.
- ASCAMA, H. D. O. *Radar UWB: antena e mecanismos para detecção de pessoas*. 121p. Tese (Doutorado) – Escola Politécnica de São Paulo, Departamento de Sistemas Eletrônicos, São Paulo, 2010.
- BALANIS, C. A. *Antenna theory analysis and design*. 3th Edition. Wiley-Interscience, USA, 2005. ISBN 0-471-66782-X.
- BALLESTEROS, Paula R. Gestão de políticas de segurança pública no brasil: problemas, impasses e desafios. *Revista Brasileira de Segurança Pública*, Vol. 8, n 1, p. 6-21. 6-22 mar 2014.
- BRASIL. Constituição (1988). *Constituição da República Federativa do Brasil*. Brasília, DF: Senado Federal: Centro Gráfico, 1988. 292 p.
- CAVAGNARO, M.; PISA, S.; PITTELLA, E. Safety aspects of human exposure to ultra wideband radar fields. In: *Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012 International Symposium on*. IEEE, 2012. p. 1-5.
- DEVINE, P. *Radar level measurement – the user's guide*. Vega Controls Ltd, England, 2000. ISBN 0-9538920-0-X. 154p. 2000.
- DIGIKEY. www.digikey.com.br
- EGAN, W. F. *Practical RF system design*. 1st Edition. Wiley-IEEE Press. USA, April 2003. 416 p. ISBN 0-471-20023-9.
- FAWWAZ T. U. *Electromagnetics for engineers*. Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 2005.
- FCC: Federal Communications Commission. Body Tissue Dielectric Parameters – Database. Disponível em <<https://www.fcc.gov/general/body-tissue-dielectric-parameters>> Acesso em: 15/08/2017.
- FONTANA, R. J. et al. Recent advances in ultra-wideband radar and ranging systems. In: *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Singapore, 2007, pp. 19-25. doi: 10.1109/ICUWB.2007.4380908
- GABRIEL, C. Compilation of the dielectric properties of body tissues at RF and microwave frequencies, *Report N.AL/OE-TR- 1996-0037*, Occupational and environmental health

directorate, Radiofrequency Radiation Division, Brooks Air Force Base, Texas (USA), June 1996.

GABRIEL, S; LAW, R.W.; GABRIEL C. The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz, *Phys. Med. Biol.* 41 (1996), 2251-2269.

GIRI, D. V.; TESCHE, F. M. Modeling of Propagation Losses in Common Residential and Commercial Building Walls. *Interaction Notes*, n. 624, 2013.

GRIFFITHS, D. J. *Introduction to Electrodynamics* – 4th Edition. USA, 1999. Pearson Education, Inc.. ISBN 978-0-321-85656-2. 596p. 2013.

GUN, L.; NING, D. Equivalent permittivity based on Debye model of blood and its SAR. In: *International Journal of Science, Technology and Society*, Vol 5, No. 3, 2017, pp 37-40. Doi: 10.11648/j.ijsts.20170503.12. May, 2017.

HAGEMANN, S. E. Instituto Federal Sul-rio-grandense - Universidade Aberta do Brasil. *Apostila de Materiais de Construção Básicos*. Universidade Aberta do Brasil do Instituto Federal Sul-rio-grandense, 2011.

HAO, L. et al. Multi-target human sensing via UWB bio-radar based on multiple antennas. In: *IEEE International Conference of IEEE Region 10 (TENCON 2013)*, Xi'an, 2013, pp. 1-4. doi: 10.1109/TENCON.2013.6718817

HAYT, W. H.; BUCK, J. A. *Engineering electromagnetics* – 6th Edition. USA, 2001. McGraw-Hill. ISBN 978-0-07-338066-7. 2012.

ICNIRP, Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (UP TO 300 GHZ), *Health Phys.*, Vol. 74, No. 4, pp.494-523, April 1998.

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers. Standard for Information technology. Telecommunications and information exchange between systems - *local and metropolitan area networks - specific requirements part 11: wireless lan medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications amendment 1: fast initial link setup*, in IEEE Std 802.11ai-2016 (Amendment to IEEE Std 802.11-2016), pp.1-164, Dec. 30 2016. doi: 10.1109/IEEESTD.2016.7792308. Disponível em

<http://ieeexplore.ieee.org/document/7792308/>. Acesso em 24/01/2018

IT'IS Foundation. Tissue Properties – *Tissues Frequency Chart*. Foundation for Research on Information Technologies in Society. <<https://www.itis.ethz.ch/virtual-population/tissue-properties/database/tissue-frequency-chart/>> Acesso em: 08/08/2017.

ITU.T. Effects of building materials and structures on radiowave propagation above about 100 MHZ, *ITU-R Recommendation P.2040-1*, July 2015, available at <<http://www.itu.int/rec/R-REC-P.2040-1-201507-1>>

JACKSON, J. D. *Classical Electrodynamics*, 3rd Edition. Jhon Wiley & Sons Inc., New Yourk, 1999

JHA, H. R.; SINGH, S. N. Study of scattering parameters and gain of two longitudinal slots of same or different electrical lengths milled on either one or both face of broad wall of a waveguide for shunt slot array antenna. In: 3rd International Conference on Recent Advances in Information Technology (RAIT), Dhanbad, 2016, pp. 290-294. doi: 10.1109/RAIT.2016.7507918

JILANE, M. T. et al. A brief review of measuring techniques for characterization of dielectric materials. In: *International Journal of Information Technology and Electrical Engineering*, v. 1, n. 1, 2012.

JIN, T.; YAROVYOY, A. A through-the-wall radar imaging method based on a realistic model. In: *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2015, Article ID 539510, 8 pages, 2015. doi:10.1155/2015/539510

JOHNSON, R. C. *Antenna Engineering Handbook*. 3th Edition. McGraw-Hill, USA, 1993. ISBN 007032381X, 9780070323810. 1472p.

KHARKOVSKY et al. Electromagnetic properties of cement-based materials over time at microwave frequencies. Institute of Radio physics. Dept of civil eng. Turkey.

KOMAROV, V.; WANG, S.; TANG, J. Permittivity and measurements. In: *Encyclopedia of RF and microwave engineering*, p. 3693-3711, 2005. Online ISBN: 9780471654506.

KUBACKI, R. New attempt to building materials permittivity measurements. In: Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS) *Proceedings*. p. 2676-2680. 25-28 Ago., 2014.

LI, X. et al. Resolution and bistatic configuration in through wall SAR imaging. In: 3rd International Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR), Seoul, Korea (South), 2011, pp. 1-5.

LIU, J.; CHEN, X.; ZHANG, Z. A novel algorithm in the FMCW microwave liquid level measuring system. In: *Measurement Science and Technology*. Vol. 17. N 1, p. 135. 10.1088/0957-0233/17/1/022.

MAHAFZA, B. R. *Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB*. Chapman & Hall/CRC. Boca Raton, Florida, USA, 2000. ISBN 1-58488-182-8. 533p. 2000.

MAHAFZA, B. R.; ELSHERBENI, A. Z. *MATLAB – Simulations for Radar Systems Design*. Chapman & Hall/CRC. Boca Raton, Florida, USA, 2000. ISBN 1-58488-392-8. 686p. 2004.

MAKUL, N.; RATTANADECHO, P.; AGRAWAL, D. K. Applications of microwave energy in cement and concrete – a review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 37, p. 715-733, 2014.

MICROSOFT. Microsoft Visual Studio. Ambiente Integrado de Desenvolvimento. Disponível para download em <<https://www.visualstudio.com/pt-br/>>

MILLIGAN, T. A. *Modern Antenna Design – 2nd Edition*. IEEE PRESS & WILEY INTERSCIENCE. USA, 2005. ISBN 978-0-471-45776-3.

MIRANDA M. F. et al. Algoritmo para a caracterização eletromagnética na faixa de frequência de 50MHz a 3 GHz. In: 21º Congresso Brasileiro de Engenharia e Ciência dos Materiais - 21º CBECIMAT, 09 a 13 de Nov, 2014, Cuiabá, MT, Brasil, 2014.

MOUSER. www.mouser.com.br

MUQAIBEL, A. et al. Ultrawideband through-the-wall propagation. In: *IEEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 152, n. 6, p. 581-588, Dec, 2005.

MUQAIBEL, A. H.; SAFAAI-JAZI, A. A new formulation for characterization of materials based on measured insertion transfer function. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 51, no. 8, pp. 1946-1951, Aug. 2003. doi: 10.1109/TMTT.2003.815274

OBSERVATÓRIO.ORG. Observatório de Segurança Pública. <http://www.observatoriodeseguranca.org/seguranca/politicas>. Acesso em 24/022018.

PAHLAVAN, K; KRISHNAMURTHY, P. Networking fundamentals: wide, local and personal area communications. UK, Great Britain. Print ISBN: 9780470992890. Online ISBN: 9780470779422. 638p. 2009.

PEABODY, J. E. et al. Through-Wall Imaging Radar. in Lincoln Lab. J., vol. 19 no. 1 pp. 62-72 2012.

PEÑA, D. et al. Measurement and modeling of propagation losses in brick and concrete walls for the 900-MHz band. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2003, vol. 51, no. 1, p. 31 - 39.

PERES, U. D. et al. Segurança pública: reflexões sobre o financiamento de suas políticas públicas no contexto federativo brasileiro. In: *Revista Brasileira de Segurança Pública*, Vol. 8, n. 1, p. 132-153. 6-22 mar 2014.

PEYMAN, A.; HOLDEN, S.; GABRIEL, C. Dielectric properties of tissues at microwave frequencies. *Mobile Telecommunications and Health Research Programme – MTHR*. 2009. Disponível em: <www.mthr.org.uk/research_projects/documents/Rum3finalreport.pdf>.

PORTAL BRASIL. Portal. Portal do Governo Federal – Justiça e Cidadania. <http://www.brasil.gov.br/cidadania-e-justica>. Acesso em 24/02/2018.

RADHA, R. G.; RAJU, G.S.N. transmission and reflection characteristics of electromagnetic energy in biological tissues. In: *International Journal of Electronics and Communication Engineering*, V. 6, n. 1 (2013), 119 – 129.

REITZ, J. R.; MILFORD, F.J.; CHRISTY, R.W. *Fundamentos da Teoria Eletromagnética*, Third Edition. Rio de Janeiro, 1988. Editora Campus Ltda. ISBN 8570011032. 516p. 1988

RUDD, R. et al. *Building materials and propagation, final report*. Ofcom. 14th September 2014.

SAFAAI-JAZI, A. et al. Ultra-wideband propagation measurements and channel modeling. Report on Through-the-Wall Propagation and Material Characterization. Virginia Tech: Time Domain & RF Measurement Laboratory. Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia. November, 18, 2002.

SAPORI, L. F. Segurança pública no brasil: desafios e perspectivas. FGV, Rio de Janeiro, 2007

SCHEJBAL, V. et al. UWB propagation through walls. In: *Radioengineering*, Vol. 15, no. 1, p. 17-24, 2006.

SKOLNIK, M. I. *Radar Handbook*, Third Edition. McGraw Hill. ISBN 978-0-07-148547. 2008. 1352p.

SOUTSOS, M. N. et al. Dielectric properties of concrete and their influence on radar testing. NDT&E International, 2001, vol. 34, p. 419 – 425, 2001.

STANTE, G. C. *The electrical properties of human tissue for the diagnosis and treatment of melanoma skin cancer*. Dissertação (Master of Science: Biomedical Engineering) in the Faculty of California State Polytechnic University, San Luis Obispo, Dec. 2009.

STONE, W. C. Electromagnetic signal attenuation in construction materials. *NIST construction automation program report* n. 3, NISTIR 6055, Oct. 1997. Disponível em <<http://fire.nist.gov/bfrlpubs/build97/PDF/b97123.pdf>>. Acesso em 20/07/2017.

- SULLIVAN, D. M. *Electromagnetic simulation using the FDTD method*. IEEE Microwave Theory and Techniques Society, sponsor. IEEE Press. ISBN 0-7803-4747-1. 165p. 2000.
- TAYLOR, J. E. *Ultrawideband radar – applications and design*. Boca Raton: CRC Press.
- THAJUDEEN, C.; HOOFAR, A.; AHMAD, F. Measured complex permittivity of walls with different hydration levels and the effect on power estimation of TWRI target returns. In: *Progress in Electromagnetics Research*, v. 30, p. 177-199, 2011.
- THIEL, M. *Electromagnetic models for indoor wave propagation analysis and their application for ultra-wideband near-field radar imaging of building interiors and human movement detection*. Tese (Electrical Engineering Phd) in The University of Michigan, 2010.
- TOMLINSON, W. J.; CHOWDHURY, K. R.; YU, C. A multi-cast communication scheme using weak electrical current for intra-body networks. In: *Proceedings of the 9th International Conference on Body Area Networks*. ICST (Institute for Computer Sciences, Social-Informatics and Telecommunications Engineering), 2014. p. 300-304.
- WANG, Y., YANG; FATHY, A. E. A reconfigurable UWB system for real-time through wall imaging applications. In: *IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, New Orleans, LA, 2010, pp. 633-636. doi: 10.1109/RWS.2010.5434156
- WENTWORTH, S. M., *Fundamentos de Eletromagnetismo: com Aplicações em Engenharia*. Ed. LTC, Rio de Janeiro/RJ, 2006. ISBN 85-216-1504. 374p. 2006.
- WILSON, J.; PATWARI, N. See-through walls: motion tracking using variance-based radio tomography networks. In: *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 10, no. 5, pp. 612-621, May 2011. doi: 10.1109/TMC.2010.175
- YE, Y. et al. Comparative performance evaluation of RF localization for wireless capsule endoscopy applications. In: *J. Wireless Inf Networks (2014)* 21: p208-222. <https://doi.org/10.1007/s10776-014-0247-7>
- YEE, K. Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, no. 3, pp. 302-307, May 1966. doi: 10.1109/TAP.1966.1138693
- ZILIO, S. C. *Óptica Moderna: Fundamentos e Aplicações*. Instituto de Física de São Carlos. Universidade de São Paulo. São Carlos/SP, 2009. ISBN 978-85-88533-42-4. 320p. 2009.

11. APÊNDICES

APÊNDICE A – Campos harmônicos e fasores

Seja a equação harmônica no domínio do tempo na forma de cosseno:

$$\mathbf{A}(z, t) = A_0 e^{-\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) \mathbf{a}_r$$

A identidade de Euler:

$$A_0 e^{j\theta} = A_0 \cos(\theta) + jA_0 \sin(\theta) = \operatorname{Re}\{A_0 e^{j\theta}\} + j\operatorname{Im}\{A_0 e^{j\theta}\}$$

E sabendo que $\gamma = \alpha + j\beta$, é útil representar $\mathbf{A}(z, t)$ através de

$$\mathbf{A}(z, t) = \operatorname{Re}\{A_0 e^{-\alpha z} e^{j(\omega t - \beta z)}\} \mathbf{a}_r = \operatorname{Re}\{A_0 e^{-\gamma z} e^{j\omega t}\}$$

É definido o fasor \mathbf{A}_s a parcela sem a dependência do tempo:

$$\mathbf{A}_s(z) = A_0 e^{-\gamma z}$$

Ou seja:

$$\mathbf{A}(z, t) = \operatorname{Re}\{\mathbf{A}_s(z) e^{j\omega t}\}$$

Inserindo os campos elétrico e magnético, na forma fasorial teremos:

$$\mathbf{E}(z, t) = \operatorname{Re}\{E_0 e^{-\gamma z} e^{j\omega t}\} \mathbf{a}_E = \operatorname{Re}\{E_0 e^{-\alpha z} e^{j(\omega t - \beta z)}\} \mathbf{a}_E$$

$$\mathbf{H}(z, t) = \operatorname{Re}\{H_0 e^{-\gamma z} e^{j\omega t}\} \mathbf{a}_H = \operatorname{Re}\{H_0 e^{-\alpha z} e^{j(\omega t - \beta z)}\} \mathbf{a}_H$$

Ou seja:

$$\mathbf{E}(z, t) = E_0 e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) \mathbf{a}_E = \operatorname{Re}\{\mathbf{E}_s e^{j\omega t}\}$$

$$\mathbf{H}(z, t) = H_0 e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) \mathbf{a}_H = \operatorname{Re}\{\mathbf{H}_s e^{j\omega t}\}$$

APÊNDICE B – Relação entre campos elétrico e magnético

Partindo da lei de Faraday na forma fasorial:

$$\nabla \times \mathbf{E}_s = -j\omega\mu\mathbf{H}_s$$

Sabendo que $\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)}$ e considerando que o fasor campo elétrico tem apenas uma componente na direção x , o rotacional resulta apenas no termo $\frac{\partial}{\partial z}$. Desenvolvendo o rotacional, sabendo também que $\mathbf{E}_s = E_0 e^{-\gamma z} = E_0 e^{(-\alpha - j\beta)z} \mathbf{a}_x$

$$\begin{vmatrix} E_0 e^{-\gamma z} & 0 & 0 \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ \mathbf{i} & \mathbf{j} & \mathbf{k} \end{vmatrix} = -\frac{\partial E_0 e^{-\gamma z}}{\partial z} \mathbf{j}$$

$$\nabla \times \mathbf{E}_s = -j\omega\mu\mathbf{H}_s$$

$$-\frac{\partial E_0 e^{-\gamma z}}{\partial z} = -j\omega\mu H_0 e^{-\gamma z}$$

$$-(-\gamma E_0 e^{-\gamma z}) = -j\omega\mu H_0 e^{-\gamma z}$$

$$\gamma E_0 e^{-\gamma z} = -j\omega\mu H_0 e^{-\gamma z}$$

$$\gamma E_0 = -j\omega\mu H_0$$

$$\frac{E_0}{H_0} = -\frac{j\omega\mu}{\gamma} = \eta$$

Partindo da lei de Maxwell-Ampere:

$$\nabla \times \mathbf{H}_s = \sigma\mathbf{E}_s + j\omega\varepsilon\mathbf{E}_s$$

$$\nabla \times \mathbf{H}_s = \mathbf{E}_s(\sigma + j\omega\varepsilon)$$

$$\begin{vmatrix} 0 & H_0 e^{-\gamma z} & 0 \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ \mathbf{i} & \mathbf{j} & \mathbf{k} \end{vmatrix} = \frac{\partial H_0 e^{-\gamma z}}{\partial z} \mathbf{i}$$

$$\frac{\partial H_0 e^{-\gamma z}}{\partial z} = E_0 e^{-\gamma z} (\sigma + j\omega\varepsilon)$$

$$-\gamma H_0 e^{-\gamma z} = E_0 e^{-\gamma z} (\sigma + j\omega\varepsilon)$$

$$-\gamma H_0 = E_0 (\sigma + j\omega\varepsilon)$$

$$H_0 = -\frac{\sigma + j\omega\varepsilon}{\gamma} E_0$$

$$\frac{H_0}{E_0} = -\frac{\sigma + j\omega\varepsilon}{\gamma}$$

$$\frac{H_0}{E_0} = -\frac{\sigma + j\omega\varepsilon}{\sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)}}$$

$$\frac{H_0}{E_0} = -\frac{(\sigma + j\omega\varepsilon)(\sigma + j\omega\varepsilon)^{-\frac{1}{2}}}{\sqrt{j\omega\mu}\sqrt{(\sigma + j\omega\varepsilon)(\sigma + j\omega\varepsilon)^{-\frac{1}{2}}}}$$

$$\frac{H_0}{E_0} = -\frac{\sqrt{(\sigma + j\omega\varepsilon)}}{\sqrt{j\omega\mu}} = -\frac{\sqrt{(\sigma + j\omega\varepsilon)}\sqrt{j\omega\mu}}{\sqrt{j\omega\mu}\sqrt{j\omega\mu}}$$

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)}$$

$$\frac{H_0}{E_0} = -\frac{\gamma}{j\omega\mu}$$

$$\frac{E_0}{H_0} = -\frac{j\omega\mu}{\gamma} = \eta$$

APÊNDICE C – Scripts Matlab

```

%%script utilizado para avaliar as atenuações de uma via das paredes
%%da Tabela 1, segundo os modelos analíticos estudados

clear all

attM = zeros(28,5);
a = ...
[
  5.10    0.46;% 1    Bloco de cerâmica (maciço) - 1
  4.80    0.53;% 2    Bloco de cerâmica (maciço) - 2
  5.00    0.56;% 3    Bloco de cerâmica (maciço) - 3
  5.90    0.69;% 4    Bloco de cerâmica (maciço - úmido) - 4
  5.86    0.68;% 5    Bloco de cerâmica (maciço - seco) - 5
  3.90    0.38;% 6    Bloco de cerâmica (maciço) - 6
  3.75    0.23;% 7    Bloco de cerâmica (maciço) - 7
  4.10    0.35;% 8    Bloco de cerâmica parcialmente vitrificada (maciço)
  3.90    0.27;% 9    Bloco de cerâmica (vazado 3 orifícios)
  7.50    1.20;% 10   Concreto sólido 6"
  2.80    0.30;% 11   Bloco de concreto
  2.15    0.36;% 12   Bloco de concreto (vazado) - 1
  2.10    0.30;% 13   Bloco de cimento Portland
  2.00    0.10;% 14   Bloco composto de cimento Portland e Ferrita (10%)
  3.71    0.15;% 15   Bloco de cimento Portland tipo 1
  6.02    0.39;% 16   Bloco de cimento Portland tipo 3
  7.00    0.45;% 17   Concreto Armado
  7.50    1.59;% 18   Concreto Armado com malha dupla
  3.40    0.34;% 19   Bloco de concreto (vazado) - 2
  7.90    0.59;% 20   Concreto Armado
  5.31    0.47;% 21   Concreto
  1.90    0.11;% 22   Parede estrutural de madeira compensada
  2.94    0.15;% 23   Bloco de gesso
  1.99    0.09;% 24   Parede de Madeira
  6.27    0.09;% 25   Vidro
  1.50    0.01;% 26   Placa forro de teto
  2.58    0.31;% 27   Aglomerado de madeira
  3.66    0.12;% 28   Assoalho de madeira

];

tickness = 20e-2; % largura da parede em metros
freq = 3e9; % frequência de operação

len = size(a,1);

for i = 1:len
  eps = a(i, :);

  [~, attM(i, 1)] = attdB( freq, eps(1), eps(2), tickness); % SAFAAI-JAZI
  et al (2002)
  [~, attM(i, 2)] = attdB4(freq, eps(1), eps(2), tickness); % KUBACK
  (2014)
  [~, attM(i, 3)] = attdB2(freq, eps(1), eps(2), tickness); % PEÑA et al
  (2003)
  [~, attM(i, 4)] = attdB5(freq, eps(1), eps(2), tickness); % SAHU,
  NAIDUR e SANKAR (2014) 2

```

```

    [~, attM(i, 5)] = attdB6(freq, eps(1), eps(2), tickness); % MIRANDA et
tal (2014)

end

figure(1);

h = stem(attM, 'LineStyle','-.', 'Markersize', 10);
ylabel(['Att (dB) @Freq',' -> ', num2str(freq/1e9), ' GHz, tick: ',
num2str(tickness)]);
xlabel('Permissividade complexa relativa');

h(1).Marker = 'o';
h(2).Marker = '.';
h(3).Marker = '*';
h(4).Marker = '+';
h(5).Marker = 'x';

set(gca, 'xticklabelmode', 'manual',...
'XTick', [1:len],...
'XLim', [0 len + 1],... 'YScale', 'log',...
'Xticklabel', [num2str(a(:,1),'%2.2f'), repmat(' + j', size(a,1), 1),
num2str(a(:,2),'%2.2f')], ... 'Xticklabel', [1:len] ...
'XTickLabelRotation', 60);

grid on
legend('SAFAAI-JAZI et al (2002)',...
'KUBACK (2014)',...
'PEÑA et al (2003)',...
'SAHU, NAIDUR e SANKAR (2014)',...
'MIRANDA et tal (2014)',...
'Location','best'...
);

function [S21, S21dB] = attdB(freq, epsRc, epsIc, tickness)
%% atenuação da onda pós parede segundo SAFAAI-JAZI et al (2002)
%% freq = frequência de operação; epsRc = parte real da permissividade
relativa
%% tickness = espessura da parede
%%
impCar0 = impCar(1, 0); % impedancia caract do vacuo
impCar2 = impCar(epsRc, epsIc); % impedância característica do meio
u0 = 4*pi*1e-7;
e0 = 8.85*1e-12;
beta0 = 2 * pi * freq * sqrt(u0 * e0); % constante de fase do vácuo
gama = 1i * beta0 * sqrt(epsRc - 1i*epsIc); %constante de propagação =
alpha + j Beta

S21 = 4 /...
(...
exp(gama*tickness) * (2 + (impCar0 / impCar2) + (impCar2 / impCar0)) +
...
exp(-gama*tickness)*(2 - (impCar0 / impCar2) - (impCar2 /
impCar0))...
);

S21dB = 20.*log10(abs(S21));

```

```
end
```

```
function [out, outdB] = attdB4(freq, epsRc, epsIc, tickness)
%% atenuação da onda pós parede segundo KUBACK (2014)
%% freq = frequência de operação; epsRc = parte real da permissividade
relativa
%% tickness = espessura da parede
%%
u0 = 4*pi*10^(-7);
e0 = 8.85*10^(-12);
% gama = alpha + j * beta = j * beta0 * sqrt(perm. complex. relat)
beta0 = 2* pi * freq * sqrt(u0 * e0); % constante de fase do vácuo
gama = 1i * beta0 * sqrt(epsRc - 1i*epsIc); %constante de propagação do
meio 2

% e_gama_1 = exp(-1*gama*tickness);
e_gama_1 = exp(-gama*tickness);
e_gama_2 = exp(-2*gama*tickness);
E = sqrt(epsRc - 1i*epsIc);
out = (4*E*e_gama_1) / ((1 + E)^2 - ...
                        (1 - E)^2*e_gama_2);
outdB = 20.*log10(abs(out));
```

```
end
```

```
function [out, outdB] = attdB2(freq, epsRc, epsIc, tickness)
%% atenuação da onda na parede segundo PEÑA et al (2003)
%% freq = frequência de operação; epsRc = parte real da permissividade
relativa
%% tickness = espessura da parede
%%
u0 = 4*pi*1e-7;
e0 = 8.85*1e-12;

% gama = alpha + j * beta
beta0 = 2* pi * freq * sqrt(u0 * e0); % constante de fase do vácuo
gama = 1i * beta0 * sqrt(epsRc - 1i*epsIc); % constante de propagação (
const. atenuação = 0)
% alpha = beta0*sqrt(epsRc)*sqrt(-1/2 + 1/2*sqrt(1 + (epsIc/epsRc)^2));

% coeficiente de transmissão total
out = 4*sqrt(epsRc) / (1 + sqrt(epsRc))^2;
out = out*exp(-gama * tickness); % absorção da parede
outdB = 20.*log10(abs(out));
```

```
end
```

```
function [out, outdB] = attdB5(freq, epsRc, epsIc, tickness)
%% atenuação da onda pós parede segundo SAHU, NAIDUR e SANKAR (2014) 2
%% freq = frequência de operação; epsRc = parte real da permissividade
relativa
%% tickness = espessura da parede
%%
impCar1 = impCar(1, 0); % impedancia caract do vacuo
impCar2 = impCar(epsRc, epsIc); % impedância característica do meio
(parede)
impCar3 = impCar1; % outro lado da parede
```

```

u0 = 4*pi*10^(-7);
e0 = 8.85*10^(-12);
% gama = alpha + j * beta = j * beta0 * sqrt(perm. complex. relat)
beta0 = 2* pi * freq * sqrt(u0 * e0); % constante de fase do vácuo
gama = 1i * beta0 * sqrt(epsRc - 1i*epsIc); %constante de propagação do
meio 2

e_gama_1 = exp(-1*gama*tickness);
impEff1 = impCar2*(impCar3 + 1i*impCar2*tan(imag(gama)*tickness))/ ...
          (impCar2 + 1i*impCar3*tan(imag(gama)*tickness));

Teff1 = 1 - ((impEff1 - impCar1)/(impEff1 + impCar1))^2;
out = Teff1; % * Teff2; % perdas por diferença (descasamento) de
impedâncias
out = out*e_gama_1 ; % perdas de propagação na parede
outdB = 20.*log10(abs(out));

end

function [out, outdB] = attdB6(freq, epsRc, epsIc, tickness)
%% atenuação da onda pós parede segundo MIRANDA et tal (2014)
%% freq = frequência de operação; epsRc = parte real da permissividade
relativa
%% tickness = espessura da parede
%%
impCar1 = impCar(1, 0); % impedancia caract do vacuo
impCar2 = impCar(epsRc, epsIc); % impedância característica do meio
(parede)

R = (impCar2 - impCar1)/(impCar2 + impCar1);
u0 = 4*pi*10^(-7);
e0 = 8.85*10^(-12);

% gama = alpha + j * beta = j * beta0 * sqrt(perm. complex. relat)
beta0 = 2* pi * freq * sqrt(u0 * e0); % constante de fase do vácuo
gama = 1i * beta0 * sqrt(epsRc - 1i*epsIc); %constante de propagação do
meio 2

out = (1 - R^2)/(exp(gama*tickness) - R^2*exp(-1*gama*tickness));
outdB = 20.*log10(abs(out));

end

```