

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
INSTITUTO DE INFORMÁTICA
CURSO DE ENGENHARIA DE COMPUTAÇÃO

VICENTE VON WACKERRITT GUEDES

**Modelo de sistema de imageamento em 2-D
capaz de atravessar obstáculos com o uso de
micro-ondas**

Monografia apresentada como requisito parcial para
a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia da
Computação

Orientador: Prof. Dr. Raphael Martins Brum
Co-orientador: Prof. Me. Arthur Liraneto Torres
Costa

Porto Alegre
2017

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL

Reitor: Prof. Rui Vicente Oppermann

Vice-Reitora: Prof^a. Jane Fraga Tutikian

Pró-Reitor de Graduação: Prof. Vladimir Pinheiro do Nascimento

Diretora do Instituto de Informática: Prof^a. Carla Maria Dal Sasso Freitas

Coordenador do Curso de Engenharia de Computação: Prof. Renato Ventura Bayan Henriques

Bibliotecária-chefe do Instituto de Informática: Beatriz Regina Bastos Haro

"The voice of the intellect is a soft one, but it does not rest until it has gained a hearing." — SIGMUND FREUD

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço aos meus pais e familiares pelo amor, incentivo, apoio moral e conhecimentos e que, apesar de todas as dificuldades, me fortaleceram nessa jornada.

Aos meus amigos Ricardo Strauch, Gabriel Guedes, Daniel Brito, Nicolás Reichert, e Luan Araújo, que me apoiaram tanto em momentos de trabalho e construção de conhecimento, quanto em momentos de descontração e diversão.

Aos meus colegas de curso Thiago Martins, Kléber Porto, Pablo Soares, Raphael Smidt, Luiz Gustavo Gomes e Pablo Bodmann, que tornaram prazeroso o árduo caminho que todo engenheiro deve trilhar.

Aos meus companheiros de trabalho, que me acompanharam na prática e contribuíram para meus aprendizados pessoais e profissionais.

Agradeço a todos os professores por me proporcionarem o conhecimento não apenas racional, mas a manifestação do caráter e afetividade da educação no processo de formação profissional. Cada um teve sua importância no processo de aprendizado e seus ensinamentos me acompanharão por toda a vida.

A esta universidade, direção e administração que forneceram os recursos materiais, humanos e intelectuais para oportunizar minha formação e capacitação.

Ao meu orientador Raphael Martins Brum e meu co-orientador Arthur Liraneto Torres Costa, pelo suporte, pelas suas correções e incentivos, e por me fazerem sempre acreditar que esse momento seria concretizado.

E a todos que direta ou indiretamente fizeram parte da minha formação, o meu muito obrigado.

RESUMO

Um estudo sobre a importância do modelamento de um sistema específico de radar, o imageamento por micro-ondas, se faz interessante por abordar questões econômicas e de eficiência quanto à sua construção, uma vez que avalia a viabilidade dessa, a partir da validação desse modelo. Radares são dispositivos utilizados na sociedade em diversos âmbitos de atuação, dado que este sistema permite avaliar parâmetros diferentes dependendo de como é projetado. Haja vista que a construção de um dispositivo de imageamento implica em dispêndio de verba e tempo, fatores que em geral são rigorosamente administrados, seria de grande risco desenvolvê-lo sem ter a certeza de que iria satisfazer os requisitos de projeto. Neste viés, um modelo computacional de imageamento por micro-ondas foi desenvolvido para avaliar, sob determinadas condições, a exequibilidade da geração de imagens de objetos obstruídos por obstáculos através de simulações. Foram retornados os valores correspondentes à energia percebida pelo receptor, bem como as imagens do objeto de interesse, dotadas de escalas de cinza consonantes com a reflexibilidade do material com o qual ele foi simulado, uma vez que o aumento da reflexibilidade desse material facilita seu imageamento. A partir dessas duas informações foi possível avaliar para que parâmetros o sistema de imageamento tem maior eficiência, além de verificar se o modelo computacional se aplica a um sistema real. Para a verificação da efetividade do modelo computacional desenvolvido, foram adotadas três situações de análise: na primeira foi avaliado um objeto dielétrico dentro de um condutor; na segunda um objeto condutor dentro de um dielétrico; e, por fim, um objeto dielétrico dentro de outro dielétrico. Para o primeiro caso observou-se que a reflexão do condutor foi imensamente maior que a do dielétrico, impossibilitando a construção da imagem deste último, sem levar em consideração a influência das espessuras de cada um. Por conseguinte, no segundo caso, foi obtido 100 % da imagem do objeto inserido no dielétrico. Finalmente, para o terceiro caso, verificou-se que não ocorreu uma diferença tão grande de reflexibilidade entre ambos os materiais. Os resultados sugerem que o sistema é inviável para um material dielétrico obstruído por um condutor, bem como o contrário sendo a melhor situação. À exceção desses dois casos, observou-se que a eficiência do sistema é dependente da espessura dos objetos que se interessa imagear.

Palavras-chave: Controle aduaneiro. Controle contrabando. Detector de metais. Eletromagnetismo. FDTD. Imageamento 2-D. Micro-ondas. Modelo Computacional.

2-D Imaging system model capable of passing through objects using microwaves

ABSTRACT

A study on the importance of modeling a specific radar system, microwave imaging, is interesting because it addresses economic and efficiency issues regarding its construction, since it assesses the feasibility of the latter, based on the validation of this model. Radars are devices used in society in various fields of activity, since this system allows the evaluation of different parameters depending on how it is designed. Given that the construction of a imaging device implies expenditure of time and money, factors that are generally strictly administered, it would be of great risk to develop it without being sure that it would satisfy the design requirements. In this bias, a computational model of microwave imaging was developed to evaluate, under certain conditions, the feasibility of imaging objects obstructed by obstacles through simulations. The values corresponding to the energy perceived by the receiver were returned, as well as the images of the object of interest, with gray scales consonant with the reflectivity of the material with which it was simulated, since the increase of the reflexivity of this material facilitates its imaging. From this information it was possible to evaluate for which parameters the imaging system has higher efficiency, besides verifying if the computational model applies to a real system. In order to verify the effectiveness of the developed computational model, three analysis situations were adopted: in the first, a dielectric object was evaluated inside a conductor; in the second a conductive object within a dielectric; and, finally, a dielectric object within another dielectric. For the first case it was observed that the reflection of the conductor was immensely larger than that of the dielectric, making it impossible to construct the image of the latter, without taking into account the influence of the thicknesses of each one. Therefore, in the second case, 100% of the image of the object inserted in the dielectric was obtained. Finally, for the third case, it was verified that there was not such a great difference of reflexivity between both materials. The results suggest that the system is infeasible for a dielectric material obstructed by a conductor, as well as the opposite being the best situation. Except for these two cases, it was observed that the efficiency of the system is dependent on the thickness of the objects of interest.

Keywords: Customs control, Metal detector, Electromagnetism, FDTD, 2-D imaging, Microwaves, Computational model.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	Espectro eletromagnético	12
Figura 1.2	Array de receptores.....	15
Figura 1.3	Algoritmo e resultados de reconhecimento de partes do corpo humano	15
Figura 1.4	Estrutura de madeira com a topologia TX/RX	16
Figura 1.5	Resultados da execução do sistema	16
Figura 3.1	Diagrama de blocos simplificado de um sistema de radar.....	25
Figura 3.2	Abrangência do modelo do diagrama de blocos do sistema real de radar.....	25
Figura 3.3	Entradas e saídas do modelo computacional	26
Figura 4.1	Fluxograma do algoritmo de Yee.....	28
Figura 4.2	Arranjo dos pontos dos campos elétrico e magnético na grade de Yee.....	30
Figura 4.3	Vista externa do caminhão em 3-D no AutoCAD	35
Figura 4.4	Vista interna do caminhão em 3-D no AutoCAD.....	35
Figura 4.5	Partes externa (esq.) e interna (dir.) da vista lateral do caminhão.....	37
Figura 4.6	Partes externa (esq.) e interna (dir.) da vista superior do caminhão.....	37
Figura 4.7	Partes externa (esq.) e interna (dir.) da vista frontal do caminhão	37
Figura 5.1	Resultado das reflexões na vista lateral com bom condutor por dentro	40
Figura 5.2	Resultado das reflexões na vista superior com bom condutor por dentro	40
Figura 5.3	Resultado das reflexões na vista frontal com bom condutor por dentro.....	41
Figura 5.4	Resultado das reflexões na vista lateral com materiais intermediários.....	43
Figura 5.5	Resultado das reflexões na vista superior com materiais intermediários	43
Figura 5.6	Resultado das reflexões na vista frontal com materiais intermediários.....	44
Figura 5.7	Resultado das reflexões na vista lateral com bom condutor por fora	45
Figura 5.8	Resultado das reflexões na vista frontal com bom condutor por fora.....	46
Figura 5.9	Resultado das reflexões na vista superior com bom condutor por fora	46

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1	Expressões para a constante de atenuação e para a impedância intrínseca	21
Tabela 2.2	Profundidade de penetração de alguns condutores.....	22
Tabela 5.1	Parâmetros dos materiais utilizados no primeiro ambiente	40
Tabela 5.2	Parâmetros dos materiais utilizados no segundo ambiente	42
Tabela 5.3	Porcentagem da energia transmitida que foi percebida no receptor	43
Tabela 5.4	Porcentagem da energia transmitida que foi percebida no receptor.....	43
Tabela 5.5	Porcentagem da energia transmitida que foi percebida no receptor	44
Tabela 5.6	Parâmetros dos materiais utilizados no terceiro ambiente.....	45

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

FDTD Finite-Difference Time-Domain

OCR Optical Character Recognition

PC Personal Computer

RX Receptor

TWI Through-Wall Imaging

TX Transmissor

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	11
1.1 Imageamento por micro-ondas	12
1.2 Objetivos e estrutura do trabalho	13
1.3 Trabalhos relacionados	14
2 TEORIA ELETROMAGNÉTICA	18
2.1 Equações de Maxwell	18
3 DESCRIÇÃO DO SISTEMA	23
3.1 Sistema real	23
3.2 Diagrama de blocos	24
4 MODELO DE SISTEMA DE IMAGEAMENTO EM 2-D	27
4.1 Modelo eletromagnético computacional: o FDTD	27
4.1.1 O algoritmo de Yee	28
4.1.2 Equações de atualização em 1-D	29
4.1.3 Adição de fonte de ondas eletromagnéticas	31
4.2 Modelo do sistema com o FDTD	32
4.3 Ambientes modelados	34
4.4 Casos de teste	38
5 RESULTADOS	39
5.1 Estrutura utilizada	39
5.2 Imagens obtidas	39
5.3 Ambiente modelando um bom condutor obstruído por um bom dielétrico	40
5.4 Ambiente modelando dois materiais intermediários	42
5.5 Ambiente modelando um bom dielétrico obstruído por um bom condutor	44
6 CONCLUSÃO	48
7 DIREÇÕES FUTURAS	49
REFERÊNCIAS	50

1 INTRODUÇÃO

O radar é um sistema, ou dispositivo, que permite a identificação de parâmetros que se deseja extrair de um ambiente. Desenvolvido inicialmente com o intuito de mensurar distâncias, a evolução do sistema permitiu, entre outras coisas, a construção de imagens de objetos de interesse inseridos nesse ambiente. A geração da imagem se dá através da transmissão e recepção de ondas, que podem ser mecânicas, como no caso do imageamento por ultrassom, ou eletromagnéticas, dentre as quais pode-se citar o raio-X, o infravermelho, o ultravioleta e a luz visível. Cada faixa de frequência do espectro eletromagnético é adequada para resolver determinados problemas. O imageamento óptico, por exemplo, não requer uma fonte de transmissão, pois se utiliza da luz visível. No entanto, essa condição dificulta o imageamento de ambientes com pouca ou nenhuma luz, reduzindo a gama de aplicações do sistema, o que contribuiu para o desenvolvimento de sistemas que realizam o imageamento por infravermelho, chamado de termografia, o qual é eficiente mesmo sob a ausência total de luz visível. A fonte de emissão necessária para a termografia é o calor, pois ela se baseia nas diferenças de temperatura entre os objetos para identificá-los com maior precisão. Por isso, a termografia em ambientes sem a presença de seres vivos tipicamente requer uma fonte externa de radiação (termografia ativa), o que também impõe limitações.

Além disso, nenhum dos sistemas mencionados permite a formação de imagens de objetos que se encontram atrás de obstáculos, o que resultou na exploração de outras faixas do espectro eletromagnético para tal fim. Contudo, escolher a faixa para cada sistema exige que se leve em consideração a relação custo-benefício do projeto, uma vez que, dependendo da demanda, frequências diferentes são capazes de atender a mesma necessidade, diferenciando-se apenas pelo custo de sua geração. Por outro lado, ondas que atendem a mesma demanda e com custos muito similares podem vir a ser vantajosas, diferindo-se em outros aspectos que não o custo, como a praticidade de sua utilização, nocividade ao corpo humano, espessura dos materiais do ambiente (uma vez que a profundidade de penetração das ondas em meios com perdas é inversamente proporcional à frequência, como será discutido na seção 2), entre outros.

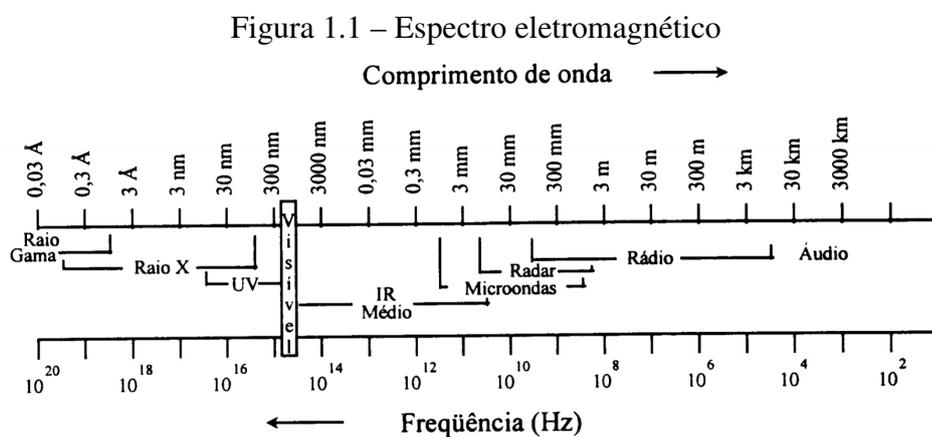
Após a fase de projeto, é habitual o desenvolvimento de um protótipo com o propósito de validar o estudo realizado, e para tal, testes reais são aplicados para determinar a melhor configuração do sistema. Dependendo das exigências do projeto, o desenvolvimento desse protótipo pode ser oneroso, o que inviabilizaria o desenvolvimento desse sistema para grupos de orçamento limitado. Sendo assim, um modelo que permite o teste de diversos parâmetros, possibilitando a avaliação da eficiência do projeto e, ao mesmo tempo, a redução de custos na fase

de testes, é de grande interesse para quem deseja desenvolver projetos nessa área, seja no âmbito acadêmico, seja para fins comerciais.

1.1 Imageamento por micro-ondas

Quando uma onda incide sobre um determinado meio ou material, sua transmissão (porção que atravessa o meio) depende de diversos fatores, como as propriedades físicas dos materiais, a distância a ser percorrida, o meio de propagação e a frequência da onda. Os métodos de imageamento baseados na luz visível ou infravermelho, por exemplo, são limitados com relação à capacidade de atravessar obstáculos. Logo, no modelo desenvolvido neste trabalho faz-se necessária a utilização de uma das faixas restantes do espectro.

A energia associada a uma onda eletromagnética é proporcional não só às amplitudes dos seus campos elétrico e magnético, mas também à sua frequência. Uma onda eletromagnética de grande energia acarreta não apenas altos custos de geração, como também um maior grau de nocividade para o corpo humano. Entretanto, frequências muito baixas, como as de rádio, requerem antenas longas para a detecção do sinal devido ao seu comprimento de onda, o que dificulta a mobilidade do sistema. Tendo em vista os fatores supracitados e a região onde se encontra no espectro eletromagnético, como indicado na Figura 1.1, a faixa das microondas se apresenta como uma solução com grande potencial para um sistema de imageamento capaz de atravessar obstáculos, com custo e tamanho do sistema reduzidos em relação ao uso de outras frequências.



Fonte: (MORAIS, 1998)

As micro-ondas, cuja faixa de frequências vai de 300 MHz a 300 GHz, têm sido bastante exploradas nas áreas de medicina e de geologia. Sua faixa de frequências apresenta uma atenuação atmosférica menor do que as frequências mais altas, o que a torna adequada para o imageamento aéreo (construção de imagens de vistas de topo, comumente realizadas por satélites ou por aeronaves), permitindo a construção de imagens e detecção de objetos de ambientes sob intensas condições de nebulosidade (MORAIS, 1998). Mapeamentos geomorfológicos (relevos e solo), avaliação do potencial dos recursos hídricos superficiais e subterrâneos, e identificação de áreas para prospecção mineral são exemplos de aplicações geológicas que utilizam essa técnica. Além disso, elas vêm ganhando espaço em detecções de câncer de mama por ter um menor grau de nocividade e um contraste superior ao raio-X (WANG et al., 2014), tornando-as promissoras na medicina. Outra área em que sua aplicação tem sido de grande importância é a da segurança, com produtos comerciais criados para facilitar a identificação, por exemplo, de reféns e criminosos em um lugar fechado.

O imageamento pode ser realizado de duas formas diferentes. A primeira, chamada de *motion based imaging* (imageamento baseado em movimento), mantém o transmissor fixo e detecta variações do alvo, o que requer alvos não-estáticos. A segunda forma baseia-se em mover o transmissor de maneira a varrer as dimensões do ambiente, com a imposição do alvo se manter imóvel. Ambos os métodos permitem diversas configurações de topologia do par transmissor/-receptor (TX/RX), sendo necessário determinar a melhor para os requisitos do projeto. Uma topologia possível é o receptor ao lado do transmissor, sendo utilizados os valores de reflexão para a análise dos resultados. Mas também é possível manter o TX/RX alinhados, de forma a utilizar os valores de transmissão em vez dos de reflexão, como é feito em exames de raio-X.

1.2 Objetivos e estrutura do trabalho

Este trabalho visa elaborar um modelo computacional de *TWI – Through-Wall Imaging* (Imageamento capaz de atravessar paredes) com o uso de micro-ondas. A propagação das ondas será implementada através do método de *FDTD – Finite-Differences Time-Domain* (Diferenças Finitas no Domínio Tempo) e simulada no MATLAB®. Os casos de teste serão elaborados com base em estimativas de situações reais, a saber, controle aduaneiro e identificação não-invasiva de problemas em instalações hidráulicas. Espera-se que este modelo contribua para o crescimento e o aprimoramento de projetos existentes na área, bem como motivar o desenvolvimento de novas aplicações.

O modelo apresentado baseia-se no segundo método citado na seção anterior, tendo o

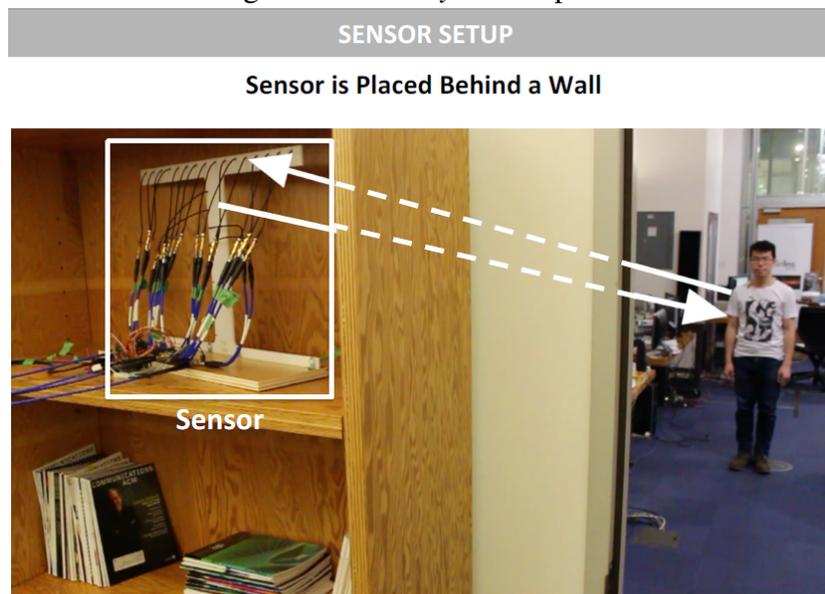
seu par TX/RX posicionado lado a lado, e, portanto, todos os casos de testes são focados em alvos imóveis. O objeto de interesse que se deseja imagear, denominado de alvo, proposto neste sistema é uma caixa de dimensões semelhantes às de um paralelepípedo. A caixa se encontra dentro da caçamba de um caminhão, que por sua vez, está posicionado à frente do par TX/RX a uma distância arbitrária. O ambiente do modelo é alvejado por micro-ondas até que, depois de um tempo suficientemente longo (ou seja, o tempo necessário para a energia transmitida sair completamente do sistema), a partir da técnica aplicada, seja possível obter uma imagem que permita identificar os diferentes objetos do cenário.

Nesta dissertação, inicialmente, é feito um breve discorrimento sobre o sistema de imageamento de micro-ondas e trabalhos relacionados a este tema, bem como uma introdução sobre teoria eletromagnética, com o intuito de apresentar alguns conceitos fundamentais para uma melhor compreensão do assunto. Em seguida é feita a descrição do sistema real, destacando o que será incluído no modelo proposto. As imagens obtidas e os problemas encontrados durante o projeto são imediatamente apresentados em forma de resultados. Por fim, são apresentadas as conclusões e os direcionamentos futuros para este trabalho.

1.3 Trabalhos relacionados

Em 2014 o Massachusetts Institute of Technology University desenvolveu um sistema de imageamento baseado em movimento, que analisa múltiplas capturas de reflexões que chegam no receptor (ADIB et al., 2015). A Figura 1.2 exhibe o sensor utilizado nesse sistema, que é formado por um *array* de receptores localizados no canto de uma sala, conectados ao processador de sinais.

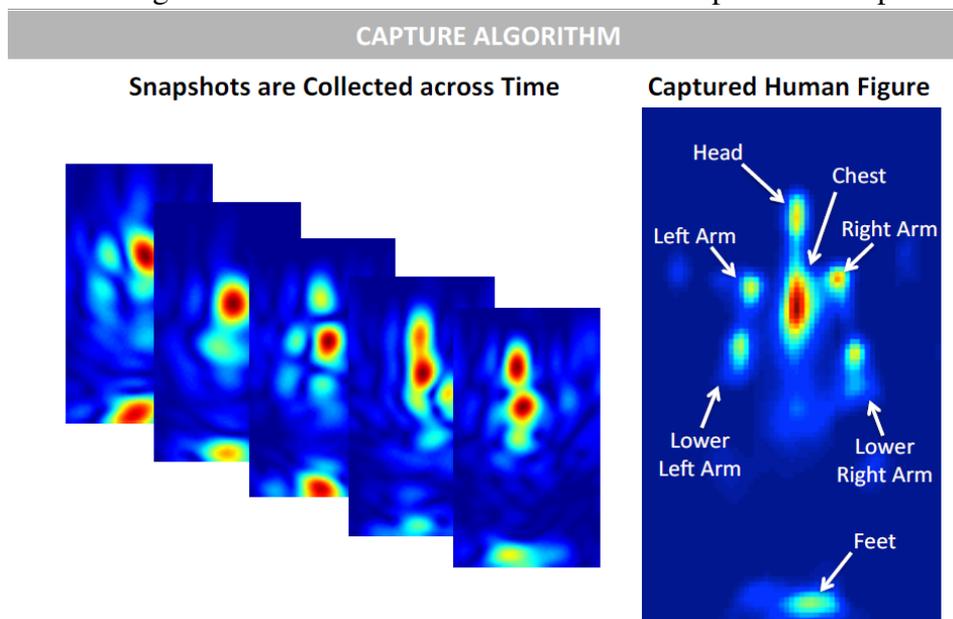
Figura 1.2 – Array de receptores



Fonte: (ADIB et al., 2015)

Devido à angulação com que as ondas eletromagnéticas incidem no alvo, apenas um conjunto de partes do corpo humano é refletido até o receptor a cada instante de tempo. Com base nisso, a proposta desse sistema é reconhecer partes do corpo humano, a partir das diferentes capturas provenientes da movimentação do alvo, como é mostrado na Figura 1.3.

Figura 1.3 – Algoritmo e resultados de reconhecimento de partes do corpo humano

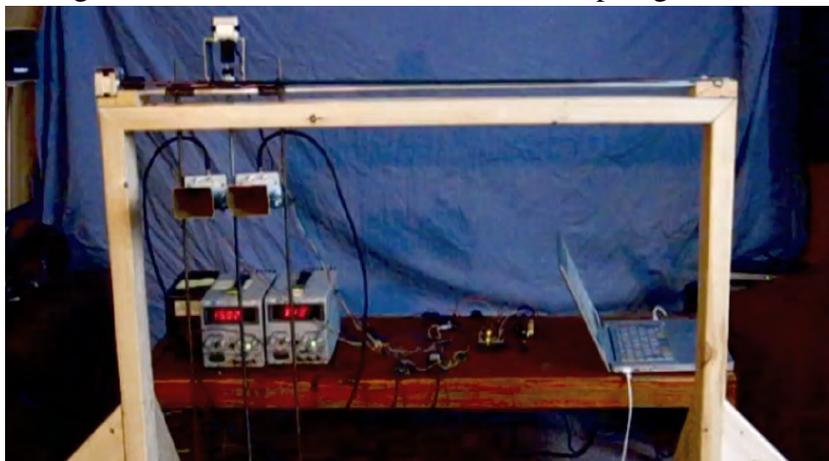


Fonte: (ADIB et al., 2015)

Pesquisadores da Queen's University, ao contrário do trabalho citado anteriormente, projetaram um sistema em que a fonte de transmissão é móvel. Com o uso de uma estrutura de madeira (Figura 1.4), o transmissor é movido nas direções horizontal e vertical, realizando uma

varredura de todas as posições do ambiente necessárias para construir a imagem. O alvo, neste caso, deve permanecer imóvel, senão a imagem final apresentará distorções ou erros com relação ao cenário real (DAVIDGE et al., 2013).

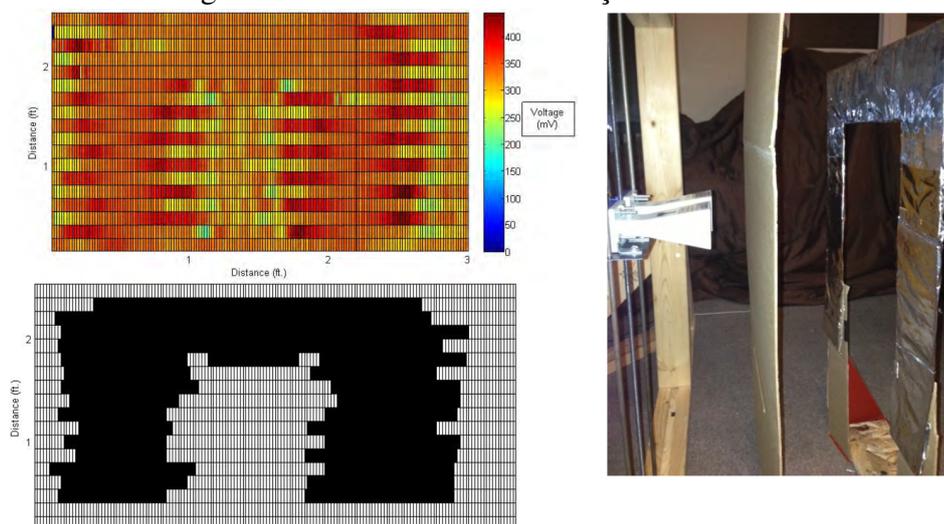
Figura 1.4 – Estrutura de madeira com a topologia TX/RX



Fonte: (DAVIDGE et al., 2013)

Utilizando-se da tensão elétrica recebida em cada posição da varredura, a qual é função do campo elétrico refletido de volta ao receptor, o sistema é capaz de detectar formas que permitam a identificação de objetos localizados atrás de obstáculos, como é mostrado na Figura 1.5.

Figura 1.5 – Resultados da execução do sistema



Fonte: (DAVIDGE et al., 2013)

No canto superior esquerdo da Figura 1.5, tem-se o resultado puro, ou seja, a tensão elétrica que chegou aos sensores sem qualquer tipo de processamento. O sinal recebido é então filtrado, aproximando-se níveis semelhantes de voltagem e mapeando-os para cores ou escalas de cinza, a fim de permitir a identificação dos diferentes objetos contidos no ambiente de teste

na imagem final (canto inferior esquerdo). No canto direito, pode-se ver a topologia TX/RX, com ambos posicionados lado a lado.

Métodos de imageamento baseados em micro-ondas também podem ser aliados às técnicas de processamento de imagens para permitir o *OCR – Optical Character Recognition* (Reconhecimento Óptico de Caracteres) de textos localizados em ambientes sem a passagem de luz visível ou em lugares fechados (como livros, por exemplo). Este sistema seria útil para a digitalização de livros sem a necessidade de abri-los, permitindo o registro de conteúdo textual com maior facilidade (SANCHEZ et al., 2016).

2 TEORIA ELETROMAGNÉTICA

Neste capítulo, serão abordados os conceitos fundamentais para a compreensão das ondas eletromagnéticas. Discorrer-se-á brevemente a respeito da propagação das ondas, bem como dos elementos que têm influência nesse fenômeno.

2.1 Equações de Maxwell

Um campo elétrico variável no tempo gera um campo magnético, e vice-versa. Com base neste princípio, gera-se campos magnéticos variáveis no tempo provenientes de correntes alternadas, o que por sua vez gera campos elétricos variáveis, que se propagam na forma de ondas eletromagnéticas. A sua propagação é governada pelas chamadas relações constitutivas, que relacionam os campos elétrico e magnético com suas respectivas densidades de fluxo, e pelas equações de Maxwell, o conjunto de equações que une as leis de Faraday, Ampère e Gauss. Uma grande contribuição de Maxwell foi a correção da forma diferencial da lei de Ampère para considerar o modelo eletromagnético variável no tempo, uma vez que ela era válida apenas para os modelos estáticos. As equações de Maxwell são dadas por

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (2.1)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho, \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0, \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}. \quad (2.4)$$

A equação (2.1) representa a Lei de Faraday, e diz que o rotacional do campo elétrico é igual à variação da densidade de fluxo magnético no tempo, com um sinal de menos. Em outras palavras, um fluxo magnético variável gera um campo elétrico. A equação (2.2) diz que o divergente da densidade de fluxo elétrico que sai de, ou entra em, uma determinada superfície é igual à densidade de carga contida nela, o que implica que a densidade de fluxo elétrico só começa ou termina em cargas elétricas (indica a existência de cargas elétricas). A equação (2.3) é semelhante à equação (2.2), com o lado direito igual a zero sugerindo a inexistência de carga magnética. Por fim, a equação (2.4) é a contribuição de Maxwell citada anteriormente, que diz que o rotacional do campo magnético é igual à densidade de corrente mais a variação da densidade de fluxo elétrico e, analogamente à equação (2.1), implica que um campo magnético

variável gera um campo elétrico. Os termos \vec{D} e \vec{B} podem ser relacionados com \vec{E} e \vec{H} de acordo com as denominadas relações constitutivas, as quais, em um meio linear, isotrópico e não-dispersivo, são dadas por

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}, \quad (2.5)$$

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \vec{B}. \quad (2.6)$$

É interessante analisar campos harmônicos ao resolver problemas de ondas eletromagnéticas, pois esses permitem a obtenção de soluções analíticas com facilidade. Essas soluções podem ser generalizadas para qualquer tipo de sinal, decompondo-os através de séries de Fourier (para sinais periódicos) ou de transformadas de Fourier (para sinais aperiódicos). Além disso, a análise de parâmetros decorrentes da solução por campos harmônicos permite relacionar os parâmetros que caracterizam os materiais – permissividade, permeabilidade e condutividade – com os coeficientes de reflexão e transmissão, os quais serão discutidos a seguir. Campos que variam em coordenadas espaciais e possuem uma variação senoidal no tempo podem ser representados por fasores que dependem de coordenadas espaciais, porém sem dependência temporal. Pode-se escrever um campo elétrico harmônico relativo a $\cos(\omega t)$ como

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \Re[\vec{E}(x, y, z)e^{j\omega t}], \quad (2.7)$$

onde $\vec{E}(x, y, z)$ é um fador que contém informações sobre a direção, a magnitude e a fase. Fasores são particularmente úteis ao representar derivadas e integrais de campos harmônicos, uma vez que, se $\vec{E}(x, y, z, t)$ for representado pelo fador $\vec{E}(x, y, z)$, por exemplo, então $\partial \vec{E}(x, y, z, t)/\partial t$ seria representado pelo fador $j\omega \vec{E}(x, y, z)$, substituindo derivadas e integrais de qualquer ordem por simples multiplicações ou divisões. Sendo assim, as equações de Maxwell em termos de fasores são dadas por

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H}, \quad (2.8)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon_c\vec{E}, \quad (2.9)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon}, \quad (2.10)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0. \quad (2.11)$$

Foi introduzido uma novo termo ϵ_c , que representa a permissividade elétrica complexa modelada em um meio com perdas. Este termo é importante para modelar o efeito da condu-

tividade elétrica na propagação das ondas através desse meio. A permissividade complexa ϵ_c é dada por

$$\epsilon_c = \epsilon - j\frac{\sigma}{\omega}. \quad (2.12)$$

Apesar da permissividade complexa ϵ_c considerar tanto perdas ôhmicas quanto perdas dielétricas, neste trabalho serão assumidas apenas as perdas ôhmicas, isto é, as causadas pela condutividade elétrica dos materiais modelados.

Em problemas de ondas eletromagnéticas é usual assumir uma região livre de fontes eletromagnéticas (ou seja, onde $\rho = 0$), pois a origem da onda não é relevante para a solução, ao contrário do comportamento de sua propagação. De posse das equações de Maxwell e assumindo uma região livre de fontes ou afastadas suficientemente de modo a desprezar os efeitos de proximidade da fonte, as equações homogêneas da onda em meios com perdas são dadas por

$$\nabla^2 \vec{E} - \gamma^2 \vec{E} = 0, \quad (2.13)$$

$$\nabla^2 \vec{H} - \gamma^2 \vec{H} = 0. \quad (2.14)$$

onde $\gamma = j\omega\sqrt{\mu\epsilon_c}$ é a constante de propagação complexa.

Ao incidir na interface entre dois meios, uma onda pode ser refratada, refletida ou transmitida. A refração é responsável por alterar o ângulo de incidência da onda e, consequentemente, a velocidade com que ela se propaga no meio. As alterações de ângulo não serão discutidas neste trabalho, pois o modelo proposto considera apenas ondas planas e normais às interfaces dos meios. Sendo assim, a refração influenciará apenas na velocidade da onda, ditada pelo índice de refração, dado por

$$N = \sqrt{\mu_r \epsilon_r}, \quad (2.15)$$

onde μ_r é a permeabilidade magnética relativa, definida como a razão entre a permeabilidade do material e a do vácuo, e ϵ_r é a permissividade elétrica relativa, definida de forma análoga.

Uma parte da onda eletromagnética retorna para o primeiro meio e a outra parte é transmitida para o segundo, de acordo com os chamados coeficiente de reflexão e coeficiente de transmissão, os quais são dados, respectivamente, por

$$\Gamma = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1}, \quad (2.16)$$

$$\tau = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1}, \quad (2.17)$$

onde η_1 e η_2 são a impedância intrínseca do meio por onde a onda está se propagando e a impedância intrínseca do meio onde ela está incidindo, respectivamente. Desta forma, pode-se perceber que a reflexão é proporcional à diferença de impedâncias na interface dos meios através dos quais a onda se propaga. Se as impedâncias forem iguais, não há reflexão. A impedância intrínseca de um meio com condutividade elétrica σ , permissividade elétrica ϵ e permeabilidade magnética μ é dada por

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon_c}} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \quad (2.18)$$

É interessante observar que se o meio 2 é um condutor perfeito ($\sigma_2 \rightarrow \infty$, logo $\eta_2 = 0$), as equações (2.16) e (2.17) resultam em $\Gamma = -1$ e $\tau = 0$, o que indica que nada é transmitido e toda a onda incidente é refletida de volta para o meio 1. Além de contribuir para a reflexão, a condutividade também insere perdas no sistema, o que causa atenuação na onda incidente. Diferentes expressões são derivadas para essa atenuação – chamada de constante de atenuação – que dependem da composição do meio, mais precisamente, se é um dielétrico com poucas perdas ou se é um bom condutor. A Tabela 2.1 exhibe as formas como podem ser reduzidas as equações para a constante de atenuação e para a impedância intrínseca para cada caso.

Tabela 2.1 – Expressões para a constante de atenuação e para a impedância intrínseca

	Dielétricos com poucas perdas	Bons condutores
Condição	$\frac{\sigma}{\omega\epsilon} \ll 1$	$\frac{\sigma}{\omega\epsilon} \gg 1$
α (Np/m)	$\frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$	$\sqrt{\pi f \mu \sigma}$
η (Ω)	$\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \left(1 + j \frac{\sigma}{2\omega\epsilon} \right)$	$(1 + j) \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}}$

Fonte: Elaborado pelo autor

De acordo com a Tabela 2.1, pode-se afirmar que em bons condutores a onda sofrerá maior atenuação do que em dielétricos com poucas perdas, e essa atenuação é proporcional à frequência da onda. Portanto, uma onda com frequência muito alta será atenuada rapidamente ao se propagar por um bom condutor. A distância δ através da qual a amplitude de uma onda sofre uma atenuação de um fator igual a e^{-1} , ou 0.368, ao se propagar por um meio é chamada

de profundidade de penetração, dada por

$$\delta = \frac{1}{\alpha} \quad (\text{m}) \quad (2.19)$$

A Tabela 2.2 exibe a profundidade de penetração de alguns bons condutores, para uma melhor compreensão do seu significado.

Tabela 2.2 – Profundidade de penetração de alguns condutores

Material	σ (S/m)	$f = 60$ (Hz)	1 (MHz)	1 (GHz)
Silver	6.17×10^7	8.27 (mm)	0.064 (mm)	0.0020 (mm)
Copper	5.80×10^7	8.53	0.066	0.0021
Gold	4.10×10^7	10.14	0.079	0.0025
Aluminum	3.54×10^7	10.92	0.084	0.0027
Iron ($\mu_r \cong 10^3$)	1.00×10^7	0.65	0.005	0.00016
Seawater	4	32 (m)	0.25 (m)	†

Fonte: (CHENG, 1989)

A Tabela 2.2 indica que, a 1 GHz (ou seja, dentro da região das micro-ondas), uma onda eletromagnética perde 63.2% de sua amplitude – passando a ter 36.8% de seu valor original – ao se propagar por apenas 0.0027 mm através do alumínio. Espera-se então que uma onda eletromagnética contida na faixa das micro-ondas seja incapaz de atravessar um meio com a condutividade do alumínio, sendo boa parte da sua intensidade refletida de volta ao meio através do qual ela incide, e a outra parte convertida em densidade de corrente elétrica. A transmissão em bons condutores pode ser assumida como desprezível, para espessuras maiores do que δ .

Uma forma de mensurar as perdas causadas pelo ambiente é através da conservação de energia, ou seja, quanta energia foi perdida no sistema. Para calcular a energia, é necessário primeiramente calcular a potência. A densidade de potência eletromagnética é chamada de vetor de *Poynting*, o qual é definido como

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.20)$$

A energia total que uma onda carrega é então obtida através da integral deste vetor com relação ao tempo e ao espaço.

Tendo em vista as equações apresentadas neste capítulo, conclui-se que os parâmetros fundamentais a serem variados em simulações eletromagnéticas são a frequência da onda e a composição dos materiais, tais como a permissividade elétrica, a permeabilidade magnética, a condutividade e a espessura.

3 DESCRIÇÃO DO SISTEMA

Neste capítulo, serão abordados os conceitos de um sistema real de radar, com uma breve descrição de cada um de seus componentes. Em seguida, um diagrama de blocos será exibido com o intuito de facilitar a compreensão do funcionamento do sistema, tanto do real quanto do computacional.

3.1 Sistema real

Um sistema real de radar que se propõe a realizar imageamento por microondas pode ser de dois tipos: mono-estático e bi-estático. Os sistemas mono-estáticos são compostos por pelo menos um circuito gerador de sinal, um transmissor de ondas, um receptor de ondas, uma única antena, um duplexador, um processador de sinal e um amplificador de sinais.

Com a finalidade de realizar a varredura de um ambiente, como mencionado anteriormente, a antena se posiciona inicialmente em um ponto do cenário. O duplexador comuta para a posição de transmissão, e em seguida o transmissor envia um curto pulso de onda eletromagnética em direção ao ambiente. Logo após, o duplexador comuta para a posição de recepção para captar o eco que, por sua vez, é amplificado, demodulado e enviado para o processador de sinais, responsável por interpretar os dados recebidos. Dado que a ordem de potência do sinal que sai do transmissor é significativamente maior que a do receptor, o duplexador exerce também a função de proteger este último. Por fim, o transmissor move-se para uma nova posição e retoma o processo.

Já um sistema bi-estático, o qual será abordado neste trabalho, não requer o duplexador, tendo em vista que esse sistema é dotado de duas antenas – uma acoplada no transmissor e outra no receptor – que permitem que a transmissão e a recepção ocorram simultaneamente. No entanto, para que isto ocorra, ambas as antenas precisam estar apontadas na mesma direção e ter seus movimentos sincronizados. Este tipo de sistema apresenta a vantagem de isolar completamente a transmissão da recepção, e por isso, é comumente utilizado em situações que requerem alta sensibilidade. Abaixo segue uma breve descrição de cada um dos componentes de um sistema bi-estático.

Sistema de transmissão: Basicamente três elementos compõem o sistema de transmissão - oscilador, modulador, e transmissor. O transmissor emite pulsos eletromagnéticos de alta potência em direção à antena que os remete ao ambiente de interesse.

Oscilador: Osciladores nada mais são que geradores de sinais que, através de uma fonte

de corrente contínua, produzem ondas com frequências e formas variáveis, dependendo de sua arquitetura. A maioria dos radares usa bandas de frequências de rádio ou de micro-ondas, sendo essa última mais adequada para processos de imageamento. Caso o sistema de radar requiera precisão, essas frequências precisam ser estáveis.

Transmissor: A função do transmissor é enviar sinais em forma de pulsos de alta potência, uma vez que o eco – sinal que é refletido após atingir o alvo – é bem mais fraco que o sinal emitido. Por isso, o transmissor tem a função de amplificar o sinal gerado no oscilador.

Antena: No sistema de radar do tipo bi-estático as antenas geralmente têm formato parabólico. No entanto, como neste caso específico de imageamento não há a necessidade de que as antenas sejam giratórias, haja vista que esta é direcional e tem por finalidade emitir as micro-ondas ao objeto, elas podem ser fixas e acopladas no par TX/RX e ter um formato cônico.

Sistema de recepção: Como dito anteriormente, o receptor do radar amplifica os ecos produzidos quando as ondas refletem no alvo. Para o caso bi-estático, em que há uma antena para a transmissão e outra para a recepção, o sistema funciona da seguinte forma: o pulso gerado é enviado à antena que o envia ao espaço. O sinal atinge o objeto e retorna em forma de eco. Neste instante o sinal é captado pela antena do receptor, enquanto o transmissor envia novos pulsos. Isso só é possível justamente por haver duas antenas, caso contrário, o transmissor deveria permanecer desligado enquanto o sinal fosse refletido até chegar no receptor, pois caso permanecesse ligado, devida à alta potência, o receptor não receberia o pulso refletido, e sim o pulso emitido. O dispositivo responsável por comutar o momento de transmissão e reflexão é chamado de Duplexador, utilizado apenas em sistemas mono-estáticos. Após a ampliação, o sinal é modulado e enviado para o processador de sinais, onde é processado e pronto para ser interpretado pelo usuário do dispositivo.

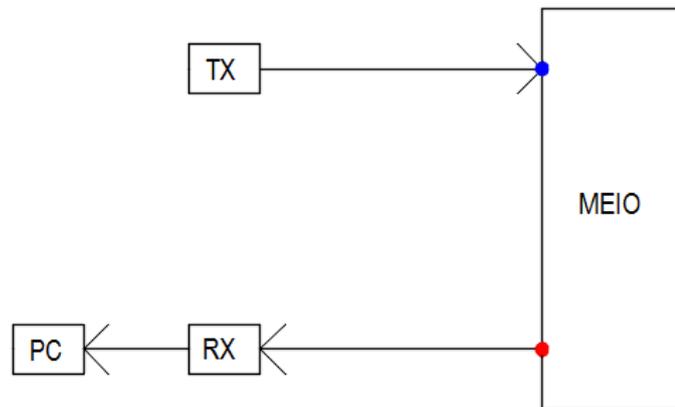
Receptor: O receptor tem por finalidade captar e ampliar os ecos e enviá-los ao processador. No entanto, é necessário avaliar se o sinal que é recebido é proveniente da reflexão em um objeto (informação desejada), ou se é meramente um ruído inerente a ele (informação descartável). Para que essa análise seja possível, filtros são instalados junto ao receptor, responsáveis por eliminar interferências.

3.2 Diagrama de blocos

Em um sistema real de imageamento por radar, o diagrama de blocos pode ser esquematizado da seguinte maneira: o dispositivo de transmissão TX, o qual é composto por oscilador, modulador, transmissor e antena, envia uma onda eletromagnética em direção ao meio, que por

sua vez reflete uma parcela em direção ao dispositivo receptor RX, o qual é composto por uma antena, um modulador e um filtro de sinais. O receptor capta essa onda e a envia para o gerador de sinais (PC), que por fim, processa a informação conforme desejado pelo projeto. A figura 3.1 ilustra o diagrama de blocos.

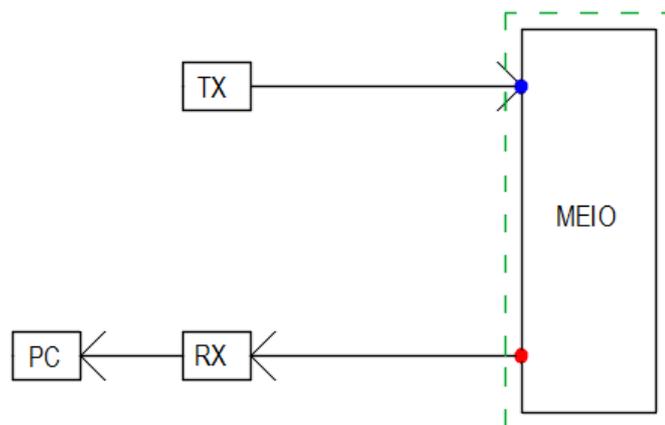
Figura 3.1 – Diagrama de blocos simplificado de um sistema de radar



Fonte: Elaborado pelo autor

O objetivo deste trabalho é avaliar a resposta (saída) gerada pelo meio, dado um conjunto de informações (entrada) que é enviado a ele. Em outras palavras, simular o comportamento dos sinais que são transmitidos e refletidos pelo meio. Portanto, o diagrama de blocos da modelagem se dará apenas na porção delimitada pelo retângulo verde, abrangendo ambos os sinais – representados pelos círculos azul e vermelho – e o meio, conforme indicado na figura 3.2.

Figura 3.2 – Abrangência do modelo do diagrama de blocos do sistema real de radar



Fonte: Elaborado pelo autor

Por outro lado, no que tange ao modelo computacional, os sinais de entrada não mais dizem respeito às propriedades eletromagnéticas da onda, mas sim às características físicas dos

materiais. Assim sendo, tem-se que os parâmetros de entrada são a permissividade elétrica ϵ , a permeabilidade magnética μ , a condutividade elétrica σ , a altura h , a largura w e a espessura t . Por sua vez, os parâmetros de saída são a potência da fonte P , a frequência da onda f , e a distância d entre a fonte e o meio. O esquemático do diagrama de blocos do modelo computacional é representado na figura 3.3.

Figura 3.3 – Entradas e saídas do modelo computacional



Fonte: Elaborado pelo autor

A figura 3.3 indica que o modelo se propõe a retornar a configuração necessária para que o sistema seja capaz de detectar os objetos de interesse, dados os parâmetros de entrada do ambiente modelado. Embora a distância entre a fonte e o meio tenha influência na resposta de um sistema real, no modelo deste trabalho são desprezados os efeitos da atenuação da onda pelo ar, uma vez que esse foi modelado com impedância intrínseca homogênea, eliminando completamente a atenuação.

4 MODELO DE SISTEMA DE IMAGEAMENTO EM 2-D

Este capítulo tem como objetivo descrever a teoria e o algoritmo de uma das principais técnicas de simulação de ondas eletromagnéticas, o FDTD. Em seguida, serão descritos os passos necessários para a utilização desta técnica no imageamento, desde a criação do ambiente modelado até o processamento do sinal recebido.

4.1 Modelo eletromagnético computacional: o FDTD

De posse das equações que governam o comportamento de ondas eletromagnéticas, é necessária a implementação de um método numérico para resolvê-las para um conjunto de parâmetros, a fim de realizar a simulação. Devido às limitações inerentes à forma como os números são armazenados em um computador, invariavelmente as soluções apresentarão erros de aproximação. Deve-se, então, implementar o algoritmo que proporciona o melhor custo-benefício, o que neste caso se traduz em tempo de simulação em detrimento da precisão dos resultados. O FDTD é, o método mais simples de resolução computacional de problemas eletromagnéticos, tanto em termos conceituais quanto de implementação (SCHNEIDER, 2016). Deve-se observar que esse método é inerentemente aproximativo, ou seja, mesmo em um sistema computacional dotado de precisão infinita, o resultado da execução do FDTD seria uma aproximação da solução real. O método emprega diferenças finitas tanto para as derivadas espaciais quanto para as derivadas temporais que aparecem nas equações de Maxwell. A técnica de diferenças finitas é comumente implementada de uma das três seguintes formas: diferenças progressivas, diferenças regressivas e diferenças centradas. Elas distinguem-se apenas pelos pontos escolhidos para a resolução da derivada de determinado ponto. Neste trabalho, será utilizado o método das diferenças centradas na implementação do FDTD, que seleciona um ponto anterior e outro seguinte ao ponto de interesse (ponto central), localizados a uma distância $\delta/2$ do centro. Por expansão da série de Taylor e utilizando o diferenças centradas, a derivada de $f(x)$ no ponto $x = x_0$ é dada por

$$\frac{df(x)}{dx} \Big|_{x=x_0} \approx \frac{f(x_0 + \frac{\delta}{2}) - f(x_0 - \frac{\delta}{2})}{\delta}. \quad (4.1)$$

Deve-se notar que o resultado deste método é o valor aproximado da derivada, pois os termos que contêm ordens iguais ou superiores de δ^2 provenientes da expansão da série de Taylor são ignorados. Logo, um erro de truncamento é associado a este método, o qual diminui conforme

δ tende a zero.

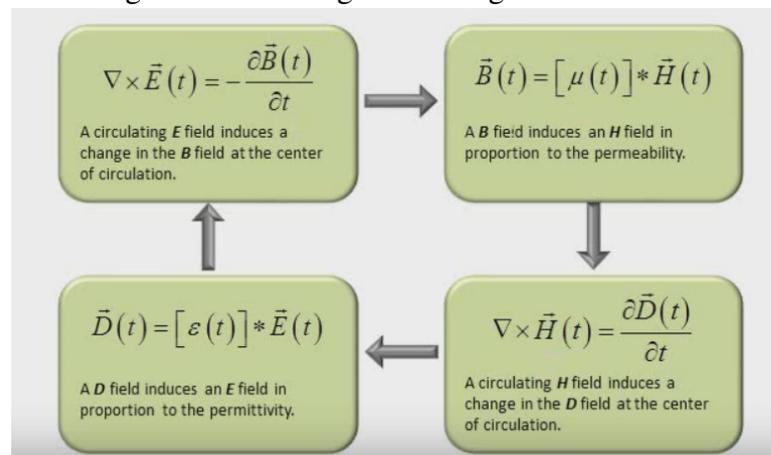
4.1.1 O algoritmo de Yee

Utilizando o livro de (SCHNEIDER, 2016) como referência para esta seção, o algoritmo do FDTD, como proposto por Kane Yee, pode ser resumido pelos seguintes passos:

1. Substituir todas as derivadas da lei de Ampère e da lei de Faraday por diferenças finitas. Discretizar o espaço e o tempo para que os campos elétrico e magnético sejam espalhados em ambos espaço e tempo.
2. Resolver as equações diferenciais resultantes para obter as equações de atualização que expressam os campos futuros (desconhecidos) em termos dos campos passados (conhecidos).
3. Calcular os campos magnéticos um passo de tempo (*time-step*) no futuro para que eles sejam agora conhecidos.
4. Calcular os campos elétricos um *time-step* no futuro para que eles sejam agora conhecidos.
5. Repetir os últimos dois passos até que os campos tenham sido obtidos por toda a duração desejada.

O fluxograma da figura 4.1 ajuda a entender estes passos. Note que na realidade esta sequência acontece simultaneamente, enquanto que na simulação do FDTD ela segue o fluxo apresentado.

Figura 4.1 – Fluxograma do algoritmo de Yee.



Fonte: (CEM LECTURES, 2015)

A grade de Yee tem a vantagem de satisfazer naturalmente as condições de interface dos campos elétricos e magnéticos. Basta preencher os valores de permissividades elétricas

e permeabilidades magnéticas na matriz que representa o ambiente e o algoritmo encontra o valor dos campos nas interfaces entre os diferentes meios. Por isso, pode-se deixar de lado as equações associadas às condições de interface ao implementar o algoritmo. Neste trabalho, serão assumidas ondas planas e com incidência sempre normal às interfaces do ambiente, o que torna suficiente a demonstração do algoritmo para uma dimensão. Além disso, os materiais serão simplificados para não serem dependentes de frequência. Assim sendo, as equações serão apresentadas de acordo com essas condições.

4.1.2 Equações de atualização em 1-D

Considerando um espaço unidimensional que apresenta variações apenas na direção de z e assumindo um campo elétrico que tem componentes apenas na direção de y , a lei de Faraday pode ser escrita como

$$-\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = \nabla \times \vec{E} = \begin{vmatrix} a_x & a_y & a_z \\ 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & E_y & 0 \end{vmatrix} = -a_x \frac{\partial E_y}{\partial z}. \quad (4.2)$$

Portanto, o campo magnético tem apenas a componente H_x dependente do tempo, já que o lado direito desta equação tem apenas componentes na direção de x . O campo magnético pode ter componentes nas direções y e z , mas elas não variam no tempo, portanto não são de interesse. Assim, a lei de Ampère-Maxwell pode ser escrita como

$$\vec{J} + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \nabla \times \vec{H} = \begin{vmatrix} a_x & a_y & a_z \\ 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & 0 & 0 \end{vmatrix} = a_y \frac{\partial H_x}{\partial z}. \quad (4.3)$$

Lembrando que $\vec{J} = \sigma \vec{E}$, as duas equações escalares obtidas de (4.2) e (4.3) são

$$\mu \frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{\partial E_y}{\partial z}, \quad (4.4)$$

$$\sigma E_y + \epsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial z}. \quad (4.5)$$

A equação (4.4) representa a derivada temporal de H em termos da derivada espacial de E , ao passo que a equação (4.5) representa a derivada temporal de E em termos da derivada espacial de H . Estas equações serão utilizadas para avançar os campos magnético e elétrico no tempo e são chamadas de equações de atualização. O próximo passo é transformá-las em diferenças

finitas, para poder implementá-las em um computador. Para isso, é necessário discretizar o espaço e o tempo. Para indicar a localização onde os campos serão amostrados no espaço e no tempo, será utilizada a notação

$$E_y(z, t) = E_y(m\Delta z, q\Delta t) = E_y^q[m], \quad (4.6)$$

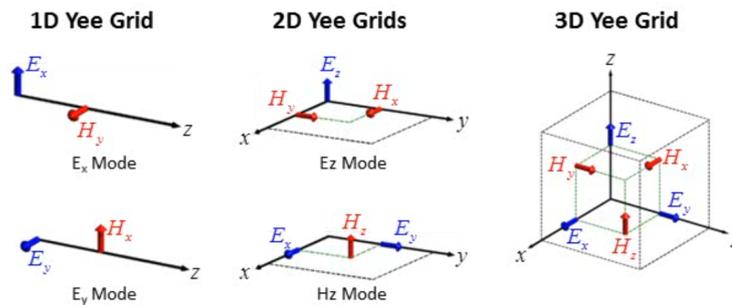
$$H_x(z, t) = H_x(m\Delta z, q\Delta t) = H_x^q[m], \quad (4.7)$$

onde Δz é o deslocamento espacial entre os pontos amostrados e Δt o deslocamento temporal. Estes deslocamentos devem ser configurados de acordo com a resolução demandada no projeto. Para a solução ficar estável, entretanto, há uma limitação para o tamanho dos deslocamentos, cuja relação é dada pelo número de Courant, definido como

$$S_c = \frac{c\Delta t}{\Delta z} = 1, \quad (4.8)$$

onde $c = 1/\sqrt{\epsilon_0/\mu_0}$ é a velocidade da luz no vácuo. Esta relação diz que a onda simulada não deve se propagar por mais do que um passo espacial a cada passo temporal, caso contrário a solução apresentará instabilidades. Assim, o passo espacial será definido como $\Delta z = c\Delta t$. Das equações de atualização, tem-se que o campo elétrico é função do seu valor no passado e do valor dos campos magnéticos nos pontos vizinhos, assim como o campo magnético é função do seu valor no passado e do valor dos campos elétricos nos pontos vizinhos. Desta forma, é necessária uma forma de separar os campos no espaço e no tempo. Um arranjo foi proposto por Yee, o qual é chamado de grade de Yee. A figura 4.2 mostra como esta grade se dispõe em até 3 dimensões.

Figura 4.2 – Arranjo dos pontos dos campos elétrico e magnético na grade de Yee.



Fonte: (CEM LECTURES, 2015)

Para separá-los no espaço, deve-se definir um dos campos (elétrico ou magnético) para existir em múltiplos inteiros da dimensão a ser percorrida, e outro para existir em múltiplos de meio passo espacial. Definindo o campo elétrico como o existente em múltiplos inteiros, a

equação (4.5) em diferenças finitas é dada por

$$\sigma E_y[m] + \epsilon \frac{E_y^{q+1}[m] - E_y^q[m]}{\Delta t} = \frac{H_x^{q+\frac{1}{2}}[m + \frac{1}{2}] - H_x^{q+\frac{1}{2}}[m - \frac{1}{2}]}{\Delta z}. \quad (4.9)$$

É necessário decidir que ponto no tempo utilizar no primeiro termo do lado esquerdo da Equação 4.9. Como o campo elétrico existe apenas em múltiplos inteiros de q ($q, q+1, q+2\dots$), tanto o ponto $t = q$ quanto o ponto $t = q+1$ são válidos. Entretanto, o algoritmo do FDTD exige que todos os termos de cada equação existam no mesmo ponto no espaço e no tempo, do contrário a solução será instável. Devido à característica das diferenças centrais, o segundo termo à esquerda existe no ponto $t = q + 1/2$, logo o termo $\sigma E_y[m]$ deve existir nesse mesmo ponto. Para isso, é necessário fazer a média do termo em torno dos pontos $t = q$ e $t = q+1$. Sendo assim, tem-se

$$\sigma E_y^{q+\frac{1}{2}}[m] = \sigma \frac{E_y^{q+1}[m] + E_y^q[m]}{2}. \quad (4.10)$$

Substituindo a Equação 4.10 na Equação 4.9, tem-se

$$\sigma \frac{E_y^{q+1}[m] + E_y^q[m]}{2} + \epsilon \frac{E_y^{q+1}[m] - E_y^q[m]}{\Delta t} = \frac{H_x^{q+\frac{1}{2}}[m + \frac{1}{2}] - H_x^{q+\frac{1}{2}}[m - \frac{1}{2}]}{\Delta z}. \quad (4.11)$$

A equação então pode ser resolvida para $E_y^{q+1}[m]$, que representa o campo elétrico futuro em termos dos campos magnético e elétrico anteriores no tempo. Resolvendo-se para $E_y^{q+1}[m]$, tem-se

$$E_y^{q+1}[m] = \frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon}} E_y^q[m] + \frac{\frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon}} \left(H_x^{q+\frac{1}{2}}[m + \frac{1}{2}] - H_x^{q+\frac{1}{2}}[m - \frac{1}{2}] \right). \quad (4.12)$$

Analogamente para $H_x^{q+\frac{1}{2}}[m + \frac{1}{2}]$, resolvendo a equação (4.4), tem-se

$$H_x^{q+\frac{1}{2}}[m + \frac{1}{2}] = H_x^{q-\frac{1}{2}}[m + \frac{1}{2}] + \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (E_y^q[m+1] - E_y^q[m]). \quad (4.13)$$

4.1.3 Adição de fonte de ondas eletromagnéticas

A onda a ser simulada será gerada por um pulso gaussiano, o qual será gerado apenas uma vez por posição da varredura da fonte. Este pulso é dado por

$$g(t) = e^{-\left(\frac{t-t_0}{\tau}\right)^2}, \quad (4.14)$$

onde τ é a largura do pulso, e t_0 é o tempo que se deve esperar para que o pulso não seja gerado abruptamente, o que causaria problemas no seu espectro de frequências. De acordo com (CEM LECTURES, 2015), a largura do pulso deve ser função da frequência máxima que se deseja simular, ou seja,

$$\tau = \frac{0.5}{f_{max}}. \quad (4.15)$$

O tempo mínimo t_0 recomendado é de 6 larguras de pulso, ou seja, $t_0 = 6\tau$. Assim, a fonte é inserida no sistema com a adição do pulso gaussiano na posição desejada. Assumindo que a fonte está localizada na posição m_{src} , a inserção do pulso é dada por

$$E_y^q[m_{src}] = E_y^q[m_{src}] + g[m] \quad (4.16)$$

Com a inserção do pulso no campo elétrico, o campo magnético também sofre variações no tempo, causando a propagação da onda na simulação.

4.2 Modelo do sistema com o FDTD

O algoritmo deve ser implementado de forma a simular a propagação da onda na direção do eixo z , com a fonte movendo-se para cada uma das posições ao longo dos eixos x e y . A simulação deve ser executada durante um tempo suficientemente longo, ou seja, até que toda a energia emitida pela fonte tenha saído do sistema. Para isso, é necessário que ela seja transmitida até a última posição da grade ou refletida até a posição da fonte do ambiente no eixo z . Esse tempo varia de acordo com os materiais inseridos no ambiente, pois quanto maior o número de reflexões realizadas por uma onda, maior o tempo que ela leva para sair do sistema. De acordo com (CEM LECTURES, 2015), uma boa estimativa para este tempo é dada por

$$T = 12\tau + 5t_{prop}, \quad (4.17)$$

onde τ é a largura do pulso gaussiano como explicado anteriormente, e t_{prop} é o tempo que a onda leva para se propagar de uma extremidade a outra na grade, dado por

$$t_{prop} = \frac{N_{max}Z\Delta z}{c}, \quad (4.18)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo, N_{max} é o maior índice de refração do ambiente, Z é a quantidade de pontos no eixo z do ambiente e Δz é o passo temporal. Para avaliar se

o tempo foi suficiente, é utilizada a verificação de conservação de energia, como discutido na seção 2. A energia total emitida pela fonte deve ser igual ao total que é transmitido mais o total que é refletido. A cada instante de tempo e para cada posição de x e y , é medido o vetor de Poynting em ambas as extremidades da grade. A soma das integrais destes vetores deve ser equivalente à integral do pulso gaussiano gerado pela fonte, como mostra a Equação 4.19.

$$\int_0^T \vec{P}_{src} dt = \int_0^T \vec{S}_{src} dt + \int_0^T \vec{S}_{trn} dt, \quad (4.19)$$

onde T é o número de passos necessários para não restar energia no sistema, \vec{P}_{src} é a potência gerada pela fonte, \vec{S}_{src} é o vetor de Poynting medido na posição da fonte e \vec{S}_{trn} é o vetor de Poynting medido na última posição da grade. Se o lado direito da Equação 4.19 for inferior ao lado esquerdo após a simulação, então parte da energia foi perdida (convertida em densidade de corrente). Para assegurar que a diferença é causada por perdas, e não por energia restante no sistema, cada simulação é realizada duas vezes, uma considerando perdas e a outra não. Espera-se que a simulação sem perdas respeite a equivalência da Equação 4.19, quando se pode afirmar que não há mais energia no sistema.

Assim, o laço que define a propagação das ondas durante o tempo T (isto é, repetindo-se T vezes) é apresentado no Algoritmo 4.1. Os coeficientes de atualização dos campos elétrico e magnético são calculados anteriormente ao laço para reduzir o tempo real de simulação.

Algoritmo 4.1 – Algoritmo de propagação das ondas eletromagnéticas

```

1 mEy1 = (2*e0*ER - dt*sigmas)./(2*e0*ER + dt*sigmas); % first electric
  field update coefficient
2 mEy2 = (2*e0*c0*dt)./((2*e0*ER + dt*sigmas)*dz); % second electric field
  update coefficient
3
4 mHx = (c0*dt)./(UR*dz); % magnetic field update coefficient
5
6 for T = 1:num_steps
7     for ny = 1:Ny
8         for nx = 1:Nx
9             %update H from E
10            for nz = 1:Nz-1
11                Hx(ny, nx, nz) = Hx(ny, nx, nz) + mHx(ny, nx, nz)...
12                    *(Ey(ny, nx, nz + 1) - Ey(ny, nx, nz));
13            end
14            Hx(ny, nx, Nz) = Hx(ny, nx, Nz) + mHx(ny, nx, Nz)*(-Ey(ny, nx, Nz));
15            %update E from H
16            Ey(ny, nx, 1) = mEy1(ny, nx, 1)*Ey(ny, nx, 1) + mEy2(ny, nx, 1)...
17                *(Hx(ny, nx, 1));
18            for nz = 2:Nz
19                Ey(ny, nx, nz) = mEy1(ny, nx, nz)*Ey(ny, nx, nz) +...
```

```

20         mEy2(ny, nx, nz)*(Hx(ny, nx, nz)- Hx(ny, nx, nz-1));
21     end
22     % Inject source on E field
23     Ey(ny,nx,z_src) = Ey(ny,nx,z_src) + g(T);
24 end
25 end
26
27 % Record poynting vector on both ends of the grid
28 REF(:, :) = REF(:, :) + abs(Ey(:, :, 1) .* Hx(:, :, 1));
29 TRN(:, :) = TRN(:, :) + abs(Ey(:, :, Nz) .* Hx(:, :, Nz));
30 end

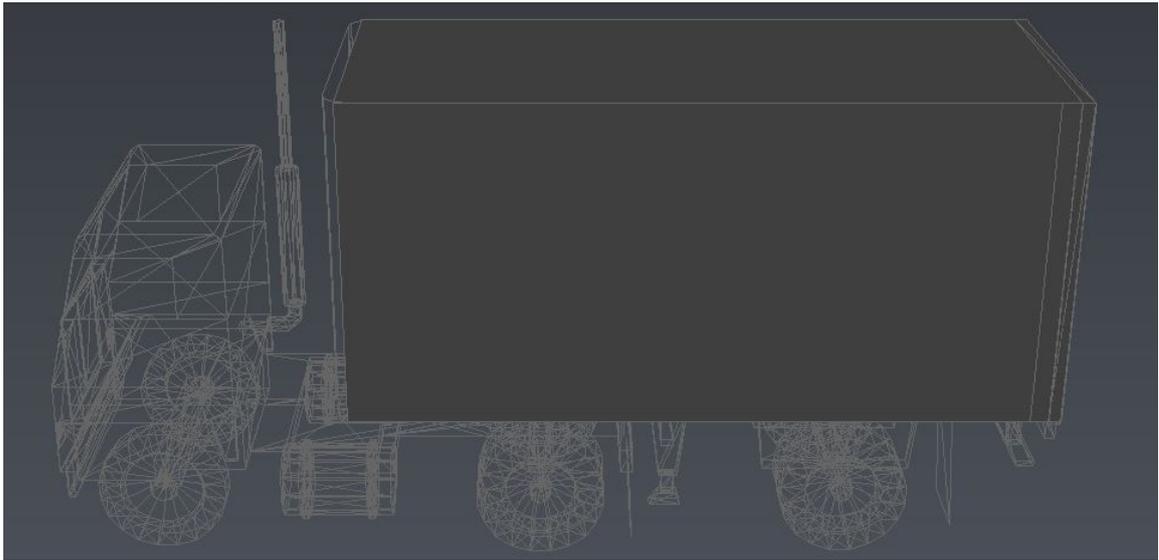
```

4.3 Ambientes modelados

O ambiente escolhido para os casos de teste foi um caminhão dotado de baú, dentro do qual foi inserida uma caixa. Optou-se por utilizar o software de modelamento 3-D AutoCAD 2012 para construí-lo, tendo em vista que esse programa dispõe de uma ferramenta que permite a exportação de dados que podem ser utilizados em outros softwares, como o MATLAB, por exemplo. Primeiramente realizou-se uma pesquisa na internet com o intuito de encontrar um bloco no formato DWG de um caminhão que se enquadrasse nos requisitos para o modelamento, uma vez que, devido à complexidade desse bloco, desenhá-lo levaria um tempo considerável, além de não ser o foco deste trabalho. As dimensões do caminhão foram reduzidas visando diminuir o tempo de simulação, e logo após, a caixa foi construída e posicionada dentro de sua caçamba, completando o ambiente proposto. Os materiais dos objetos foram sendo modificados de acordo com os requisitos de cada teste, como será discutido na seção 4.4.

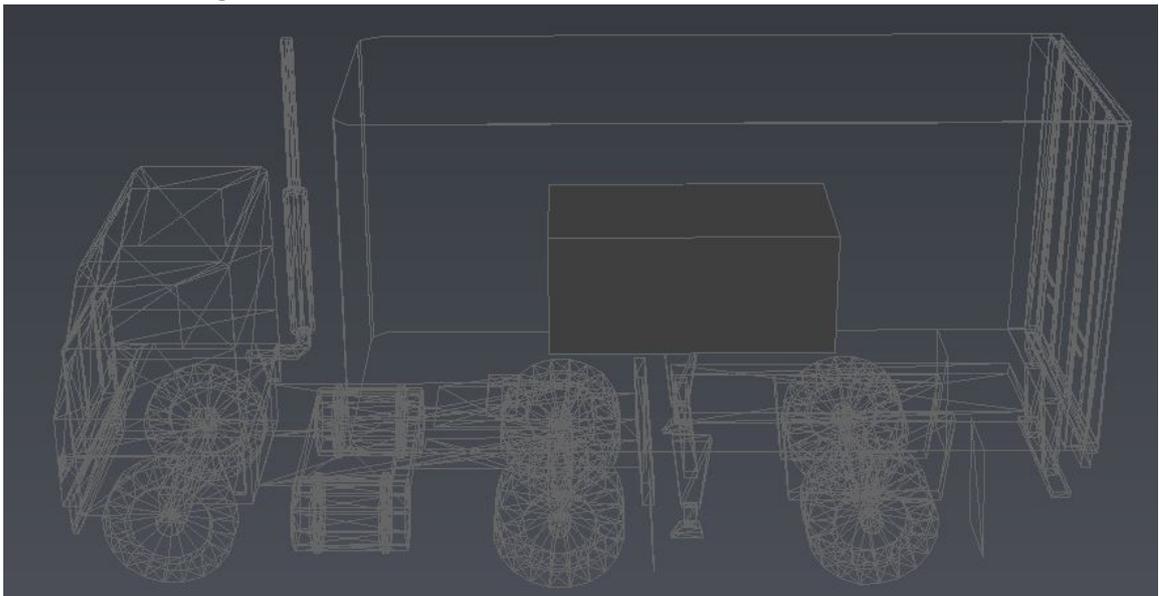
As Figuras 4.3 e 4.4 ilustram o ambiente modelado no AutoCAD, em vista 3-D. Na figura 4.4, ocultou-se o baú do caminhão para que seja possível a visualização do seu interior, onde está localizada a caixa.

Figura 4.3 – Vista externa do caminhão em 3-D no AutoCAD



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.4 – Vista interna do caminhão em 3-D no AutoCAD



Fonte: Elaborado pelo autor

Os dados, então, foram extraídos do AutoCAD para um arquivo em formato de texto a partir da ferramenta *Extract Data*, responsável por exportar informações de interesse do desenho. Além das linhas (pontos iniciais e finais) que representam os objetos, utilizou-se os atributos *Layer* e *LineWeight* para a especificação dos diferentes materiais e espessuras modelados, respectivamente. Por fim, o arquivo de texto foi copiado para uma planilha no Microsoft Excel (2007) para que os dados fossem tratados, retirando as unidades de comprimento. Realizados os devidos tratamentos, os dados foram lidos no MATLAB através do comando *xlsread*. As linhas foram então processadas individualmente para criar as matrizes tridimensionais que

representam o ambiente, as quais contêm valores de permeabilidades, permissividades e condutividades, como mostra o trecho de código abaixo.

Algoritmo 4.2 – Preenchimento da matriz do ambiente no MATLAB

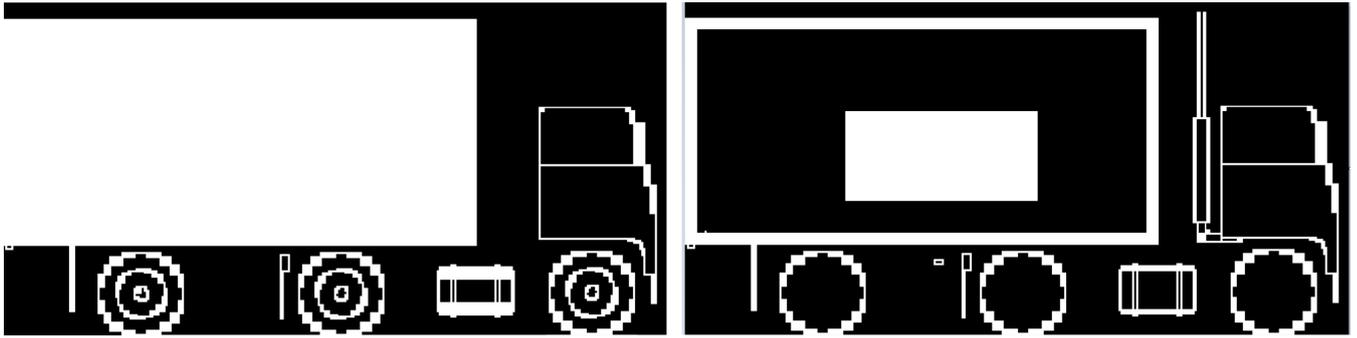
```

1  for line = 1:size(lines, 1)
2      startY = round(min(startYVec(line), endYVec(line)));
3      endY = round(max(startYVec(line), endYVec(line)));
4      startX = round(min(startXVec(line), endXVec(line)));
5      endX = round(max(startXVec(line), endXVec(line)));
6      startZ = round(min(startZVec(line), endZVec(line)));
7      endZ = round(max(startZVec(line), endZVec(line)));
8      layer = layers(line);
9      if strcmp(layer, 'WOOD')
10         u = u_wood;
11         e = e_wood;
12         sigma = sigma_wood;
13     elseif strcmp(layer, 'ALUMINUM')
14         u = u_aluminum;
15         e = e_aluminum;
16         sigma = sigma_aluminum;
17     elseif strcmp(layer, 'BACKGROUND')
18         u = u_background;
19         e = e_background;
20         sigma = sigma_background;
21     else
22         u = u_air;
23         e = e_air;
24         sigma = sigma_air;
25     end
26     URMATRIX(startY:endY, startX:endX, startZ:endZ) = u;
27     ERMATRIX(startY:endY, startX:endX, startZ:endZ) = e;
28     sigmas(startY:endY, startX:endX, startZ:endZ) = sigma;
29 end

```

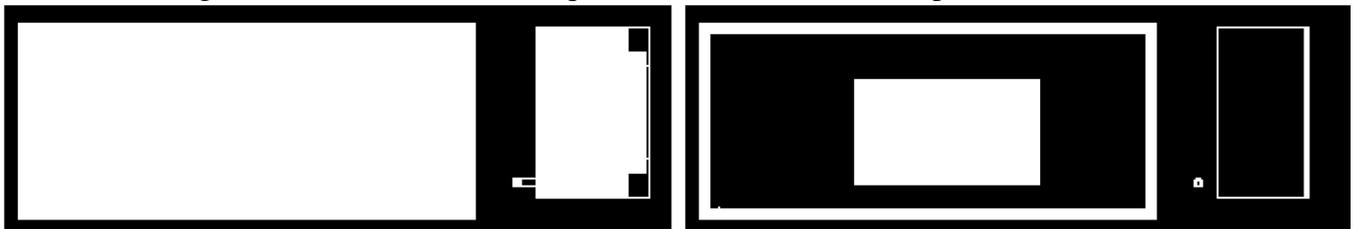
O ambiente proposto foi criado em três vistas diferentes: lateral, superior e frontal. Com estas vistas, pode-se recriar o ambiente em 3-D, caso seja de interesse para o projeto. Um *script* foi criado no MATLAB para exibir cada uma das vistas como imagens 2-D, percorrendo a mesma direção (eixo Z) que as ondas emitidas pela fonte. Como são imagens 2-D, é necessário escolher pontos na terceira dimensão para exibir um plano da matriz 3-D. Abaixo, são exibidos dois planos de cada vista, um fora do caminhão e outro dentro, permitindo a visualização de todos os elementos do cenário.

Figura 4.5 – Partes externa (esq.) e interna (dir.) da vista lateral do caminhão



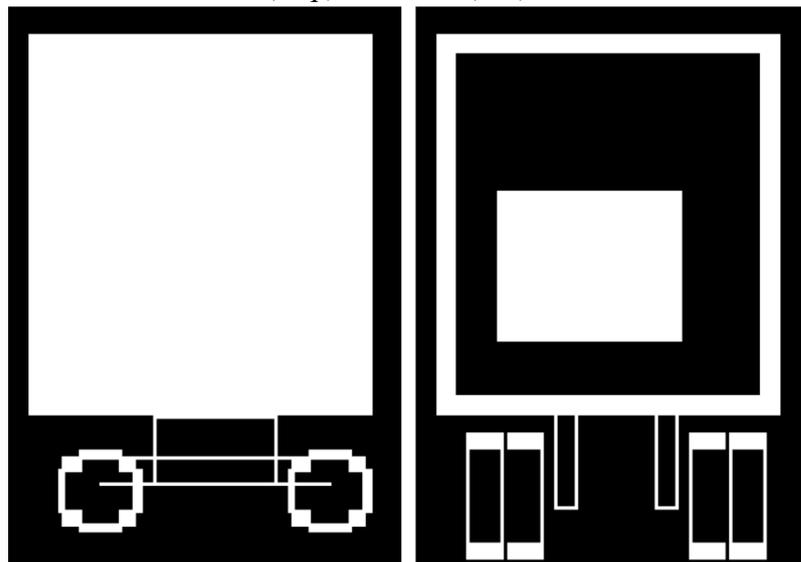
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.6 – Partes externa (esq.) e interna (dir.) da vista superior do caminhão



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.7 – Partes externa (esq.) e interna (dir.) da vista frontal do caminhão



Fonte: Elaborado pelo autor

Desta forma, o ambiente complexo estava concluído no MATLAB, onde podia-se iniciar a simulação da propagação das ondas eletromagnéticas na direção desejada, a partir do FDTD como foi demonstrado nesta seção.

4.4 Casos de teste

Em virtude do que foi visto nas seções anteriores, é interessante por o modelo à prova alterando a espessura, a permissividade e a condutividade dos objetos. A permeabilidade magnética também tem influência nas reflexões e transmissões, porém a maior parte dos materiais comuns apresentam permeabilidade magnética relativa igual à do vácuo, então ele foi mantido com esse valor ao longo de todos os testes. Visando inicialmente um sistema de detecção de metais, a caixa foi modelada como um bom condutor, ou seja, com permissividade elétrica, permeabilidade magnética e condutividade elétrica semelhantes às do alumínio, e o baú do caminhão foi modelado como um bom dielétrico, com uma composição semelhante à da madeira. Este conjunto de testes então configura um objeto de material condutor obstruído por um objeto de material isolante. Em seguida, utilizando a mesma estrutura do ambiente (caminhão com baú contendo caixa), foram alterados os parâmetros do meio de forma a simular dois materiais intermediários, ou seja, nem bons condutores nem bons dielétricos. Por fim, um terceiro caso de testes foi elaborado com o objetivo de corroborar a teoria eletromagnética discutida na seção 2: um material condutor obstruindo um material dielétrico, onde se espera que a aplicação do imageamento seja inviável. A energia total gerada pela fonte para cada posição de x e de y será de 8.01 nJ em todos os casos..

5 RESULTADOS

Neste capítulo, será descrita a estrutura utilizada ao longo deste trabalho, tanto para a implementação do sistema quanto para a simulação desse último. Em seguida, serão apresentados e discutidos os resultados das simulações realizadas em todos os casos de teste.

5.1 Estrutura utilizada

O computador utilizado ao longo do trabalho apresenta as seguintes características:

Processador: Intel Core i7-6700 HQ

Memória RAM: 8 GB

Sistema operacional: Windows 10 64 bits

Disco: SSD SanDisk 240 GB

Para realizar a modelagem do ambiente de teste, utilizou-se o AutoCAD 2012. A implementação e as simulações do sistema foram realizadas no MATLAB R2012b.

5.2 Imagens obtidas

As matrizes resultantes das reflexões apresentam valores que podem variar de 0 a ESRC (energia total emitida pela fonte) em cada ponto de x e y . Valores superiores a ESRC indicariam que o ambiente tem ganhos, o que seria inválido nesse modelo pela forma como foi implementado. Assim, as imagens são exibidas no MATLAB através da execução do comando `imshow(REF, [0 ESRC])`, onde REF é a matriz bidimensional que representa as reflexões. O comando com estes parâmetros é responsável por normalizar a matriz passada (REF) de acordo com os dois valores entre colchetes (0 e ESRC). Desta forma, a imagem será formada por tons de cinza que vão de preto (quando o valor for zero) a branco (quando o valor for igual ou superior a ESRC). Vale ressaltar que o meio de propagação da onda na simulação é o ar, e o cenário é representado por qualquer objeto contido no sistema exceto o baú e a caixa. A espessura do ar apresentará sempre um "N/A" (não se aplica) nas tabelas, pois não faz sentido associar uma espessura ao ar.

5.3 Ambiente modelando um bom condutor obstruído por um bom dielétrico

O segundo conjunto de testes é composto por um bom dielétrico obstruindo um bom condutor, simulando um sistema de inspeção de encanamento. A tabela 5.1 exibe os parâmetros utilizados no segundo ambiente. Serão exibidas as imagens das três vistas, e em seguida serão discutidos os resultados.

Tabela 5.1 – Parâmetros dos materiais utilizados no primeiro ambiente

Meio	ϵ_r	μ_r	σ (S/m)	Espessura (cm)
Ar	1	1	3×10^{-15}	N/A
Cenário	3.5	1	1×10^{-4}	3.43
Baú	4.5	1	1×10^{-9}	20.58
Caixa	1	1	3.54×10^7	17.15

Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.1 – Resultado das reflexões na vista lateral com bom condutor por dentro



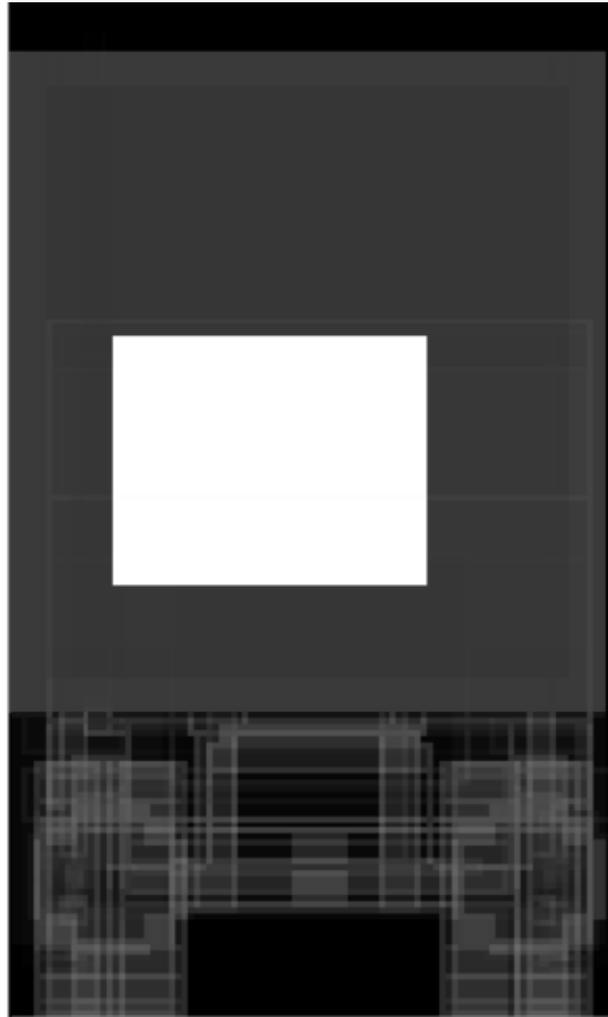
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.2 – Resultado das reflexões na vista superior com bom condutor por dentro



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.3 – Resultado das reflexões na vista frontal com bom condutor por dentro



Fonte: Elaborado pelo autor

Conforme exibem os resultados, é possível detectar todos os objetos do sistema, mesmo os localizados atrás de obstáculos. A região onde a caixa se encontra é claramente identificável pela diferença de intensidade captada pelo receptor. Além disso, ela apresenta cor branca na imagem, o que demonstra que 100% da energia emitida pelo transmissor foi percebida pelo receptor na região da caixa, configurando a melhor eficiência possível. Nota-se que o baú também causou reflexões na onda incidente, pois apesar de ter uma condutividade próxima de zero, sua permissividade de bom dielétrico também causa reflexões. Mesmo assim, a reflexão causada pela caixa (material condutor) é claramente superior.

Ao contrário do primeiro conjunto de testes, o segundo foi planejado como o mais eficiente possível. Um material dielétrico permite uma alta transmissão, e a onda transmitida incide num condutor, que por sua vez a reflete completamente. Desta forma, um ambiente que contém um material condutor obstruído por um material isolante é o mais indicado para a utilização do sistema modelado neste trabalho. Aplicações possíveis para este caso incluem a inspeção de

encanamentos, o controle de contrabando de eletrônicos em fronteiras e a detecção de armas metálicas como facas e armas de fogo.

Neste conjunto de testes, assim como no primeiro, não foram alteradas as espessuras para avaliar a diferença dessas na resposta do sistema. O sistema obteve a eficiência máxima por conta da composição do meio. A espessura será explorada no conjunto de testes seguinte.

5.4 Ambiente modelando dois materiais intermediários

O segundo conjunto de testes é composto por dois materiais de composição intermediária, de forma a avaliar a porcentagem da potência emitida que volta ao receptor em casos diversos. A tabela 5.2 exibe os parâmetros utilizados no segundo ambiente. Serão exibidas as imagens das três vistas, e em seguida serão discutidos os resultados.

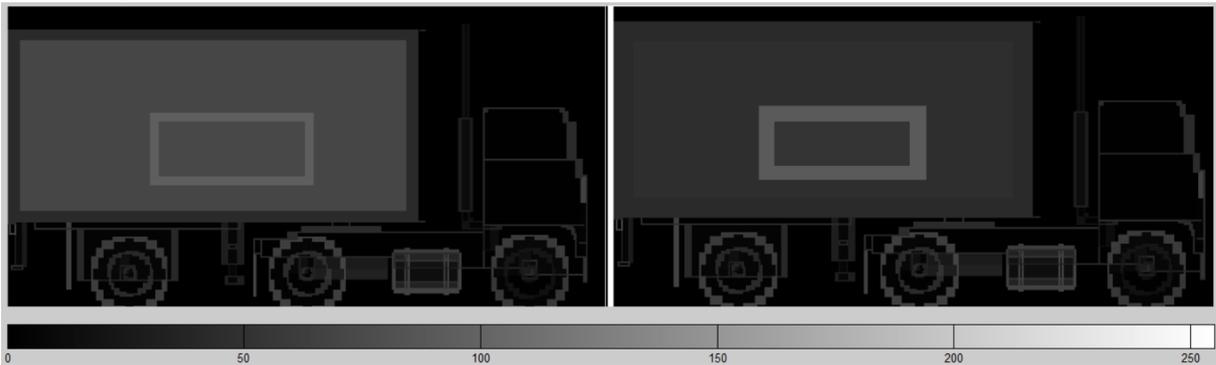
Tabela 5.2 – Parâmetros dos materiais utilizados no segundo ambiente

Meio	ϵ_r	μ_r	σ (S/m)
Ar	1	1	3×10^{-15}
Cenário	3.5	1	1×10^{-4}
Baú	4	1	1×10^{-2}
Caixa	3.5	1	3×10^{-1}

Fonte: Elaborado pelo autor

Neste caso onde há perda de energia na região do alvo, é pertinente fazer uma comparação com espessuras diferentes. Foram realizados testes com duas espessuras diferentes para cada objeto. A seguir são apresentados os resultados comparativos para cada vista, exibindo os resultados com ambas as espessuras. Foram inseridas escalas de cinza nas figuras para facilitar a comparação. Após cada resultado, será exibida uma tabela com as espessuras e a porcentagem da energia transmitida percebida no receptor.

Figura 5.4 – Resultado das reflexões na vista lateral com materiais intermediários



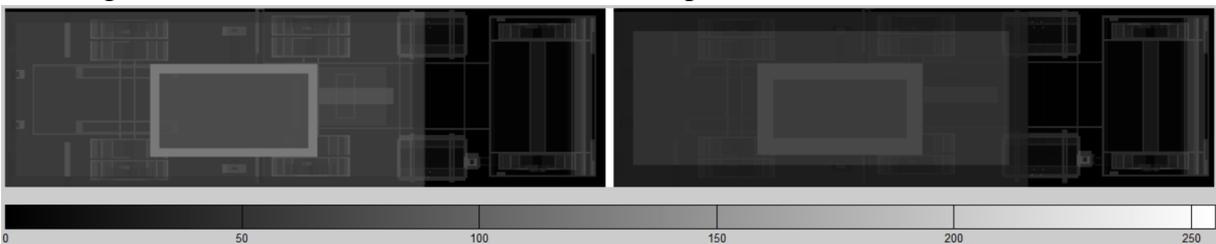
Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 5.3 – Porcentagem da energia transmitida que foi percebida no receptor

Material	Configuração 1 (esq.)		Configuração 2 (dir.)	
	Espessura (cm)	Energia recebida (%)	Espessura (cm)	Energia recebida (%)
Baú	20.58	37.01	37.73	35.36
Caixa	17.15		30.87	

Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.5 – Resultado das reflexões na vista superior com materiais intermediários



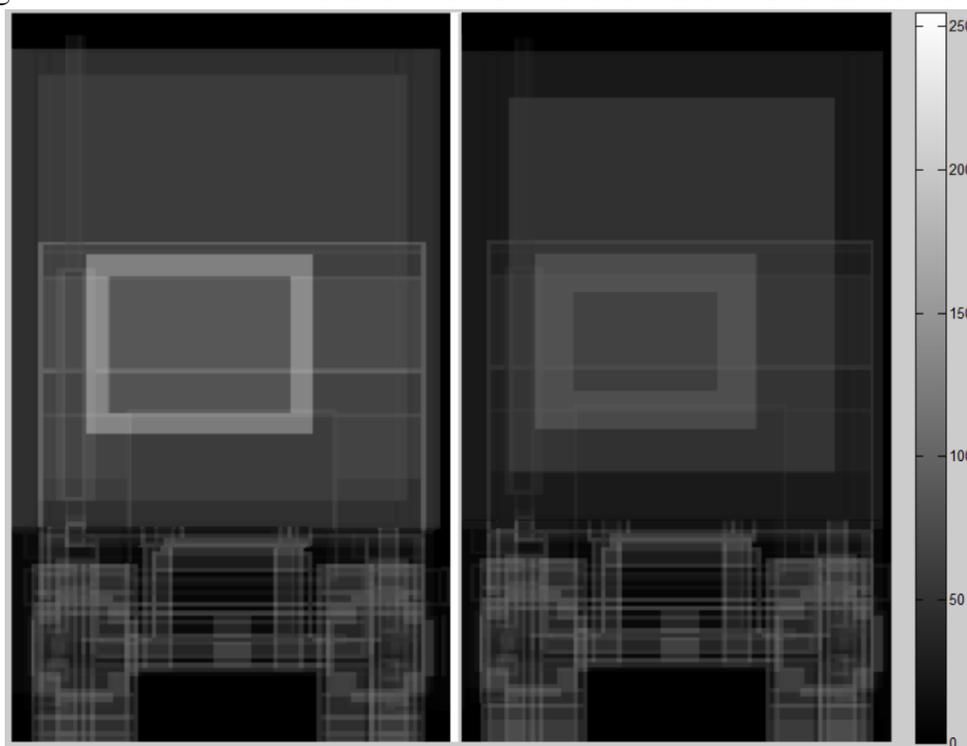
Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 5.4 – Porcentagem da energia transmitida que foi percebida no receptor

Material	Configuração 1 (esq.)		Configuração 2 (dir.)	
	Espessura (cm)	Energia recebida (%)	Espessura (cm)	Energia recebida (%)
Baú	20.58	48.7	37.73	45.64
Caixa	17.15		30.87	

Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.6 – Resultado das reflexões na vista frontal com materiais intermediários



Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 5.5 – Porcentagem da energia transmitida que foi percebida no receptor

Material	Configuração 1 (esq.)		Configuração 2 (dir.)	
	Espessura (cm)	Energia recebida (%)	Espessura (cm)	Energia recebida (%)
Baú	20.58	40.22	37.73	36.65
Caixa	17.15		30.87	

Fonte: Elaborado pelo autor

Em todas as vistas foi possível observar uma pequena redução da energia percebida no receptor ao aumentar a espessura dos materiais. A redução foi causada pela atenuação prolongada da onda ao longo dos dois objetos de interesse. E como os materiais apresentam uma baixa condutividade elétrica, essa atenuação não é tão acentuada, como sugerem os resultados. Um aumento das espessuras ou das condutividades chegaria a um ponto em que não seria possível ver o alvo (objeto obstruído), pois a onda seria atenuada completamente antes de chegar ao alvo ou de retornar ao receptor.

5.5 Ambiente modelando um bom dielétrico obstruído por um bom condutor

O último conjunto de testes é composto por um bom condutor obstruindo um bom dielétrico, simulando um sistema de controle aduaneiro. A tabela 5.6 exibe os parâmetros utilizados

no primeiro ambiente. Serão exibidas as imagens das três vistas, e em seguida serão discutidos os resultados.

Tabela 5.6 – Parâmetros dos materiais utilizados no terceiro ambiente

Meio	ϵ_r	μ_r	σ (S/m)	Espessura (cm)
Ar	1	1	3×10^{-15}	N/A
Cenário	3.5	1	1×10^{-4}	3.43
Baú	1	1	3.54×10^7	20.58
Caixa	4.5	1	1×10^{-9}	17.15

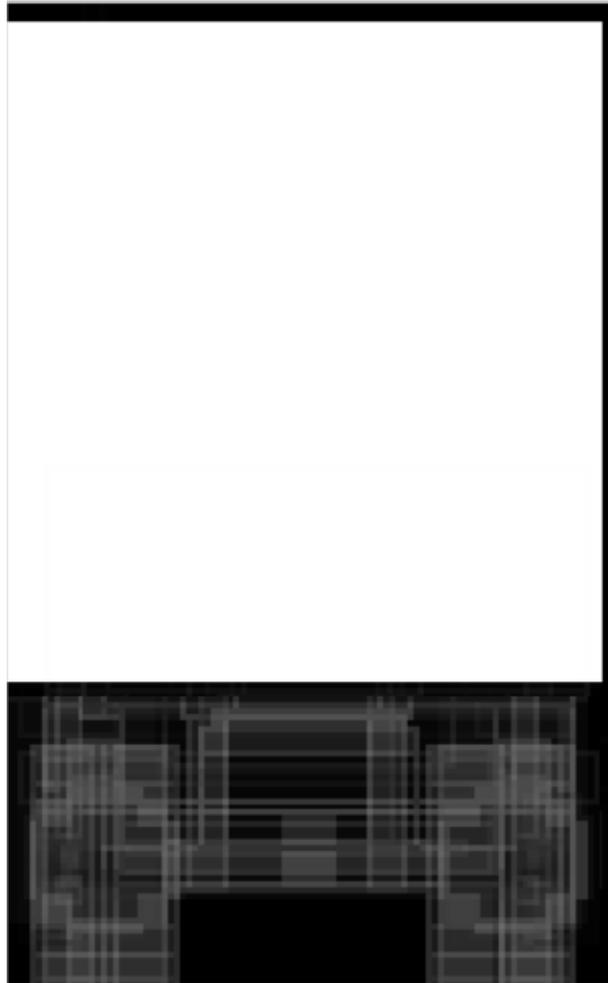
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.7 – Resultado das reflexões na vista lateral com bom condutor por fora



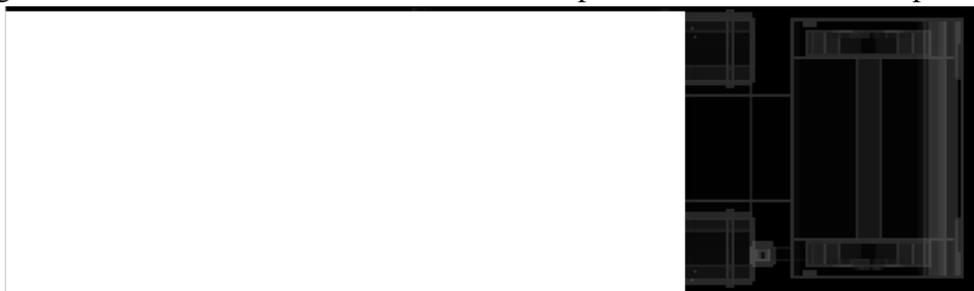
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.8 – Resultado das reflexões na vista frontal com bom condutor por fora



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.9 – Resultado das reflexões na vista superior com bom condutor por fora



Fonte: Elaborado pelo autor

Os resultados evidenciam a grande reflexão causada pelo baú, composto de alumínio. Por se tratar de um bom condutor, a onda não penetra no material e é completamente refletida. Na região do baú, o receptor captou 100% do valor emitido pela fonte, e apenas uma pequena porção no resto do cenário, o qual é modelado como um dielétrico intermediário. Também é possível perceber que não há como identificar qualquer objeto contido no baú. Neste caso, as espessuras e o material do objeto obstruído é irrelevante, pois nada foi transmitido através do

primeiro obstáculo. Portanto, este grupo de testes é suficiente para sugerir a inviabilidade do sistema em controle aduaneiro, a menos que o baú do caminhão seja composto por materiais com menor condutividade elétrica do que os tipicamente utilizados.

Esperava-se que esta configuração fosse a menos adequada para a realização do imageamento capaz de atravessar obstáculos, e os resultados foram ao encontro da teoria. Além do fato de que um condutor externo permite uma transmissão desprezível, o material interno, como um bom dielétrico, causa uma reflexão pequena. Com uma pequena porção da onda voltando em direção ao receptor, ela ainda necessita atravessar novamente o condutor. Pode-se concluir que a probabilidade de detectar qualquer objeto obstruído por um condutor tende a zero.

6 CONCLUSÃO

Neste trabalho, implementou-se um modelo de sistema de imageamento que simula a propagação de ondas eletromagnéticas através do método FDTD. A onda simulada realizava a propagação em uma dimensão, porém através de uma fonte que se movia em posições ao longo dos eixos x e y de forma a preencher completamente a imagem de um ambiente em 2-D. Um ambiente foi desenhado com o uso do software de modelagem AutoCAD, com o intuito de servir como base para uma série de testes. A estrutura do desenho foi aproveitada em todos os casos, onde se alterou apenas a composição física dos objetos modelados, de forma a evidenciar os aspectos discutidos na fundamentação teórica.

Foi possível observar que o comportamento dos fenômenos físicos associados à técnica de imageamento, obtidos nos resultados, condisseram com o esperado, com vista nos conhecimentos adquiridos através da fundamentação teórica sobre as ondas eletromagnéticas e conceitos fundamentais de sistemas de radares.

Verificou-se que os materiais com condutividade elétrica elevada obtiveram maior reflexibilidade, portanto maior facilidade de ser imageado. Não obstante, como indicou o primeiro caso de testes, com o emprego deste material para obstruir o objeto que se queria imagear, esta tarefa se tornou impossível. Ainda dentro do quadro de convergência com a teoria, pôde-se averiguar que as espessuras tiveram influência na construção das imagens.

Dois dos casos de testes obtiveram resultados satisfatórios no que diz respeito ao imageamento de um objeto obstruído por um obstáculo. Ambos os casos envolvem um dielétrico obstruindo o alvo, tendo sido sugerido que a máxima eficiência do sistema se dá quando o alvo é um condutor.

A contribuição do estado atual deste trabalho foi possibilitar a identificação dos cenários de aplicação mais propícios à obtenção de bons resultados de imageamento, permitindo descartar aplicações ineficientes antes do investimento financeiro em protótipo.

7 DIREÇÕES FUTURAS

Embora este modelo tenha servido como uma prova de conceito, seus resultados ainda não podem ser aplicados na prática, pois tem algumas simplificações com relação ao sistema real. O algoritmo de propagação do FDTD deve ser implementado em três dimensões para simular um comportamento mais próximo da realidade. Os materiais modelados também foram simplificados de modo a não serem dependentes de frequência, o que reduz a fidelidade dos resultados com o que seria visto na prática.

Este modelo apresenta também a limitação de permitir apenas uma topologia TX/RX (transmissor e receptor posicionados lado a lado, movendo-se horizontal e verticalmente). Um modelo genérico que permitisse a utilização de outras topologias seria de grande utilidade para satisfazer uma gama maior de requisitos, pois seria capaz de produzir resultados tanto para alvos móveis quando para alvos imóveis.

Além do aprimoramento do modelo para aproximá-lo da realidade, sua gama de aplicações não se restringe ao imageamento. Sua utilização permite unir outras tecnologias para caracterizar mais precisamente determinados elementos do ambiente. Um exemplo disso é a aplicação desta técnica em conjunto com o OCR. Tal sistema poderia explorar a leitura de textos contidos em outros ambientes, ou até mesmo a digitalização de livros sem a necessidade de abri-los (SANCHEZ et al., 2016).

REFERÊNCIAS

- ADIB, F. et al. Rf-capture: Capturing a coarse human figure through a wall. 2015.
- CEM LECTURES. **FDTD lectures**. 2015. Disponível em: <<https://www.youtube.com/channel/UCPC6uCfBVSK71MnPPcp8AGA>>. Acesso em: 07 jul. 2017.
- CHENG, D. K. **Field and Wave Electromagnetics**. 2nd. ed. [S.l.]: Addison-Wesley, 1989.
- DAVIDGE, P. et al. Microwave imaging system. **Dept. Elect. and Comp. Eng., Queen's University, Kingston, Ontario, Canada**, 2013.
- MORAIS, M. C. de. Discriminação de lateritas mineralizadas em ferro no depósito de N1 (carajás-PA) por radar imageador: Uma avaliação através de classificação textural. 1998.
- SANCHEZ, A. et al. Terahertz time-gated spectral imaging for content extraction through layered structures. 2016.
- SCHNEIDER, J. B. **Understanding the Finite-Difference Time-Domain Method**. 2016.
- WANG, Z. et al. Medical applications of microwave imaging. 2014.

APÊNDICE - Trabalho de conclusão I

Modelo de sistema de imageamento em 2-D capaz de atravessar obstáculos com o uso de microondas

Vicente von Wackerritt Guedes, Orientador Prof. Arthur Liraneto Torres Costa

Curso de Engenharia de Computação – Departamento de Engenharia Elétrica –
Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS)
Av. Osvaldo Aranha, 103 – Porto Alegre, RS – Brasil
vicenteguedes91@gmail.com, arthurltc@hotmail.com

Abstract. *The formation of images of objects that are behind obstacles is an area still in development because of the difficulty in designing systems that provide adequate results without the help of visible light or infrared waves. Such systems typically require a large investment, so that models that rely entirely on simulations are of great interest. Therefore, this paper proposes an imaging system model capable of passing through obstacles using microwaves, which can be used as a reference in determining configuration parameters and in the analysis of the effectiveness of the system, indicating, for example, to which power levels (both signal and noise) the system meets the design requirements.*

Resumo. *A formação de imagens de objetos que se encontram atrás de obstáculos é uma área ainda em desenvolvimento, devido à dificuldade em projetar sistemas que forneçam resultados adequados sem a ajuda da luz visível ou de ondas de infravermelho. Tais sistemas tipicamente requerem um alto investimento, fazendo com que modelos baseados inteiramente em simulações sejam de grande interesse. Por isso, este artigo propõe um modelo de sistema de imageamento que atravesse obstáculos utilizando microondas, que possa ser aproveitado como referência na determinação de parâmetros de configuração e na análise da efetividade do sistema, indicando, por exemplo, para quais níveis de potência (tanto de sinal quanto de ruído) o sistema satisfaz os requisitos do projeto.*

1. Introdução

O espectro eletromagnético é amplamente explorado em sistemas de imageamento, com cada faixa de frequência possuindo vantagens e limitações. Os requisitos do sistema devem ser analisados de modo que uma maior quantidade de fatores e parâmetros possa ser prevista antes da implementação do sistema, visando economizar custos sempre que possível. Sistemas de imageamento por infravermelho (IR), por exemplo, proporcionam imagens que permitem reconhecer características dos objetos mesmo sob pouca ou nenhuma luminosidade, mas dependem da temperatura dos objetos, responsável pela emissão das ondas eletromagnéticas que o detector de IR é capaz de detectar. A fonte de emissão das ondas eletromagnéticas é o próprio objeto a ser detectado, o que limita o espaço de controle do sistema. Sistemas ópticos trazem uma limitação adicional, que é a necessidade de emissão de luz na frequência desejada do ambiente, pois é a frequência

para qual o sensor foi projetado para captar, além de não atravessar objetos opacos. Por isso, as microondas se apresentam como uma solução promissora para resolver estes problemas, já que tanto a fonte de emissão quanto a fonte de recepção de sinal (ondas eletromagnéticas) são controladas pelo sistema. Controlando a fonte de radiação, em contraste com as frequências utilizadas nos outros métodos citados, as microondas permitem não só o imageamento com dependência de fatores externos reduzida, mas também outra propriedade interessante, na qual este trabalho se baseia: atravessar obstáculos. Este tema vem sendo de grande interesse acadêmico, com trabalhos sendo realizados em instituições notáveis como o Massachusetts Institute of Technology (MIT) - USA e a Queen's University - Canada. As instituições governamentais se beneficiariam muito destes sistemas, podendo aproveitar a performance do sistema para aplicações de segurança pública, como a identificação de reféns em locais fechados, e para aplicações de controle de alfândega, como a identificação de contrabando. Outra área de aplicação do imageamento por microondas poderia ser na geração de imagens de satélite.

Estes sistemas apresentam muitas dificuldades de implementação, pois sua efetividade é dependente de diversos parâmetros, tais quais a espessura do obstáculo e do alvo, bem como o material que os compõe, devido à influência da permissividade nas ondas eletromagnéticas incidentes. Cada ambiente também tem diferentes níveis de interferência ou ruído, por isso a realização de um sistema que satisfaça os requisitos de grande parte dos ambientes traz muitos desafios. O par transmissor/receptor (TX/RX) pode ser implementado de diversas formas, sendo responsabilidade do projetista definir a quantidade, a disposição no sistema, a potência de cada transmissor e a sensibilidade de cada receptor. Isto permite muitas possibilidades para instituições que investem fortemente em pesquisa, tendo à sua disposição (ou podendo facilmente adquirir) as ferramentas necessárias para os testes desejados. Não é o caso, porém, de pesquisadores autônomos e empresas que estão tentando criar soluções para entrar neste mercado, para os quais qualquer custo adicional dificulta e, em muitos casos, impossibilita a continuidade do projeto. A competição de empresas que desejam entrar neste mercado envolve instituições que contam com um orçamento muito mais flexível, como é o caso da NASA, financiada pelo governo dos Estados Unidos, o que torna este mercado restrito. Um modelo de sistema de imageamento pode reduzir os custos de obtenção de equipamentos na fase de testes, pois aumenta a probabilidade do protótipo satisfazer a especificação do projeto, além de permitir que diversos parâmetros sejam testados, a fim de avaliar qual a melhor combinação deles para o projeto em questão. Com este modelo em mãos, o projetista pode estimar a resolução e a efetividade do seu sistema antes de o colocar em prática, obtendo parâmetros que o auxiliem a atingir os requisitos do projeto.

Este trabalho consiste em desenvolver um modelo de sistema de imageamento a ser simulado no software MATLAB[®] da MathWorks[®], utilizando o algoritmo de diferenças finitas no domínio do tempo (*finite difference time domain - FDTD*, em inglês) para simular ondas eletromagnéticas. Este artigo tem por objetivo apresentar a metodologia, o sistema, o embasamento teórico e os resultados prévios do modelo proposto que será desenvolvido e finalizado na segunda etapa deste trabalho.

2. Sobre o sistema

Qualquer sistema de radar requer pelo menos quatro elementos fundamentais: o transmissor, o objeto alvo (doravante chamado apenas de *alvo*), o receptor e o processador

de sinais. Eles podem ser elementos compostos, dependendo dos requisitos do sistema, como é o caso do *array* de receptores utilizado em um trabalho de pesquisadores do MIT [Adib et al. 2015], para os quais apenas um receptor não alcançaria os resultados desejados. Além da quantidade e da disposição dos receptores, outra decisão importante a ser tomada no projeto é o domínio de alvos dos quais se deseja construir a imagem. No artigo do MIT supracitado, o transmissor e o receptor se mantêm fixos e o alvo se move, permitindo que a imagem seja construída com base nos movimentos do alvo. O comportamento do alvo (móvel ou estático) determina se o conjunto de rádio TX/RX será móvel ou estático. A escolha de um rádio móvel para alvos estáticos possibilita uma implementação do sistema em modo de varredura para geração da imagem. O mesmo sistema poderia ser utilizado para um imageamento de alvos móveis, bastando manter o rádio em uma mesma posição, tornando-o flexível ao ponto de se poder escolher a melhor posição dentro do espaço disponível para se obter a melhor imagem do alvo móvel. Um exemplo é o trabalho de pesquisadores da Queen's University [Davidge et al. 2013], fazendo com que o TX/RX se mova nas direções horizontal e vertical e construindo a imagem em 2-D de alvos estáticos.

Com os elementos fundamentais dispostos no sistema, o funcionamento dar-se-á da seguinte forma: o transmissor envia ondas eletromagnéticas com a frequência dada pela fonte de sinal, o receptor detecta a parte que é refletida por todos os objetos do ambiente (obstáculos ou não, mais o objeto desejado) e a envia para o processador de sinais, o qual é responsável por definir o que essa reflexão significa e construir os pontos da imagem a partir disto, filtrando as informações indesejadas, cujas reflexões serão em intensidade diferente da do objeto desejado. Algumas informações são necessárias *a priori* sobre o objeto desejado, como por exemplo o material, a distância, a espessura, a geometria e se o alvo é estático ou móvel. O maior problema são as reflexões de objetos que estão ao redor. Caso haja objetos muito próximos com materiais e espessura similares, pode requerer uma resolução inviável na prática para diferenciar os dois, o que é uma limitação do sistema. Outro aspecto a ser levado em consideração é que a reflexão não é apenas dada pela parte que chegou até o alvo, mas também pela parte que atingiu o obstáculo que está entre o transmissor e o alvo. Além desta, temos também a parte que atinge o alvo, é refletida pelo obstáculo, atinge novamente o alvo e é refletida até o receptor, e assim sucessivamente [Cheng 1989]. Assim, é fundamental que as reflexões menores sejam filtradas no processador de sinais, de forma que apenas o sinal de interesse (aquele que efetivamente atingiu o alvo somente uma vez) seja utilizado na construção da imagem.

Note que os elementos fundamentais são suficientes apenas para realizar o modelo do sistema em uma primeira aproximação. Uma implementação real deve levar em conta um gerador de sinais (oscilador), um amplificador de sinais, pois o sinal recebido é fraco demais para ser processado eficientemente, e um duplexador para direcionar o sinal corretamente, ou seja, proteger o receptor do sinal que sai do transmissor (pois foi projetado para trabalhar com ordens significativamente menores de potência) e permitir que o sinal refletido seja enviado para o receptor. O duplexador é necessário apenas em sistemas com uma única antena, o que também é uma alternativa de implementação.

2.1. Disposição do TX/RX

Para testar o modelo, é preciso definir a disposição do transmissor e do receptor no sistema. Utilizando como referência a ideia do trabalho realizado por pesquisadores da Queen's University [Davidge et al. 2013], a simulação será realizada com ambos (TX/RX) lado a lado, e a distância entre eles será assumida como desprezível, o que é uma aproximação válida se a distância até o alvo for muito maior do que a distância TX/RX. Como este trabalho focará em objetos estáticos, é necessário simular o TX/RX móvel, para que a imagem seja construída com base nos sinais recebidos em cada posição do TX/RX. Desta forma, a fonte simulada é móvel, deslocando-se vertical e horizontalmente e fazendo uma varredura completa do alvo. O deslocamento mínimo da fonte precisa ser definido com base nas dimensões do alvo, com uma margem adicional para que se possa diferenciar o mesmo do cenário (*background*) em que ele se encontra. O modelo e a construção real da topologia TX/RX a ser usada como exemplo podem ser vistos nas figuras 1 e 2, respectivamente.

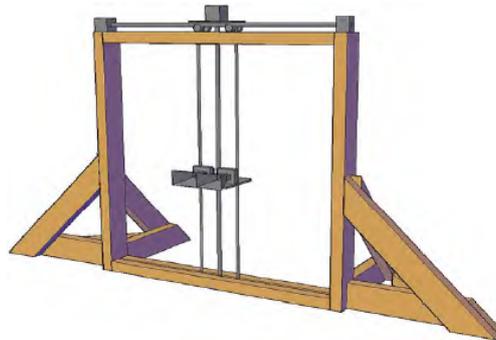


Figura 1: Modelo de topologia TX/RX do trabalho de referência
Fonte: [Davidge et al. 2013]

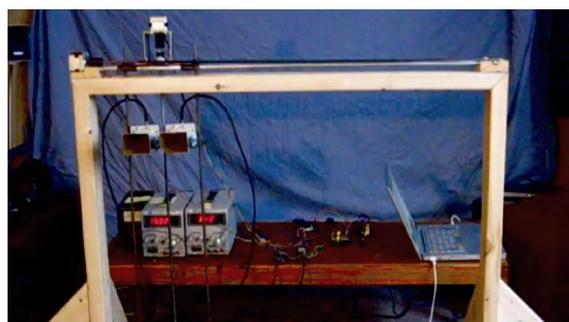


Figura 2: Topologia TX/RX do trabalho de referência
Fonte: [Davidge et al. 2013]

2.2. Ambiente modelado

O ambiente de teste é composto pelo *background* e por um ou mais alvos. Para fins de validação do sistema, testar-se-á primeiramente um ambiente simples, composto de dois retângulos separados por uma pequena distância, que simbolizam o obstáculo e o alvo. O alvo encontra-se deslocado do obstáculo na direção horizontal, a fim de avaliar 4 regiões

de permissividades distintas. O retângulo mais próximo da fonte tem uma permissividade relativa baixa ($\epsilon = 2$) para modelar o obstáculo, e o retângulo seguinte tem permissividade relativa igual a 9, modelando o alvo. O obstáculo cobre uma porção maior do plano X-Y (plano da imagem a ser formada) do ambiente modelado, enquanto que o alvo cobre apenas uma pequena parcela. Com isto, espera-se observar que a reflexão tem seus valores máximos nos pontos em que o alvo se encontra atrás do obstáculo, já que tais pontos têm reflexões dos dois objetos; tem seus valores mínimos quando não incide em qualquer objeto e tem os valores médios quando atinge apenas o obstáculo ou apenas o alvo. Não serão utilizados filtros neste teste, pois a reflexão causada pelo obstáculo é de interesse para demonstrar a funcionalidade do sistema. Apesar de sua simplicidade, este teste ajuda a estimar a viabilidade do modelo proposto neste trabalho, pois demonstra que a parte essencial do sistema entrega os resultados esperados. Para o segundo semestre, o trabalho passa a ser aprimorar o sistema existente, a fim de testá-lo com ambientes mais próximos da realidade.

3. Radares

Ao projetar o sistema de imageamento, é importante conhecer a abrangência do mesmo, ou seja, a distância máxima em que o alvo pode estar localizado para que o sistema obtenha os resultados desejados. A equação do radar, na sua forma mais simples, relaciona a potência transmitida, a potência com que o sinal chega no alvo e a distância do transmissor até o alvo. A densidade de potência em um alvo a uma distância R de um radar, irradiada por uma antena isotrópica (a qual irradia energia uniformemente em todas as direções) é igual à potência irradiada dividida pela área $4\pi R^2$ da superfície de uma esfera imaginária de raio R , ou

$$P_i = \frac{P_t}{4\pi R^2}. \quad (3.1)$$

Em radares, porém, utiliza-se antenas direcionais, que possuem um alcance maior em uma direção em detrimento das demais. A medida do aumento da densidade de potência irradiada em uma direção em comparação com a que apareceria naquela direção se irradiada por uma antena isotrópica é o que chamamos de *ganho da antena*. O ganho máximo G de uma antena é definido por

$$G = \frac{\text{máxima densidade de potência irradiada por uma antena direcional}}{\text{densidade de potência irradiada por uma antena isotrópica}}. \quad (3.2)$$

A potência percebida no alvo irradiada por uma antena direcional é dada então por

$$P_d = \frac{P_t G}{4\pi R^2}. \quad (3.3)$$

O alvo intercepta uma porção da potência recebida, e a irradia de volta em várias direções. Estamos interessados apenas na porção que volta para o receptor, e esta porção é determinada pela *seção transversal* σ do alvo [Skolnik 2001]. Assim, a potência recebida no receptor é dada pelo produto da energia incidente com a área efetiva A_e , ou

$$P_r = \frac{P_t G}{4\pi R^2} \frac{\sigma}{4\pi R^2} A_e = \frac{P_t G \sigma A_e}{(4\pi)^2 R^4}. \quad (3.4)$$

Estas equações serão exploradas no segundo semestre de trabalho, pois os resultados prévios contidos neste artigo serão em função do campo elétrico e não da potência

no receptor. O ganho do transmissor, a área efetiva do mesmo e do receptor e a secção transversal serão discutidos posteriormente, pois os primeiros testes utilizam objetos planos e não levam em conta tais parâmetros do sistema. Além disso, as simulações contidas neste artigo considerarão ambientes sem perdas, por isso a onda não sofrerá atenuação e as equações de radares serão válidas apenas após os aprimoramentos do algoritmo planejados para o segundo semestre de trabalho.

4. Teoria eletromagnética

Antes de implementar o modelo de simulação, é necessário estudar as quatro equações que governam a propagação de ondas eletromagnéticas, conhecidas como as *equações de Maxwell*. Apesar de ter sido responsável por apenas uma das suas equações, a modificação proposta por Maxwell na última é de fundamental importância para que o modelo eletromagnético seja coerente quando há campos elétricos variáveis, a base para a geração e propagação de ondas eletromagnéticas. Sendo assim, as equações de Maxwell são

$$\Delta \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (4.1)$$

$$\Delta \cdot \vec{D} = \rho, \quad (4.2)$$

$$\Delta \cdot \vec{B} = 0, \quad (4.3)$$

$$\Delta \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}. \quad (4.4)$$

Estas fórmulas não serão deduzidas aqui, por não ser o foco do trabalho, mas é necessário entender o que cada uma significa. A equação (4.1) representa a Lei de Faraday, e diz que o rotacional do campo elétrico é igual à variação da densidade de fluxo magnético no tempo, com um sinal de menos. Em outras palavras, um fluxo magnético variável gera um campo elétrico. A equação (4.2) diz que o divergente da densidade de fluxo elétrico que sai de uma determinada superfície é igual à densidade de carga contida nela, o que implica que a densidade de fluxo elétrico só começa ou termina em cargas elétricas (indica a existência de cargas elétricas). A equação (4.3) é semelhante à equação (4.2), com o lado direito igual a zero sugerindo a inexistência de carga magnética. Por fim, a equação (4.4) é a contribuição de Maxwell, a qual, com uma importante modificação na Lei de Ampère, diz que o rotacional do campo magnético é igual à densidade de corrente mais a variação da densidade de fluxo elétrico, a qual, analogamente à equação (4.1), implica que um campo magnético variável gera um campo elétrico [Cheng 1989]. Em um meio linear, isotrópico e não-dispersivo, o qual será modelado neste trabalho, os termos E , D , H e B formam pares que são relacionados de acordo com

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}, \quad (4.5)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H}. \quad (4.6)$$

4.1. Potência eletromagnética

Ondas eletromagnéticas carregam consigo potência eletromagnética, fazendo com que energia seja transportada através do espaço até pontos distantes. A relação entre essa energia e os campos elétrico e magnético é dada pela equação do vetor de Poynting, definida como

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (4.7)$$

O Poynting Vector é o vetor de densidade de potência associado a um campo elétrico. Para ondas eletromagnéticas, a densidade de potência média é um valor mais significativo do que o seu valor instantâneo, por isso define-se o valor médio como

$$S_{av} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*), \quad (4.8)$$

onde o asterisco denota "o complexo conjugado de". As equações (3.4) e (4.8) serão necessárias no passo final do sistema, onde a potência recebida poderá ser estimada, a partir de dados de campos elétrico e magnético coletados nas diferentes posições do receptor, a fim de construir a imagem e avaliar o desempenho do sistema. Como visto na equação (3.4), a potência recebida é uma função da potência transmitida e de outros parâmetros influenciados pelo alvo e pelas antenas do TX/RX. Porém, os materiais dos quais são compostos o obstáculo, o alvo e os demais elementos do sistema também têm grande influência na intensidade de campo elétrico da onda que é refletida pelos objetos, pois parte é transmitida através deles. As intensidades de reflexão e de transmissão são determinadas pelo *coeficiente de reflexão* e *coeficiente de transmissão*, respectivamente, os quais são dados por

$$\Gamma = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1}, \quad (4.9)$$

$$\tau = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1}. \quad (4.10)$$

onde η_1 e η_2 são, respectivamente, a impedância intrínseca do meio por onde a onda está se propagando (ar, na simulação deste trabalho) e a impedância intrínseca do objeto onde a onda está incidindo. A impedância intrínseca de um meio com permissividade elétrica ϵ e permeabilidade magnética μ é dada por $\sqrt{\mu/\epsilon}$. É interessante observar que se o meio 2 é um condutor perfeito ($\epsilon_2 \rightarrow \infty$, logo $\eta_2 = 0$), as equações (4.9) e (4.10) resultam em $\Gamma = -1$ e $\tau = 0$, o que indica que nada é transmitido e toda a onda incidente é refletida de volta para o meio 1.

5. Finite Difference Time Domain

Para simular o comportamento de ondas eletromagnéticas no MATLAB[®], deve-se observar que as equações de Maxwell contêm derivadas, as quais requerem métodos numéricos para serem resolvidas por um computador. Por isso, resolve-se as derivadas pelo método das diferenças finitas, o qual pode ser implementado de três formas diferentes. Será utilizado aqui o método das diferenças centrais, que calcula a derivada do ponto baseado nos valores da função nos dois pontos vizinhos. Por expansão da série de Taylor, a derivada de $f(x)$ no ponto $x = x_0$ é dada por

$$\left. \frac{df(x)}{dx} \right|_{x=x_0} \approx \frac{f(x_0 + \frac{\delta}{2}) - f(x_0 - \frac{\delta}{2})}{\delta}. \quad (5.1)$$

Note que o resultado deste método é o valor aproximado da derivada, pois os termos que contêm ordens iguais ou superiores de δ^2 provenientes da expansão da série de Taylor são ignorados. Logo, um erro de truncamento é associado a este método, o qual diminui conforme δ tende a zero.

5.1. O algoritmo de Yee

Utilizando o livro de [Schneider 2016] como referência para esta seção, o algoritmo do FDTD, como proposto por Kane Yee, pode ser resumido pelos seguintes passos:

1. Substituir todas as derivadas da lei de Ampère e da lei de Faraday por diferenças finitas. Discretizar o espaço e o tempo para que os campos elétrico e magnético sejam espalhados em ambos espaço e tempo.
2. Resolver as equações diferenciais resultantes para obter as equações de atualização que expressam os campos futuros (desconhecidos) em termos dos campos passados (conhecidos).
3. Calcular os campos magnéticos um passo de tempo (*time-step*) no futuro para que eles sejam agora conhecidos.
4. Calcular os campos elétricos um *time-step* no futuro para que eles sejam agora conhecidos.
5. Repetir os últimos dois passos até que os campos tenham sido obtidos por toda a duração desejada.

O fluxograma da figura 3 ajuda a entender estes passos. Note que na realidade esta sequência acontece simultaneamente, enquanto que na simulação do FDTD ela segue o fluxo apresentado.

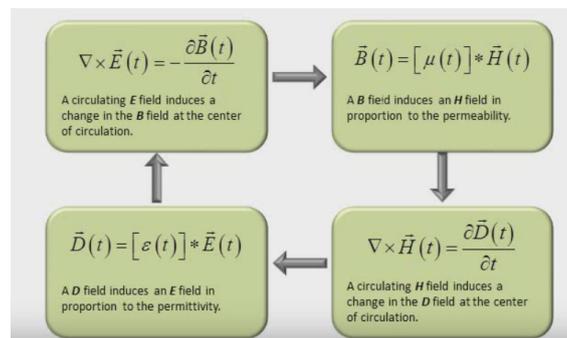


Figura 3: Fluxograma do algoritmo de Yee.
Fonte: [CEM lectures 2015]

A grade de Yee tem a vantagem de satisfazer naturalmente as condições de interface dos campos elétricos e magnéticos. Basta preencher os valores de permissividades elétricas e permeabilidades magnéticas e o algoritmo encontra o valor dos campos nas interfaces entre os diferentes meios. Por isso, pode-se deixar de lado as equações associadas às condições de interface ao implementar o algoritmo. O algoritmo torna-se muito mais fácil de ser compreendido se for apresentado primeiramente em uma dimensão e, em seguida, estendido para duas ou mais dimensões com poucas alterações nas equações de atualização.

5.2. Equações de atualização em 1-D

Considerando um espaço unidimensional que apresenta variações apenas na direção de z e assumindo um campo elétrico que tem componentes apenas na direção de y , a lei de

Faraday pode ser escrita como

$$-\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = \Delta \times \vec{E} = \begin{vmatrix} a_x & a_y & a_z \\ 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & E_y & 0 \end{vmatrix} = -a_x \frac{\partial E_y}{\partial z}. \quad (5.2)$$

Portanto, o campo magnético tem apenas a componente H_x dependente do tempo, já que o lado direito desta equação tem apenas componentes na direção de x . O campo magnético pode ter componentes nas direções y e z , mas elas não variam no tempo, portanto não são de interesse. Assim, a lei de Ampère pode ser escrita como

$$\epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \Delta \times \vec{H} = \begin{vmatrix} a_x & a_y & a_z \\ 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & 0 & 0 \end{vmatrix} = a_y \frac{\partial H_x}{\partial z}. \quad (5.3)$$

As duas equações escalares obtidas de (5.2) e (5.3) são

$$\mu \frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{\partial E_y}{\partial z}, \quad (5.4)$$

$$\epsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial z}. \quad (5.5)$$

A equação (5.4) representa a derivada temporal de H em termos da derivada espacial de E , ao passo que a equação (5.5) representa a derivada temporal de E em termos da derivada espacial de H . Estas equações serão utilizadas para avançar os campos magnético e elétrico no tempo e são chamadas de equações de atualização. O próximo passo é transformá-las em diferenças finitas, para poder implementá-las em um computador. Para isso, é necessário discretizar o espaço e o tempo. Para indicar a localização onde os campos serão amostrados no espaço e no tempo, será utilizada a notação

$$E_y(z, t) = E_y(m\Delta z, q\Delta t) = E_y^q[m], \quad (5.6)$$

$$H_x(z, t) = H_x(m\Delta z, q\Delta t) = H_x^q[m], \quad (5.7)$$

onde Δz é o deslocamento espacial entre os pontos amostrados e Δt o deslocamento temporal. Estes deslocamentos devem ser configurados de acordo com a resolução e a precisão desejados, como será detalhado no próximo semestre de trabalho. Para a solução ficar estável, entretanto, há uma limitação para o tamanho dos deslocamentos, cuja relação é dada pelo número de Courant, definido como

$$S_c = \frac{c\Delta t}{\Delta z} = 1, \quad (5.8)$$

onde $c = 1/\sqrt{\epsilon_0/\mu_0}$ é a velocidade da luz no vácuo. Esta relação diz que a onda simulada não deve se propagar por mais do que um passo espacial a cada passo temporal, caso contrário a solução apresentará instabilidades. Assim, o passo espacial será definido como $\Delta z = c\Delta t$. Das equações de atualização, tem-se que o campo elétrico é função do seu valor no passado e do valor dos campos magnéticos nos pontos vizinhos, assim como o campo magnético é função do seu valor no passado e do valor dos campos elétricos nos pontos vizinhos. Desta forma, é necessária uma forma de separar os campos no espaço e

no tempo. Um arranjo foi proposto por Yee, o qual é chamado de grade de yee. A figura 4 mostra como esta grade se dispõe em até 3 dimensões.

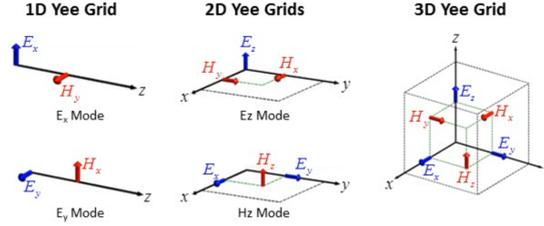


Figura 4: Arranjo dos pontos dos campos elétrico e magnético na grade de Yee.

Fonte: [CEM lectures 2015]

Para separá-los no espaço, deve-se definir um dos campos (elétrico ou magnético) para existir em múltiplos inteiros da dimensão a ser percorrida, e outro para existir em múltiplos de meio passo espacial. Definindo o campo elétrico como o existente em múltiplos inteiros, a equação (5.5) em diferenças finitas é dada por

$$\epsilon \frac{E_y^{q+1}[m] - E_y^q[m]}{\Delta t} = \frac{H_x^{q+\frac{1}{2}}[m + \frac{1}{2}] - H_x^{q+\frac{1}{2}}[m - \frac{1}{2}]}{\Delta z}. \quad (5.9)$$

Resolvendo para $E_y^{q+1}[m]$, tem-se

$$E_y^{q+1}[m] = E_y^q[m] + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} \left(H_x^{q+\frac{1}{2}}[m + \frac{1}{2}] - H_x^{q+\frac{1}{2}}[m - \frac{1}{2}] \right). \quad (5.10)$$

Analogamente para $H_x^{q+\frac{1}{2}}[m + \frac{1}{2}]$, utilizando a equação (5.4), tem-se

$$H_x^{q+\frac{1}{2}}[m + \frac{1}{2}] = H_x^{q-\frac{1}{2}}[m + \frac{1}{2}] + \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (E_y^q[m + 1] - E_y^q[m]). \quad (5.11)$$

5.3. Adição de fonte de ondas eletromagnéticas

A onda a ser simulada será gerada por um pulso gaussiano, o qual será gerado apenas uma vez por posição da varredura da fonte. Este pulso é dado por

$$g(t) = e^{-\left(\frac{t - t_0}{\tau}\right)^2}, \quad (5.12)$$

onde τ é a largura do pulso, e t_0 é o tempo que se deve esperar para que o pulso não seja gerado abruptamente, o que causaria problemas no seu espectro de frequências. De acordo com [CEM lectures 2015], a largura do pulso deve ser função da frequência máxima que se deseja simular, ou seja,

$$\tau = \frac{0.5}{f_{max}}. \quad (5.13)$$

O tempo mínimo t_0 recomendado é de 6 larguras de pulso, ou seja, $t_0 = 6\tau$.

6. Imageamento com o sinal recebido

O FDTD será simulado por toda a extensão da dimensão z (direção de propagação), e ainda será replicado pelas dimensões x e y para simular o movimento do motor utilizado no trabalho de referência. O resultado da simulação é uma matriz bidimensional que representa a intensidade do sinal recebido em cada posição da varredura realizada pelo TX/RX. No imageamento óptico, a matriz contém valores de intensidade em cada posição, sendo que estes correspondem à intensidade de luz visível captada pelo *array* de sensores naquela posição. Como aqui foram utilizadas microondas, as posições contêm valores de intensidade de microondas, pois é a faixa de frequências para a qual o receptor foi projetado. De toda forma, de posse dos valores de intensidade da matriz, deve-se associar uma cor (ou uma escala de cinza) para cada valor de intensidade para que a imagem seja formada. Também é necessário filtrar todos os sinais que não atingirem um certo limiar, pois estes são causados por ruído, por ondas eletromagnéticas que não fazem parte do sistema e pela reflexão causada por objetos que não sejam os de interesse.

7. Resultados prévios

Para obter resultados relevantes sobre o funcionamento básico do sistema, é necessário variar alguns parâmetros a fim de avaliar o impacto no resultado final. Os parâmetros a serem variados nos testes são a frequência da onda, a distância dos objetos até a fonte e a espessura de cada objeto. As figuras 5, 6 e 7 apresentam os resultados, enquanto a tabela 1 exhibe as características dos ambientes modelados. Estes resultados demonstram que a reflexão é mais intensa nos pontos em que a onda incide em materiais de permissividade alta. Resultado direto do MATLAB[®], quanto maior a intensidade de reflexão em cada ponto, mais próximo de branco é a cor do ponto na imagem. Com isto, pode-se observar as 4 regiões de permissividades elétricas distintas, comprovando a funcionalidade básica do sistema.

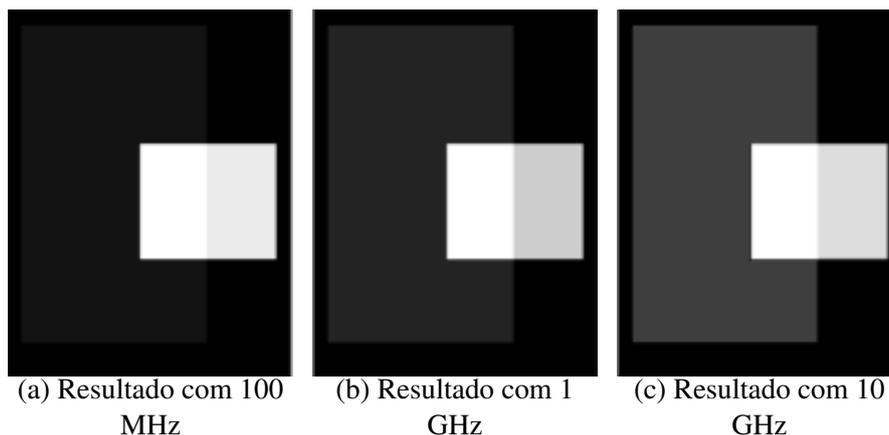


Figura 5: Resultados do algoritmo com variações na distância da fonte

No teste de variações da frequência da onda simulada, manteve-se as espessuras do obstáculo e do alvo fixas em 6 cm e 10 cm, respectivamente. Os resultados indicam que quanto maior a frequência da onda, maior é a intensidade do campo elétrico refletido de volta ao receptor nos pontos em que a onda incide em algum objeto, o que era esperado por conta do coeficiente de reflexão, como discutido na seção 4.

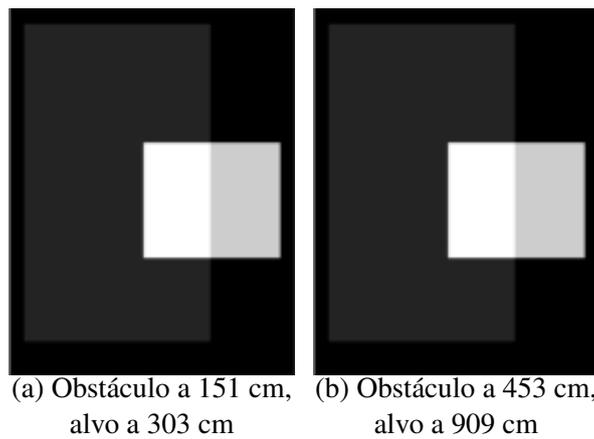


Figura 6: Resultados do algoritmo com variações na distância da fonte

No teste de variações da distância dos objetos até a fonte, manteve-se a frequência da onda em 1 GHz e as espessuras do obstáculo e do alvo fixas em 6 cm e 10 cm, respectivamente. O aumento da distância dos objetos até a fonte não apresentou diferença no resultado final, pois como foi explicado na seção 3, o ambiente modelado ainda não considera as perdas do meio e dos materiais.

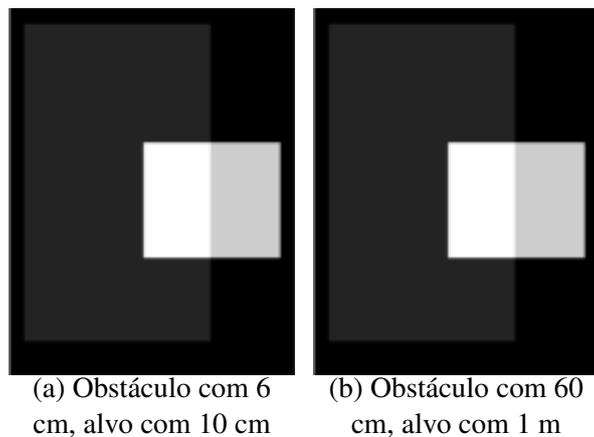


Figura 7: Resultados do algoritmo com variações na espessura dos objetos

No teste de variações da espessura dos objetos, manteve-se a frequência da onda em 1 GHz e as distâncias do obstáculo e do alvo até a fonte fixas em 151 cm e 303 cm, respectivamente. A espessura de cada objeto foi aumentada em 10 vezes para que se avalie o impacto no resultado, e pode-se observar que não houve alteração na imagem. Novamente, isto é devido à simplificação do modelo, fazendo com que as perdas do ambiente sejam desconsideradas.

	Obstáculo	Alvo
Constante dielétrica	2	9
Altura (cm)	38	14
Largura (cm)	22	16

Tabela 1: Características do ambiente modelado

Não houve neste trabalho a preocupação com o valor mínimo lido pelo receptor. Isto deve ser estudado no segundo semestre, para que seja possível comparar com receptores reais, os quais tendem a ser mais caros conforme sua sensibilidade aumenta. Dependendo dos requisitos do sistema, os valores de reflexão lidos podem indicar a inviabilidade do projeto para o orçamento disponível.

8. Conclusões

O imageamento por microondas permite o controle da fonte de transmissão eletromagnética, ampliando a capacidade do ser humano de formar imagens de objetos que se encontram atrás de obstáculos. Este fato foi demonstrado por um teste simples, com um objeto atrás do outro, tendo sido possível formar a imagem completa do objeto alvo. A implementação básica do sistema comprova a viabilidade de sua implementação em ambientes que se aproximem da realidade, com perdas, interferências e objetos com formas irregulares. Além de incrementar a complexidade do ambiente, é necessário realizar o estudo de receptores reais e analisar o *trade-off* de variações em parâmetros importantes do sistema, como por exemplo a frequência da onda simulada, a distância da fonte até o alvo e a espessura dos objetos do ambiente modelado, comparando com dados reais para que a resposta do modelo auxilie projetistas a validarem seus sistemas de imageamento. Tais análises serão realizadas no segundo semestre de trabalho, já bem encaminhado por conta dos resultados prévios.

9. Cronograma para o segundo semestre

As seguintes atividades estão planejadas para o segundo semestre:

1. Especificação e simulação de modelo de ambiente realístico
2. Aprimoramento do algoritmo para considerar meios e materiais com perdas
3. Aprimoramento do algoritmo para propagação da onda simulada em duas dimensões
4. Aprimoramento do algoritmo para múltiplas reflexões
5. Estudo e projeto da topologia do TX/RX
6. Simulações e obtenção de resultados das topologias do TX/RX no ADS
7. Desenvolvimento da dissertação da segunda parte do trabalho de graduação
8. Apresentação da segunda parte do trabalho de graduação

Ano	2017				
Atividade	Março	Abril	Mai	Junho	Julho
1					
2					
3					
4					
5					
6					
7					
8					

Tabela 2: Cronograma planejado para o segundo semestre de trabalho

Referências

- [Adib et al. 2015] Adib, F. et al. (2015). Rf-capture: Capturing a coarse human figure through a wall.
- [Cheng 1989] Cheng, D. K. (1989). *Field and Wave Electromagnetics*. Addison-Wesley, 2nd edition.
- [Davidge et al. 2013] Davidge, P. et al. (April 2013). Microwave imaging system. *Dept. Elect. and Comp. Eng., Queen's University, Kingston, Ontario, Canada*.
- [CEM lectures 2015] CEM lectures (2015). *FDTD lectures*. Youtube. URL: <https://www.youtube.com/channel/UCPC6uCfBVSK71MnPPcp8AGA>.
- [Schneider 2016] Schneider, J. B. (April 2016). Understanding the finite-difference time-domain method.
- [Skolnik 2001] Skolnik, M. (2001). *Introduction to Radar Systems*. McGraw-Hill, 3rd edition.