



**SERVIÇO PÚBLICO FEDERAL  
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS – GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ANÁLISE DE PROPAGAÇÃO DE ONDAS  
ELETROMAGNÉTICAS NA FAIXA DE MICROONDAS EM  
AMBIENTE INDOOR COM MÉTODO 3D FDTD E FDTD 2D  
MODIFICADO**

**DIONISIO RAONY DE SOUZA RIBEIRO**

DM – 04/2012

UFPA / ITEC / PPGEE  
Campus Universitário do Guamá  
Belém – Pará – Brasil  
2012





**SERVIÇO PÚBLICO FEDERAL  
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS – GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ANÁLISE DE PROPAGAÇÃO DE ONDAS  
ELETROMAGNÉTICAS NA FAIXA DE MICROONDAS EM  
AMBIENTE INDOOR COM MÉTODO 3D FDTD E FDTD 2D  
MODIFICADO**

**DIONISIO RAONY DE SOUZA RIBEIRO**

Dissertação submetida à Banca Examinadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPA para obtenção do grau de MESTRE em Engenharia Elétrica.

UFPA / ITEC / PPGEE  
Campus Universitário do Guamá  
Belém – Pará – Brasil  
03/2012



**SERVIÇO PÚBLICO FEDERAL  
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS – GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ANÁLISE DE PROPAGAÇÃO DE ONDAS ELETROMAGNÉTICAS NA FAIXA DE  
MICROONDAS EM AMBIENTE *INDOOR* COM MÉTODO 3D FDTD E FDTD 2D  
MODIFICADO.**

**AUTOR: DIONISIO RAONY DE SOUZA RIBEIRO**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA À AVALIAÇÃO DA BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ E JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE TELECOMUNICAÇÕES.

APROVADA EM 8/03/2011.

BANCA EXAMINADORA

---

Profº Dr. Victor Dmitriev  
(ORIENTADOR - UFPA)

---

Profº Dr. José Felipe Souza de Almeida  
(MEMBRO – UFPA)

---

Profº Dr. Rodrigo Melo e Silva de Oliveira  
(MEMBRO – PPGEE/UFPA)

---

Profº Dr. Marcus Vinicius Alves Nunes  
(COORDENADOR DO PPGEE/ITEC/UFPA)

*“A ciência é uma trigonometria celeste: um dos lados do triangulo absoluto é a natureza, o outro é nossa alma que abraça e reflete a natureza e o terceiro é o absoluto no qual nossa alma se engrandece”.*

**Eliphas Levi – D.R.A.M**

## AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente ao professor Victor Dmitriev por sua paciência, orientações e, principalmente, exemplo de vida. Eu pude encontrar em suas atitudes um modelo de conduta ao qual almejo alcançar um dia.

Agradeço aos meus familiares: mãe, pai, avós, avôs, tios, tias, tias-avós (mães), primos, primas e afilhada. Sem, sua ajuda em minha formação eu nunca poderia ter realizado este trabalho. Por serem tantos, não nomearei a todos. Mas isso não diminui em nada a importância de cada um.

Por ser um grupo menor e extremamente seletivo, agradeço aos meus amigos que estiveram ao meu lado durante todos esses anos. Ressalto que cada um, a seu modo, foi importantíssimo na minha formação. Aos amigos do laboratório: Bruno Wallacy, grande companheiro de ajuda inestimável, Marcelo Kawakatsu, Thais dos Santos, Clerisson, Francisco e Miércio. Aos amigos de longa data: Luis Hernesto, Bruno Cesar, Rogério Valois e Luana Pamplona. Aos amigos de caminhada: Loreno Francez, Kássio Machado, Alexandre Debona, Anderson Damasceno, Augusto Varella, Rafael Queiroz, Edvalder Souza, Felipe Barreto, Jane Mendes e Carol Basso. Agradeço especialmente à Lizandra Antunes cujo cuidado e carinho foi de enorme ajuda durante a escrita desta dissertação.

Finalmente, agradeço aos membros da banca por aceitarem o convite de participar mais uma vez nesta etapa de meu desenvolvimento acadêmico. Tenho o privilégio de contar com as presenças: de meu primeiro orientador (e amigo) Felipe Almeida; e de Rodrigo Melo, amigo e alguém que considero também ter sido meu orientador por todos estes anos que o conheço.

# SUMÁRIO

---

<b>1. INTRODUÇÃO E ESCOPO DA DISERTAÇÃO</b> .....	3
1.1 Introdução .....	3
1.2 Proposta e Método de Análise .....	4
1.3 Descrição dos Capítulos.....	6
<b>2. REFERÊNCIAL TEÓRICO</b> .....	8
2.1 Propagação da Onda Eletromagnética .....	8
2.2 Principais Fenômenos Associados à Propagação.....	11
2.3 As Equações de Maxwell.....	20
2.4 Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD) .....	22
2.5 FDTD 2D Modificado Para Aumento De Precisão Nos Resultados.....	32
2.6 MPI – Message Passing Interface E Fdtd Paralelizado.....	33
2.7 Equipamento para Simulação: Cluster Beowulf .....	37
<b>3. MODELAGEM DO PROBLEMA</b> .....	38
3.1 Abordagem do Problema <i>Indoor</i> pelo Método FDTD .....	38
3.2 Parâmetros Iniciais Utilizados no <i>software</i> FDTD .....	39
3.3 O Ambiente Simulado.....	41
3.4 Validação do <i>Software</i> FDTD.....	44
<b>4. RESULTADOS E INTERPRETAÇÃO</b> .....	47
4.1 Formulação do Método FDTD 2D Modificado para a Fonte de Excitação Utilizada .....	47
4.2 Resultados Obtidos: Simulação de um Ambiente Interior com Método FDTD 2D Modificado .....	57
4.3 Análise Estatística dos Resultados para Caracterização do Ambiente Quanto suas Perdas .....	58
4.4 Conclusão e Proposta de Trabalhos Futuros .....	62
<b>5. CONCLUSÃO E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS</b> .....	67

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS PUBLICAÇÕES

# Lista de Figuras

---

- FIGURA 2.1** Raio máximo do primeiro elipsóide de Fresnel  $r_{1m}$  em função do comprimento do percurso de frequência  $f$ ;
- FIGURA 2.2** Reflexão da onda (com sistema de coordenadas fixo ao raio);
- FIGURA 2.3** Célula de Yee: posicionamento das componentes dos campos elétrico e magnético em uma célula de dimensões  $\Delta x, \Delta y$  e  $\Delta z$ ;
- FIGURA 2.4** Célula de Yee e malha do ambiente de análise;
- FIGURA 2.5** Leap-Frog;
- FIGURA 2.6** Esquema geométrico para truncamento do método FDTD usando a UPML em um plano;
- FIGURA 2.7** Representação do problema de “fio fino”;
- FIGURA 2.8** Diagrama de blocos do software com a implementação do método FDTD;
- FIGURA 2.9** Exemplo de paralelismo de tarefa em quatro processadores;
- FIGURA 2.10** Paralelização espacial do método FDTD;
- FIGURA 2.11** Diagrama de blocos com aplicação de FDTD paralelizada;
- FIGURA 2.12** Arquitetura do cluster Beowulf;
- FIGURA 3.1** Pulso gaussiano no tempo;
- FIGURA 3.2** Pulso gaussiano modulado com a função seno;
- FIGURA 3.3** Espectro de frequência do pulso gaussiano;
- FIGURA 3.4** Célula de Yee: posicionamento das componentes dos campos elétrico e magnético em uma célula de dimensões  $\Delta x, \Delta y$  e  $\Delta z$ ;
- FIGURA 3.5** Estrutura do ambiente simulado;
- FIGURA 3.6** Ambiente 3D dividido em quatro subdomínios;
- FIGURA 3.7** Potência recebida no ponto Rx1;
- FIGURA 3.8** Potência recebida no ponto Rx2;
- FIGURA 3.9** Potência recebida no ponto Rx3;
- FIGURA 4.1** Perda por caminho sem correção de Wu, com correção e resolução analítica para frequência de 1 GHz;



- FIGURA 4.2** Perda por caminho com correção proposta no trabalho;
- FIGURA 4.3** Valores máximos de  $E_z$  normalizado (CT para controle de contraste) FDTD 2D convencional;
- FIGURA 4.4** Valores máximos de  $E_z$  normalizado (FDTD 3D);
- FIGURA 4.5** Perda por caminho da antena isotrópica referente ao FDTD 2D modificado e da antena dipolo modelada em 3D;
- FIGURA 4.6** Perda por caminho da antena bidimensional com fator de correção relacionado às características da antena dipolo;
- FIGURA 4.7** Componente  $E_z$  (dB) na iteração temporal 200 (FDTD 2D modificado);
- FIGURA 4.8** Componente  $E_z$  (dB) na iteração temporal 350 (FDTD 2D modificado);
- FIGURA 4.9** Componente  $E_z$  (dB) na iteração temporal 750 (FDTD 2D modificado);
- FIGURA 4.10** Valores máximos do módulo da potência FDTD 2D modificado (dB);
- FIGURA 4.11** Valores máximos do módulo da potência FDTD 3D (dB);
- FIGURA 4.12** Valores máximos da potência FDTD 2D modificado, normalizados em relação à média;
- FIGURA 4.13** Valores máximos da potência FDTD 3D, normalizados em relação à média;
- FIGURA 4.14** Delimitação da área de coleta de dados;
- FIGURA 4.15** Nuvem de valores calculados para a potência com o método FDTD 2D convencional e modificado;
- FIGURA 4.16** Distribuição do parâmetro de perdas  $n$  para cada ponto de coleta;
- FIGURA 4.17** Probabilidades relacionadas ao parâmetro  $n$ ;
- FIGURA 4.18** Função de probabilidade cumulativa para o parâmetro  $n$ ;
- FIGURA 4.19** Ambiente 2 (esquerda; 4 móveis) e ambiente 3 (direita; sete móveis);
- FIGURA 4.20** Distribuição das componentes  $E_z$  normalizadas no plano  $xy$  (ambiente 2);
- FIGURA 4.21** Distribuição das componentes  $E_z$  normalizadas no plano  $xy$  (ambiente 3);
- FIGURA 4.22** Probabilidades relacionadas aos valores do parâmetro  $n$  (ambiente 2);
- FIGURA 4.23** Probabilidades relacionadas aos valores do parâmetro  $n$  (ambiente 3);
- FIGURA 4.24** Função de densidade de probabilidade cumulativa para as três configurações do ambiente de análise;
- FIGURA 4.25** Probabilidades cumulativas obtidas através de campanhas de medição [13];

# Lista de Tabelas

---

- TABELA 3.1** Posicionamento do transmissor (Tx) e dos receptores (Rx).
- TABELA 3.2** Dimensões totais do ambiente.
- TABELA 3.3** Características do meio.
- TABELA 4.1** Valores da potência (dB) nos pontos RX1, RX2 e RX3.
- TABELA 4.2** Tempo de simulação para as três configurações utilizadas do método FDTD.
- TABELA 4.3** Média, desvio padrão e variância da potência e do parâmetro  $n$ .
- TABELA 4.4** Probabilidade relacionada a cada valor de  $n$ .
- TABELA 4.5** Parâmetro  $n$ , variância e desvio padrão para cada configuração do ambiente.

# Lista de Símbolos

---

$r_{1[m]}$	Raio máximo do primeiro elipsóide de <i>Fresnel</i>
$L(dB)$	Perda de potência em decibéis
$\vec{E}^d$	Vetor Campo Elétrico da Onda Direta
$\vec{E}^r$	Vetor Campo Elétrico da Onda Refletica
$\vec{E}^t$	Vetor Campo Elétrico da Onda Refratada
$\vec{E}$	Vetor Campo Elétrico
$\vec{H}$	Vetor Campo Magnético
$\vec{D}$	Vetor Densidade de Fluxo Elétrico
$\vec{B}$	Vetor Densidade de Fluxo Magnético
$\vec{J}$	Vetor Densidade de Corrente Elétrica
$E_x, E_y, E_z$	Componentes do Vetor Campo Elétrico
$H_x, H_y, H_z$	Componentes do Vetor Campo Magnético
$D_x, D_y, D_z$	Componentes do Vetor Densidade de Fluxo Elétrico
$B_x, B_y, B_z$	Componentes do Vetor Densidade de Fluxo Magnético
$x, y, z$	Componentes do Sistema de Coordenadas Cartesiano
$\epsilon_0$	Permissividade Elétrica do Vácuo
$\mu_0$	Permissividade Magnética do Vácuo
$\eta_0$	Impedância no Vácuo
$\epsilon$	Permissividade Elétrica
$\mu$	Permeabilidade Magnética
$\sigma$	Condutividade Elétrica
$\gamma_{1,2}$	Constante de Propagação da Onda no Meio 1 (Meio 2)
$\alpha_{1,2}$	Constante de Atenuação da Onda no Meio 1 (Meio 2)
$\beta_{1,2}$	Constante de Fase da Onda no Meio 1 (Meio 2)

$\omega$	Frequência Angular
$\Gamma_s$	Coefficiente de Reflexão <i>Soft</i> de <i>Fresnel</i>
$\Gamma_h$	Coefficiente de Reflexão <i>Hard</i> de <i>Fresnel</i>
$T_s$	Coefficiente de Transmissão <i>Soft</i> de <i>Fresnel</i>
$T_h$	Coefficiente de Transmissão <i>Hard</i> de <i>Fresnel</i>
$\Delta x, \Delta y, \Delta z$	Incrementos Espaciais
$\Delta t$	Incremento Temporal
$(i, j, k)$	Endereçamento no Espaço Discretizado
$n$	Parâmetro de caracterização das perdas de um ambiente
$P_I$	Potência Irradiada
$P_R$	Potência recebida
$FC$	Fator de correção para o método FDTD 2D modificado
$K_o$	Constante referente ao logaritmo do comprimento de onda.
$\alpha_p$	Fator de atenuação dependente da propagação
$d$	Distância entre o ponto de transmissão Tx e o de recepção Rx
$PL_{FS}$	Perda por caminho no espaço livre
$PL_{2d}$	Perda por caminho no ambiente 2D
$PL_{3d}$	Perda por caminho no ambiente 3D
$P_R^{2D}$	Potência recebida com o método FDTD 2D convencional
$P_R^{2Dmod}$	Potência recebida o método FDTD 2D modificado
$\sigma^2$	Variância
$\sigma$	Desvio padrão

## RESUMO

Este trabalho propõe ferramentas de baixo custo computacional e de boa precisão que permitam a caracterização da propagação de microondas eletromagnéticas em ambientes interiores. Estudou-se a aplicação do método numérico das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) para modelagem da propagação de ondas nestes ambientes. Para isso, foi implementada uma nova abordagem deste método que aproxima os resultados obtidos na formulação do método em duas dimensões aos resultados obtidos em 3D. Apresenta-se um estudo comparativo entre a precisão, o desempenho e o requisito de recursos computacionais entre as duas formulações desse método. Para aplicar a formulação em 3D, um *software* em linguagem FORTRAN foi escrito com o método FDTD paralelizado pela biblioteca MPI. Posteriormente, um cluster de arquitetura Beowulf de quatro máquinas iguais foi construído para simular as rotinas geradas no trabalho. Após a validação do método FDTD modificado, apresenta-se a utilização do mesmo para a caracterização de um ambiente interior quanto suas perdas. A interpretação destes dados foi realizada para obter a distribuição estatística do parâmetro  $n$  de perdas por propagação para o ambiente. A relevância deste trabalho encontra-se no fato de não haver, na literatura pesquisada, trabalhos que apresentassem o método FDTD 2D modificado para propagação em ambientes interiores e que utilizassem dados simulados para análise estatística.

Palavras-chave: FDTD, MPI, Cluster Beowulf, Análise Estatística, Propagação *indoor*.

## ABSTRACT

This work presents tools of low computing cost and good accuracy to characterize the electromagnetic microwave propagation in indoor environments. It was studied the Finite-Difference Time-Domain (FDTD) method applied to model the propagation in these environments. The study deals with the implementing of a new approach of this method which converses a 3D problem in a 2D one. It is presented a comparative study between the two formulation of the method regarding accuracy, speed and the requirement of computing resources. To apply the 3D formulation, a software was written in FORTRAN with the FDTD 3D parallelized by the MPI library. Then, a cluster with Beowulf architecture was set up run the routine. After the validation of the modified FDTD method, it is applied to characterize an indoor environment regarding its losses. This data was used to obtain the statistical distribution of the parameter  $n$  of propagation loss of the environment. The contribution of this work lays on the fact that the researched literature do not present the modified FDTD 2D method applied to indoor environments and the use of simulated data to statistical analysis.

Palavras-chave: FDTD, MPI, Cluster Beowulf, Statistical Analysis, Indoor Propagation.

# Capítulo 1

## INTRODUÇÃO E ESCOPO DA DISSERTAÇÃO

---

### **1.1 INTRODUÇÃO**

Atualmente quase todos estão conectados, e o serviço de telecomunicações é uma das principais ferramentas que permitem essa conexão. Segundo dados do IBGE 2005, só no Brasil, 36,7% da população (ou seja, 56 milhões de pessoas) possui telefone móvel para uso pessoal. Em relação à quantidade de celulares no Brasil, a Anatel indicou que no final de Janeiro de 2012 o país possuía 245,2 milhões de celulares, ou seja, uma densidade de 125,9 cel/100 habitantes. Logo, a crescente demanda de usuários exige constante atualização das tecnologias que permitem este serviço. Assim, existe vasto campo de pesquisa relacionado ao tema.

Para a realização de um projeto, que utilize a tecnologia das telecomunicações, vários aspectos devem ser considerados: definição de transmissores e receptores, faixa de frequência, protocolo de transmissão, características de propagação do ambiente, entre outros. Considerando apenas o estudo das características de propagação temos um vasto campo de pesquisa. Pois, essas características diferem de ambiente para ambiente [1]. Tomando o ambiente no interior de residências ou prédios (ambientes *indoor*), é comum observar grande variação na energia eletromagnética devido à constante modificação do ambiente. Isto ocorre, devido a movimentação de pessoas ou objetos no interior dos imóveis e a simples ação de fechar e abrir portas ou janelas. Em muitos casos, não existe uma linha direta de visão entre o transmissor e o receptor no canal *indoor*. Nesse caso, a propagação depende de inúmeras interações que a onda propagante terá com o meio, ou seja: reflexão, difração, refração e dispersão. Esses efeitos, sozinhos ou em conjunto, representam grande mudança no sinal recebido [2].

Devido a estas características dos ambientes interiores e sua importância para a utilização do serviço de telecomunicações. Torna-se fundamental a caracterização da propagação eletromagnética nestes ambientes. Como não podemos mudar o ambiente em que a onda irá se propagar utilizamos esta informação para escolher o posicionamento e características ótimas de transmissores e/ou receptores na implementação de um projeto. A fim de tornar esta tarefa mais viável alguns modelos de predição foram criados com a finalidade de organizar através de parâmetros essa caracterização. Os modelos utilizados para caracterização do canal indoor são

organizados em dois grupos: modelos empíricos e modelos teóricos [3]. O primeiro é formulado com dados, coletados em um ambiente real, cuja análise estatística ressalta padrões de características de propagação para serem aplicados em ambientes fisicamente semelhantes ao ambiente das medições. Neste caso, tais modelos requerem baixa capacidade computacional de processamento de dados, por outro lado, exigem equipamentos e uma campanha de medição. Ademais, os modelos empíricos conseguem apenas modelar fenômenos de propagação que não variam muito em relação à propagação em visada direta. Devido às dificuldades de implementação e a pouca versatilidade para diferentes ambientes de análise optou-se por utilizar um modelo teórico determinístico neste trabalho.

O sinal utilizado nas simulações foi escolhido na faixa de UHF, com frequência central de 1GHz. Esta faixa de frequência, de microondas, é amplamente utilizada em comunicações móveis, televisão digital, entre outros. Devido a grande quantidade de dados que pode ser transmitida através desse canal. Logo, os resultados propostos nesse trabalho possuem relevância no âmbito das telecomunicações. O modelo determinístico utiliza alguma formulação eletromagnética para analisar a propagação da onda em algum ambiente dado. Neste trabalho optamos por utilizar o método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD). Pois, ele apresenta algumas vantagens em relação aos outros métodos: visualização da propagação da onda em todo o ambiente de análise permite a modelagem de ambientes com grande riqueza de detalhes, permite maior controle de valores iniciais e de contorno, maior precisão de resultados quando o espalhador tem dimensões da ordem do comprimento de onda e na recepção de sinais próximos a espalhadores [4].

## ***1.2 PROPOSTA E MÉTODO DE ANÁLISE***

No contexto dos parágrafos anteriores, pode-se formular uma proposta relevante ao problema: Desenvolver ferramentas que permitam a modelagem e caracterização de ambientes quanto à propagação de ondas eletromagnéticas na faixa de microondas. Com delimitação de aplicação: ambientes interiores (*Indoor*). Esta proposta pode ser detalhada em uma métrica lógica de quatro itens:

- Configuração de um equipamento computacional capaz de processar grande quantidade de dados em tempo hábil.



- Aplicação de um método para a análise da propagação da onda eletromagnética considerando as características eletromagnéticas do ambiente.
- Otimização do item dois considerando a relação precisão *versus* tempo de obtenção de resultados.
- Definição de uma abordagem para a interpretação dos dados obtidos no item dois e três.

Os itens anteriores foram abordados de acordo com as técnicas e recursos que o autor dispunha. Assim, pode-se organizá-los por ordem temporal de realização, a saber: o método FDTD (*Finite Difference Time Domain*) [5] foi à escolha relacionada ao item dois. Em consequência disso, foi escrito um *software* (em linguagem FORTRAN) com a implementação do método em três dimensões, com consideração de elementos sub celulares [6], truncado por condições de contorno absorventes (ABC) de camadas uniaxiais perfeitamente casadas (UPML) [7]. Para análise de grande quantidade de dados, o método FDTD pode ser uma aplicação de elevado tempo de processamento. Devido a isso, um supercomputador foi proposto como solução para o item um. Ou seja, o ambiente computacional foi estruturado como um *cluster* de arquitetura Beowulf [8] com quatro máquinas iguais. Com comunicação de processos gerenciada pela biblioteca MPI (*Message Passing Interface*) [9]. Esta biblioteca foi utilizada para paralelizar o *software* FDTD, reduzindo consideravelmente o tempo de processamento do mesmo. Vale ressaltar que, a formulação do método FDTD em duas dimensões representa maior redução de tempo computacional do que a obtida com a paralelização do mesmo. Por outro lado, a abordagem 2D do método apresenta aproximações que reduzem a precisão dos resultados. Devido a isso, o item três propõe aliar o tempo de processamento do método FDTD em duas dimensões com a precisão obtida em sua formulação em três dimensões. Para isso, foi realizado um estudo comparativo entre os resultados obtidos para o mesmo ambiente modelado em duas e em três dimensões. Assim, o erro considerado com a truncagem da terceira dimensão foi mensurado. Isso foi feito com a finalidade de propor correções na formulação em duas dimensões obtendo então velocidade de processamento aliada à precisão de resultados (com restrições em relação à característica de propagação estudada). Estas modificações no método FDTD foram baseadas no que foi proposto por Yan Wu em [10].

Finalmente, o método FDTD 2D modificado foi utilizado para a modelagem e caracterização de um ambiente *indoor*. O ambiente foi modelado de acordo com [11, 12] e, o mesmo, foi caracterizado quanto suas perdas através de uma análise estatísticas do parâmetro de

propagação  $n$  (definição de  $n$ )[13]. Na literatura pesquisada, não foi encontrado material que relacione análise estatística a resultados simulados por métodos numéricos. O que demonstra uma contribuição do trabalho. Assim, a proposta do desenvolvimento de ferramentas foi alcançada. As ferramentas obtidas com o estudo podem ser enumeradas como:

1. Um equipamento computacional de alto desempenho para a realização de cálculos com grande quantidade de dados.
2. Um software paralelizado com a implementação do método FDTD em três dimensões, modelagem de elementos sub-celulares e condição de contorno absorvente (UPML).
3. Um software serial com a implementação do método FDTD 2D modificado para maior precisão dos resultados em relação à propagação de microondas eletromagnéticas.
4. Rotinas de análise estatística, que utilizem dados simulados, aplicadas à caracterização de ambientes quanto à propagação eletromagnética.

### **1.3 DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS**

A dissertação está distribuída em cinco capítulos, a saber:

Capítulo 2: Referencial Teórico. Neste capítulo são discutidos os aspectos teóricos utilizados para a realização desse trabalho: as características da propagação eletromagnética, equações de Maxwell, método FDTD, método FDTD 2D modificado, paralelização com biblioteca MPI e o supercomputador *cluster*.

Capítulo 3: Modelagem do problema. Neste capítulo, primeiramente, analisamos a relevância do problema proposto tendo em vista a literatura existente. Posteriormente, serão abordados todos os parâmetros utilizados para a obtenção de resultados: valores iniciais do método FDTD, caracterização dos ambientes de análise e equipamento utilizado;

Capítulo 4: Resultados. Neste capítulo, serão apresentadas as modificações no método FDTD relacionadas ao problema abordado. Em seguida, serão expostos os resultados da simulação da propagação eletromagnética em um ambiente interior. Finalmente, será discutida a análise estatística dos dados obtidos. Na última parte do capítulo as considerações finais e as propostas de trabalhos futuros.

# Capítulo 2

## REFERÊNCIAL TEÓRICO

---

Neste capítulo, serão apresentadas as ferramentas utilizadas para obtenção dos resultados que serão discutidos no Cap. 4. O referencial teórico está organizado em uma métrica que contém teoria física em um extremo e no outro os recursos computacionais. Assim, o capítulo está organizado em relação às ferramentas utilizadas contidas nessa métrica. Logo, será apresentada uma breve consideração teórica a respeito da propagação de ondas eletromagnéticas na seção 2.1 [1,14]. Na seção 2.2 os efeitos relacionados a esta propagação [15]. Assim como, o cálculo das perdas por propagação [16], potência recebida através do campo elétrico incidente e caracterização de um ambiente quanto suas perdas [13]. Na seção 2.3, serão consideradas as equações de Maxwell em sua forma diferencial [17]. Na seção 2.4, o método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) será analisado [5], assim como a correção de campos próximos para antenas dipolo de fio fino [18] e a técnica de truncagem com camadas uniaxiais perfeitamente casadas (UPML) [6]. Em seguida, na seção 2.5 será discutida a modificação do método FDTD 2D para aumento na precisão dos resultados [4] Na seção 2.6, considera-se a biblioteca de passagem de mensagens (MPI) utilizada para paralelização do algoritmo com a finalidade de utilização do mesmo em ambiente computacional [9]. Em seguida, na seção 2.7, será apresentado o ambiente computacional utilizado para simulação: quatro máquinas configuradas como um supercomputador denominado Cluster do tipo Beowulf [8].

### 2.1 PROPAGAÇÃO DE ONDA ELETROMAGNÉTICA

A propagação da onda eletromagnética nos modelos teóricos é descrita pelas equações de Maxwell. Essa teoria afirma que um campo magnético variável no tempo produz campo elétrico e vice-versa. Assim, as ondas eletromagnéticas são capazes de se auto-propagar. Há uma teoria bem desenvolvida sobre a propagação das ondas eletromagnéticas [15]. A seguir, estão os conceitos mais relevantes sobre os modos de propagação eletromagnética, com ênfase ao ambiente *indoor*.

#### 2.1.1 Propagação em Visada Direta (*Line Of Sight*)

Para estabelecer as condições nas quais a propagação, entre duas antenas, pode ser considerada como espaço livre usa-se as Zonas (ou elipsóides) de *Fresnel* [1]. O interesse dos

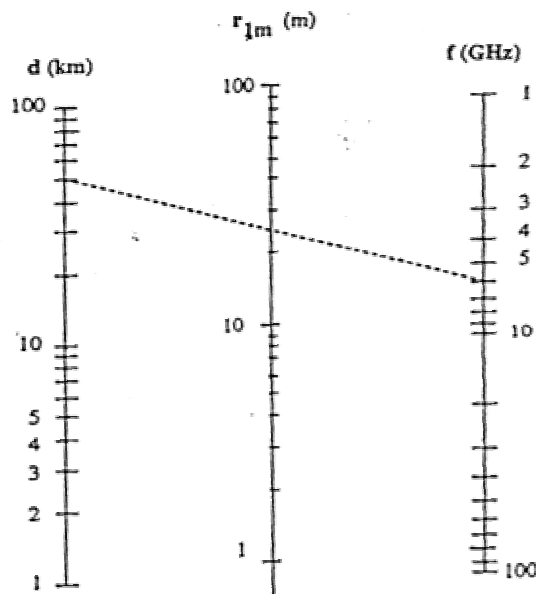
elipsóides de Fresnel assenta no fato de que é possível demonstrar que a atenuação entre duas antenas, mesmo na presença de obstáculos, é praticamente igual à atenuação em espaço livre, desde que os obstáculos não penetrem o primeiro elipsóide de Fresnel [1]. O cálculo do maior raio  $r_{1m}$  do primeiro elipsóide de Fresnel, correspondente ao semi-eixo menor, pode ser feito a partir de [1]:

$$r_{n=1[\text{metro}]} = \sqrt{\frac{\lambda d}{4}} \quad (2.1)$$

Sendo  $n$  é o elipsóide considerado,  $\lambda$  é o comprimento de onda e  $d$  a distância entre transmissor e receptor. Adaptando a expressão de forma que a distância  $d$  e frequência  $f$  sejam em km e GHz, respectivamente:

$$r_{1[m]} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{300 d_{[km]}}{f_{[GHz]}}} \quad (2.2)$$

Atendendo a condição do primeiro elipsóide de *Fresnel* não ter obstáculo entre transmissor e receptor, designa-se a transmissão como sendo de *Visada Direta (Line of Sight, LOS)*. Sendo assim as perdas de propagação serão análogas as de espaço livre. Por exemplo, na Fig. 2.1, representa-se a variação do raio máximo do primeiro elipsóide de Fresnel  $r_{1m}$  em função da distância entre antenas, para diferentes valores de frequência.



**FIGURA 2.1** - Raio máximo do primeiro elipsóide de Fresnel  $r_{1m}$  em função do comprimento do percurso de frequência  $f$ . No exemplo tomou-se  $d = 50$  km e  $f = 6$  GHz obtendo-se [1].

Existem vários meios de propagação da onda eletromagnética além da propagação em visada direta (LOS). A seguir serão apresentados dois modos de propagação que serão considerados na análise do problema descrito no Capítulo 3.

### ***2.1.1 Propagação Sem Visada Direta (Non Line-Of-Sight)***

Quando não existe visibilidade direta entre transmissor e receptor, o modo de propagação considerado é o Sem Visada Direta, do inglês *Non Line of Sight* (NLOS). Nas frequências de VHF e UHF, a propagação NLOS é frequentemente observada [16]. Para aplicações como telefones celulares, *paggers*, internet sem fio e algumas comunicações militares propagações em LOS são dificilmente observadas. Por isso, a propagação do tipo NLOS é de fundamental importância. Ou seja, o conhecimento dos efeitos que a difração, refração e/ou reflexão exercem no sinal.

### ***2.1.2 Propagação com Obstrução***

Embora não seja uma definição literal, a propagação indireta é descrita adequadamente pela propagação LOS parcialmente obstruída (OLOS). Em tais casos, reflexões e difrações em obstáculos podem fornecer a força do sinal suficiente para que a comunicação significativa ocorra. O modo de propagação OLOS é geralmente determinado quando o raio do primeiro elipsóide de Fresnel encontra-se, no máximo, 40% obstruído. De modo similar, 0,6 do raio da 1ª Zona de Fresnel está desobstruída [1]. A qualidade da transmissão indireta depende da intensidade dos sinais difratados ou refletidos. A frequência de operação tem impacto significativo sobre a viabilidade da transmissão indireta, com melhor eficiência nas frequências mais baixa.

As Frequências HF (do inglês *High Frequency*) podem penetrar em edifícios e vegetação densa com bastante facilidade. Já as faixas de frequências em VHF e UHF também podem penetrar em construção e folhagens, mas o nível do sinal é bastante atenuado. Acima de UHF, a propagação indireta torna-se muito ineficiente e raramente é usada. Quando as dimensões da obstrução são grandes em comparação com o comprimento de onda, a obstrução tenderá a refletir (ou difratar) a onda.

## 2.2 PRINCIPAIS FENÔMENOS ASSOCIADOS À PROPAGAÇÃO

É extenso o conhecimento sobre os modos de propagação e os efeitos que os meios exercem sobre esta propagação. Os fenômenos mais relevantes associados à propagação nos meios naturais são a atenuação no espaço livre, as reflexões na superfície do solo e em obstáculos, refração e difração em obstáculos e a polarização da onda. Todos esses fenômenos são dependentes da frequência. Para realizar a caracterização da propagação em um ambiente *indoor* é necessário compreender esses fenômenos. As sessões seguintes abordam os aspectos teóricos utilizados neste trabalho para realizar as interpretações desses efeitos.

### 2.2.1 Campos Refletidos

O fenômeno da reflexão causa alteração no campo elétrico propagante (amplitude, fase, polarização e direção de propagação). Para o cálculo dos campos associados com o mecanismo de reflexão usa-se a Óptica Geométrica (GO). As condições necessárias para aplicação da GO são [1,15,2]:

- Superfícies de dimensões maiores que o comprimento de onda  $\lambda$ ;
- Antena transmissora distante da superfície refletora (condições de campo distante);
- Raio de curvatura da superfície refletora deve ser grande se comparado ao comprimento de onda  $\lambda$ , no ponto de reflexão.

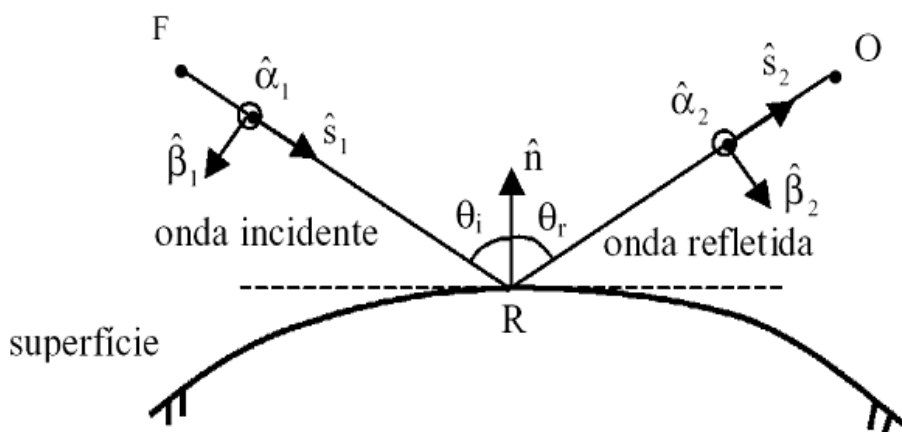


FIGURA 2.2 – Reflexão da onda (com sistema de coordenadas fixo ao raio)[15].

A solução do problema da reflexão baseada na GO pode ser formulada a partir da Fig. 2.3. Nesta, é possível identificar [15]:

**Vetores:**

$\hat{n}$ : vetor unitário normal (ao plano tangente) à superfície refletora no ponto de reflexão R;

$\hat{s}_1$ : vetor unitário diretor da onda incidente;

$\hat{s}_2$ : vetor unitário diretor da onda refletida;

$\hat{\alpha}_1, \hat{\beta}_1, \hat{s}_1$ : vetores unitários que definem o sistema de coordenadas fixo ao raio incidente;

$\hat{\alpha}_2, \hat{\beta}_2, \hat{s}_2$ : vetores unitários que definem o sistema de coordenadas fixo ao raio refletido.

**Plano de incidência:**

Plano que contém o raio incidente (direção de propagação da onda incidente  $\hat{s}_1$ ), o raio refletido (direção de propagação da onda refletida  $\hat{s}_2$ ) e a normal  $\hat{n}$ ;

**Ângulo de incidência ( $\theta_i$ ):**

Ângulo agudo formado entre a direção da onda incidente ( $\hat{s}_1$ ) e o vetor normal  $\hat{n}$  ( $0 \leq \theta_i \leq \pi/2$ ). O ângulo de incidência pode ser expresso por:

$$\theta_i = \arccos(-\hat{n} \cdot \hat{s}_1)$$

**Ângulo de reflexão ( $\theta_r$ ):**

Ângulo agudo formado entre a direção da onda refletida ( $\hat{s}_2$ ) e o vetor normal  $\hat{n}$ . A direção da onda refletida é regida pela Lei de Snell da Reflexão, segundo a qual  $\theta_r = \theta_i$ .

**Sistema fixo ao raio (Reflexão)**

Sistema montado escolhendo-se um de seus eixos ao longo do próprio raio (incidente ou refletido), e os dois eixos restantes perpendiculares ao raio, em direções condizentes com a decomposição usual dos coeficientes de reflexão (paralela e perpendicular ao plano de incidência). Para campos da GO não há componente na direção de propagação, sendo a decomposição dos campos feita apenas nas duas direções perpendiculares ao raio, definidas pelo

sistema fixo ao raio (Fig. 2.2). Para reflexão, o sistema fixo ao raio possui os seguintes eixos:

- um eixo está ao longo do raio, na Fig. 2.2, corresponde aos unitários  $\hat{s}_1$  e  $\hat{s}_2$  ao longo dos raios incidente e refletido, respectivamente;
- um eixo é perpendicular ao plano de incidência, na Fig. 2.2, corresponde aos unitários  $\hat{\alpha}_1$  e  $\hat{\alpha}_2$ , respectivamente;
- um terceiro eixo está sobre o plano de incidência, na Fig. 2.2, corresponde aos unitários  $\hat{\beta}_1$  e  $\hat{\beta}_2$  respectivamente.

A componente de campo perpendicular ao plano de incidência é denominada de componente *soft* e a componente sobre o plano (componente paralela), é conhecida por componente *hard*. Assim:

$$E_{\alpha_{1,2}}^{i,r} = \vec{E}^{i,r} \cdot \hat{\alpha}_{1,2} = \text{componente } soft \text{ (componente perpendicular)} \quad (2.3 \text{ a})$$

$$E_{\beta_{1,2}}^{i,r} = \vec{E}^{i,r} \cdot \hat{\beta}_{1,2} = \text{componente } hard \text{ (componente paralela)} \quad (2.3 \text{ b})$$

Os vetores unitários envolvidos neste sistema são relacionados por [6]:

$$\hat{s}_2 = \frac{\hat{s}_1 - 2(\hat{n} \cdot \hat{s}_1)\hat{n}}{|\hat{s}_1 - 2(\hat{n} \cdot \hat{s}_1)\hat{n}|} \quad (2.4)$$

$$\hat{\alpha}_1 = \frac{\hat{s}_1 \times \hat{n}}{|\hat{s}_1 \times \hat{n}|} \quad (2.5)$$

$$\hat{\beta}_1 = \hat{s}_1 \times \hat{\alpha}_1 \quad (2.6)$$

$$\hat{\alpha}_2 = \frac{\hat{s}_2 \times \hat{n}}{|\hat{s}_2 \times \hat{n}|} \quad (2.7)$$

$$\hat{\beta}_2 = \hat{s}_2 \times \hat{\alpha}_2 \quad (2.8)$$

**Determinação do Campo Refletido** – O campo refletido relaciona-se ao incidente no ponto de reflexão R (ver Fig. 2.2) através da seguinte expressão [1,15]:

$$\vec{E}^r(R) = \vec{E}^i(R) \cdot \bar{R} \quad (2.9)$$



$\vec{E}^r(R)$  é o campo elétrico refletido imediatamente após o ponto de reflexão R;

$\vec{E}^i(R)$  é o campo elétrico incidente imediatamente antes do ponto de reflexão R;

$\bar{R}$  é uma diádica representando os coeficientes de reflexão da superfície.

Através do uso dos sistemas fixos aos raios, os campos incidente, refletido e a diádica dos coeficientes de reflexão podem ser descritos da forma:

$$\vec{E}^i(R) = E_{\alpha_1}^i(R)\hat{\alpha}_1 + E_{\beta_1}^i(R)\hat{\beta}_1 \quad (2.10)$$

$$\vec{E}^r(R) = E_{\alpha_2}^r(R)\hat{\alpha}_2 + E_{\beta_2}^r(R)\hat{\beta}_2 \quad (2.11)$$

$$\bar{R} = \Gamma_s \hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 + \Gamma_h \hat{\beta}_1 \hat{\beta}_2 \quad (2.12)$$

com  $\Gamma_s$  e  $\Gamma_h$  representando os coeficientes de reflexão de *Fresnel soft* e *hard*, respectivamente. Os mesmos serão definidos, posteriormente, com o mecanismo de refração (transmissão). O campo refletido no ponto de observação O, Fig. 2.2, pode ser expresso por [1,6]:

$$\vec{E}^r(O) = \vec{E}^i(R) \cdot \bar{R} A^r e^{-jk_0 d_2} \quad (2.13)$$

onde:

$k_0$  = número de onda no espaço livre;

$d_2$  = distância em metros entre o ponto de reflexão R e o ponto de observação O;

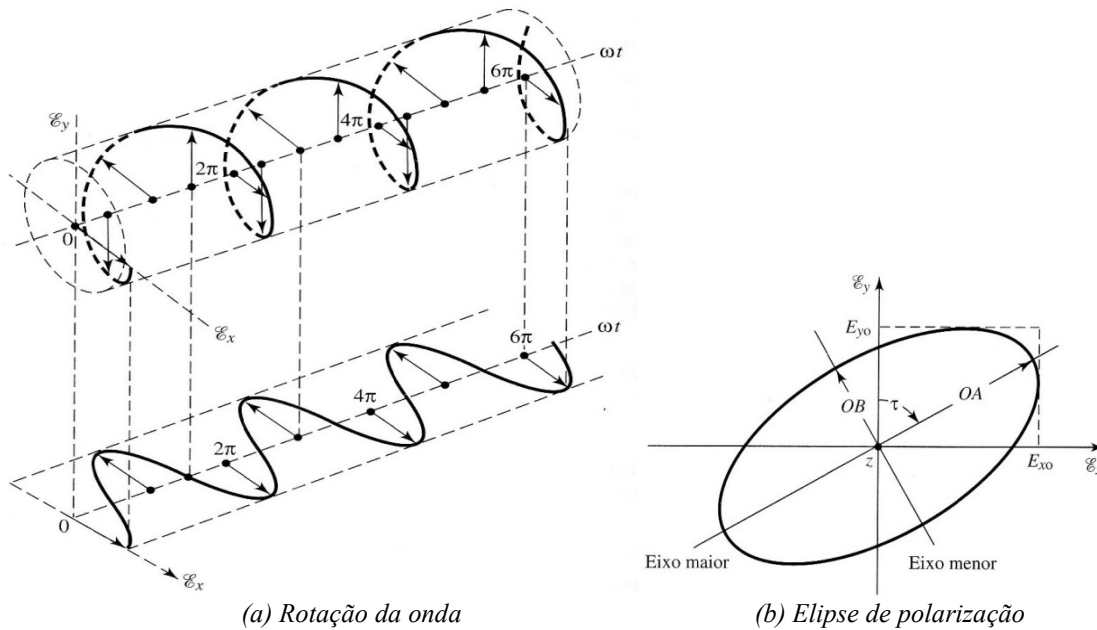
$e^{-jk_0 d_2}$  é o fator de fase;

$A^r = \frac{d_1}{d_1 + d_2}$  = fator de divergência do tubo de raios para ondas esféricas e faces planas, onde  $d_1$  é a distância em metros entre o ponto fonte F e o ponto de reflexão R; Representa o raio principal de curvatura da frente de onda refletida, no ponto de reflexão R, e  $d_2$  é a distância já definida anteriormente.

### 2.2.2 Polarização da Onda Eletromagnética

A polarização da onda radiada é definida como “a propriedade de uma onda eletromagnética que descreve a direção e a amplitude, variantes no tempo, do vetor campo elétrico; especificamente, é a curva traçada, em função do tempo, pela extremidade do vetor em

um ponto fixo no espaço e o sentido em que é traçada, sendo observada ao longo da direção de propagação”. Polarização é, portanto, a curva traçada pela extremidade da seta (vetor) que representa o campo elétrico instantâneo. O Campo deve ser observado ao longo da direção de propagação. As Fig. 2.6 (a) e (b) mostram uma curva típica em função do tempo [15].



**FIGURA 2.6** – Rotação de uma onda plana eletromagnética e sua elipse de polarização em  $z = 0$  em função do tempo [15].

No espaço livre, as ondas eletromagnéticas são modeladas como propagadas a partir da fonte em todas as direções, resultando em uma frente de onda esférica. Essa fonte é chamada irradiador isotrópico e, em sentido estrito, não existe. Como a distância da fonte aumenta, a frente de onda esférica (ou fase) converge para uma frente de onda planar sobre qualquer área finita de interesse. A direção de propagação em um dado ponto da frente de onda é dada pelo produto vetorial do campo elétrico ( $\mathbf{E}$ ) e do campo magnético ( $\mathbf{H}$ ) naquele ponto. A forma mais simples de polarização é a linear, que normalmente é a dada pela polarização vertical ou horizontal, mas pode ser definido para outras orientações, Fig. 2.6. O produto vetorial entre os campos elétricos e magnéticos dá um vetor na direção de propagação. Este é o chamado vetor de *Poynting* e pode ser definida como

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$$

ou

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} \mathbf{E} \times \frac{\mathbf{H}}{\eta_0} \left[ \frac{W}{m^2} \right] \quad (2.14)$$

onde  $\eta_0$  foi definida anteriormente como

$$\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \quad [ohms]$$

que também pode ser expressa como

$$\eta = 377 \sqrt{\mu_r/\epsilon_r} \quad [ohms]$$

Assim, a segunda formulação do vetor de *Poynting* dá a densidade de potência em watts por metro quadrado. A polarização de uma onda recebida por uma antena é definida como a “polarização de uma onda plana incidente de uma dada direção, com uma densidade de fluxo de potência, que resulta na máxima potência disponível nos terminais da antena”.

A polarização pode ser classificada como linear, circular ou elíptica. Se o vetor que descreve o campo elétrico em um ponto no espaço como uma função do tempo estiver sempre direcionado ao longo de uma linha reta, o campo é dito *linearmente polarizado*. Em geral, entretanto, a figura descrita pelo campo elétrico é uma elipse e o campo é dito *elipticamente polarizado*. Polarizações linear e circular são casos especiais de polarização elíptica, e pode ser obtidas quando a elipse se torna uma linha reta ou um círculo, respectivamente [15].

### ***2.2.3 Perda no Espaço Livre***

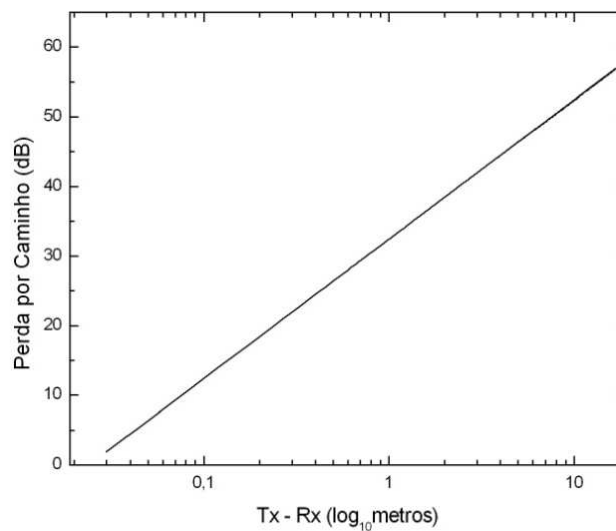
A perda por propagação em espaço livre é a base de todos os outros fenômenos de propagação. Esse modelo também é o mais simples. Neste modelo, consideramos a onda propagando no espaço livre, ou seja, a região completamente desobstruída (LOS). Os efeitos de reflexão do solo podem ou não serem considerados [16]. Por mais que, este modelo seja bastante particular, o seu entendimento e formulação são fundamentais como ponto de partida para a análise de fenômenos de propagação mais complexos em diferentes tipos de ambientes. Neste trabalho, utilizamos este modelo com a finalidade de propor correções na formulação do método utilizado para análise da propagação da onda.

A formulação analítica da perda por caminho é dependente das características da

onda (comprimento de onda e frequência) e da distância. A distância percorrida pela onda é diretamente proporcional à perda. Esta relação pode ser descrita pela equação (2.15), como formulado em [16].

$$PL_{FS} = 20\log_{10}\left(\frac{R}{1000}\right) + 20\log_{10}f + 32,4. \quad [\text{dB}] \quad (2.15)$$

sendo  $PL_{FS}$  a perda por caminho no espaço livre em dB,  $R$  é a distância em metros,  $f$  é a frequência em MHz, o valor de 32,4 é relacionado ao logaritmo de  $4\pi$ . Esta equação pode ser representada como uma curva de perdas crescentes com o logaritmo da distância:



**FIGURA 2.2** – Definição analítica das perdas por propagação no espaço livre (sem considerar reflexões do solo).

Esta atenuação está relacionada ao princípio da conservação de energia, pois a onda transmitida tem sua potência espalhada no espaço, devido a sua diretividade ser limitada. Ou seja, não é possível concentrar a emissão na transmissora em um único raio (única direção), por sua vez, a receptora não é capaz de selecionar a captação em uma mesma direção. Além disso, a atenuação aumenta com a frequência. Todavia, em frequências muito altas, além das vantagens relativas ao aumento na capacidade dos sistemas, é possível a construção de antenas com ganhos elevados, compensando o aumento da perda pelo espalhamento.

### 2.2.4 Cálculo da Potência.

O cálculo da potência recebida pode ser considerado através da fórmula de *Friss* [15]. Esta fórmula considera o campo elétrico recebido e alguns parâmetros de propagação eletromagnética:

$$P_R = \frac{(E_r)^2}{\eta\pi} \times \frac{(\lambda)^2}{4\pi} \quad (2.16)$$

Sendo  $\eta$  a impedância característica do espaço livre,  $\lambda$  o comprimento de onda e  $E_r$  o campo elétrico observado no ponto onde se deseja calcular a potência. Esta equação permite a definição da potência recebida em uma antena isotrópica. Que é o modelo utilizado como antena receptora neste trabalho. Esta equação necessita de parâmetros que podem ser definidos através do método utilizado neste trabalho.

### 2.2.5 Caracterização de um ambiente quanto suas perdas.

As características de perdas de um ambiente podem ser formuladas de acordo com a dissipação da potência neste ambiente. Para chegar a um parâmetro que contenha as informações das perdas de um ambiente podemos começar com a caracterização da potência recebida por uma antena isotrópica, outra forma de escrever a equação (2.16) [13]:

$$P_R = \frac{P_I}{d^2} \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \quad (2.17)$$

Esta equação permite o cálculo da potência recebida  $P_R$  em watts, a partir da potencia irradiada pela fonte  $P_I$ , da distância  $d$  entre a antena receptora e a antena transmissora em metros e do comprimento de onda  $\lambda$  em metros.

Em ambientes com condições de propagação diferentes do espaço livre, devemos considerar os efeitos das interferências do ambiente: reflexões, refrações, difrações, espalhamento e as características da antena. Entretanto, a dificuldade proposta pela análise individual de cada mecanismo direciona a consideração da soma de todos esses efeitos por um fator de atenuação dependente da propagação,  $\alpha_p$ , que pode ser incluído na equação (2.17) como [13]:

$$P_R = \frac{P_I \alpha_p}{d^2} \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \quad (2.18)$$

Como  $\alpha_p$  é uma variável que depende de muitos fatores que deve ser tomada como uma variável aleatória. Assim, a melhor forma de defini-la seria *a posteriori*, ou seja, com medições para caracterização da propagação no ambiente escolhido. Como estas características são dependentes da frequência, a definição de  $\alpha_p$  é altamente dependente de aplicação, o que torna a definição desse fator para vários ambientes em diferentes frequências um trabalho dispendioso de medição. Pois, para definir este fator, são necessárias várias medições que irão definir a potência recebida em vários pontos do ambiente que será analisado. Por outro lado, uma forma alternativa de definir esse fator é assumir que a queda de potência recebida obedeça à razão inversa da distância elevada a um fator  $n$  que para o espaço livre é, por definição,  $n = 2$  [13]. E para outros ambientes que não sejam o espaço livre:  $n > 2$  para ambientes com obstruções que representem perdas e  $n < 2$  para ambientes que representem interferências construtivas à propagação da onda, como: corredores. Assim, a equação (2.19) pode ser reescrita como:

$$P_R = \frac{P_I}{d^n} \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \quad (2.19)$$

Na equação acima, os efeitos dos mecanismos de propagação estão inclusos no valor de  $n$  ao invés de  $\alpha_p$ . Assim, através das equações (2.19) e (2.18) podemos observar que o fator de atenuação e o expoente da distância estão relacionados por:

$$\alpha_p = \frac{1}{d^{n-2}} \quad (2.20)$$

Que pode ser interpretado como o excedente em relação ao fator de atenuação para espaço livre. A perda por caminho  $L$  pode ser expressa pela relação entre a potência irradiada  $P_I$  e a potência recebida  $P_R$ , assim de temos:

$$\frac{P_I}{P_R} = d^n \left( \frac{4\pi}{\lambda} \right)^2 \quad (2.21)$$

Escrito na forma de dB:

$$L = 10 \log \left( \frac{P_I}{P_R} \right) = 10n \log(d) + K_o \text{ dB} \quad (2.22)$$

Onde

$$K_o = 20 \log \left( \frac{4\pi}{\lambda} \right) \text{ dB} \quad (2.23)$$

Representa a atenuação (*pathloss*) a um metro de distância da antena. É fácil observar a partir de (2.20) que  $n$  é uma variável aleatória que descreve as perdas de um ambiente. Assim, o modelo proposto por (2.21) contém todas as informações necessárias para a definição da atenuação no canal de propagação. Finalmente,  $n$  pode ser definido facilmente com parâmetros obtidos através de simulações:

$$n = \frac{L - K_o}{10 \log(d)} \quad (2.24)$$

Onde  $P_R$  assume os valores calculados nos pontos de recepção. Assim, se obtém uma forma de caracterizar o ambiente quanto suas perdas através de parâmetros que podem ser calculados utilizando a teoria de Maxwell para a propagação de ondas eletromagnéticas.

## 2.3 AS EQUAÇÕES DE MAXWELL

“O formalismo conceitual e matemático relacionado com as equações de Maxwell descreve a unificação dos fenômenos elétricos e magnéticos” [19]. Estas equações descrevem a propagação da onda eletromagnética, em sua formulação acoplada, afirmam a capacidade de auto-propagação da onda. Pois, segundo elas, um campo magnético variando no tempo induz um campo elétrico variando no espaço e vice-versa. Na literatura, há uma teoria bem estabelecida sobre a propagação das ondas eletromagnéticas [16].

Para a formulação do problema de propagação, foram aplicadas as equações de Faraday e de Ampere em sua forma diferencial para meio isotrópico (2.25), que descrevem a variação espacial com rotacionais e a variação temporal com derivadas parciais no tempo [16]. Tais equações são dadas por:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.25a)$$

e

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (2.25b)$$

onde  $\mathbf{E}=\mathbf{E}(\mathbf{r},t)$  é o vetor intensidade de campo elétrico,  $\mathbf{H}=\mathbf{H}(\mathbf{r},t)$  é o vetor intensidade de campo magnético,  $\mathbf{B}=\mathbf{B}(\mathbf{r},t)$  é o vetor de densidade de fluxo magnético,  $\mathbf{D}=\mathbf{D}(\mathbf{r},t)$  é o vetor de densidade de fluxo elétrico e  $\mathbf{J}=\mathbf{J}(\mathbf{r},t)$  representa o vetor densidade de corrente elétrica. Os vetores de densidade de fluxo magnético e elétrico são relacionados aos campos através dos parâmetros constitutivos (2.26), ou seja, as suas intensidades são dependentes das características do meio em que estão inseridos [16]. Dessa forma, têm-se:

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}, \quad (2.26a)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E}, \quad (2.26b)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H}, \quad (2.26c)$$

onde  $\varepsilon = \varepsilon(r)$  é a *permissividade elétrica*,  $\mu$  é a *permeabilidade magnética* do espaço livre e  $\sigma = \sigma(r)$  a *condutividade elétrica* – as quais dependem somente da posição espacial indicadas por  $\mathbf{r} = r(x,y,z)$ . Os efeitos devido à presença de materiais magnéticos não serão considerados em todo esse trabalho. Resolvendo-se os rotacionais em coordenadas cartesianas para três dimensões, obtemos as equações em suas formas expandidas [5]:

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (2.27a)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \right) \quad (2.27b)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \right) \quad (2.27c)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (2.27d)$$



$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (2.27e)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (2.27f)$$

Para duas dimensões, considerando o modo Transverso Magnético em z (TMz), utilizado nas simulações dos ambientes em duas dimensões, anulam-se as derivadas parciais na direção z. Assim, obtemos a formulação:

$$H_z = E_x = E_y = 0$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (2.28a)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (2.28b)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_z}{\partial x} \right) \quad (2.28c)$$

Assim temos a formulação teórica para análise da propagação de onda eletromagnética. Estas equações diferenciais podem ser resolvidas de várias formas. Para a realização deste trabalho optou-se por empregar o método das diferenças finitas, que aproxima a solução do problema com equações lineares com a finalidade de tornar viável a aplicação computacional.

## 2.4 O MÉTODO DAS DIFERENÇAS FINITAS NO DOMÍNIO DO TEMPO (FDTD)

O método FDTD é um método amplamente utilizado para análise de propagação de ondas eletromagnéticas devido à facilidade na definição de valores de contorno e valor inicial.

O método FDTD consiste na resolução das equações de Maxwell por diferenças finitas. Por este método, as equações de Maxwell, escritas na forma diferencial e no domínio do tempo, são reduzidas por aproximação a simples equações de diferenças algébricas [25]. Esta seção trata dos fundamentos teóricos do método FDTD. Primeiramente, apresenta-se a resolução das equações de Maxwell por diferenças finitas e formulação computacional proposta por Kane Yee [5]. Em seguida, trata-se do problema da estabilidade numérica, das condições de contorno absorventes [6], da fonte de excitação e do tratamento de elementos sub-celulares [18].

### ***2.4.1 As Diferenças Finitas.***

Para abordar as equações de Maxwell de uma forma computacional as soluções pertencentes a uma região contínua são aproximadas utilizando um grupo de pontos para discretizar a região. A diferença finita é uma abordagem que permite a redução de equações diferenciais para simples equações de diferenças algébricas [7]. Vale ressaltar que o tempo é também tratado de forma discreta. Assim, para a localização espacial das componentes de campo na malha computacional utilizamos a notação [7]:

$$(x, y, z) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \Rightarrow (i, j, k), \quad (2.29)$$

De tal forma que  $\Delta x$ ,  $\Delta y$  e  $\Delta z$  representam os valores das arestas da célula de Yee. Assim, qualquer grandeza pode ser representada no tempo e espaço como:

$$F_{i,j,k}^n = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = F(i, j, k, n), \quad (2.30)$$

No método FDTD, o tempo é abordado de forma discreta, onde  $\Delta t$  representa o incremento e  $n$  a iteração (ou frame) que a simulação se encontra. Assim,  $n\Delta t$  representa a duração em grandezas de tempo (nanosegundas, segundos, etc.). Uma função do tipo (2.30) pode ser expandida em série de Taylor [7]. Considerando a variação desta função em torno de um ponto, pode-se aproximar o resultado de sua derivada por diferenças centradas. Para isso, assumimos que para uma variação na direção  $x$ , por exemplo, esta função pode ser expandida em uma série para  $+\Delta x/2$  e outra para  $-\Delta x/2$ . Assim, obtem-se duas séries que utilizam as derivadas de ordem  $n$  ( $n=1,2,3,4\dots$ ) da função para definir esta função no ponto. Considerando  $\delta = \Delta x = \Delta y = \Delta z$ , faz-se a diferença entre essas duas séries e a aproximação para a primeira derivada da função pode ser definida como [7]:

$$\frac{\partial F_{i,j,k}^n}{\partial x} = \frac{F^n((i+1/2)\delta, j\delta, k\delta) - F^n((i-1/2)\delta, j\delta, k\delta)}{\Delta x} + O(\delta^2). \quad (2.31)$$

Para descrever a variação discreta no tempo, escreve-se:

$$\frac{\partial F_{i,j,k}^n}{\partial t} = \frac{F^{n+1/2}(i\delta, j\delta, k\delta) - F^{n-1/2}(i\delta, j\delta, k\delta)}{\Delta t} + O(\Delta t^2). \quad (2.32)$$

O erro  $O(\delta^2)$  de segunda ordem define a precisão do método como sendo de segunda ordem. Logo, as equações (2.27) podem ser reescritas de acordo com esta notação. Para regiões sem fonte e sem perdas elétricas ( $\sigma = 0$ ) [7]:

$$E_x^n(i,j,k) = E_x^{n-1}(i,j,k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \left( \frac{H_z^{n-1}(i,j,k) - H_z^{n-1}(i,j-1,k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n-1}(i,j,k) - H_y^{n-1}(i,j,k-1)}{\Delta z} \right) \quad (2.33 a)$$

$$E_y^n(i,j,k) = E_y^{n-1}(i,j,k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \left( \frac{H_x^{n-1}(i,j,k) - H_x^{n-1}(i,j,k-1)}{\Delta z} - \frac{H_z^{n-1}(i,j,k) - H_z^{n-1}(i-1,j,k)}{\Delta x} \right) \quad (2.33 b)$$

$$E_z^n(i,j,k) = E_z^{n-1}(i,j,k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \left( \frac{H_y^{n-1}(i,j,k) - H_y^{n-1}(i-1,j,k)}{\Delta x} - \frac{H_x^{n-1}(i,j,k) - H_x^{n-1}(i,j-1,k)}{\Delta y} \right) \quad (2.33 c)$$

$$H_x^{n+1}(i,j,k) = H_x^n(i,j,k) + \frac{\Delta t}{\mu} \left( \frac{E_y^n(i,j,k+1) - E_y^n(i,j,k)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i,j+1,k) - E_z^n(i,j,k)}{\Delta y} \right) \quad (2.33 d)$$

$$H_y^{n+1}(i,j,k) = H_y^n(i,j,k) + \frac{\Delta t}{\mu} \left( \frac{E_z^n(i+1,j,k) - E_z^n(i,j,k)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(i,j,k+1) - E_x^n(i,j,k)}{\Delta z} \right) \quad (2.33 e)$$

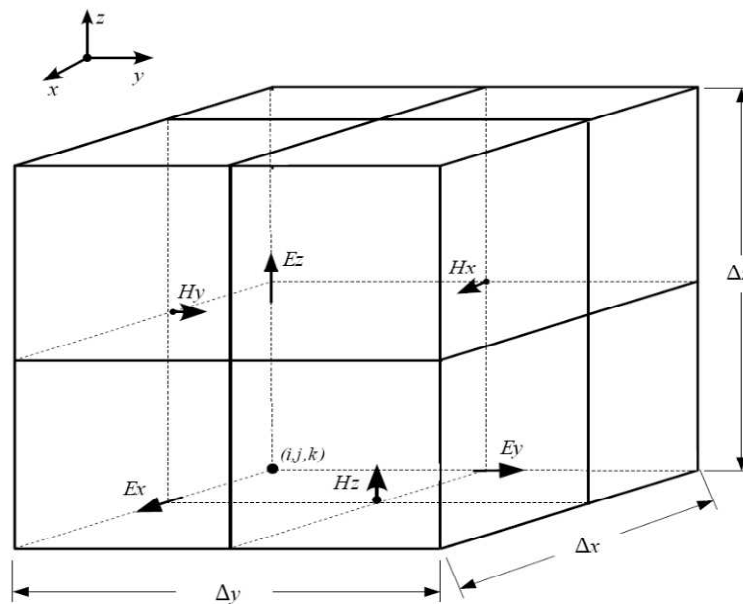
$$H_z^{n+1}(i,j,k) = H_z^n(i,j,k) + \frac{\Delta t}{\mu} \left( \frac{E_x^n(i,j+1,k) - E_x^n(i,j,k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i+1,j,k) - E_y^n(i,j,k)}{\Delta x} \right) \quad (2.33 f)$$

Esta formulação matemática permite abordar as equações de Maxwell na forma de algoritmo. Assim, a propagação da onda eletromagnética pode ser simulada com a utilização dessas seis equações.

### 2.4.2 O Algoritmo de Yee.

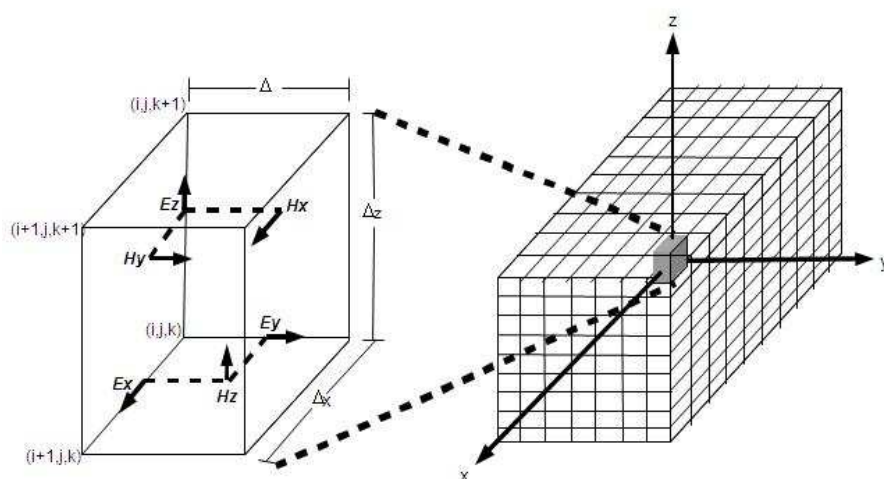
Para resolver geometricamente a questão dos rotacionais, Yee utilizou o conceito de célula. Para o posicionamento dos vetores em um espaço ortogonal Yee [5] propôs a solução geométrica da Fig 2.3. denominada célula de Yee. Assim, com a finalidade de modelar (e

paralelizar) um ambiente de análise é necessário entender a geometria utilizada por Yee para posicionar os vetores elétricos e magnéticos.



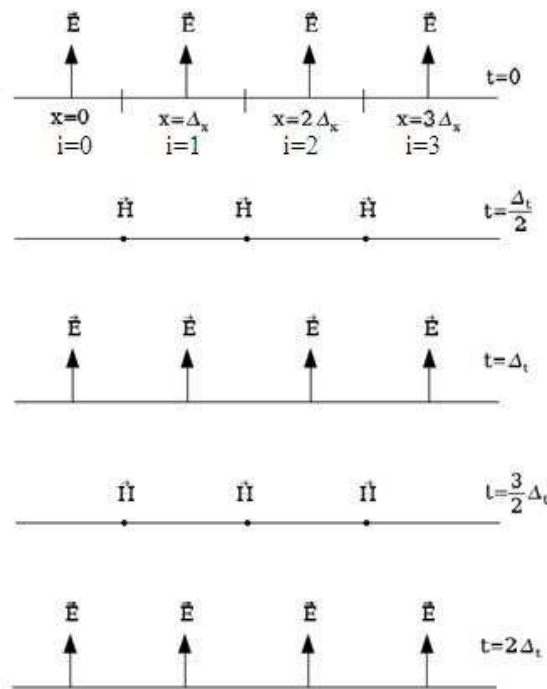
**FIGURA 2.3** Célula de Yee: posicionamento das componentes dos campos elétrico e magnético em uma célula de dimensões  $\Delta x, \Delta y$  e  $\Delta z$  [20].

Nesta célula, os vetores das componentes de campo são dispostos geometricamente considerando os rotacionais. Isto é realizado posicionando as componentes elétricas nas arestas e as componentes magnéticas perpendiculares às faces do cubo. A célula de Yee é o componente unitário da malha que forma o ambiente de análise Fig 2.4:



**FIGURA 2.4** Celula de Yee e malha do ambiente de análise [20].

Esta geometria permite a resolução dos rotacionais para a evolução temporal das componentes de campo. Pois, como descrito nas equações de Maxwell, a evolução espacial da onda gera uma atualização temporal, e vice-versa. Esta atualização temporal é denominada Leap Frog (Fig. 22). Na formulação de Yee o tempo permeia as componentes de campo de acordo com o princípio da conservação de energia, ou seja, a energia do sistema oscila entre magnética e elétrica com a evolução do tempo [17]. Assim, o método FDTD faz aproximações que permitem considerar a conservação da energia eletromagnética do sistema.



**FIGURA 2.5** Leap-Frog [20].

### 2.4.3 Dispersão e Estabilidade Numéricas.

Um algoritmo é dito estável numericamente quando o erro gerado numa iteração é menor ou igual ao erro gerado na iteração anterior. Caso contrário, o algoritmo é considerado instável. Outro aspecto importante para definir a precisão do método é o controle da dispersão numérica. A dispersão numérica refere-se ao efeito da forma da onda incidente no seu comportamento no domínio da frequência [19]. Os valores do intervalo temporal e das arestas da célula de Yee dependem diretamente das características da onda e dos detalhes do ambiente a serem simulado. Logo, para garantir a estabilidade numérica do método algumas condições

devem ser respeitadas. Em relação à dispersão numérica, a dimensão da aresta deve respeitar a condição [7]:

$$\Delta_{x,y,z} \leq \frac{\lambda_{min}}{10} \quad (2.34)$$

Ou seja, o tamanho de qualquer aresta da célula de Yee não pode exceder a décima parte do menor comprimento de onda que se deseja simular. Para garantir a estabilidade numérica no método FDTD o intervalo temporal máximo deve ser definido pela condição de Courant [7]:

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{max}} \left( \frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.35)$$

Onde,  $v_{max}$  representa a velocidade de propagação da luz no espaço livre. A condição de Courant pode ser interpretada como um limite relacionado ao tempo que a onda leva para atravessar a maior distância dentro de uma célula, ou seja, a diagonal principal da mesma.

#### ***2.4.4 As Camadas Absorventes Perfeitamente Casadas (UPML).***

Em simulações de propagação eletromagnética, para problemas abertos, o ambiente de análise precisa ser isolado de influências externas. Isto é feito ao considerar que o ambiente de análise está envolvido em espaço infinito, semelhante ao que é aplicado na prática em câmaras anecóicas. Tal abordagem, por outro lado, gera um problema de memória computacional. Logo, para aplicar o método FDTD, neste caso, é necessário definir condições de contorno que simulem a onda propagando ao infinito. Para isso utilizamos a técnica de Condição de Contorno Absorvente (Absorbing Boundary Conditioning - ABC) das camadas uniaxiais perfeitamente casadas (Uniaxial Perfectly Matched Layers - UPML) [6]. Esta técnica limita o ambiente com camadas cuja condutividade elétrica é crescente. A impedância nas camadas é definida a partir da condição de transmissão total, ou seja, camadas com perdas (condutividade) crescentes com o mínimo de reflexão possível [27]. Assim, a onda é dissipada efetivamente (perdas de até 60 dB) até chegar ao limite real do ambiente de análise. Normalmente, uma condição de contorno metálica é colocada na última camada para refletir o resíduo restante permitindo que o mesmo seja dissipado no caminho de volta Fig. 2.6.



**FIGURA 2.6:** Esquema geométrico para truncagem espacial da malha usando a UPML em um plano [20].

A implementação computacional da técnica é basicamente relacionada à escolha das condutividades elétricas das camadas, de acordo com as condições de transmissão total. Ou seja, as camadas possuem casamento perfeito de impedância para evitar reflexões que venham a influenciar a região de análise. Assim, o ambiente de análise é truncado com camadas absorventes com perdas crescentes, de acordo com a anisotropia do meio. Para aplicarmos as camadas absorventes, as equações de propagação definidas em (2.27) precisam ser reescritas para considerar perdas elétricas. Considerando os parâmetros constitutivos, obtemos [21]:

$$E_z^{n+1}(i,j,k) = E_z^n(i,j,k) \left( \frac{1 - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}} \right) + \frac{1}{\epsilon_0 \epsilon_r (1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0})} \left[ D_z^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) \left( 1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0} \right) - D_z^{n-\frac{1}{2}}(i,j,k) \left( 1 - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0} \right) \right] \quad (2.36 \text{ a})$$

$$D_z^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) = D_z^{n-\frac{1}{2}}(i,j,k) \left( \frac{1 - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{(1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0})} \left[ \frac{Hy^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j,k) - Hy^{n+\frac{1}{2}}(i-\frac{1}{2},j,k)}{\Delta x} + \frac{Hx^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2},k) - Hx^{n+\frac{1}{2}}(i,j-\frac{1}{2},k)}{\Delta y} \right] \quad (2.36 \text{ b})$$

$$E_x^{n+1}(i,j,k) = E_x^n(i,j,k) \left( \frac{1 - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}} \right) + \frac{1}{\epsilon_0 \epsilon_r (1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0})} \left[ D_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) \left( 1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0} \right) - D_x^{n-\frac{1}{2}}(i,j,k) \left( 1 - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0} \right) \right] \quad (2.36 \text{ c})$$

$$D_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) = D_x^{n-\frac{1}{2}}(i,j,k) \left( \frac{1-\frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1+\frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{\left(1+\frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}\right)} \left[ \frac{Hz^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j,k) - Hz^{n+\frac{1}{2}}(i-\frac{1}{2},j,k)}{\Delta y} + \frac{Hy^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2},k) - Hy^{n+\frac{1}{2}}(i,j-\frac{1}{2},k)}{\Delta z} \right] \quad (2.36 d)$$

$$E_y^{n+1}(i,j,k) = E_y^n(i,j,k) \left( \frac{1-\frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1+\frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{1}{\varepsilon_0 \varepsilon_r \left(1+\frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}\right)} \left[ D_y^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) \left(1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}\right) - D_y^{n-\frac{1}{2}}(i,j,k) \left(1 - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}\right) \right] \quad (2.36 e)$$

$$D_y^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) = D_y^{n-\frac{1}{2}}(i,j,k) \left( \frac{1-\frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1+\frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{\left(1+\frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}\right)} \left[ \frac{Hz^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j,k) - Hz^{n+\frac{1}{2}}(i-\frac{1}{2},j,k)}{\Delta x} + \frac{Hx^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2},k) - Hx^{n+\frac{1}{2}}(i,j-\frac{1}{2},k)}{\Delta z} \right] \quad (2.36 f)$$

$$H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) = H_x^{n-\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) \left( \frac{1-\frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1+\frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{1}{\mu_0 \left(1+\frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}\right)} \left[ B_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) \left(1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}\right) - B_x^{n-\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) \left(1 - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}\right) \right] \quad (2.36 g)$$

$$B_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j) = B_x^{n-\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) \left( \frac{1-\frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1+\frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{\left(1+\frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}\right)} \cdot \left( \frac{E_y^n(i+1,j,k) - E_y^n(i,j,k)}{\Delta z} + \frac{E_z^n(i+1,j,k) - E_z^n(i,j,k)}{\Delta y} \right) \quad (2.36 h)$$

$$H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) = H_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left( \frac{1-\frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1+\frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{\mu_0 \left(1+\frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}\right)} \left[ B_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left(1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}\right) - B_y^{n-1/2}(i+\frac{1}{2},j) \left(1 - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}\right) \right] \quad (2.36 i)$$

$$B_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) = B_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left( \frac{1-\frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1+\frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{\left(1+\frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}\right)} \cdot \left( \frac{E_x^n(i+1,j,k) - E_x^n(i,j,k)}{\Delta z} + \frac{E_z^n(i+1,j,k) - E_z^n(i,j,k)}{\Delta y} \right) \quad (2.36 j)$$

$$H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) = H_z^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left( \frac{1-\frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1+\frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{\mu_0 \left(1+\frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}\right)} \left[ B_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left(1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}\right) - B_z^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left(1 - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}\right) \right] \quad (2.36 k)$$

$$B_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) = B_z^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left( \frac{1-\frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1+\frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{\left(1+\frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}\right)} \cdot \left( \frac{E_x^n(i+1,j,k) - E_x^n(i,j,k)}{\Delta y} + \frac{E_y^n(i+1,j,k) - E_y^n(i,j,k)}{\Delta x} \right) \quad (2.36 l)$$



### 2.4.5 A Fonte de Excitação.

A excitação do problema foi modelada como uma fonte isotrópica para o caso 2D e uma antena dipolo para o caso 3D. Porém, a mesma função foi utilizada para gerar o pulso de excitação: uma função Gaussiana modulada por uma função seno. Esta formulação permite controle direto da frequência de operação através dos parâmetros da função seno. A função  $f(t)$  representa o valor inicial da componente de campo elétrico  $E_z$  da célula utilizada para localização espacial da fonte. A grandeza  $\tau$  é utilizada para controle da largura do pulso no tempo, e consequentemente na frequência:

$$f(t) = \exp\left[-\frac{(t - 3\tau)^2}{\tau^2}\right] \times \sin(2\pi t f_o) \quad (2.37)$$

Sendo  $t = n\Delta t$ , onde  $n$  é a iteração do tempo e  $\Delta t$  o intervalo de tempo calculado pela condição de Courant (2.35). O parâmetro  $f_o$  representa a frequência escolhida para modular o pulso gaussiano, e o parâmetro  $\tau$  é o controle da largura do pulso. A maneira adequada de formular as equações de Maxwell discretizadas por diferenças centradas considerando uma fonte é tratada em [23]. Esta fonte pode ser inserida de duas formas que, na terminologia inglesa, são conhecidas como *soft source* e *hard source*. Esta última é a excitação direta da componente de campo pela função  $f(t)$ . Por outro lado, a fonte *soft* considera a atualização da componente de campo elétrico excitada, levando-se em conta o rotacional do campo magnético.

O correto posicionamento da fonte influencia diretamente no desempenho do programa [18]. A onda é introduzida no domínio computacional como condição inicial. Isto é feito através da correta relação espaço-temporal entre os campos, elétrico e magnético. Ao se fazer o posicionamento da onda como condição inicial, deve-se atentar para o fato de que, para a grade FDTD, as componentes dos campos, elétrico e magnético, não pertencem ao mesmo tempo e espaço simultaneamente [17].

### 2.4.6. Tratamento de Elemento Subcelular.

A célula de Yee é o menor elemento de modelagem da malha. A representação estruturas com dimensões menores que a metade da aresta desta célula requer uma formulação diferenciada. Uma forma de lidar com essa questão é empregar a técnica de atualização de campo magnético para antenas de fio fino [18]. Esta técnica foi utilizada para modelar o elemento

irradiador deste trabalho, pois seu raio é menor que a aresta da célula de Yee Fig 2.7:

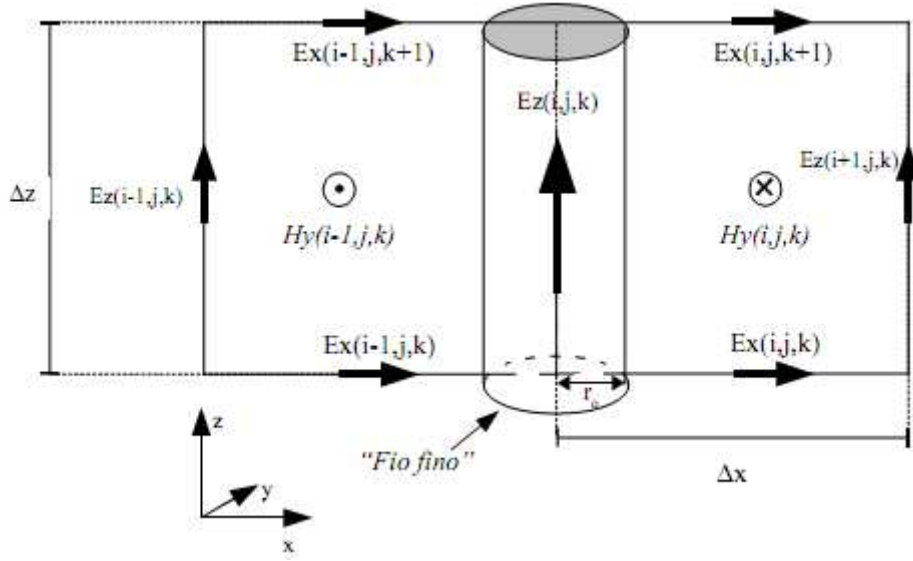


FIGURA 2.7: Representação do problema de "fio fino" [12].

Considera-se  $r_0$  como o raio do elemento sub-celular. Partindo da formulação integral das leis de Ampere e Farady, podemos formular a componente de campo magnético induzida pelo fio através da integral de superfície que considera o raio do elemento radiador. Dado tais condições, os valores de campo magnético que circunda o elemento radiador são modificados de acordo com a equação:

$$H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) = H_x^{n-\frac{1}{2}}(i,j,k) + \frac{\Delta t}{\mu} \left( \frac{E_x^n(i,j,k) - E_x^n(i,j,k+1)}{\Delta z} \right) + \frac{2\Delta t}{\mu \Delta y \ln\left(\frac{\Delta x}{r_0}\right)} E_z^n(i,j+1,k) \quad (2.28 a)$$

$$H_x^{n+\frac{1}{2}}(i-1,j,k) = H_x^{n-\frac{1}{2}}(i-1,j,k) + \frac{\Delta t}{\mu} \left( \frac{E_x^n(i,j-1,k) - E_x^n(i,j-1,k+1)}{\Delta z} \right) + \frac{2\Delta t}{\mu \Delta y \ln\left(\frac{\Delta x}{r_0}\right)} E_z^n(i-1,j,k) \quad (2.28 b)$$

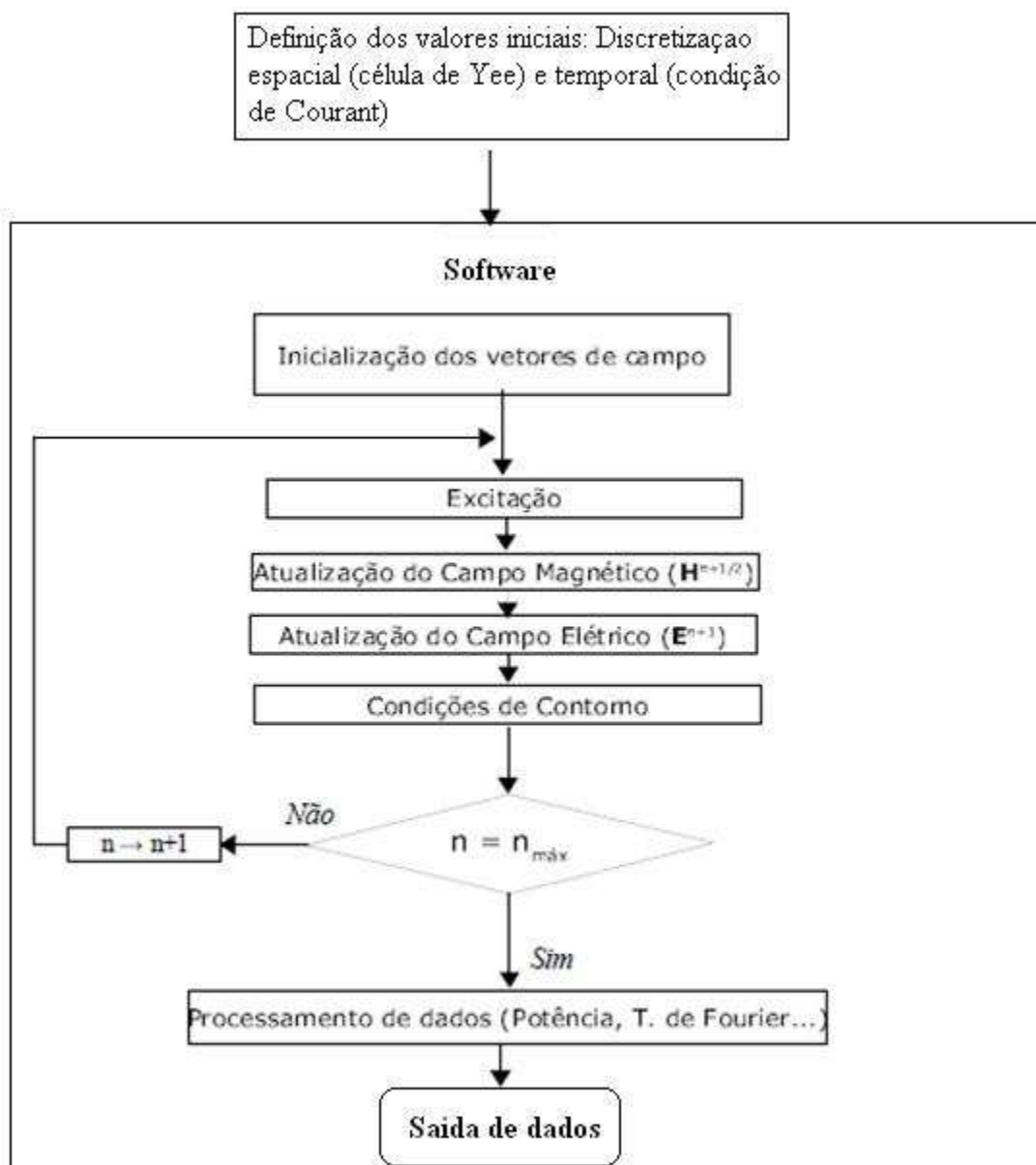
$$H_y^{n+1/2}(i,j,k) = H_y^{n-1/2}(i,j,k) + \frac{\Delta t}{\mu} \left( \frac{E_y^n(i,j,k) - E_y^n(i,j,k+1)}{\Delta z} \right) + \frac{2\Delta t}{\mu \Delta y \ln(\Delta y/r_0)} E_z^n(i,j+1,k) \quad (2.28 c)$$

$$H_y^{n+\frac{1}{2}}(i,j-1,k) = H_y^{n-\frac{1}{2}}(i,j-1,k) + \frac{\Delta t}{\mu} \left( \frac{E_y^n(i,j-1,k) - E_y^n(i,j-1,k+1)}{\Delta z} \right) + \frac{2\Delta t}{\mu \Delta y \ln\left(\frac{\Delta y}{r_0}\right)} E_z^n(i,j-1,k) \quad (2.28 d)$$

#### 2.4.7. Considerações Finais sobre o Método e Algoritmo Implementado.

O método FDTD é uma forma versátil de resolver o problema da propagação da onda eletromagnética. Pois, o mesmo permite flexibilidade na definição das características

eletromagnéticas do ambiente de análise através da definição dos parâmetros constitutivos. Assim, para um ambiente livre de material ferromagnético duas arrays ( $\epsilon(i,j,k)$  e  $\sigma(i,j,k)$ ) de três dimensões podem definir todos os objetos contidos nele. Outra característica vantajosa do método é sua relativa facilidade de implementação computacional devido sua estrutura em forma de algoritmo Fig. 2.8. Contudo, a velocidade de processamento depende do tamanho da malha simulada, o que pode resultar em uma ferramenta inviável para simulação de estruturas muito grandes ou com necessidade de muita discretização. Devido a isso, este trabalho faz uso de técnicas computacionais que contornam tal empecilho.



**FIGURA 2.8:** Diagrama de blocos do software com a implementação do método FDTD[12].

## 2.5 FDTD 2D MODIFICADO PARA AUMENTO DE PRECISÃO NOS RESULTADOS

Para obter a formulação em duas dimensões das equações do método FDTD basta anular as derivadas parciais na direção z. Assim, as equações (2.36), para o modo TMz ( $E_x = E_y = H_z = 0$ ), assumem a forma:

$$E_z^{n+1}(i,j) = E_z^n(i,j) \left( \frac{1 - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{1}{\varepsilon_0 \varepsilon_r (1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0})} \left[ D_z^{n+\frac{1}{2}}(i,j) \left( 1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0} \right) - D_z^{n-\frac{1}{2}}(i,j) \left( 1 - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0} \right) \right] \quad (2.29a)$$

$$D_z^{n+\frac{1}{2}}(i,j) = D_z^{n-\frac{1}{2}}(i,j) \left( \frac{1 - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{(1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0})} \left[ \frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i-\frac{1}{2},j)}{\Delta x} + \frac{H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j-\frac{1}{2})}{\Delta y} \right] \quad (2.29b)$$

$$H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) = H_x^{n-\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) \left( \frac{1 - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{1}{\mu_0 (1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0})} \left[ B_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) \left( 1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0} \right) - B_x^{n-\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) \left( 1 - \right. \right.$$

$\left. \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0} \right)$

(2.29 c)

$$B_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) = B_x^{n-\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) \left( \frac{1 - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{(1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0})} \left[ \frac{E_z^n(i+1,j) - E_z^n(i,j)}{\Delta y} \right] \quad (2.29 d)$$

$$H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) = H_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left( \frac{1 - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{\mu_0 (1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0})} \left[ B_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left( 1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0} \right) - B_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left( 1 - \right. \right.$$

$\left. \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0} \right)$

(2.29 e)

$$B_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) = B_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left( \frac{1 - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{(1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0})} \cdot \left( \frac{E_z^n(i+1,j) - E_z^n(i,j)}{\Delta x} \right) \quad (2.29 f)$$

Estas equações representam a formulação necessária para a simulação de ambientes em duas dimensões considerando perdas elétricas. A aproximação em duas dimensões do método FDTD requer a consideração de dois fatores: as propriedades da estrutura modelada e as características da onda incidente (fonte de excitação). Em relação às propriedades da estrutura, a modelagem convencional em duas dimensões de um ambiente *Indoor* não considera: a reflexão

no chão e teto; a difração nos cantos superiores e inferiores; a mudança de polarização da onda ao sofrer refração; finalmente, a mudança de direção de propagação no eixo vertical devido à refração e difração nas paredes. Em relação ao segundo fator, em um ambiente de três dimensões, é observado que a onda proveniente de uma fonte “pontual” espalha-se em um padrão esférico. Por outro lado, em um ambiente de duas dimensões o padrão de espalhamento é circular. Esta relação influencia nas perdas por propagação. Isto se deve ao princípio da conservação de energia, a onda propagando em duas dimensões sofre menos perdas em relação à mesma onda propagando em três. Isso se deve ao espalhamento na terceira dimensão.

A relação quantitativa entre uma fonte modelada em duas dimensões e em três dimensões foi proposta por [10]. Para mensurar o erro considerado com a truncagem da terceira dimensão uma fonte isotrópica foi simulada com diferentes configurações de frequência. Posteriormente, a perda por caminho obtida em cada simulação foi comparada com o definido pela equação (2.30) que representa a formulação analítica. Finalmente, para alcançar precisão equivalente ao obtido com a formulação 3D do método FDTD, o método FDTD em 2D pode ser modificado com o modelo [10]:

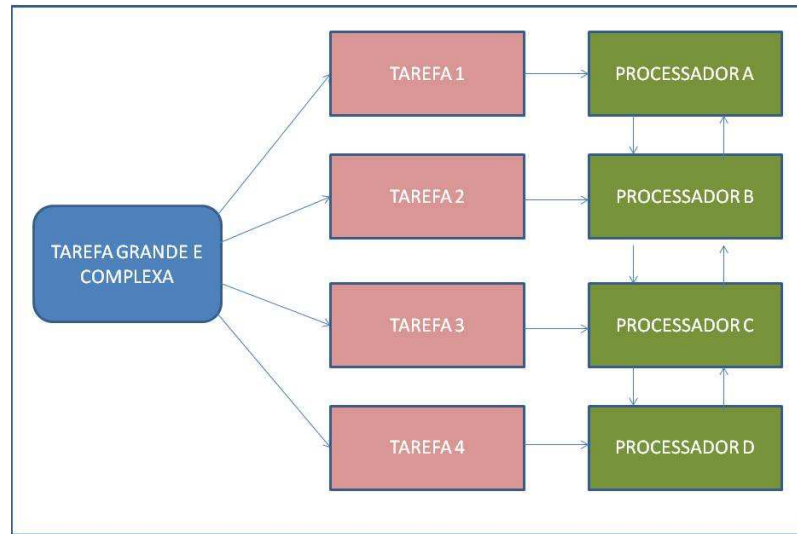
$$FC_{PL} = 10\log_{10} R + 10\log_{10} f - 23,2123 \text{ dB}, \quad (2.30)$$

Onde  $R$  representa a distância entre o transmissor e o receptor em metros,  $f$  a frequência da onda em MHz e  $FC_{PL}$  o fator de correção que aplicamos ao valor da perda por caminho obtida em duas dimensões. Assim, o fator de correção depende: das características da onda simulada; da distância entre transmissor e receptor; e de um fator constante que será discutido com mais detalhes nos resultados. Vale ressaltar que, a correção proposta em [10] é relacionada às perdas por propagação de uma onda oriunda de fonte isotrópica no espaço livre, ou seja, ambiente sem obstrução. Devido a isso, para a caracterização de um ambiente mais detalhado com diferentes fontes de irradiação, uma nova formulação deve ser considerada.

## 2.6 MPI – MESSAGE PASSING INTERFACE E FDTD PARALELIZADO

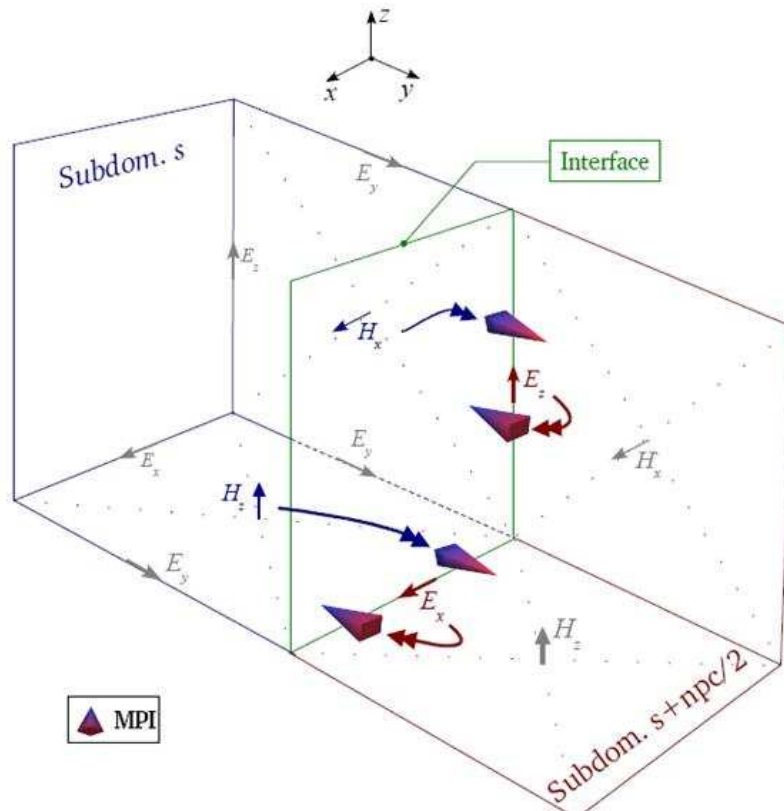
O paralelismo é uma alternativa computacional para a realização de tarefas grandes e complexas de forma mais rápida. Isso é feito dividindo estas tarefas em tarefas menores que serão divididas em vários processadores para serem executadas simultaneamente Fig. 2.9. Porém, é preciso ter o controle da comunicação entre os processadores para que haja coordenação

(sincronização) da execução das diversas tarefas em paralelo.



**FIGURA 2.9:** Exemplo de paralelismo de tarefa em quatro processadores.

A Passagem de Mensagem (Message Passing) é uma forma de coordenar as tarefas a serem executadas [9]. O Message Passing é o método de comunicação baseado no envio e recebimento de mensagens através da rede seguindo regras de protocolo de comunicação entre vários processadores. Neste caso, o programador é responsável pela sincronização das tarefas. A interface de passagem de mensagens (MPI) é uma biblioteca de funções utilizada para gerenciar a fragmentação de tarefas e comunicação entre processos [9]. Com esta ferramenta, é possível dividir a malha em subdomínios que são simulados paralelamente (simultaneamente) com a finalidade de reduzir o tempo efetivo de processamento. Esta técnica é denominada *Decomposição de Dados* ou *Decomposição de Domínio* [19]. Cada processador aplica o mesmo programa (código fonte) na análise do seu subdomínio. Porém, os subdomínios são diferentes entre si, logo as mesmas instruções são aplicadas em dados diferentes. Além disso, fica a critério do programador gerenciar a paralelização da tarefa e definir a comunicação entre os processos adjacentes, de tal forma a manter a continuidade na atualização dos campos nas interfaces dos subdomínios Fig. 2.10. Esta é uma aplicação do modelo SPMD [19] (*Single Program Multiple Data*).



**FIGURA 2.10:** Paralelização espacial do método FDTD [20].

Para realizar a comunicação entre processos o programador pode utilizar chamadas de funções SEND e RECEIVE da biblioteca MPI:

$MPI\_SEND(sendbuf, count, datatype, dest, tag, comm, mpierr)$

*Sendbuf* identificação do *buffer*, ou seja, de onde os dados serão enviados; *count* número de elementos a serem enviados; *datatype* tipo de dado; *dest* Identificação do processo de destino; *tag* rótulo (*label*) da mensagem; *comm* comunicador MPI; *mpierr* comunicador de erro.

$MPI\_RCV(recvbuf, count, datatype, source, tag, comm, status, mpierr)$

*Sendbuf* identificação do *buffer* de origem, ou seja, de onde os dados estão sendo enviados; *count* número de elementos a serem recebidos; *datatype* tipo de dado; *dest* Identificação do processo emissor; *tag* rótulo (*label*) da mensagem; *comm* comunicador MPI; *status* vetor de informações sobre os parâmetros source e tag; *mpierr* comunicador de erro.

Para a aplicação no software FDTD uma chamada típica da função SEND assumindo que o processo de número 1 envia uma componente de campo para o processo 2:

$MPI\_SEND(ez(i, j, k), 1, MPI\_REAL, 2, 0, MPI\_COMM\_WORD, mpierr)$

O processo que receberá essa mensagem deve chamar a função RECV com os argumentos:

$MPI\_RECV(ez(i, j, k), 1, MPI\_REAL, 1, 0, MPI\_COMM\_WORD, status, mpierr)$

Estas funções gerenciam o envio e recebimento das componentes de campo que estão em um domínio e são necessárias em outro. Logo, o software FDTD paralelizado pode ser descrito como:

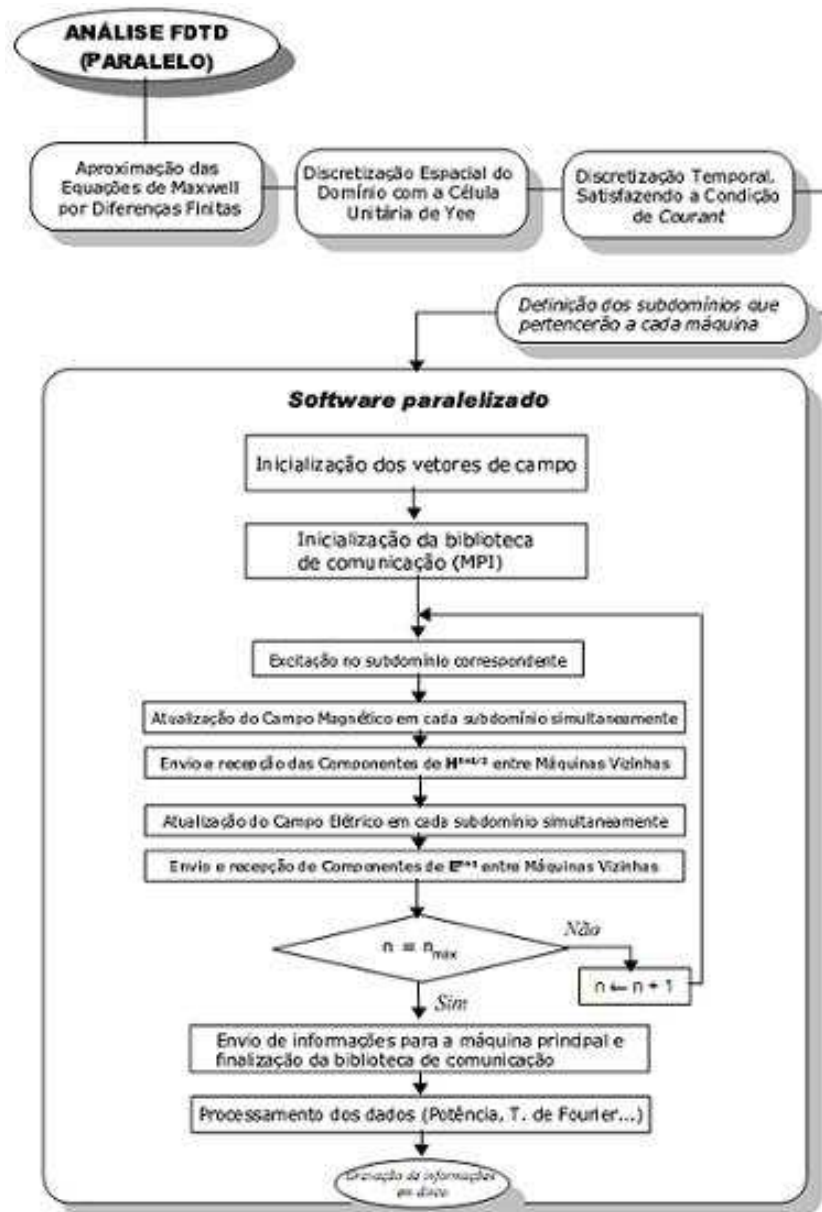
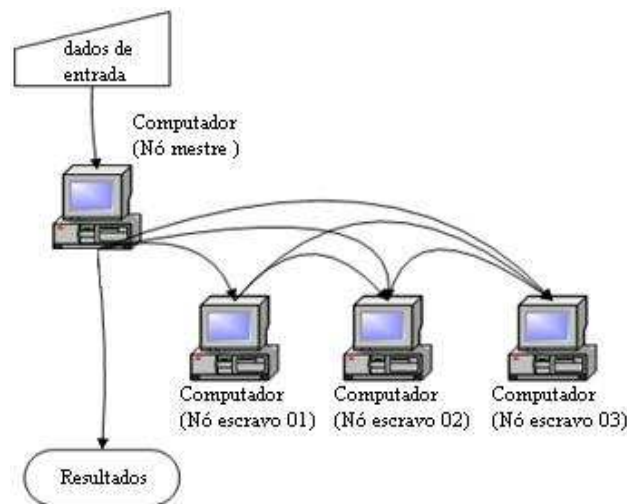


FIGURA 2.11: Diagrama de blocos com aplicação de FDTD paralelizada [20].



## 2.7 EQUIPAMENTO PARA SIMULAÇÃO: CLUSTER BEOWULF

Para utilizar a técnica computacional apresentada na seção anterior é necessário um equipamento computacional devidamente configurado para a aplicação desejada. Em vista disso, quatro máquinas (tabela com configuração física das máquinas) foram utilizadas para a configuração do ambiente de simulação computacional. Estas máquinas foram configuradas como um supercomputador denominado cluster de arquitetura Beowulf [8]. O projeto desta arquitetura foi criado por Donald Becker da NASA. Este tipo de cluster é caracterizado pela organização das máquinas em nós. Uma máquina é denominada nó mestre e as outras nós são os nós escravos. O nó mestre é encarregado de gerenciar a distribuição de tarefas, assim como a entrada e saída de dados Fig. 2.12



**FIGURA 2.12:** Arquitetura do cluster Beowulf [8].

No cluster utilizado a transmissão de mensagens é realizada pelo programa RSH (*Remote Shell*)[]. Este programa permite um usuário remoto executar comandos no terminal de um computador através da conexão de rede. Este programa utiliza o protocolo TCP (*Transmission Control Protocol*).

# Capítulo 3

## MODELAGEM DO PROBLEMA

---

A caracterização da propagação eletromagnética de um ambiente é uma informação fundamental para qualquer projeto que envolva transmissão de dados através do campo eletromagnético. Devido a isso, o problema da caracterização de ambientes é um assunto constantemente abordado nas pesquisas em telecomunicações [21].

Reduzindo o universo de análise, observamos os ambientes interiores. A propagação *indoor* é dinâmica, pois suas propriedades variam no espaço (movimentação da unidade móvel no interior do edifício) e no tempo (movimentação de pessoas e objetos ao redor do móvel). O sinal recebido é uma versão distorcida do sinal transmitido. Pois, este sinal chega ao receptor por vários caminhos que podem gerar reflexões, difrações e espalhamento; resultado da interação do sinal propagante com as estruturas que estão entre o transmissor e o receptor [3]. O ambiente *indoor* difere, principalmente, do ambiente *outdoor* em dois aspectos: menor raio de cobertura e maior variabilidade no ambiente. Assim, uma caracterização do canal de propagação é essencial ao projeto de sistema de comunicações para ambientes *indoor* [22].

A DESCRIÇÃO DAS SEÇÕES. A seção 3.1 refere-se a como o problema é abordado com o método FDTD. Na seção 3.2 são descritos os parâmetros iniciais utilizados pelos *softwares* em FDTD. Na seção 3.3 estão os ambientes simulados. Finalmente, na seção 3.4 a validação do *software* utilizado para obtenção dos resultados.

### 3.1 ABORDAGEM DO PROBLEMA INDOOR PELO MÉTODO FDTD

O método FDTD é uma ferramenta robusta para lidar com o problema da propagação *indoor*. Este método apresenta resultados precisos em relação à simulação de estruturas com grande riqueza de detalhes [19]. Métodos como *ray tracing* e Caminho Dominante apresentam pouca confiabilidade na simulação de ambientes que contenham espalhadores cujo as dimensões sejam na ordem do comprimento de onda do sinal [4]. Isto os caracteriza como não praticáveis para a abordagem do problema proposto. Por outro lado, estes métodos exigem menos recursos computacionais em relação ao FDTD, devido sua formulação que analisa a onda propagante como raios entre o transmissor e o receptor, reduzindo assim boa parte do espaço a ser analisado. De outro modo, o método utilizado neste trabalho, atualiza as componentes de

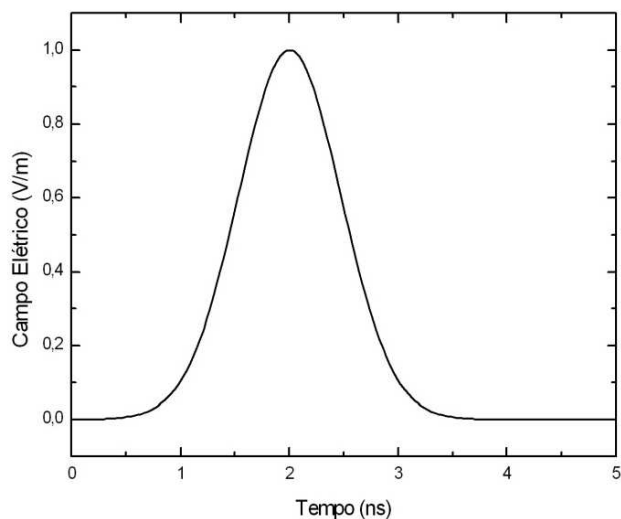
campo de todo o ambiente de análise, tornando sua escolha preferível para a abordagem do problema proposto.

O método FDTD proposto por Yee [5] tem servido à comunidade científica na modelagem eletromagnética por mais de quarenta anos, assim como sua aplicação para a simulação de ambientes interiores está bem estabelecida na literatura [4, 11, 12, 23]. Porém, não foi encontrado, na literatura pesquisada, um estudo comparativo entre os pontos positivos e negativos das formulações 2D e 3D do método para aplicação em ambientes interiores.

Espera-se, naturalmente, que os resultados da abordagem em três dimensões apresentem resultados mais precisos. Vale ressaltar que, o tempo de simulação de uma estrutura em três dimensões é significativamente maior do que o da mesma estrutura em duas dimensões. Vale ressaltar que algumas simulações de estruturas em três dimensões são praticáveis apenas em ambientes paralelizados (*cluster, grid, CUDA*) ou com alguma formulação otimizada do método [24]. Cabe a este trabalho definir um ponto ótimo entre precisão e tempo de processamento para a abordagem proposta. Isto será feito considerando vários aspectos da propagação da onda em duas e em três dimensões. Espera-se, com o estudo comparativo desses resultados, definir a precisão da abordagem em duas dimensões. Obtendo assim, dados que podem ser utilizados em adaptações na abordagem 2D com a finalidade de aumentar sua precisão.

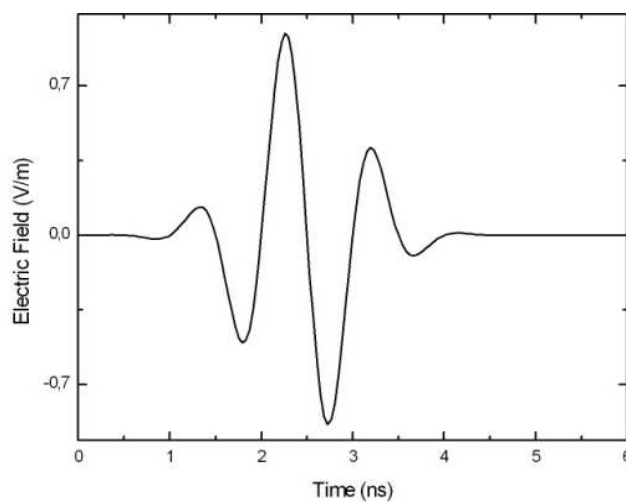
### **3.2 PARÂMETROS INICIAIS UTILIZADOS NO SOFTWARE FDTD.**

A antena transmissora do problema 2D foi modelada como a secção transversal no centro de um dipolo infinito. No problema 3D, a antena utilizada foi o dipolo de  $\frac{1}{2}$  comprimento de onda de 16 cm, a 1,5 m do solo e com polarização vertical. O pulso de amplitude de 1 volt, cuja frequência central escolhida é de 1 GHz, que relacionada à velocidade da luz, resulta em um comprimento de onda de aproximadamente 33 cm. De acordo com a frequência máxima do pulso (1.4GHz), utilizamos a condição de controle de dispersão numérica da equação (2.34) para obter o valor para a aresta da célula espacial  $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0,0214$  metro, resultando em uma discretização temporal  $\Delta t = 2,266 \times 10^{-11}$  s, 55% do valor máximo de acordo com a condição de Courant descrito na equação (2.35). Para uma largura de banda de 800 MHz o parâmetro  $\tau_0$  do pulso Gaussiano, apresentado em (2.37), foi escolhido  $\tau_0 = 0,5 \cdot 10^{-9}$  s cujo pulso no tempo é mostrado na Fig. 3.1.



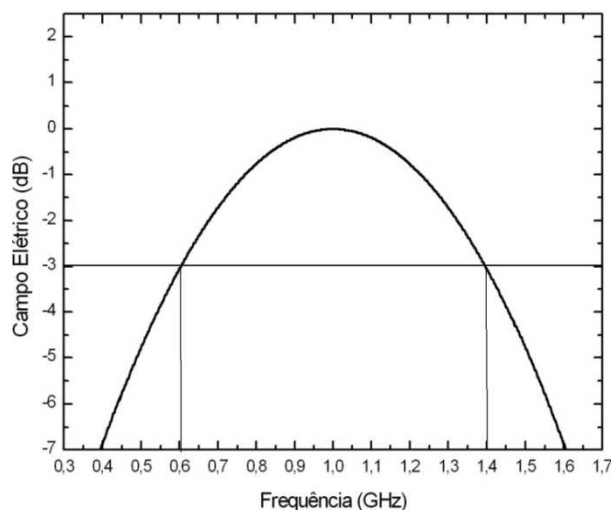
**FIGURA 3.1** Pulso gaussiano no tempo.

O pulso Gaussiano utilizado para excitação do problema foi modulado com uma função seno Fig. 3.2. A modelagem matemática do pulso foi descrita em (2.37).



**FIGURA 3.2** Pulso gaussiano modulado com a função seno.

Aplicando a transformada de Fourier na resolução temporal do pulso define-se o espectro de frequência, Fig. 3.3, que apresenta as características desse espectro. Observa-se a frequência central do sinal transmitido (1GHz) e sua banda de operação, de 600 MHz até 1,4 GHz, o que resulta em uma largura de banda de 800MHz.

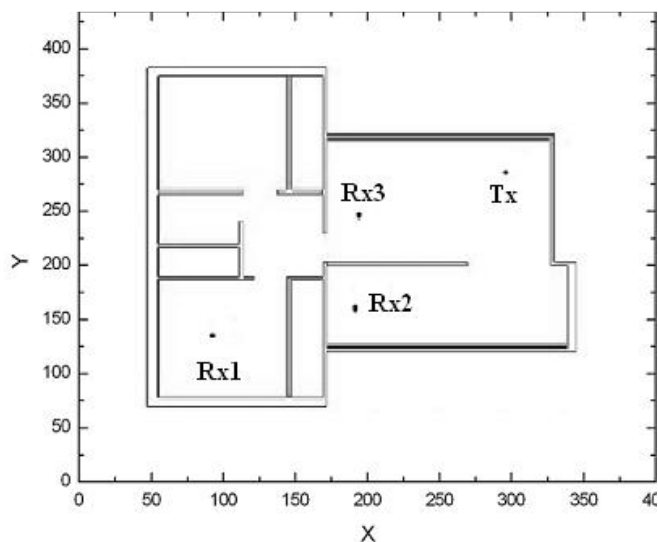


**FIGURA 3.3** Espectro de frequência do pulso gaussiano.

Com base na teoria desenvolvida no cap. 2, utilizou-se 10 células para compor a UPML e 25 células entre a região de análise e a primeira camada absorvente. Estes valores iniciais foram utilizados tanto no método FDTD 2D quanto no método FDTD 3D para melhor comparação dos resultados obtidos com cada um.

### 3.3 O AMBIENTE SIMULADO

Dois ambientes (*indoor*) foram simulados para a análise da propagação da onda eletromagnética. O ambiente utilizado na simulação, uma residência, foi analisado originalmente em [11] utilizando a técnica ABC Mur para truncagem. Posteriormente, o mesmo ambiente foi simulado substituindo a técnica de [11] pela técnica de ABC UPML e correção de elemento sub-celulares em [12]. Este trabalho implementa as técnicas utilizadas em [12]. A planta baixa do ambiente simulado pode ser observada na Fig. 3.4. Para a simulação foram consideradas as portas abertas. As paredes, o teto e o piso possuem 6,42 cm (ou três células) de espessura. Os pontos de recepção foram escolhidos de acordo com os possíveis efeitos de propagação que a onda irá sofrer no caminho do transmissor ao receptor.



**FIGURA 3.4** Estrutura do ambiente simulado.

Os pontos de transmissão e recepção de cada ambiente são mostrados na tabela 3.1. Considera-se o ponto inferior esquerdo de cada planta como a origem do sistema de coordenadas escolhido (ponto de coordenadas (0,0,0)) para efeito de referência. O que permite a análise de várias configurações de propagação.

**TABELA 3.1** Posicionamento do transmissor (Tx) e dos receptores (Rx).

Posicionamento	Células (i,j,k)
Tx	(300,270,150)
Rx 1	(115,95,150)
Rx 2	(215,135,150)
Rx 3	(215,235,150)

As dimensões das estruturas (em metros) e células estão descritas na tabela 3.2.

**TABELA 3.2** Dimensões totais do ambiente.

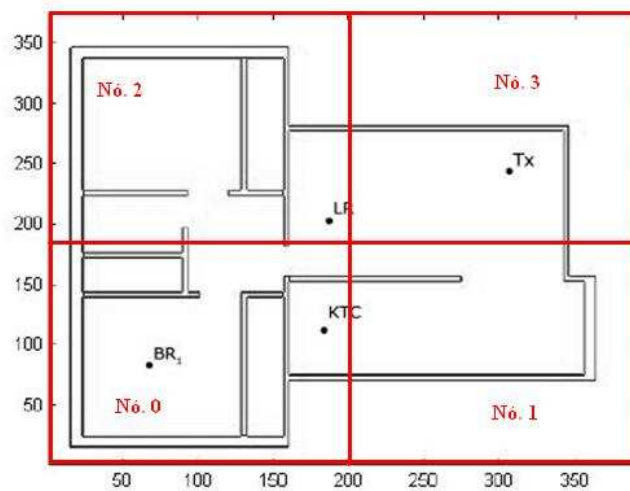
	Dimensão em metros ( X,Y,Z )		Dimensão em células ( nx,ny,nz)	
	2D	3D	2D	3D
Ambiente	19,2 x 6,2	19,2 x 16,2 x 4,5	640 x 540	640 x 540 x 150

As características elétricas das paredes, teto, piso e mobília estão descritas na tabela 3.3. As perdas elétricas para essas estruturas foram consideradas com  $\sigma = 0,02$ .

**TABELA 3.3** Características do meio.

Objeto	Permissividade elétrica relativa ( $\epsilon_r$ )
Teto e piso	6,2
Paredes internas e mobília	4
Paredes externas	5,2

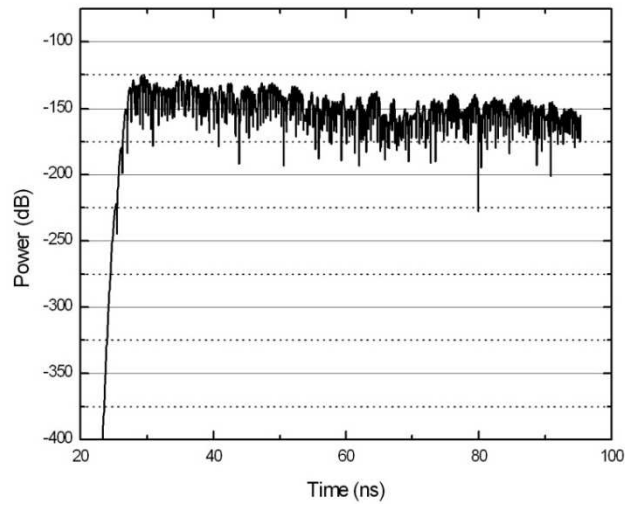
O ambiente modelado em três dimensões foi dividido em quatro partes para ser simulado pelo *software* FDTD com a implementação da biblioteca LAM-MPI, descrita no Cap. 2. As divisões foram feitas como mostra a Fig. 3.5.



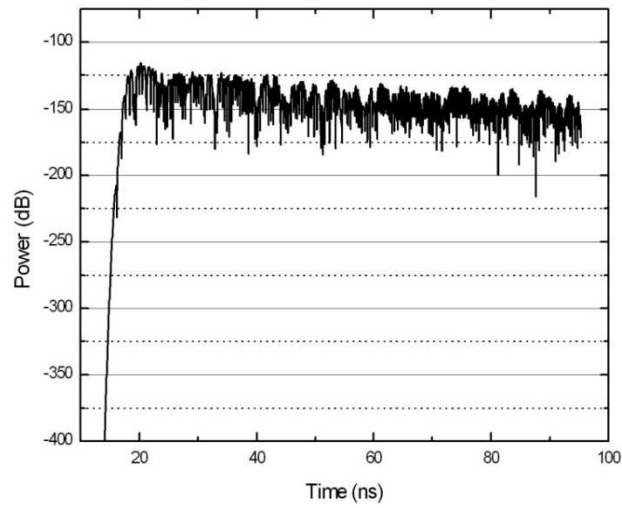
**FIGURA 3.5** Ambiente 3D dividido em quatro subdomínios.

### 3.4 VALIDAÇÃO DO SOFTWARE FDTD.

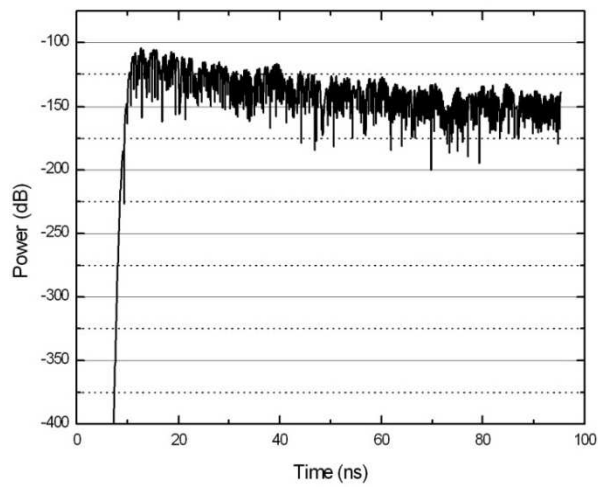
Nesta seção apresenta-se a validação do *software* FDTD. Para tanto, simulou-se o ambiente apresentado na seção anterior (Fig. 3.5) com a finalidade de comparar os resultados obtidos aqui com a literatura relacionada [11,12]. Assim, a potência recebida foi o parâmetro de comparação escolhido. A potência foi calculada, de acordo com a equação (2.16), nos três pontos de recepção descritos na tabela 3.1. A seguir, a assinatura da potência no domínio do tempo para os três pontos:



**FIGURA 3.7** Potência recebida no ponto Rx1.



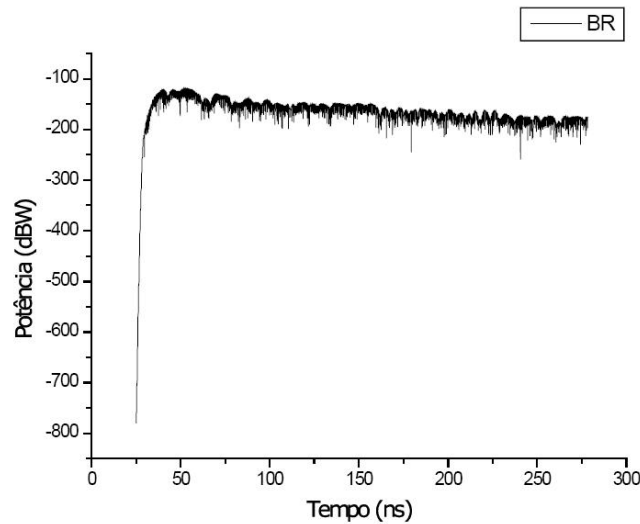
**FIGURA 3.8** Potência recebida no ponto Rx2.



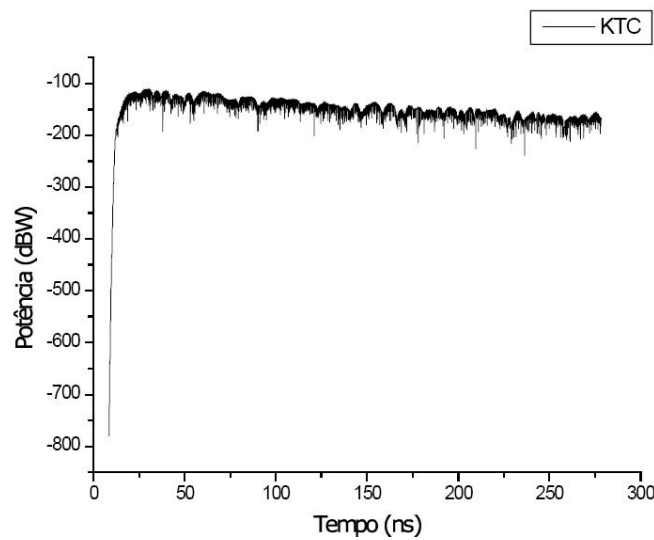
**FIGURA 3.9** Potência recebida no ponto Rx3.



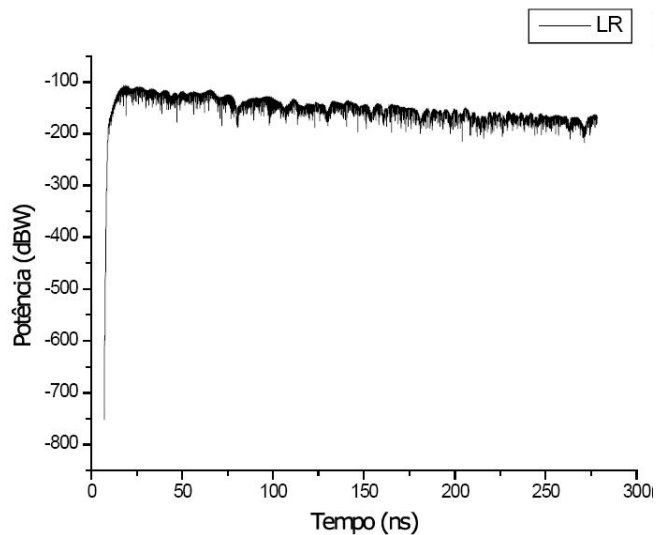
As Fig. 3.7, 3.8 e 3.9 apresentam as potências obtidas com o *software* FDTD modelado em 3 dimensões. O mesmo ambiente foi simulado em [12] para a análise de propagação eletromagnética, com condições iniciais e de contorno equivalentes às utilizadas neste trabalho. Os pontos de cálculo das potências podem ser comparados os deste trabalho, como: BR para o ponto Rx1, KTC para o Rx2 e LR para Rx3. A seguir, nas Fig. 3.10, 3.11 e 3.12 estão os resultados obtidos em [12].



**FIGURA 3.10** Potência calculada em [12] no ponto equivalente ao Rx1 deste trabalho.



**FIGURA 3.11** Potência calculada em [12] no ponto equivalente ao Rx2 deste trabalho.



**FIGURA 3.12** Potência calculada em [12] no ponto equivalente ao Rx3 deste trabalho.

Os gráficos das potências obtidas em [12] estão em escala diferente dos apresentados neste trabalho. Contudo, pode-se observar equivalência de valores. Demonstrando a validade do *software* para a aplicação escolhida. Em seguida, o mesmo foi utilizado para calibrar a abordagem modificada do método FDTD em duas dimensões. Com a finalidade de aproximar as potências calculadas com o FDTD 2D modificado com àquelas obtidas com o método em três dimensões. No Cap. 4 será justificada a escolha da Potência como parâmetro de validação.

# Capítulo 4

## RESULTADOS OBTIDOS

---

Neste capítulo encontram-se os resultados referentes a terceira e quarta parte da proposta deste trabalho, ou seja: Um *software* serial com a implementação do método FDTD 2D modificado e rotinas de análise estatística implementadas aos resultados obtidos com este *software*. Como será apresentado, a principal vantagem em utilizar o FDTD 2D está relacionada à velocidade na obtenção de resultados, devido à menor necessidade de recursos computacionais em relação ao FDTD 3D. Porém, o método em 2D possui menor precisão, em relação ao 3D, por considerar mais aproximações em sua formulação. Devido a isto, Yan Wu propôs em [26] uma modificação no método FDTD 2D para obter resultados equivalentes aos de sua formulação em três dimensões. Vale ressaltar, que a conversão de um problema abordado com FDTD 3D para um problema 2D requer considerações quanto a equivalência das duas abordagens. Este assunto é tratado principalmente na seção 4.1. Em seguida, na seção 4.2, apresenta-se os resultados obtidos com o método FDTD 2D modificado. Finalmente, na seção 4.3, é realizada a análise estatística dos dados da seção anterior.

### **4.1 FORMULAÇÃO DO MÉTODO FDTD 2D MODIFICADO PARA A FONTE DE EXCITAÇÃO UTILIZADA.**

Como apresentado no item 4 do capítulo 2 a aproximação do método FDTD em duas dimensões deve considerar dois aspectos principais: as propriedades da estrutura modelada e as características da onda incidente. Em relação às propriedades da estrutura, as aproximações consideradas com a truncagem da terceira dimensão eliminam alguns efeitos de propagação que influenciam diretamente no transitório da onda incidente. Devido a isto, o método FDTD 2D apresenta restrições, principalmente quanto: a caracterização de um canal de propagação em relação à sua resposta no domínio da frequência; as mudanças na polarização da onda propagante devido à interação com o ambiente; as mudanças verticais na direção de propagação, entre outras. Neste trabalho utiliza-se a abordagem descrita em [26] para caracterizar as modificações no método FDTD 2D convencional relacionadas às perdas e características das antenas de transmissão e recepção. Estas modificações referem-se à correção do valor de potência recebida através de um fator de correção, que será discutido a seguir.

### 4.1.1 CARACTERIZAÇÃO DO FATOR DE CORREÇÃO

Devido ao erro considerado com a truncagem da terceira dimensão, optou-se por utilizar a intensidade máxima do campo recebido. Pois, a modificação deste parâmetro pode ser mais bem controlada na conversão para duas dimensões de um ambiente (capítulo 2). Posteriormente, com esta informação, definiu-se o cálculo da potência recebida e da perda por caminho. Primeiramente, será considerada a perda por caminho. Como discutido no item 4 do capítulo 2, escreve-se uma generalização do fator de correção para estas perdas [26]:

$$FC = a \log_{10} R + b \log_{10} f - c \text{ [dB]} \quad (4.1)$$

Sendo  $a$ ,  $b$  e  $c$  constantes que contém as informações referentes às características de perdas do ambiente e das antenas de transmissão e recepção. Assim, a generalização proposta neste trabalho para o Fator de Correção ( $FC$ ) busca mensurar o erro considerado pela truncagem da terceira dimensão em qualquer aplicação. Ou seja:

$$PL_{3d} = PL_{2d} + FC \text{ [dB]} \quad (4.2)$$

Sendo,  $PL_{3d}$  a perda por propagação no ambiente 3D e  $PL_{2d}$  a perda por propagação no ambiente 2D. Inicialmente, utilizaram-se os valores para as constantes ( $a$ ,  $b$ ,  $c$ ) apresentados em [26] para corrigir as perdas do problema descrito no capítulo, a saber: fonte isotrópica modulada em 1 GHz; discretização temporal e espacial.

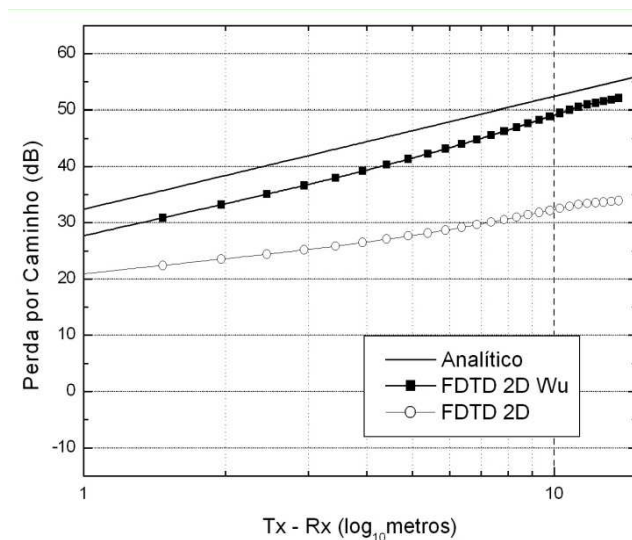
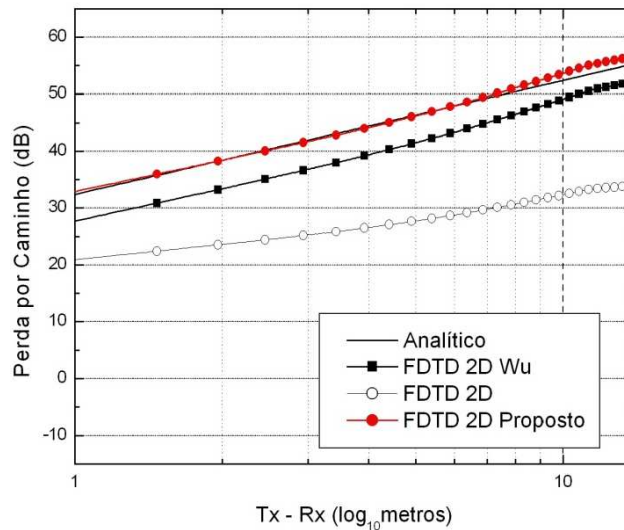


FIGURA 4.1: Perda por caminho sem correção de  $W_u$ , com correção e resolução analítica para frequência de 1 GHz .

A curva mais afastada (Fig. 4.1 linhas pretas e círculos brancos) da solução analítica foi gerada com o método FDTD 2D convencional, ou seja, sem o fator de correção. Logo, os valores obtidos possuem menor precisão em relação ao FDTD 2D proposto em [10]. Aplicou-se a correção proposta em [10] para a fonte do problema ( $a = 10$ ,  $b = 10$  e  $c = 23,2123$ ). Verifica-se na Fig. 4.1 que não foi obtida boa aproximação em relação à solução analítica para a frequência de 1 GHz. Devido à diferença nas características da modelagem do sinal utilizado neste trabalho em relação à [10]. Além disso, existem outros fatores que influenciam nos valores de correção, por exemplo, o diagrama de irradiação das antenas transmissora e receptora. Isso pode ser observado no gráfico da Fig. 4.1: a curva obtida ao aplicar a correção de Wu [10] ainda apresenta certa diferença quanto ao valor analítico. Por isso, propõem-se valores de  $a$ ,  $b$ , e  $c$  mais adequados a aplicação deste trabalho, para se obter valores mais próximos à resolução analítica da perda por caminho:



**FIGURA 4.2:** Perda por caminho com correção proposta no trabalho.

Melhor aproximação da solução analítica foi obtida com valores modificados para as constantes do Fator de Correção, ou seja:  $a = 8$ ,  $b = 9,5$  e  $c = 17$ . De modo aleatório, foram obtidos os valores das constantes, através de análise criteriosa da influencia das constantes ( $a, b, c$ ) no comportamento da curva. Esta correção refere-se à solução analítica das perdas por propagação no espaço livre para antenas de transmissão e recepção isotrópicas. Por outro lado, as perdas por propagação no espaço livre podem ser maiores que as apresentadas na Fig. 4.2, isso se deve principalmente ao não casamento de polarização entre as antenas, transmissora e receptora [16].

#### 4.1.2 FATOR DE CORREÇÃO PARA O PROBLEMA CONSIDERADO.

A primeira consideração que deve ser feita na conversão de 3D para 2D do problema de propagação indoor refere-se à caracterização do ambiente e antenas de transmissão que se deseja converter para 2D. Para isso, analisamos a propagação no ambiente nas duas configurações do método FDTD:

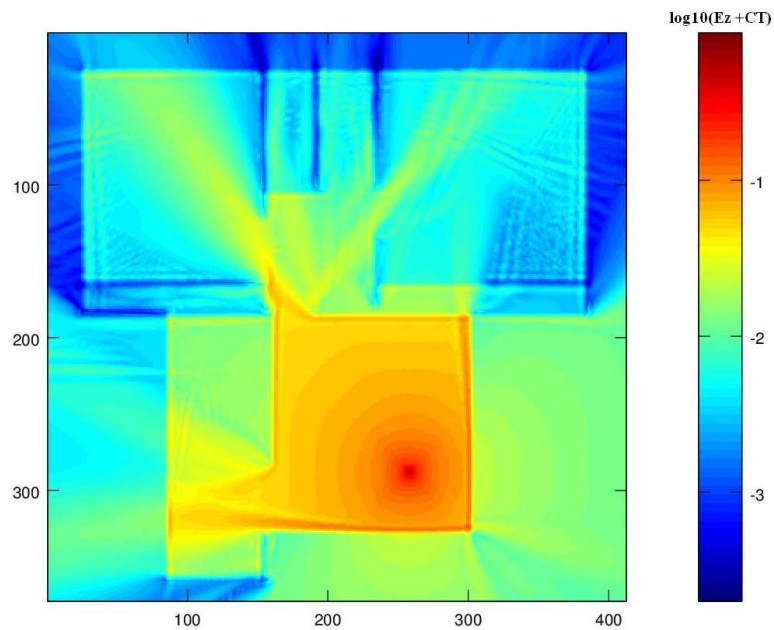


FIGURA 4.3: Valores máximos de  $E_z$  normalizado (CT para controle de contraste) FDTD 2D convencional.

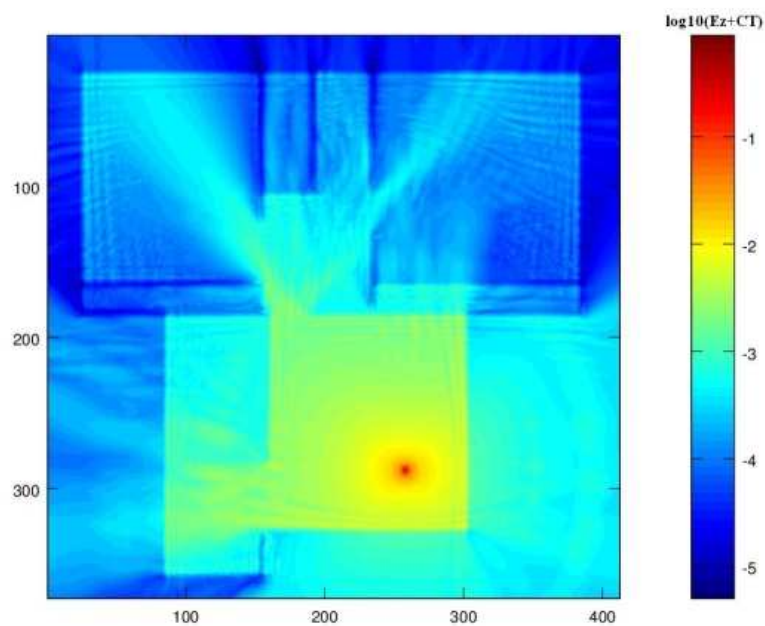
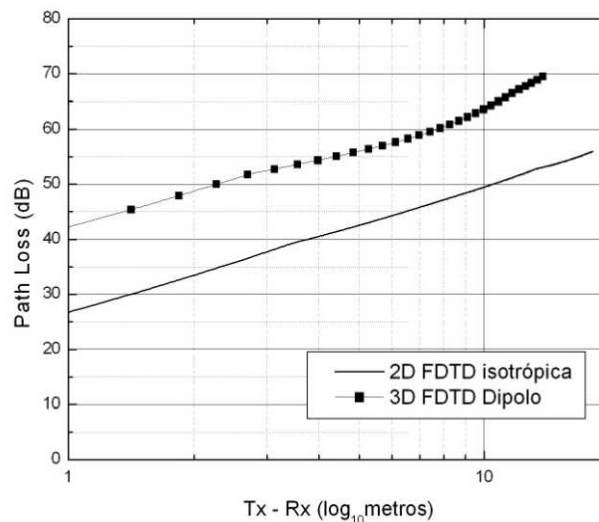


FIGURA 4.4: Valores máximos de  $E_z$  normalizado FDTD 3D.

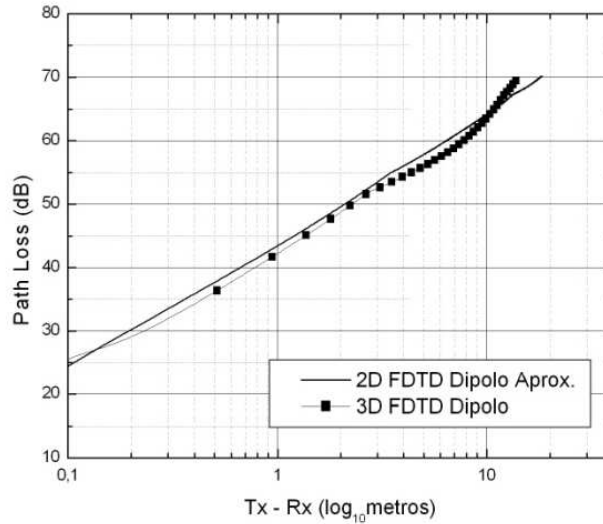
As Fig. 4.3 e 4.4 apresentam as distribuições dos valores máximos do campo elétrico  $E_z$  para o mesmo ambiente, a Fig. 4.3 refere-se aos resultados obtidos através do método FDTD em sua formulação 2D convencional e a Fig. 4.4 em relação ao FDTD 3D. Os campos foram normalizados por uma função logarítmica e uma constante (CT) com a finalidade de melhorar o contraste entre as cores. A distribuição de cor representa os valores máximos em vermelho (próximos de zero) e os valores mínimos em azul (mais distantes da fonte). Comparando-se as imagens, pode-se observar que a truncagem da terceira dimensão resulta em considerável diferença nos valores de perdas por propagação e no espalhamento. Assim como, dificulta a representação completa da geometria da antena de transmissão. Isto pode ser observado através da barra de espectro da Fig. 4.3 que apresenta valores maiores aos observados em 4.4, ou seja, o ambiente em 2D não considera todas as perdas contidas em um ambiente em 3D. Como discutido anteriormente, este trabalho aborda justamente a correção destas perdas e aproximação das características da antena de transmissão através do Fator de Correção. Primeiramente, é preciso conhecer as características da fonte do problema 3D com a finalidade de modificar os parâmetros  $a$ ,  $b$  e  $c$  para modelar uma antena isotrópica 2D equivalente. A perda por caminho da antena, utilizada no trabalho, simulando um sinal emitido no espaço livre, está representada na Fig. 4.5:



**FIGURA 4.5:** Perda por caminho da antena isotrópica referente ao FDTD 2D modificado e da antena dipolo modelada em 3D.

A Fig. 4.5 apresenta o comportamento da curva de perdas por caminho do dipolo referente à modelagem 3D do problema (Cap. 3). Observa-se que a antena isotrópica simulada com o FDTD 2D modificado não apresenta as mesmas características de perdas dessa antena.

Pois, considera-se o dipolo em duas dimensões como uma antena de fio infinito, sendo o *gap* da antena uma fonte isotrópica. Portanto, é necessário que o fator de correção, referente à antena transmissora, seja modificado. O resultado obtido com esta modificação pode ser observado na Fig. 4.6.



**FIGURA 4.6:** Perda por caminho da antena bidimensional com fator de correção relacionado às características da antena dipolo.

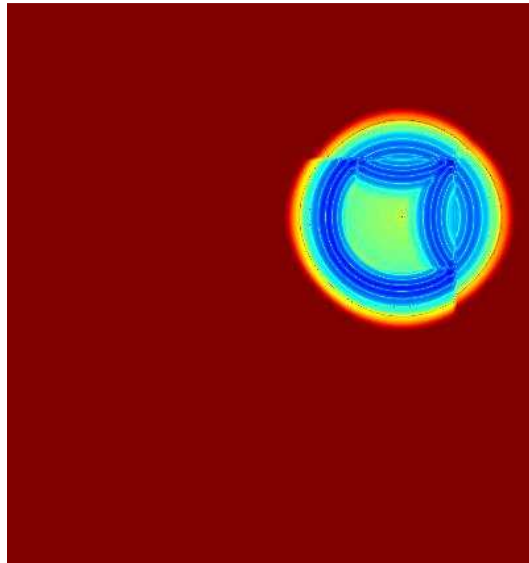
Para simular as características da antena dipolo, utilizada como fonte de excitação deste trabalho, escolheu-se os seguintes valores para as constantes de correção:  $a = 8,0$ ,  $b = 9,5$  e  $c = 6$ . Assim, obteve-se uma fonte isotrópica modelada em duas dimensões com características de perdas equivalentes ao dipolo utilizado no problema. Ou seja, definem-se as características de perdas por propagação de uma antena (i. e. dipolo) em relação ao Fator de Correção e aplica-se esta correção à antena isotrópica. Obtendo, assim, dentro das aproximações, uma antena isotrópica 2D equivalente à um dipolo 3D. Esta aproximação busca contornar a primeira parte do problema da conversão de 2D para 3D relacionada às características da fonte de excitação. A segunda parte do problema é contornada através da calibração do Fator de Correção de acordo com os resultados obtidos para o ambiente em 3D.

## **4.2 RESULTADOS OBTIDOS PARA A SIMULAÇÃO DE UM AMBIENTE INTERIOR COM MÉTODO FDTD 2D MODIFICADO**

Após modificar o método FDTD 2D para obter resultados mais precisos

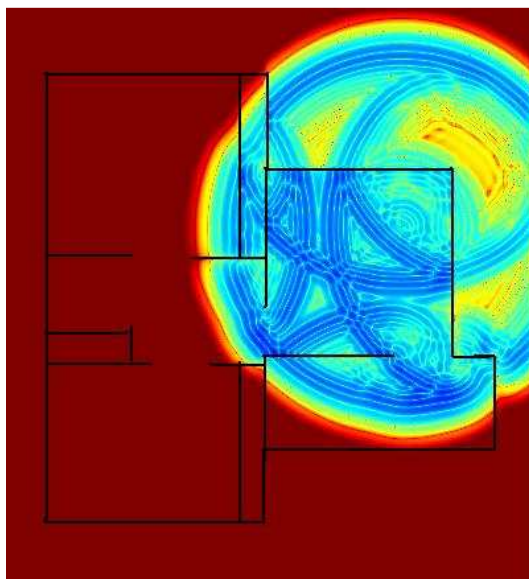


(conversão da fonte do problema 3D) em menor tempo, o *software* resultante foi utilizado para a modelagem e caracterização do ambiente *indoor* apresentado no Capítulo 3. A potência recebida e, conseqüentemente, a perda por caminho são os parâmetros que podem ser considerados, sem perda de generalização, na abordagem 2D modificada. Primeiramente, a distribuição de  $E_z$  no plano  $xy$ :



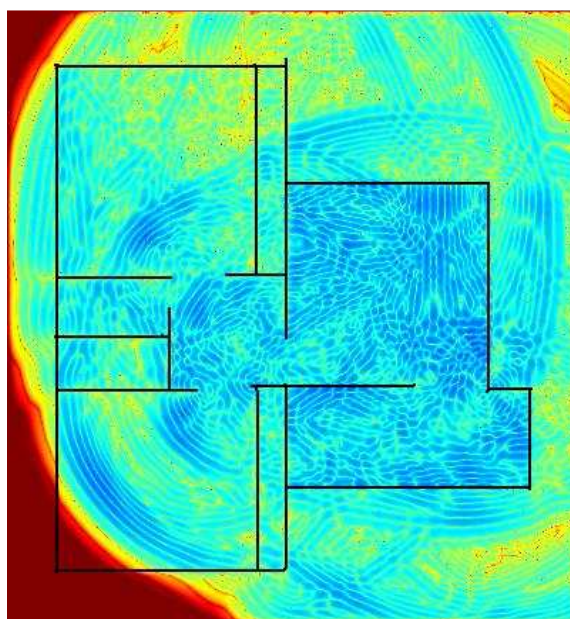
**FIGURA 4.7:** Componente  $E_z$  (dB) na iteração temporal 200 (FDTD 2D modificado).

À Fig. 4.7 foi aplicado um filtro que faz a conversão dos valores numéricos das componentes (normalizadas em dB) para cores (sistema RGB). O valor de maior amplitude está relacionado à cor azul e o de menor à cor vermelha. Esta distribuição representa os primeiros instantes da propagação da onda no ambiente (iteração temporal 200). Pode-se observar a interação com a parede mais próxima da antena: as primeiras refrações no canto superior direito (da onda saindo da residência respeitando o padrão cilíndrico de propagação e sofrendo certo retardo) e as respectivas difrações no mesmo canto (a onda retornando em direção ao interior da residência).



**FIGURA 4.8:** Componente  $E_z$  (dB) na iteração temporal 350 (FDTD 2D modificado).

A Fig. 4.8 mostra as primeiras interações do sinal com as paredes no interior do ambiente: refrações, reflexões e difrações. Nesta figura, identificam-se as difrações referentes à interação da onda com o canto da parede do compartimento inferior mais próximo ao transmissor.



**FIGURA 4.9:** Componente  $E_z$  (dB) na iteração temporal 750 (FDTD 2D modificado).

A Fig. 4.9 define a distribuição do campo elétrico praticamente preenchendo todo o ambiente de análise. Pode-se observar o padrão de espalhamento devido às interações, os

campos de menor intensidade na parte superior dos compartimentos da esquerda. Com estes valores de intensidade de campo utiliza-se a equação de (2.22) para calcular a potência recebida, posteriormente corrige-se estes valores com (4.3):

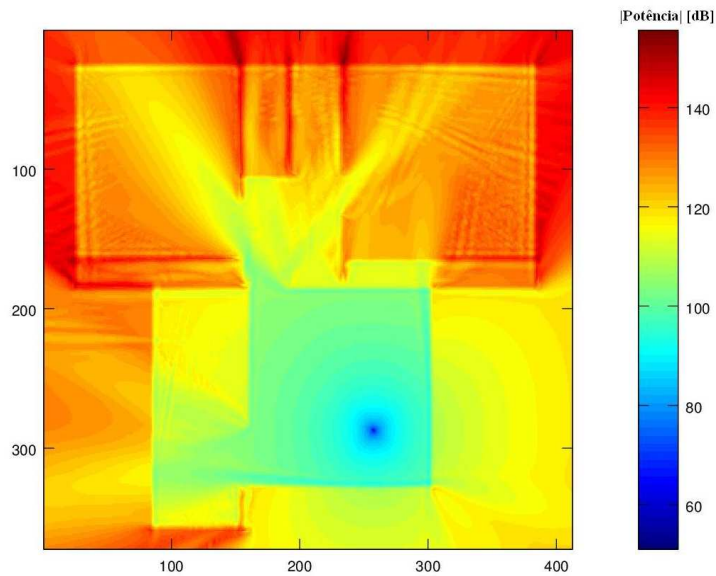
$$P_R^{2Dmod} = P_R^{2D} + FC \text{ [dB]} \quad (4.3)$$

Sendo,  $P_R^{2D}$  a potência no receptor calculada com o método FDTD convencional,  $P_R^{2Dmod}$  a potência recebida calculada com o método FDTD 2D modificado e FC o fator de correção relacionado às perdas do ambiente e da conversão da antena de transmissão. A tabela 4.1 apresenta os valores exatos das potências.

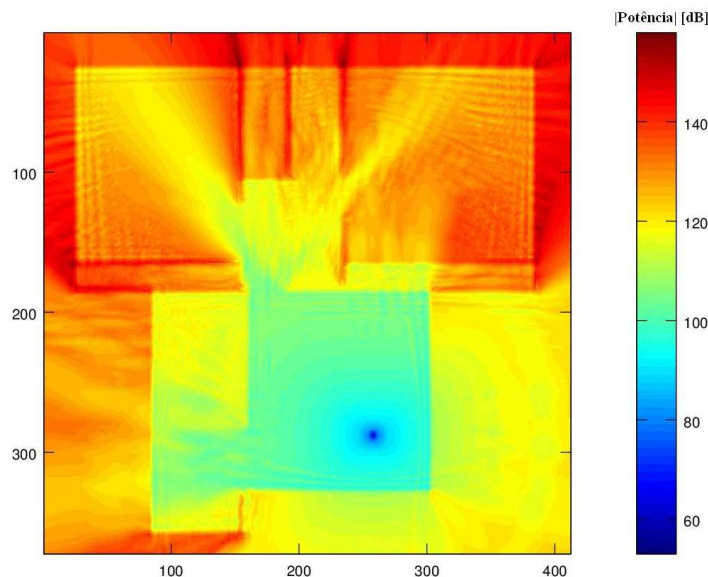
**TABELA 4.1** Valores da potência (dB) nos pontos RX1, RX2 e RX3.

POSIÇÃO	POTÊNCIA (dB)		
	FDTD 3D	FDTD 2D	FDTD 2D M.
Rx1	-125.26	-91,79	-121.04
Rx2	-115.94	-85,11	-113.22
Rx3	-103.99	-75,62	-101.78

A tabela 4.1 apresenta uma comparação entre os valores de potência calculados com as formulações em 3D, 2D convencional e 2D modificado do método FDTD. Observa-se que houve boa aproximação de resultados com utilização do Fator de Correção para o cálculo da potência. Esta tabela apresenta os resultados obtidos para os pontos utilizados para validação do software (Cap. 3), porém uma das principais vantagens do método FDTD está relacionada à possibilidade de obtenção dos valores de campo de todo o ambiente de análise em uma única simulação. Devido a isto, as Fig. 4.10 e 4.11 representam a distribuição em cores do módulo dos valores de potência em dB para as duas formulações do método FDTD (2D modificado e 3D respectivamente) para todo o ambiente de análise. Estas imagens foram geradas através do escalonamento dos valores de potência dentro de uma métrica cujo espectro tem como limite máximo a cor azul e limite mínimo a cor vermelho.



**FIGURA 4.10:** Valores máximos do módulo da potência FDTD 2D modificado (dB).



**FIGURA 4.11:** Valores máximos do módulo da potência 3D (dB).

As Fig. 4.10 e 4.11 apresentam as potências calculadas em todo o ambiente de análise. Pode-se considerar a partir da observação das figuras e da análise da tabela 4.1 que o método FDTD 2D modificado apresenta resultados equivalentes, com margem de erro de 4 dB, aos resultados obtidos com o método FDTD convencional (3D). Além disso, outra vantagem do método FDTD 2D modificado pode ser melhor representada através do tempo de processamento. O tempo necessário para realizar a simulação do mesmo ambiente com diferentes abordagens pode ser visto na tabela 4.2. O FDTD 2D modificado, simulado de forma serial em um computador convencional, representa uma redução de 97,4% no tempo de simulação total do

mesmo problema em 3D simulado de forma serial.

**TABELA 4.2** Tempo de simulação para as três configurações utilizadas do método FDTD.

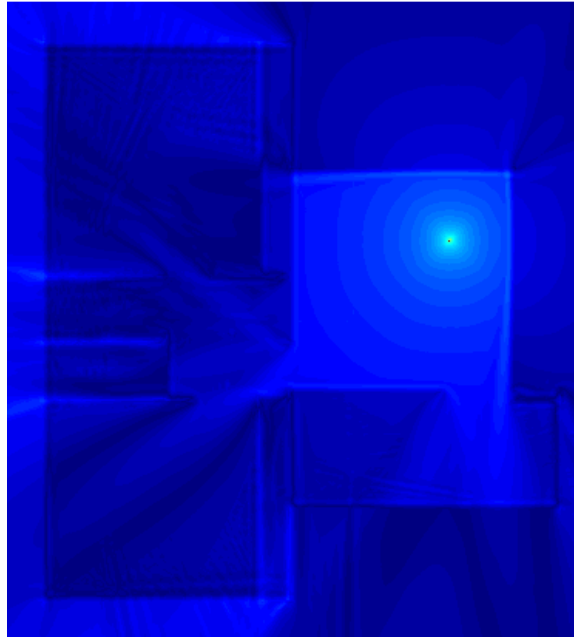
	<b>FDTD 3D Serial</b>	<b>FDTD 3D Paralelo (quatro máquinas)</b>	<b>FDTD 2D M. Serial</b>
<b>Tempo de Processamento (minutos)</b>	750,30	197,02	19,40
<b>Quantidade de pontos por máquina</b>	26.100.00	6.525.000	174.000

A reduzida quantidade de pontos da modelagem 2D do problema pode transpor a barreira computacional definida pela relação Quantidade de Pontos *versus* Memória Computacional. Isto representa a possibilidade de simular a propagação de ondas de alta frequência em ambientes de grande escala. Já que, a necessidade de uma maior discretização espacial (para altas frequências) impossibilita a simulação de grandes ambientes devido ao custo computacional relacionado. Com isso, conclui-se que a aproximação assumida com a modificação do método FDTD em duas dimensões apresenta uma sólida vantagem em relação ao equipamento computacional necessário para realizar os cálculos (um pc comum) e o tempo de processamento. Além da já citada boa concordância com os resultados previamente validados [12].

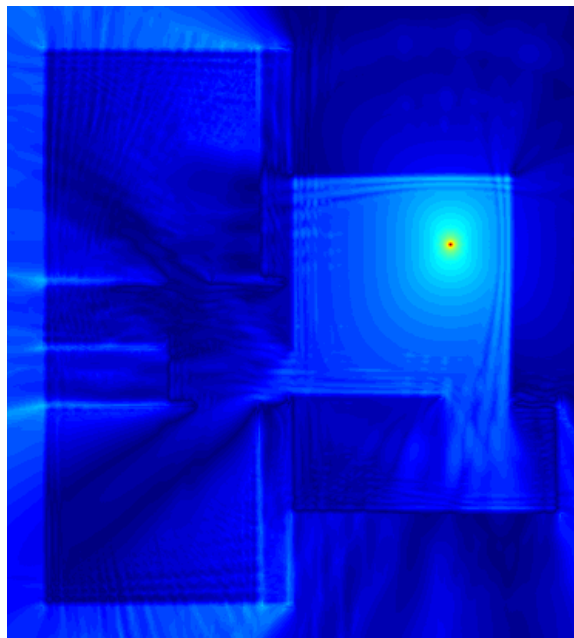
### **4.3 ANÁLISE ESTATÍSTICA DOS RESULTADOS PARA CARACTERIZAÇÃO DO AMBIENTE QUANTO SUAS PERDAS**

A análise estatística é uma técnica amplamente utilizada para definição de ambientes quanto às características de propagação [13]. Vale ressaltar que, em toda literatura pesquisada, este tipo de análise é empregada em dados coletados através de campanhas de medição. Por isso, esta seção refere-se à inovação discutida na quarta parte da proposta deste trabalho, ou seja, a interpretação dos dados obtidos através das simulações utilizando análise estatística. Aliar estas duas abordagens (análise estatística e FDTD) possui duas vantagens diretas: uma relacionada ao tempo e custo de obtenção de dados (principalmente com a utilização do método FDTD 2D modificado) e a outra relacionada às informações que surgem com a interpretação dos dados através da análise estatística. A primeira consideração estatística deste

trabalho, para a caracterização da propagação no ambiente, está relacionada ao valor médio de potência. Para ressaltar esta informação aplicou-se uma normalização na matriz de potências máximas (Fig. 4.10 e 4.11) em relação ao seu valor médio. A representação do campo em relação à média pode ser observada nas Fig. 4.12 e 4.13:

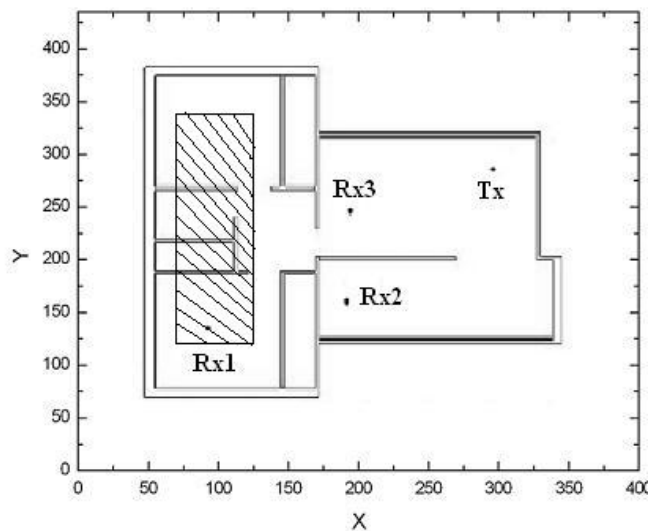


**FIGURA 4.12:** Valores máximos da potência FDTD 2D modificado, normalizados em relação à média (dB).



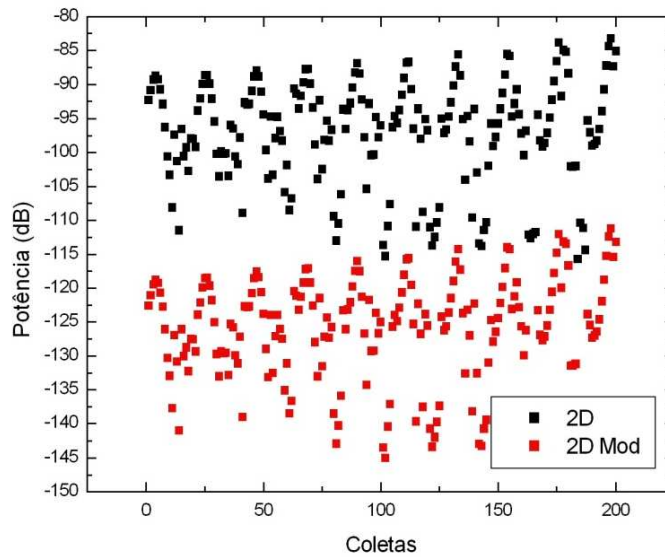
**FIGURA 4.13:** Valores máximos da potência FDTD 3D normalizados em relação à média (dB).

As Fig. 4.12 e 4.13 mostram a distribuição dos valores de potência máxima em relação à sua média. Os valores de campo que mais se aproximam da média estão representados pelas tonalidades mais escuras do azul. Logo, os compartimentos da esquerda possuem campos recebidos que mais se aproximam ao valor médio do campo no ambiente. Assim, define-se a região do ambiente cujos valores estão mais próximos do valor médio. Esta informação será utilizada posteriormente para definição da região utilizada para análise estatística dos resultados. Com a finalidade de representar as perdas de todo o ambiente em uma única grandeza: o parâmetro de caracterização de perdas  $n$  (Cap. 2). Para isso, simulou-se uma campanha de medição definindo uma área para realizar duzentas coletas de campo. Ou seja, foi criada uma matriz de 10 x 20 pontos de coleta. Cada coleta espaçada em dez centímetros em relação ao eixo  $x$  e quinze centímetros em relação ao eixo  $y$ . A Fig. 4.14 mostra a área preenchida pela matriz de coletas.



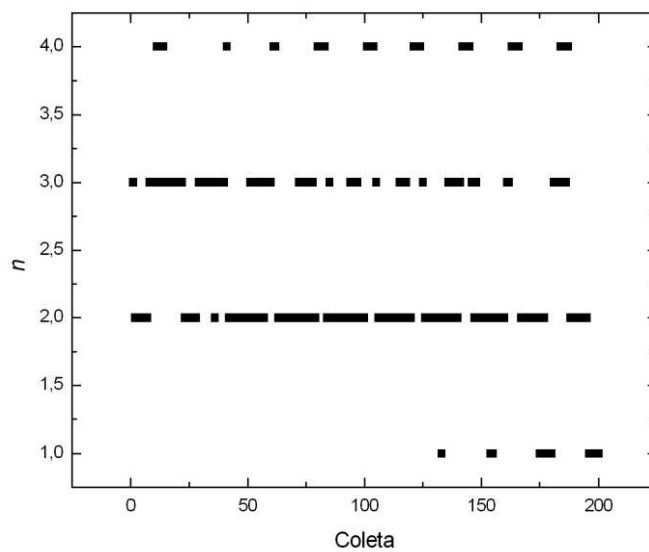
**FIGURA 4.14:** Delimitação da área de coleta de campos.

Escolheu-se a área delimitada na Fig. 4.14 para caracterizar a onda incidente nos cômodos mais distantes da antena transmissora. A Fig. 4.15 apresenta as potências calculadas nessa área. Estes valores de potências foram obtidos através das matrizes das Fig. 4.10 e 4.11. Os pontos pretos representam as potências calculadas pelo método FDTD convencional 2D e os pontos vermelhos as potências obtidas com o método modificado. O eixo vertical representa os valores de Potência em dB e o eixo horizontal representa o ponto de coleta em que a potência foi calculada. Os pontos de coleta estão ordenados de 1 a 200. Na Fig. 4.15 pode-se observar a diferença nos valores calculados para a potência nos diferentes métodos.



**FIGURA 4.15:** Nuvem de valores calculados para a potência com o método FDTD 2D convencional e modificado.

Há uma considerável variação nos valores de potência calculados devido à configuração heterogênea da área escolhida para realizar as coletas. Logo, utilizou-se o parâmetro  $n$  (descrito na equação (2.24) do Cap. 2) de caracterização de perdas por propagação para obter certa convergência de valores. Para facilitar a definição das perdas medias do ambiente. A Fig. 4.16 mostra a distribuição deste parâmetro em relação aos pontos coletados no FDTD 2D modificado. De acordo com esta figura,  $n$  varia dentro do intervalo de 1 a 4.



**FIGURA 4.16:** Distribuição do parâmetro de perdas  $n$  para cada ponto de coleta.

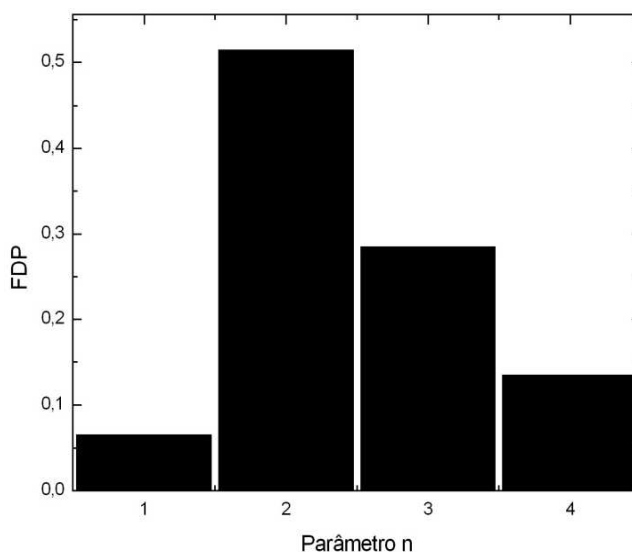


Pode-se observar que os maiores valores de  $n$  representam os pontos de coleta de maior perda devido a paredes e os menores valores representam os pontos de interferência construtiva ou visada direta. Vale ressaltar que esta formulação obteve melhor convergência de dados em relação à distribuição de potências. Esta convergência pode ser definida através da média, desvio padrão e variância dos resultados. A média é uma grandeza representativa do comportamento do conjunto de dados ao qual ela foi calculada. O desvio padrão ( $\sigma$ ) e a variância ( $\sigma^2$ ) determinam se esta média define uma boa representação do conjunto ou não. Quanto menor o desvio padrão maior a representatividade da média em relação ao comportamento do conjunto. Pode-se observar, através das informações encontradas na tabela 4.3, o parâmetro  $n$  melhor caracteriza o ambiente quanto suas perdas.

**TABELA 4.3** Média, variância e desvio padrão da potência e do parâmetro  $n$ .

	Média	$\sigma^2$	$\sigma$
Potência	126,46	62,5	7,905
$n$	2,49	0,649	0,806

Por isso, para extrair uma informação coerente a respeito das perdas é necessário empregar uma análise probabilística da distribuição dos valores coletados. A Fig. 4.17 apresenta um gráfico com a probabilidade de o parâmetro assumir algum valor dentro do intervalo de 1 a 4.



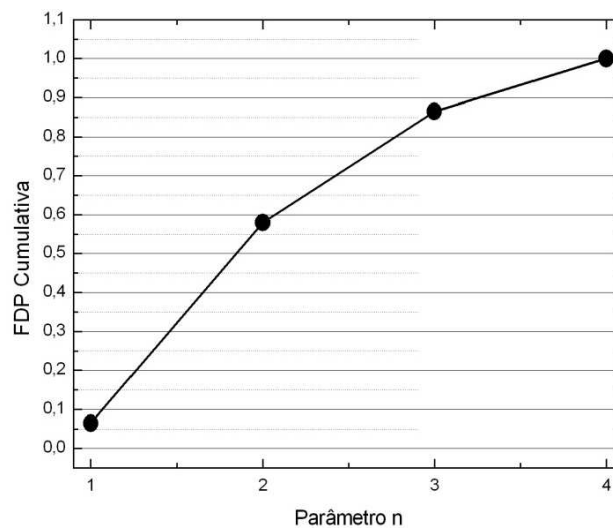
**FIGURA 4.17:** Probabilidades relacionadas ao parâmetro  $n$ .

A distribuição de probabilidade (Fig. 4.17) possui comportamento semelhante ao apresentado em [13] para regiões próximas (distância menor que  $20\lambda$ ). Informações mais detalhadas em relação as probabilidade podem ser encontradas na tabela seguinte:

**TABELA 4.4** Probabilidade relacionada a cada valor de  $n$ .

Parâmetro $n$	Probabilidade
1	0.0649999976
2	0.514999986
3	0.284999996
4	0.135000005

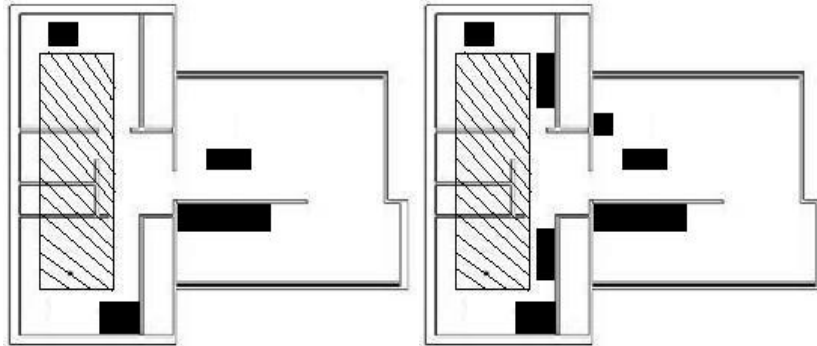
A função de probabilidade cumulativa, da Fig. 4.18, descreve uma curva cujo comportamento assemelha-se ao apresentado em [13] para uma área semi obstruída. O que demonstra boa aproximação da modelagem FDTD 2D modificada para o problema proposto.



**FIGURA 4.18:** Função de probabilidade cumulativa para o parâmetro  $n$ .

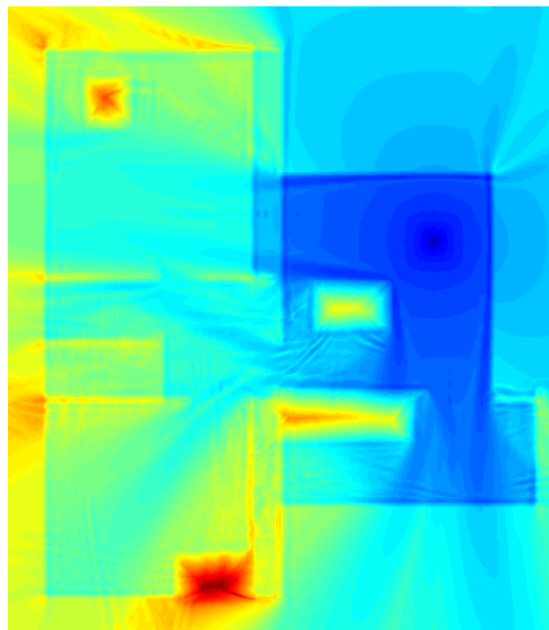
A média do parâmetro  $n = 2.49$  representa as perdas características do ambiente para esta posição da fonte (Tx na Fig.4.14). Este valor está ligeiramente abaixo da faixa 2,6 - 3,79 apresentada em [13] para situações de propagação com obstruções em um ambiente semelhante. Os móveis presentes no ambiente analisado em [13] provavelmente deslocaram o valor de  $n$  para

valores mais altos. Devido a isso, foram acrescentadas caixas de material dielétrico ( $\epsilon_r = 4,0$ ) ao ambiente de análise, com a finalidade de simular mobílias. A Fig. 4.19 mostra duas configurações de mobília, a primeira (ambiente 2) com quatro caixas e a segunda (ambiente 3) com sete caixas.

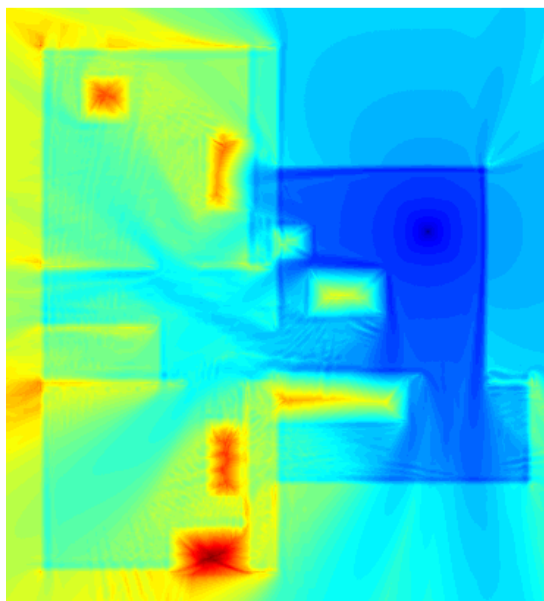


**FIGURA 4.19:** ambiente 2 (esquerda; 4 móveis) e ambiente 3 (direita; 7 móveis).

Estes dois ambientes (Fig. 4.19) foram simulados com o método FDTD 2D modificado com a finalidade de definir o parâmetro de perdas  $n$  de cada um. A distribuição do campo elétrico  $E_z$  no plano  $xy$  pode ser observada nas figuras a seguir. A Fig. 4.20 refere-se ao ambiente 2 com menor número de mobília. Nesta figura podem-se observar as maiores intensidades de campo nas regiões com tonalidades mais escuras de azul, e as menores intensidades nas regiões com tonalidades de vermelho.

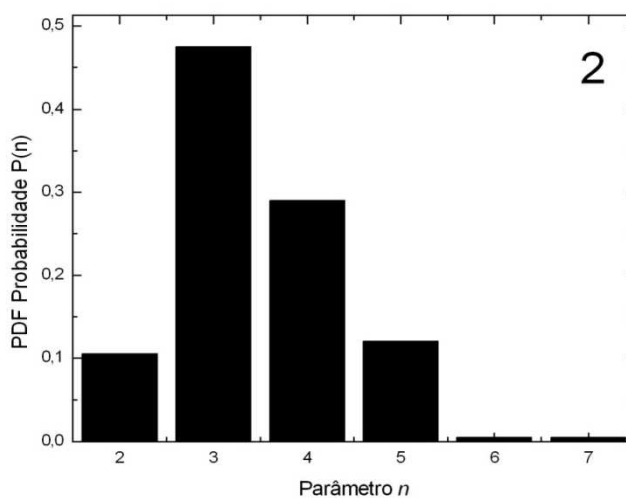


**FIGURA 4.20:** Distribuição das componentes  $E_z$  normalizadas no plano  $xy$  (ambiente 2).

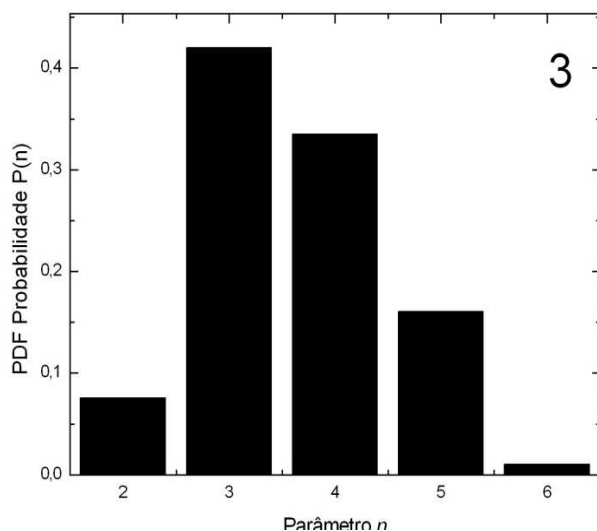


**FIGURA 4.21:** Distribuição das componentes  $E_z$  normalizadas no plano  $xy$  (ambiente 3).

Pode-se observar, na Fig. 4.21, a distribuição da componente elétrica  $E_z$  em relação ao plano horizontal ( $xy$ ) do ambiente de análise (configuração 3). Esta configuração do ambiente apresenta menor intensidade de campo nos compartimentos mais distantes da fonte (lado esquerdo) em relação à configuração 2 (Fig. 4.20). Isto se deve à influência da mobília na propagação da onda eletromagnética. Esta informação pode ser quantizada através do parâmetro  $n$ . Assim, os valores obtidos nos 200 pontos de coleta no ambiente 2 podem ser descritos em relação às suas probabilidades Fig. 4.22.

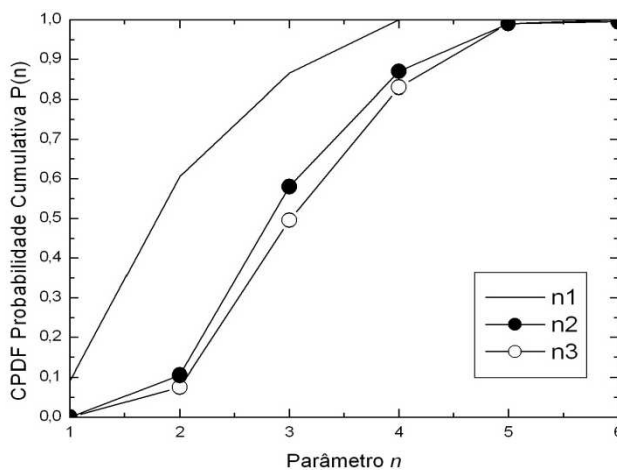


**FIGURA 4.22:** Probabilidades relacionadas aos valores do parâmetro  $n$  (ambiente 2).



**FIGURA 4.23:** Probabilidades relacionadas aos valores do parâmetro  $n$  (ambiente 3).

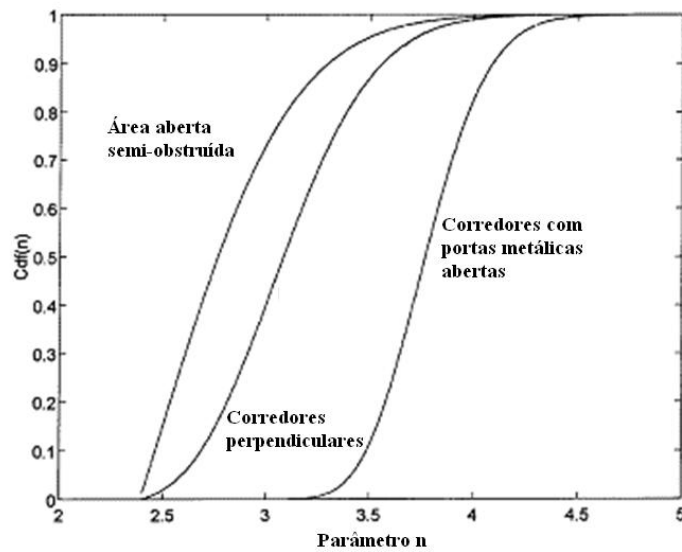
A Fig. 4.23 apresenta os valores de probabilidade do parâmetro  $n$  para o ambiente 3 (com mais móveis). Devido a maior quantidade de mobília, pode-se observar um tendência para obtenção de maiores valores de  $n$  para o ambiente 3 (Fig. 4.23) em relação ao ambiente 2 (4.22). Isto pode ser mais bem observado através do comportamento das curvas de densidade de probabilidade cumulativa Fig. 4.24.



**FIGURA 4.24:** Função de densidade de probabilidade cumulativa para as três configurações do ambiente de análise.

A Fig. 4.24 apresenta três curvas que descrevem o comportamento das probabilidades cumulativas relacionadas a cada configuração do ambiente de análise (sem mobília – ambiente 1, com 4 móveis – ambiente 2, com 7 móveis – ambiente 3). O acréscimo de mobília desloca para a direita a curva dos valores mais prováveis do parâmetro  $n$ . Resultando na

relação  $n_1 < n_2 < n_3$ . Este comportamento pode ser comparado ao observado na Fig. 4.25 de probabilidade cumulativa calculada através de valores medidos em [13].



**FIGURA 4.25:** Probabilidades cumulativas obtidas através de campanhas de medição em [13].

A Fig. 4.25 apresenta a curva referente à área aberta semi-obstruída que pode ser comparada à curva obtida para o ambiente 1 na Fig. 4.24. Assim como, as curvas do ambiente 2 e 3 apresentadas na Fig. 4.24 podem ser comparadas a curva referente ao ambiente com corredores perpendiculares, ou seja, com maior obstrução na propagação. A tabela 4.5 apresenta a média de  $n$ , a variância e o desvio padrão para as três configurações do ambiente de análise para as três configurações do ambiente de análise.

**TABELA 4.5** Parâmetro  $n$ , variância e desvio padrão para cada configuração do ambiente.

	Média	$\sigma^2$	$\sigma$
$n1$	2,49	0,649	0,806
$n2$	3,46	0,788	0,887
$n3$	3,60	0,767	0,876

Pode-se observar que o acréscimo de mobília representa aumento no valor do parâmetro  $n$ . Ou seja, globalmente, o ambiente 3 possui maiores perdas em relação aos outros

ambientes de análise. As três configurações do ambiente podem ser caracterizadas como propagação sem visada direta (NLOS) de acordo com a teoria apresentada no Cap. 2. Os valores do parâmetro  $n$  variam na faixa 2,49 – 3,60 para as três configurações, resultado equivalente ao medido em [13] para um prédio típico: 2,60 – 3,79. Nas mesmas condições de propagação (NLOS). Pode-se observar que estes valores são ligeiramente maiores que os obtidos neste trabalho, isto se deve à maior quantidade de espalhadores presentes no ambiente das medições em [13]. Finalmente, pode-se ressaltar que a análise estatística empregada aos resultados do Método FDTD 2D modificado apresenta coerência em relação a [13]. Ou seja, de acordo com a proposta do trabalho, foi definida uma aplicação da análise estatística empregada a dados obtidos através de ambientes simulados. Que representa duas contribuições para a literatura encontrada até o presente momento: propagação *indoor* simulada com FDTD 2D modificado e análise estatística destes resultados.

# Capítulo 5

## CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

---

Este trabalho propõe ferramentas de baixo custo computacional e de boa precisão que permitam a caracterização da propagação na faixa de microondas eletromagnéticas em ambientes interiores. Estudou-se a aplicação do método numérico das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) para modelagem da propagação de ondas nestes ambientes. Observou-se que o método FDTD 2D modificado apresenta boa aproximação ao FDTD 3D quanto à definição da potência recebida e da perda por caminho. Neste aspecto, em relação ao 3D, o FDTD 2D modificado apresenta vantagens devido ao menor tempo de processamento ( 3% do tempo de simulação do FDTD 3D) e menor necessidade de recursos computacionais mantendo relativa precisão em relação ao 3D. Além disso, realizar a caracterização de ambientes interiores utilizando esta ferramenta contorna o problema relacionado às campanhas de medição *in loco*. Assim, os dados obtidos através dessa abordagem podem ser analisados por técnicas estatísticas comumente aplicadas a esses dados empíricos. Então, sem perda de generalização, podem-se obter caracterizações de ambientes a partir de uma abordagem simplificada e de baixo requisito de recursos. Finalmente, a proposta inicial do trabalho foi realizada em quatro etapas, a saber: Um equipamento computacional foi configurado como um cluster do tipo *Beowulf* de quatro máquinas iguais. Um *software* com a implementação do método FDTD paralelizado pela biblioteca MPI para aplicação em cluster. Um *software* com a implementação do método FDTD 2D modificado para realizar cálculos mais precisos. Uma rotina de análise estatística aplicada aos dados obtidos no item anterior.

Os resultados obtidos pela segunda e quarta parte da proposta podem ser reproduzidos em um computador de uso pessoal (PC). Esta possibilidade é de fundamental relevância no âmbito da pesquisa com limitações de recursos financeiros. O que pode definir a aplicação da abordagem deste trabalho em uma forma didática em aulas de laboratório. Finalmente, ressaltamos a relevância deste trabalho desde o âmbito de aplicação industrial até sua aplicação educacional. Para trabalhos futuros propomos a calibragem deste modelo utilizando dados de campanhas de medição para várias configurações de ambiente interiores. Assim como, a utilização de inteligência computacional para determinar o fator de correção para a modelagem de antenas 3D em duas dimensões e a caracterização de perdas a partir dos arrays de  $\epsilon$  e  $\sigma$ .



# REFERÊNCIAS

---

- [1] SEYBOLD, JOHN S., “*Introduction to RF Propagation*”. New Jersey, John Wiley & Sons, 2005.
- [2] RAPPAPORT, T. S., “*Wireless Communications – Principles and Practice*”. New Jersey: Prentice Hall PTR, 2001
- [3] HOMAYOUN HASHEMI, “*The Indoor Radio Propagation Channel*”. Proceedings of the IEEE. Vol. 81, No. 7, July 1993.
- [4] YAN ZHAO, YANG HAO AND CLIVE PARINI, “*Two Novel FDTD Based UWB Indoor Propagation Models*”, IEEE International Conference on Ultra-Wideband, ICU 2005.
- [5] YEE, K.S., “*Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems involving Maxwell’s Equations in Isotropic Media,*” IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 14, pp. 302-307, 1966.
- [6] TAFLOVE, A., and BRODWIN, M.E., “*Numerical Solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell’s equations,*” IEEE Trans. On Microwave Theory Tech., vol. 23, pp. 623-630, 1975.
- [7] A. TAFLOVE, “*Finite Difference Time Domain Methods for Eletrodynamic Analysis*”. New York: Artech,1998.
- [8] <http://www.vivaolinux.com.br/artigo/Cluster-Beowulf>
- [9] <http://www.lam-mpi.org/>
- [10] YAN WU, MIN LIN AND IAN WASSELL, “*Path loss prediction in 3D environments using a modified 2D Finite-Difference Time-Domain technique*”, 7th International Conference on Computation in Electromagnetics (CEM 2008), IET, Apr 2008.
- [11] George D. Kondylis. “*On Indoor Wireless Channel Characterization and the Design of Interference Aware Medium Access Control Protocols Packet Switched Networks*”. Ph.D. Thesis, University of California, 2000.
- [12] Rodrigo Melo de Oliveira, “*Método FDTD Aplicado na Análise da Propagação Eletromagnética em Ambientes indoor e Outdoor*”.TCC, Segundo semestre de 2002.
- [13] CONSTANTINO P., GARCIA L. G. AND HÍGUERA J. M. L. “*A Simple and Efficient Model for Indoor Path-loss Prediction*”. Meas. Sci. Technol. Vol. 8. Pag. 1166 – 1173, UK.
- [14] BALANIS, C. A., “*Advanced Engineering Electromagnetics*”. New York: Wiley, 1989
- [15] BALANIS, C. A., *Teoria de Antena: Análise e Síntese*. 3ª Ed., Rio de Janeiro, LTC, 2009.
- [16] SIMON R. SANDERS. “*Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*”, 2<sup>nd</sup> ed.Wiley, 2007.

- [17] SADIKU, M. N. O, “*Numerical Techniques in Eletromagnetics*”, 2ª Ed. New York: CRC Press, 2001.
- [18] KUNZ LUEBBERS AND RAYMOND J. LUEBBERS, “*The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetism*”, CRC Press Washington D.C., 1993.
- [19] J FELIPE ALMEIDA, “*Análise Fotônica em Estrutura de Microfita Planar Usando o Método FDTD com Processamento Paralelo*”, Tese de Doutorado, Instituto de Tecnologia-UFPA, Belém, 2004.
- [20] RODRIGO M. S. DE OLIVEIRA, “*Estudo Tridimensional da Propagação Eletromagnética em Canais Outdoor Através do Método de Implementação B-FDTD com Processamento Paralelo*”, Dissertação de Mestrado, Instituto de Tecnologia – UFPA, Belém, 2004.
- [21] ITU- *International Telecommunication Union*, “Rec. ITU-R P.1238-2.”
- [22] R. P. OLIVEIRA, R. L. CAMPOS, “*Projecto de Redes Locais Sem Fios 802.11b – Análise e Localização*,” Faculdade de Engenharia – Universidade do Porto, Portugal, Porto, 2003.
- [23] Lauer, A., Bahr, A. and Wolff, I. “*FDTD Simulations of Indoor Propagation*”. IEEE, 1994.
- [24] YAN WU, IAN WASSELL, “*Introduction to the Segmented Finite-Difference Time-Domain Method*”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45. No. 3. March 2009.
- [25] J. FELIPE ALMEIDA. “*Física Aplicada. Análise Computacional: Tomografia Computadorizada e o Método FDTD*”. Livro, 2006.
- [26] YAN WU, MIN LIN AND IAN WASSELL, “*Modified 2D Finite-Difference Time-Domain Based Tunnel Path Loss Prediction for Wireless Sensor Network Applications*”, Journal of Communications, Vol. 4, No. 4, May 2009.
- [27] J. FELIPE ALMEIDA, C. LEÔNIDAS SOBRINHO e R. O. SANTOS, “*Técnica Computacional para Implementação de Condições de Fronteira Absorvente UPML - por FDTD: Abordagem Completa*”, IEEE América latina, vol. 3, Dez. 2005.

# PUBLICAÇÕES

---

- [1] RIBEIRO D.R., MARTINS B.W., SANTOS T., VICTOR DMITRIEV. “*Error Consideration Due to 2D truncation of 3D FDTD Application to Indoor Environment in Microwave Region*”. I2TS, FLORIANÓPOLIS, 2011.
- [2] RIBEIRO D.R., MARTINS, B.W., VICTOR DMITRIEV, M.L.GOMES. “*Análise de Propagação Eletromagnética com os Modelos de Predição Caminho Dominante e FDTD para Ambientes Indoor*”. I2TS, RIO DE JANEIRO, 2010.
- [3] MARTINS, B.W., RIBEIRO, D.R., VICTOR DMITRIEV, M.L.GOMES. “*Análise e Comparação de alguns Modelos de Propagação de Ondas Eletromagnéticas em Ambientes Internos (Indoor) na faixa de Microondas*”. XII Simpósio de Aplicações Operacionais em Área de Defesa, São José Dos Campos-SP, 2010.