

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

MODELO PARA REPRESENTAÇÃO DE AMBIENTES 3D
UTILIZANDO COMPOSIÇÃO DE MODOS DO MÉTODO
FDTD-2D

BRUNO WALLACY MARTINS LIMA

TD 06/2017

UFPA / ITEC / PPGEE
Belém – Pará – Brasil
2017

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

MODELO PARA REPRESENTAÇÃO DE AMBIENTES 3D
UTILIZANDO COMPOSIÇÃO DE MODOS DO MÉTODO
FDTD-2D

BRUNO WALLACY MARTINS LIMA

TD 06/2017

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém – Pará – Brasil
2017

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

MODELO PARA REPRESENTAÇÃO DE AMBIENTES 3D
UTILIZANDO COMPOSIÇÃO DE MODOS DO MÉTODO
FDTD-2D

BRUNO WALLACY MARTINS LIMA

Tese submetida à Banca
Examinadora do Programa de
Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica da UFPA para obtenção
do grau de Doutor em Engenharia
Elétrica na área de
Telecomunicações.

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém – Pará – Brasil
2017

Dados Internacionais de Catalogação - na – Publicação (CIP) Sistema de Bibliotecas da UFPA

Lima, Bruno Wallacy Martins, 1978-

Modelo para representação de ambientes 3D utilizando composição de modos do método FDTD-2D / Bruno Wallacy Martins Lima.-2017.

Orientador: Victor Alexandrovich Dmitriev

Tese (Doutorado) - Universidade Federal do Pará, Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belém, 2017.

1. Ondas de rádio – propagação. 2. Ondas eletromagnéticas – simulação. 3. Diferenças finitas. I. Título.

CDD 23. ed. 621.38411

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

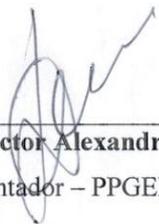
**“MODELO PARA REPRESENTAÇÃO DE AMBIENTES 3D UTILIZANDO
COMPOSIÇÃO DE MODOS DO MÉTODO FDTD-2D”**

AUTOR: **BRUNO WALLACY MARTINS LIMA**

TESE DE DOUTORADO SUBMETIDA À BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO
COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, SENDO
JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA
ELÉTRICA NA ÁREA DE TELECOMUNICAÇÕES.

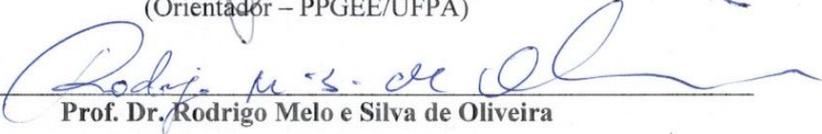
APROVADA EM: 26/05/2017

BANCA EXAMINADORA:



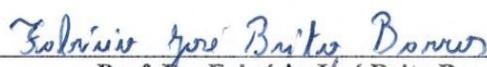
Prof. Dr. Victor Alexandrovich Dmitriev

(Orientador – PPGEE/UFPA)



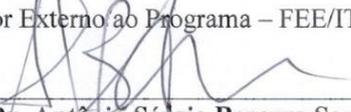
Prof. Dr. Rodrigo Melo e Silva de Oliveira

(Co-Orientador – ITEC/UFPA)



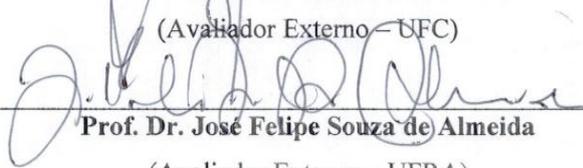
Prof. Dr. Fabrício José Brito Barros

(Avaliador Externo ao Programa – FEE/ITEC/UFPA)



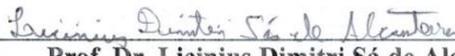
Prof. Dr. Antônio Sérgio Bezerra Sombra

(Avaliador Externo – UFC)



Prof. Dr. José Felipe Souza de Almeida

(Avaliador Externo – UFRA)



Prof. Dr. Licinius Dimitri Sá de Alcântara

(Avaliador Externo – UFRA)

VISTO:

Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes

(Coordenador do PPGEE/ITEC/UFPA)

“Todo o sacrifício e persistência aqui depositados se fez presente graças à amizade e companheirismo que hora se confundiram com fraternidade e amor. Hoje a saudade reforça essa verdade”.

Bruno Wallacy Martins

AGRADECIMENTOS

Todo o esforço deste trabalho é dedicado aos orientadores, *Prof^o Dr. Victor Dmitriev e Prof^o Dr. Rodrigo Melo e Silva de Oliveira*. A paciência e insistência, além, é claro, da orientação, foram decisivos para a conclusão deste trabalho. Da convivência com eles, compreendo a essência de ser professor.

Agradeço àqueles que sempre posso contar, os amigos Mateus Gomes, Ezequiel Belo, Kleber Rosário, Alessandro Sampaio, Marcel Ferreira, Samuel Corrêa, Alex Cabral, Eduardo Gomes, Tércio Jamaica, Marcelo Jamaica, Rodrigo Gester, Lisangela, Kelly e Célia Brás, e agora, amigos, Davi Sales, Rafael Araújo, César Juan, Ednaldo Barros, Luis Machado. Os companheiros de laboratório: Dionísio Raony, Francisco Sousa, Marcelo Kawakatsu, Thais Tavares, Clerison Nascimento, Daiman Zimmer, Leonardo, Ewerton, Jeani, Marcelino, Rafael, Leno, Wagner, Cristiano, Dona Arlete.

Uma singela lembrança a meus conterrâneos da cidade de Abaetetuba e sempre amigos Roberto Wanzeller, Raimundo de Jesus, Tonival Sarges, Valdemir Pantoja, Sécio Lacerda, Rosinaldo Silva, Rodrigo Costa, Marcio Barreto, Nélio Serrão, Luciano e Janir Nery, Kleber Lima, Evander Vilhena, Luiz, Carlos Machado, Luciano, Assis e Cristiano Chagas e todos os outros que sempre estarão ao nosso lado.

Por fim, quero agradecer especialmente a minha família pelo apoio e por compreender minha ausência. Minha Mãe (Maria Valci), meu irmão (Breno Martins), minha sempre princesinha Bianca, minha esposa Marisa Trindade, ao meu pai (Antônio Ciro) e minhas irmãs Lívia e Lícia Lima.

Obrigado por tudo. Obrigado aos que não estão aqui, pra mim é uma honra viver ao tempo de vocês.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	VIII
LISTA DE SÍMBOLOS	XI
RESUMO	XIII
1. INTRODUÇÃO	1
1.1 Contexto e Relevância.....	1
1.2 Revisão Bibliográfica.....	2
1.3 Objetivos	4
1.4 Metodologia	4
1.5 Organização	5
2. PROPAGAÇÃO DA ONDA ELETROMAGNÉTICA NO AMBIENTE INTERIOR.....	6
2.1 Principais fenômenos associados à propagação	6
2.1.1 Propagação da onda eletromagnética em espaço livre	6
2.1.2 Modelos de predição da perda por caminho	7
2.1.3 Atenuação e a propagação por caminhos múltiplos	9
2.1.4 Parâmetro de dispersão temporal	11
2.1.5 Atraso médio em excesso (τ_k – <i>mean excess delay</i>)	12
2.1.6 Difusão do atraso RMS ($\sigma\tau$ – <i>RMS delay spread</i>)	12
2.1.7 Difusão do atraso em excesso (<i>Excess Delay Spread on Maximum Delay Spread</i>)	12
2.1.8 Perfil de retardo de potência	13
2.1.9 A função de transferência	14
2.1.10 Características da propagação no ambiente interior	15
2.2 Método de predição no ambiente interior	16
2.2.1 Método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD)	16
2.2.2 Diferenças finitas aplicadas as equações de Maxwell	18
2.2.3 Os modos transversos magnético e elétrico em FDTD	20
2.2.4 Condições para estabilidade e precisão	24
2.2.5 Camadas de absorção perfeitamente casadas (UPML)	25
3. MÉTODO FDTD-2D COM RESPOSTAS TRANSITÓRIAS CORRIGIDAS	27
3.1 A Correção de Wu para os resultados do método FDTD-2D	27
3.2 A Correção proposta utilizando os modos TMz e TEy	30
3.2.1 Campo elétrico no modo TMz	31
3.2.2 Campo elétrico no modo TEy	31
3.3 Correção através da composição dos modos TMz e TEy	34
4. RECURSOS COMPUTACIONAIS.....	39
4.1 <i>Cluster Beowulf</i>	39
4.2 Processamento Paralelo	40
4.3 Biblioteca MPI	42

5. REPRESENTAÇÃO PROPOSTA EM FDTD-3D DA FONTE DE EXCITAÇÃO	46
5.1. A antena discônica	46
5.2. Representação proposta em FDTD-3D da antena discônica	48
5.2.1. Cálculo da perda de retorno	49
5.2.2. Modelo equivalente para a antena discônica	51
5.2.3. Propagação do sinal no espaço livre	53
6. ANÁLISE ELETRODINÂMICA NO AMBIENTE INTERIOR	55
6.1. Ambiente interior sob análise	55
6.2. Dados experimentais	60
6.3. Predição e análise do perfil de retardo de potência	62
6.3.1 Resultados com os métodos FDTD 3D e traçado de feixes (PBT)	43
6.4. Predição e análise da perda por caminho	69
6.5. Considerações finais e trabalhos futuros	75
 REFERÊNCIAS	 77
PUBLICAÇÕES	80

Lista de Figuras

- Figura 2.1** Características de um canal rádio-móvel típico [3].
- Figura 2.2** Parâmetros de dispersão temporal em um canal com caminho múltiplo [2].
- Figura 2.3** Diagrama de blocos ilustrando a operação linear de obtenção da função de transferência $H(f)$.
- Figura 2.4** Componentes do campo eletromagnético dispostos sobre a célula de Yee [14].
- Figura 2.5** Distribuição geométrica das componentes do modo TMz na célula bidimensional de Yee.
- Figura 2.6** Distribuição geométrica das componentes do modo TEy na célula bidimensional de Yee.
- Figura 2.7** Imagem que mostra a truncagem da malha (tempo e espaço) usando a UPML em um plano [14, 15].
- Figura 3.1** Curvas da perda por caminho no espaço livre.
- Figura 3.2** Correção proposta com base nos valores da perda por caminho no espaço livre com o método FDTD-3D.
- Figura 3.3** Campo elétrico calculado no modo TMz nos pontos de transmissão e recepção.
- Figura 3.4** Representação da antena em FDTD-2D. (a) Geometria e (b) imagem da propagação de um pulso no “gap” da antena.
- Figura 3.5** Campo elétrico calculado no modo TEy nos pontos de transmissão (Tx) e recepção (Rx1).
- Figura 3.6** Correção proposta para a equivalência das perdas entre os métodos FDTD-2D e FDTD-3D.
- Figura 3.7** Composição dos modos TMz e TEy a 1m do transmissor. Composição com os campos elétricos de TMz e TEy; (b) Composição a partir da média do primeiro pulso TMz e TEy em Rx1.
- Figura 3.8** Composição dos modos TMz e TEy a 1m do transmissor. Composição a partir da média entre os primeiros pulsos TMz e TEy no receptor.
- Figura 3.9** Composição dos modos TMz e TEy.
- Figura 3.10** Adição da perda por caminho dos modos TMz e TEy.
- Figura 3.11** Correção sobre a soma dos campos elétricos nos modos TMz e TEy.
- Figura 3.12** Correção proposta para a composição média dos campos nos modos TMz e TEy.
- Figura 4.1** Cluster “Amazonia” do laboratório de nanoeletrônica e nanofotônica.
- Figura 4.2** Exemplo de paralelismo de tarefa em quatro processadores.
- Figura 4.3** Arquitetura paralela na configuração de multicomputadores [19].
- Figura 4.4** Diagrama de blocos com aplicação de FDTD paralelizado [11].
- Figura 5.1** Antena utilizada nas medições. (a) Geometria da antena e (b) Fotografia da antena discônica.
- Figura 5.2** Ganho da antena discônica para várias frequências utilizando o método dos momentos adaptado de [8].

Figura 5.3 Medida da Perda de retorno da antena discônica [34].

Figura 5.4 Primeira representação da antena discônica na malha uniforme utilizando o método FDTD-3D.

Figura 5.5 Tensão estabelecida entre os terminais da antena transmissora modelada. (a) No domínio do tempo e (b) no domínio da frequência.

Figura 5.6 Perdas de retorno das representações em FDTD da antena discônica.

Figura 5.7 Representação computacional na malha uniforme utilizando o método FDTD 3D.

Figura 5.8 Ganho da representação em FDTD da antena discônica obtido com capacitores de $0,5 \mu\text{F}$.

Figura 5.9 Propagação do sinal eletromagnético no plano xz do espaço livre.

Figura 6.1 Fotografia do corredor Leme [7].

Figura 6.2 Planta baixa do corredor Leme e as posições do transmissor (Tx1 e Tx88). Os valores das dimensões estão em metros.

Figura 6.3 Representação computacional em 3D do corredor Leme.

Figura 6.4 Perfil de retardo de potência medido considerando a posição do transmissor (Tx1) a 1 m do receptor (Rx), no corredor mostrado na Figura 6.1.

Figura 6.5 Comparação do Perfil de retardo de potência (PRP) entre dados experimentais e os métodos FDTD 3D e PBT.

Figura 6.6 Comparação entre dados medidos e simulados do PRP (dB) do sinal proveniente da posição Tx47, 24 m de distância de Rx.

Figura 6.7 Dados experimentais e simulados do PRP (dB) na posição Tx88, a 44,5 m de distância de Rx.

Figura 6.8 Perda por caminho expressa pela composição dos modos TEy e TMz.

Figura 6.9 Correção proposta da perda por caminho através da composição dos modos TEy e TMz.

Figura 6.10 Erro relativo, média e desvio padrão do erro referentes aos valores da perda por caminho utilizando os métodos FDTD-2D com correção e o método FDTD-3D.

Figura 6.11 Interpolação das curvas gerados pelos métodos FDTD-2D e 3D.

Figura 6.12 Perda por caminho calculada com o método FDTD-2D, modo TE, e correção proposta.

Figura 6.13 Propagação do campo elétrico no ambiente computacional. (a) Representação computacional em duas dimensões do ambiente interior. (b) Campo elétrico expresso pelo método FDTD-2D, modo TMz. (c) Campo elétrico expresso com o método FDTD-3D, no plano horizontal do ambiente na altura do “gap” das antenas.

Figura 6.14 Perda por caminho no corredor Leme considerando o modo TM e a correção proposta.

Lista de Símbolos

\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
n	Índice Temporal
ϵ_0	Permissividade Elétrica do Vácuo
μ_0	Permissividade Magnética do Vácuo
η_0	Impedância no Vácuo
ϵ	Permissividade Elétrica
μ	Permeabilidade Magnética
σ	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)
$\Delta x, \Delta y$	Incrementos Espaciais
Δt	Incremento Temporal
(i, j)	Endereçamento no Espaço Discretizado

RESUMO

Neste trabalho, utilizam-se as versões em duas e três dimensões do método de diferenças finitas no domínio do tempo, FDTD, para simulação da propagação da onda eletromagnética em ambiente interior (*indoor*). Primeiramente, a validade do método FDTD-3D é comprovada através da comparação dos valores do perfil de retardo de potência obtidos por campanha de medições. As perdas expressas com o método FDTD-3D foram utilizadas para propor correções aos resultados do método FDTD-2D que levam em conta a propagação no espaço livre e a propagação no ambiente interior. As vantagens do método FDTD-2D com respostas transitórias corrigidas estão no reduzido tempo de processamento e consumo de memória quando comparados a outros métodos numéricos. Além disso, é possível com o método FDTD-2D com respostas corrigidas expandir a simulação da propagação da onda para ambientes complexos e de grandes dimensões, desenvolver *software* de simulação voltado para computadores pessoais e aparelhos celulares.

Palavras-chave: Propagação da onda eletromagnética, correção de sinais calculados com método FDTD-2D, ambientes interiores.

ABSTRACT

In this work, we use the two and three-dimensional versions of the finite-difference time-domain method, FDTD, for simulating the propagation of the electromagnetic waves in an indoor environment. First, the validity of the FDTD-3D method is proven by comparing the values of the power delay profile obtained via a measurement campaign carried out in the indoor environment. The losses expressed with the FDTD-3D method were used to propose corrections to the FDTD-2D results by taking into account the propagation in the free space and the propagation in the indoor environment. The advantages of the FDTD-2D method with corrected transient responses are reduced processing time and memory requirements when compared to other numerical methods. It is possible with the FDTD-2D with corrected signals to simulate wave propagation for large and complex environments and to develop simulation software for personal computers and mobile devices.

Keywords: Electromagnetic wave propagation, FDTD-2D method with corrected transient signals, indoor environments.

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

1.1 Contexto e Relevância

Com a crescente demanda de serviços em telecomunicações como, por exemplo, internet sem fio, telefonia celular e a TV Digital, torna-se essencial o desenvolvimento do projeto de sistema de comunicação. É importante obter informações acerca da propagação da onda eletromagnética no ambiente antes da execução de projetos, pois, dados são úteis para maximizar os pontos de acesso ótimo e fornecer potência de transmissão adequada ao sistema [1-8].

Quando o ambiente considerado for o interior de prédios é comum a variação brusca da energia eletromagnética, causada pelo movimento de pessoas no interior dos imóveis ou pela simples ação de fechar e abrir portas ou janelas [9]. Ou seja, as características do sinal mudam durante um tempo muito curto ou a certas distâncias. Outro caso a considerar é que não existe uma linha direta de visão entre o transmissor e o receptor no canal. Neste caso, a propagação da onda eletromagnética depende de reflexões, difrações e, em menor escala, do espalhamento da onda. Além disso, o desvanecimento destes efeitos, individualmente ou em conjunto, podem degradar o sinal, como por exemplo, a onda pode experimentar despolarização, o que resultaria em perda do sinal no receptor [1-5].

Para minimizar os efeitos que causam a degradação do sinal torna-se necessária a predição da propagação da onda eletromagnética. A predição precisa ser incluída no projeto de sistema de telecomunicação principalmente aqueles que utilizam frequências na faixa UHF (do inglês *Ultra High Frequency*, ondas ultra-curtas). Os serviços de telecomunicações operando nessa faixa são: estação de televisão (canal 14 em diante), serviços fixos e móveis, rádio-astronomia, rádio amador, comunicações militares, serviços de transmissão através de repetidoras e tropodifusão, comunicação via satélite, entre outros [6]. O crescente acesso aos serviços de telecomunicações e os problemas decorrentes da qualidade do sinal, se torna útil o estudo da propagação da onda.

Nos últimos anos, muitos cientistas se dedicam a caracterizar o canal de rádio propagação em ambientes interiores através de modelos de predição como, por exemplo, aqueles que utilizam métodos empíricos, semi-analíticos ou numéricos. Na seção a seguir, são descritos alguns trabalhos realizados com objetivo de caracterizar a propagação em ambientes interiores.

1.2 Revisão Bibliográfica

Um trabalho completo sobre propagação em ambientes interiores está descrito em [1]. Esse trabalho é um tutorial que referencia 281 artigos dos principais autores sobre propagação da onda no ambiente interior até o ano de 1993 e, até hoje, serve de referência para tantos outros artigos. Em [1] são descritos os princípios da rádio propagação em ambientes interiores como, por exemplo, a variação espacial e temporal do canal, perdas por caminho em grande escala, perfil de retardo de potência, o atraso excedido médio e o espalhamento do retardo RMS. São comparadas as características de propagação dos canais internos e externos e suas principais diferenças são delineadas. Neste artigo está previsto o desenvolvimento de trabalhos para modelar o canal a partir de campanhas de medição e na seção de pesquisas futuras são sugeridos modelos para solução da predição da propagação eletromagnética.

Um modelo de predição que se tornou acessivo e popular com o desenvolvimento de processadores mais eficientes, em termos de memória e tempo de processamento, foi o método das diferenças finitas no domínio do tempo (do inglês, *Finite-Difference Time-Domain*, FDTD). O método utiliza a solução numérica da teoria eletromagnética (equações de Maxwell) de propagação de ondas para o cálculo da propagação da onda eletromagnética de acordo como foi desenvolvido, pioneiramente, em [10] e customizado pelos trabalhos descritos em [11 - 25]. As principais vantagens deste método são a fidelidade da estrutura modelada (ambiente) e, principalmente, resultados confiáveis da predição do sinal eletromagnético [11 - 16].

Para predição do comportamento da onda eletromagnética em sistemas de rádio frequência, mais especificamente na faixa UHF (300 MHz – 3GHz) as referências [14 - 25], abordam e validam modelos que utilizam o método FDTD. Nesses trabalhos, são desenvolvidos cenários que representam com fidelidade o ambiente onde se deseja realizar a predição do campo eletromagnético. Uma função que representa um pulso excita um transmissor que gera a onda eletromagnética que vai interagir com o ambiente em análise. As interações são através de reflexões, difrações e espalhamento da onda nas paredes e objetos. Toda modelagem considera os parâmetros eletromagnéticos, como por exemplo, condutividade e permissividade elétricas.

Nos trabalhos [14] e [24] existe a preocupação de caracterizar tanto quantitativa quanto qualitativamente o canal *outdoor*. Informações acerca do nível de potência adequado ao cenário proposto e a determinação de pontos ótimos para transceptores são descritos.

Existem condições impostas ao método FDTD que garantem precisão e estabilidade. Além disso, em [18] está descrito de modo didático a implementação das camadas absorventes (do inglês, *Absorbing Boundary Conditions*, ABCs). Essa metodologia possui como objetivo

atenuar as ondas que chegam aos limites da região de análise de modo a simular a propagação para o infinito, sem reflexões que alterem a propagação na região de interesse.

Embora o método FDTD esteja consolidado na literatura, ainda existe o problema do custo computacional, em termos de *hardware*, requerido pelo método. Para simular a propagação da onda em três dimensões de uma estrutura maior que, por exemplo, 20 m^2 , é inviável fazê-lo em um computador pessoal (CP) atual. Existem algumas soluções para contornar esse problema. Uma delas é utilizar um “super” computador, *Cluster* [26 e 27] - computadores interligados em rede que dividem uma tarefa complexa em tarefas menores. O número de tarefas menores depende do número de núcleos do processador e do número de máquinas interligadas [15].

Outra alternativa para o problema é apresentada nos trabalhos descritos em [23 - 25]. Em [23] são apresentados parâmetros que reproduzem perdas relativas à interação da onda com o ambiente através de uma equação empírica. Para o cálculo dessas perdas em [24], utiliza-se a lei da perda de potência com o inverso da distância elevada a um fator n . Em [25] são apresentados parâmetros que somados as perdas expressas com o método FDTD em duas dimensões fornecem resultados de perdas com boa aproximação dos resultados fornecidos com a versão em três dimensões do método FDTD. Em [24], a proposta é fazer com que o método FDTD-2D expresse perdas que sejam tão confiáveis quanto as perdas expressas com o método FDTD-3D. A vantagem dessa proposta é que a análise da propagação da onda utilizando o método FDTD-2D não exige quantidade significativa de memória e o tempo de processamento é reduzido em comparação ao método FDTD-3D. Ou seja, pode-se simular a propagação da onda eletromagnética utilizando o método FDTD em um computador pessoal. O desenvolvimento da metodologia utilizada para obtenção dos parâmetros necessários para ajustar o método FDTD 2D são apresentados em [24].

Para construir um programa que utilize o método FDTD-2D com propriedades de simulação equivalentes ao método FDTD-3D são necessários, primeiramente, extrair dos resultados da simulação em FDTD-3D parâmetros que sirvam para calibrar o método FDTD-2D. Em seguida, deve-se escrever o método FDTD-2D ajustando-o com os referidos parâmetros, o que resultará no método FDTD-2D com respostas transitórias corrigidas. Por fim, deve-se proceder a validação do programa comparando seus resultados com resultados obtidos em uma campanha de medições.

A vantagem do método FDTD-2D com respostas transitórias corrigidas está na possibilidade de simular a propagação de ondas eletromagnéticas em ambientes complexos, que seja impraticável de fazê-lo com o método FDTD-3D em um único CP. Este estudo ainda não está disponível na literatura. Portanto, esse é o objeto principal deste trabalho de doutorado.

1.3 Objetivos

Este trabalho tem como objetivo principal desenvolver uma correção aos resultados produzidos através do método de predição FDTD-2D de tal forma que o torne eficiente e acessível em termos de custo computacional (consumo de memória e tempo de processamento) e possibilite sua implementação em sistemas operacionais de celulares e computadores pessoais.

Para tanto, primeiramente, deve-se analisar os resultados fornecidos pelo modelo de predição que utiliza o método FDTD em três dimensões, o que transversalmente propõe objetivos secundários. A predição da propagação da onda eletromagnética utilizando o método FDTD-3D foi realizada através do *software* SAGS desenvolvido em [15]. Com o *software* foi possível representar o ambiente analisado aqui (descrito no Capítulo 6) e foi necessário utilizar processamento paralelo através de um *Cluster* (o amazonia), pois a representação computacional do ambiente requer 29 GB de memória. O SAGS faz a relação, automaticamente, entre o tamanho da malha computacional e a quantidade de memória requerida para representar o ambiente.

Após a validação do método FDTD-3D, foi desenvolvido em programa que utiliza o método FDTD-2D. Com base nos trabalhos [24 - 25], é proposta uma correção para os resultados obtidos com o método FDTD-2D. O desenvolvimento desta correção é o que determina o principal objetivo deste trabalho. Pretende-se fazer com que o método FDTD-2D forneça valores da perda por caminho com precisão compatível com a fornecida pelo método FDTD-3D. Existem objetivos secundários a serem alcançados que estão descritos na seção 6.5 que trata sobre trabalhos futuros.

1.4 Metodologia

A obtenção e análise dos dados referentes a propagação da onda eletromagnética é realizada utilizando o método das diferenças finitas no domínio do tempo. A obtenção dos dados utilizando o método FDTD-3D foi feita com auxílio do *software* SAGS e para os dados através do método FDTD-2D foi desenvolvido um programa na linguagem C/C++. Esses resultados foram comparados com dados experimentais de uma campanha de medição [7 e 8].

A partir dos dados obtidos com o método FDTD-3D e a ideia do ajuste de curvas de perdas descrita em [23 – 25] é proposto um modelo que fornece valores de perdas expressos com o método FDTD-2D equivalentes aqueles da campanha de medição. Essa ideia abre caminhos para análise de perdas, com o método FDTD-2D, em ambientes complexos e de grandes dimensões.

Na predição da onda eletromagnética utilizando células de *Yee* considerou-se a composição dos modos transversos magnético e elétrico. A ideia é realizar a soma dos campos elétricos em dois planos de propagação com o objetivo de expressar as reflexões da onda nas paredes, teto e solo.

O desenvolvimento das atividades tratadas aqui são realizadas através de programação, tratamento e análise dos dados expressos pelo método FDTD e pela campanha de medição.

1.5 Organização da Tese

A Tese está organizada através de seis capítulos, cuja ordem de precedência considera os conceitos sobre fenômenos associados à propagação de ondas eletromagnéticas, método numérico de predição e análise de resultados obtidos com a simulação e comparados com resultados de uma campanha de medições. A descrição de cada capítulo é dada a seguir.

- **Capítulo 2:** Neste Capítulo, encontra-se o referencial teórico sobre a propagação da onda eletromagnética com ênfase ao ambiente interior. São descritos os modos, características e fenômenos associados à propagação da onda eletromagnética. Além disso, encontra-se a descrição do método numérico utilizado para predição da onda eletromagnética.
- **Capítulo 3:** O método FDTD-2D com respostas transitórias corrigidas é a proposta para correção dos valores de campo elétrico calculado a partir dos modos TE_y e TM_z do método FDTD-2D. Os campos são utilizados para determinar a perda por caminho e o perfil de retardo de potência no ambiente interior.
- **Capítulo 4:** Recursos computacionais. Aqui são descritos os equipamentos utilizados (*hardware*) para o processamento dos resultados utilizando o método FDTD-3D. O capítulo ainda contém informações sobre o *software* utilizado para fazer a comunicação entre os computadores de um *cluster* (o amazonia).
- **Capítulo 5:** Apresenta a descrição da representação computacional da antena discônica utilizada numa campanha de medições. A representação em FDTD-3D é um parâmetro tão importante quanto a geometria do ambiente e objetos do ambiente. É mostrado que a validade do método FDTD-3D depende da representação da antena discônica.
- **Capítulo 6:** Os resultados obtidos com as simulações são comparados aos resultados de uma campanha de medição. Os parâmetros de dispersão temporal do canal e a perda por caminho são utilizados para a comparação destes resultados.

Capítulo 2

PROPAGAÇÃO DO SINAL ELETROMAGNÉTICO NO AMBIENTE INTERIOR

Nesse capítulo, serão apresentadas parte da teoria de propagação da onda e a metodologia utilizada para obtenção dos resultados. Os conceitos físicos sobre propagação de ondas em ambientes interiores e a relevância deste estudo também são descritos neste capítulo. Também serão descritos os referenciais teóricos sobre as técnicas e metodologias utilizadas para a implementação computacional da propagação da onda.

As características do comportamento do sinal no ambiente interior são descritas na seção 2.1; na seção 2.2 são descritas as equações que fornecem a potência recebida em função do campo elétrico, a caracterização do ambiente quanto as perdas e a propagação por multipercurso. na seção 2.3 estão os parâmetros de dispersão temporal do canal, perfil de retardo de potência, que se utilizará para comparação de resultados medidos e simulados no Capítulo 4.

2.1 Principais fenômenos associados à propagação

Os fenômenos mais relevantes associados à propagação da onda eletromagnética no ambiente interior são a atenuação em pequena escala, a propagação eletromagnética no espaço livre, as reflexões na superfície do solo, teto, obstáculos e paredes, a refração e difração em obstáculos e a polarização da onda. Todos esses fenômenos são dependentes da frequência. Quando o sinal transmitido chega ao receptor estará atenuado, devido a estes efeitos em seu trajeto [1 - 4]. Para analisar o sinal eletromagnético nos ambientes interiores é necessário, primeiramente, compreender os conceitos físicos referentes à propagação e atenuação da onda eletromagnética.

2.1.1 Propagação da onda eletromagnética em espaço livre

Considera-se o espaço livre a região completamente desobstruída (LOS) [1 - 4]. A propagação em espaço livre é aquela realizada no vácuo ou em uma atmosfera ideal na ausência de qualquer objeto que provoque a absorção ou reflexão da onda. Embora a propagação em espaço livre seja uma situação bastante particular, o seu entendimento e cálculo são úteis para o desenvolvimento de expressões mais complexas que possam melhor definir a propagação em diferentes ambientes e sistemas como, por exemplo, no ambiente interior. Além disso, sua expressão pode servir como base de comparação com expressões mais complexas e realistas.

O modelo de propagação no espaço livre prevê que a potência recebida diminui em função da distância de separação, entre transmissor e receptor, elevada a alguma potência (ou seja, uma função da lei da potência). O valor da potência é descrito pela equação de transmissão de *Friis*, também conhecida como equação das telecomunicações [3, 4]:

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r, \quad (2.1)$$

onde P_r é a potência na antena receptora e P_t é a potência irradiada; G_t e G_r são os ganhos das antenas de transmissão e recepção, respectivamente; λ é o comprimento de onda do sinal transmitido e d a distância entre as antenas. O termo $(\lambda/4\pi d)^2$ é chamado *fator de perda do espaço livre* e inclui a perda devida ao espalhamento esférico da energia pela antena [4].

2.1.2 Modelos de predição da perda por caminho

A perda por caminho (do inglês, *path loss*) representa a atenuação da onda como uma quantidade positiva, medida em dB, e é definida como a diferença (em dB) entre a potência transmitida efetiva e a potência recebida, e pode ou não incluir o efeito dos ganhos das antenas [3]. A equação da propagação no espaço livre (2.3) é reescrita para representar a atenuação relacionando a potência transmitida com a recebida, considerando ganhos unitários, em decibéis.

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$$

$$\frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^{-2}$$

Utilizando logaritmos na base 10 em ambos os membros da equação acima:

$$10 \log \frac{P_t}{P_r} = 10 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^{-2}$$

$$PL(dB) = 10 \log P_t - 10 \log P_r = -20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right).$$

Esta última equação em função da distância (em metros) e da frequência (em mega-hertz),

$$PL(dB) = -20[\log \lambda - \log 4\pi d] = -20 \log \frac{c}{f} + 20[\log 4\pi + \log d]$$

$$PL(dB) = -20 \log c + 20 \log f + 20 \log 4\pi + 20 \log d$$

à perda por caminho no espaço livre é dada por:

$$PL(dB) = 20 \log(d/1000) + 20 \log(f) + 32,44. \quad (2.2)$$

Onde d é a distância em metros e f a frequência em mega-hertz.

A perda por caminho não representa perda de potência por dissipação no meio, representa o fato das antenas, transmissora e receptora, não possuírem diretividade infinita. Isto

é, a transmissora não concentra a emissão em uma única direção e a receptora não é capaz de selecionar a captação nessa mesma direção. Nota-se também que, a atenuação aumenta com a frequência. Todavia, em altas frequências, 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 [4].

Outro modelo de representação da perda por caminho considera que as características de perdas podem ser formuladas de acordo com a dissipação da potência em determinado ambiente. Para mostrar o parâmetro que possui informações da perda, parte-se da caracterização da potência recebida (P_r) pela antena isotrópica. Considerando-se agora que (2.1) descreva a potência recebida (P_r em watts) em função da potência de um irradiador isotrópico (P_I), cujo meio de propagação é o espaço livre [5]:

$$P_r(d) = P_I \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.3)$$

Na análise da propagação da onda em ambientes interiores, deve-se considerar as interações com o ambiente – reflexões, refrações, difrações, espalhamento – e as características da antena. Entretanto, a dificuldade proposta pela análise individual de cada tipo de interação direciona a representar a soma de todos os efeitos em um *fator de perda dependente da propagação* (α_p) que pode ser incluído na equação (2.3) [6].

$$P_r = \frac{P_I}{d^2} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \alpha_p, \quad (2.4)$$

Como α_p é uma variável que depende de muitos fatores, ela deve ser tomada como uma variável aleatória e a melhor forma de defini-la é a partir de medições para caracterização da propagação no ambiente. Como as características são dependentes da frequência, a definição de α_p dependente de aplicação, o que torna a definição desse fator, para vários ambientes, em diferentes frequências, um trabalho que necessita de muitas medições [6].

Uma forma alternativa de definir o fator α_p é assumir que a perda de potência recebida obedeça à razão inversa da distância elevada a um fator n que, para o espaço livre é, por definição, igual a dois. Para outros ambientes, que não sejam o espaço livre, n é assim definido: $n > 2$ para ambientes com obstruções que representem perdas e $n < 2$ para ambientes que representem interferências construtivas à propagação do sinal eletromagnético como, por exemplo, corredores [5]. Assim, a equação (2.3) pode ser reescrita como:

$$P_r = \frac{P_I}{d^n} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2. \quad (2.5)$$

Nessa equação, os efeitos das variáveis de propagação estão inclusos no valor de n ao invés de

α_p . Comparando as equações (2.4) e (2.5) observa-se que o fator de perda e o expoente da distância estão relacionados por,

$$\alpha_p = \frac{1}{d^{n-2}}, \quad (2.6)$$

que é interpretado como o excedente em relação ao fator de atenuação para o espaço livre. A perda por caminho é expressa pela relação entre a potência irradiada P_I e a potência recebida P_r ,

$$\frac{P_I}{P_r} = d^n \left(\frac{4\pi}{\lambda} \right)^2.$$

A última equação é expressa em decibéis por,

$$PL = 10 \log \left(\frac{P_I}{P_r} \right) = 10n \log(d) + K_o \text{ [dB]}, \quad (2.7)$$

onde

$$K_o = 20 \log \left(\frac{4\pi}{\lambda} \right) \text{ [dB]}.$$

A equação (2.7) representa a perda por caminho à distância d da antena em função do fator n . A relação descrita em (2.6) afirma que n é uma variável aleatória que descreve as perdas em um ambiente. Assim, o modelo proposto (2.7) contém todas as informações necessárias para a definição da perda no canal. Finalmente, n pode ser definido facilmente com parâmetros obtidos através de simulações [5]:

$$n = \frac{PL - K_o}{10 \log(d)}.$$

Procedendo desta maneira, pode-se caracterizar o ambiente, quanto às perdas através das variáveis que podem ser calculadas utilizando a teoria de Maxwell para a propagação de ondas.

2.1.3 Atenuação e a propagação por caminhos múltiplos

A atenuação (do inglês *fading*) é usada para descrever as flutuações rápidas das amplitudes, fases ou atrasos de múltiplos caminhos de um sinal de rádio, em um curto período de tempo ou distância [3]. Os fatores que influenciam a atenuação em pequena escala são a propagação de caminhos múltiplos e a largura de banda de transmissão do sinal.

Não existe um consenso, ou não está consolidado na literatura, a tradução de *multipath* para o português. Em [3] o termo em questão recebeu a tradução de caminho múltiplo e em [6] utiliza-se multipercurso. De qualquer forma o termo *multipath* em sistema de comunicação diz respeito ao grande número de caminhos distintos percorridos pelo sinal eletromagnético entre transmissor e receptor. Estes percursos resultam de diversas interações da onda eletromagnética com o ambiente. Assim, uma antena receptora, recebe a onda de inúmeras direções, sendo os refletidos no ambiente os principais causadores do multipercurso. Um sinal

típico recebido de uma estação móvel em sistemas de comunicação móvel é apresentado na Figura 2.1.

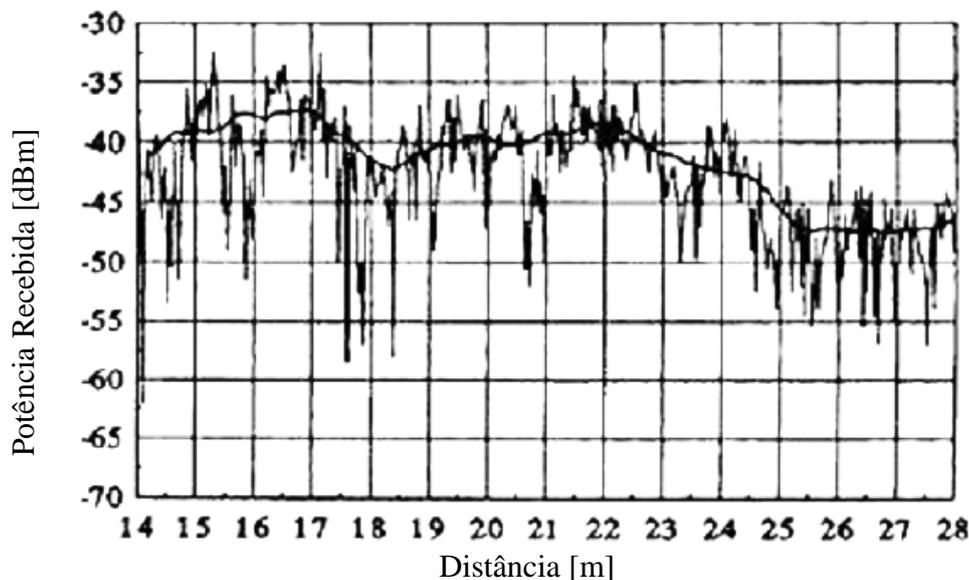


Figura 2.1 Características de um canal rádio-móvel típico [3].

Verificam-se dois comportamentos distintos do sinal recebido. As flutuações rápidas denominadas de *desvanecimento em pequena escala* que estão associadas a propagação por caminhos múltiplos. E as variações mais suaves (representadas no gráfico pela linha mais espessas) são conhecidas como *desvanecimento de larga escala*, o qual está associado ao sombreamento por obstáculos [3, 12].

A propagação por caminhos múltiplos provoca desvanecimentos de pequena escala devido à interferência entre duas ou mais versões do sinal que partem do transmissor e chegam ao receptor em tempos ligeiramente diferentes. Os três principais efeitos da propagação por caminho múltiplo são [3]:

- I) Mudanças rápidas na intensidade do sinal ao longo de pequenos deslocamentos no espaço ou em pequenos intervalos de tempo;
- II) “Modulação” aleatória da frequência devido à variação do deslocamento Doppler em diferentes sinais de multipercurso;
- III) Dispersões no tempo (ecos) causadas pelos atrasos da propagação.

Em [3], é dado que a largura de banda é outro fator que causa atenuação em pequena escala ou larga escala. Se a largura de banda de transmissão do sinal de rádio for maior que a largura de banda do canal de caminho múltiplo, o sinal recebido será distorcido, mas sua intensidade não atenuará muito em determinado local. A largura de banda do canal pode ser quantificada pela largura de banda de coerência, que está relacionada com a estrutura específica

de caminho múltiplo do canal. A largura de banda de coerência é uma medida da diferença da frequência máxima para o qual os sinais ainda estão fortemente correlacionados em amplitude.

2.1.4 Parâmetro de dispersão temporal

Na análise do desempenho de canais de rádio em pequena escala, como forma de caracterizar o canal, utilizam-se os parâmetros de dispersão temporal. Isso é possível pelo fato do tempo de chegada do sinal no receptor ser distinto para os diferentes trajetos (caminhos múltiplos) percorridos pelas ondas. Assim, o sinal recebido será o somatório de um conjunto de versões da onda radiada pela antena transmissora, possuindo retardos uma em relação às outras.

São parâmetros de dispersão temporal o *atraso médio em excesso* (τ_k – *mean excess delay*), a *difusão do atraso RMS* ($\sigma\tau$ – *RMS delay spread*) e a *difusão do atraso em excesso* (*Excess Delay Spread on Maximum Delay Spread*). Estes parâmetros são determinados a partir do perfil de atraso de potência (*Power Delay Profile* – PDP). A Figura 2.2 mostra cada parâmetro de dispersão temporal determinados a partir do PDP de um sinal num ambiente interior [1 - 3].

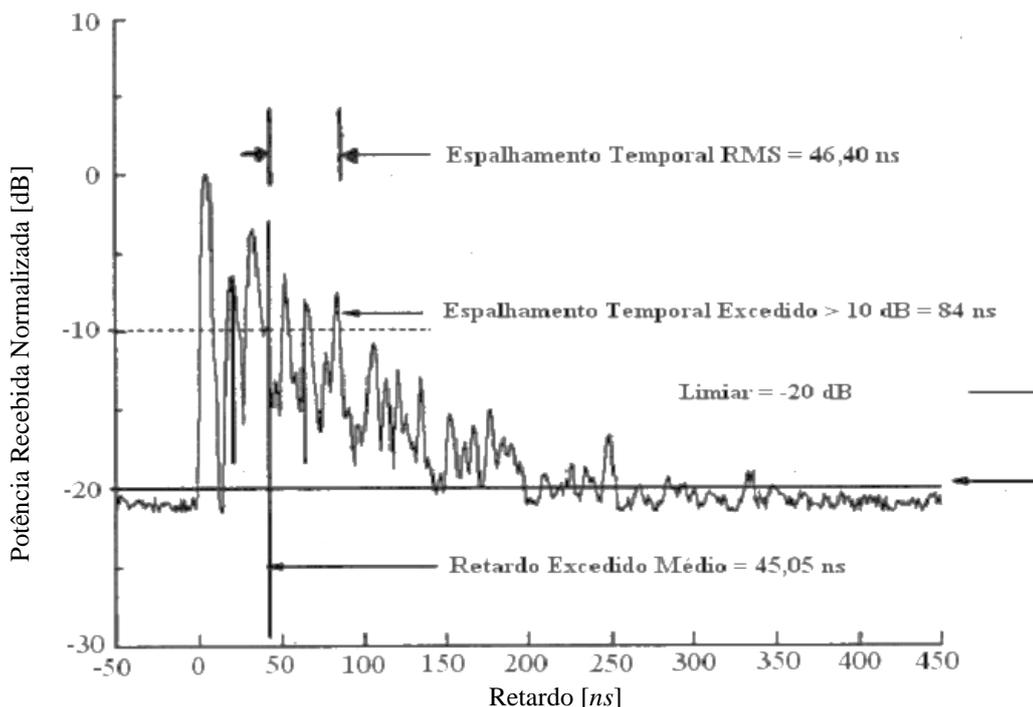


Figura 2.2 Parâmetros de dispersão temporal em um canal com caminho múltiplo [2].

As propriedades dispersivas no tempo de canais de caminhos múltiplos de banda larga normalmente são quantificadas pelo atraso médio em excesso e pela difusão do atraso rms. A seguir são descritos os parâmetros de dispersão temporal.

2.1.5 Atraso médio em excesso (τ_k – mean excess delay)

O atraso médio em excesso determina o atraso de chegada médio das componentes em relação à primeira componente que chega ao receptor [3, 12, 23].

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k}{\sum_k P(\tau_k)}, \quad (2.8)$$

onde τ_k é o retardo de propagação da k -ésima onda, ou seja, o tempo de chegada em relação ao primeiro sinal contabilizado no receptor (em $\tau_0 = 0$) e $P(\tau_k)$ é a potência recebida da componente k de multipercurso, no respectivo tempo de retardo τ_k .

2.1.6 Difusão do atraso RMS (σ_τ – RMS delay spread)

A difusão do atraso RMS é a medida do espalhamento temporal do perfil de retardos em torno do atraso médio em excesso (valores típicos são da ordem de microsegundos em canais móveis exteriores e da ordem de nanosegundos em canais móveis confinados) [3, 12, 23]:

$$\tau_{rms} = \sigma_\tau = \sqrt{\frac{\sum_k (\tau_k - \bar{\tau})^2 P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)}}, \quad (2.9)$$

com

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)},$$

onde $P(\tau_k)$ é a potência (linear) da componente k de multipercurso, τ_k é o atraso de propagação da k -ésima onda em relação à incidência do primeiro sinal e $\bar{\tau}$ é o retardo excedido médio.

As equações (2.8 e (2.9) representam as estatísticas de primeiro momento central (média) e segundo momento central (desvio padrão) de $P(\tau_k)$, respectivamente.

2.1.7 Difusão do atraso em excesso (*Excess delay spread*)

A difusão do atraso em excesso indica o retardo máximo, relativo à primeira componente recebida, no qual a energia decai X dB (estipulado) abaixo do maior nível recebido, sendo definido como:

$$\tau_{max}(X) = \tau_X - \tau_0.$$

Onde τ_0 é o tempo de chegada do primeiro sinal, τ_X o tempo de chegada do último sinal com nível de potência ainda acima do limite X dB e abaixo do sinal de maior amplitude (não necessariamente o primeiro sinal detectado) [3].

A difusão do atraso em excesso define a extensão temporal do canal acima de um determinado limiar de recepção. O valor de τ_X é algumas vezes chamado de tempo de espalhamento da intensidade de potência, mas em todos os casos deve ser relatado a um limiar

que relaciona o ruído com as componentes máximas recebidas do caminho múltiplo [7]. Na prática, valores para estes parâmetros de dispersão temporal dependem da escolha do limiar de ruído usado para processar o nível de potência recebida $P(\tau_k)$. O limiar a ser adotado não deve ser muito baixo para que o ruído não seja processado como componente de caminho múltiplo, aumentando assim os valores dos espalhamentos.

2.1.8 Perfil de atraso de potência

As pequenas variações do sinal podem estar relacionadas diretamente à resposta ao impulso do canal de rádio. A resposta ao impulso é uma caracterização do canal de banda larga e contém as informações necessárias para simular ou analisar qualquer tipo de transmissão de rádio [2 e 3]. Isso provém do fato de que um canal de rádio pode ser modelado como um filtro linear com uma resposta ao impulso variando com o tempo, em que a variação de tempo deve-se à movimentação do receptor no espaço. A resposta ao impulso é uma caracterização útil do canal, pois pode ser usada para prever e comparar o desempenho de muitos sistemas de comunicação móveis e larguras de banda de transmissão para determinada condição do canal.

Se a resposta ao impulso do canal for considerada invariável no tempo, ou se for pelo menos estacionária no sentido da largura por um intervalo de tempo ou distância em pequena escala, então a resposta de impulso do canal é dada por [3],

$$h_b(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i) \delta(\tau - \tau_i). \quad (2.10)$$

A suposição da invariância no tempo para uma área é válida quando a resolução de atraso de tempo do modelo de resposta ao impulso do canal está relacionada a cada componente de caminho múltiplo. Ao medir ou prever a resposta ao impulso $h_b(\tau)$, um pulso de sondagem $p(t)$, que se aproxima de uma função delta, é usado no transmissor [3]. Ou seja, $p(t) = \delta(t - \tau)$, é usado para sondar o canal a fim de determinar $h_b(\tau)$.

Para a modelagem de canal em pequena escala, o perfil de atraso de potência (*Power Delay Profile* - PDP) do canal é descoberto considerando a média espacial de $|h_b(\tau)|^2$ no ponto de recepção do sinal. No caso de várias medições de $|h_b(\tau)|^2$, em diferentes locais, é possível montar um conjunto de perfis de atraso de potência, cada um representando um estado do canal de caminho múltiplo possível em pequena escala. Essa metodologia foi utilizada para representar o perfil de atraso de potência em vários momentos em vários pontos de um corredor em [8].

Com base no trabalho de Cox [9], se $p(t)$ possui uma duração de tempo muito menor que a resposta ao impulso do canal de caminho múltiplo, $p(t)$ não precisa ser desconvolvido a

partir do sinal recebido $r(t)$ (como é mostrado em [3], pág. 120) a fim de determinar as intensidades de canal de caminhos múltiplos relativas. O perfil de atraso de potência recebido em um local é dado por

$$P(\tau) = \overline{k|h_b(t, \tau)|^2}. \quad (2.11)$$

A equação (2.11) determina o perfil de atraso de potência a partir da resposta impulsiva do canal. A barra representa a média para o local e muitos instantâneos de $|h_b(t, \tau)|^2$ normalmente possuem a média calculada para um local (em pequena escala) para fornecer um único perfil de atraso de potência em caminho múltiplo $P(\tau)$ invariável com o tempo. O ganho k em (2.11) relaciona-se à potência transmitida na sondagem do pulso $p(t)$ para a potência total recebida em um perfil de atraso de caminho múltiplo.

2.1.9 A função de transferência

No domínio do tempo, para se obter o perfil de retardo de potência, é necessário realizar a deconvolução do sinal recebido com o sinal transmitido. De outro modo, para facilitar os cálculos, a análise pode ser realizada no domínio da frequência, primeiramente determinando a função de transferência do canal $H(f)$ a partir das tensões nos terminais das antenas de transmissão e recepção.

No cálculo da função de transferência a tensão na fonte de radiação é considerada como a tensão de entrada. A tensão calculada na posição referente ao receptor é considerada a tensão de saída. As tensões de entrada e saída são convertidas para o domínio da frequência utilizando a transformada de Fourier, isso é feito com auxílio da distribuição livre do *software GNU Octave*, utilizando o método de Filon. Os valores das tensões assim obtidos são divididos ponto a ponto. O esquema na Figura 2.3 ilustra o procedimento e o resultado é a função de transferência $H(f)$.

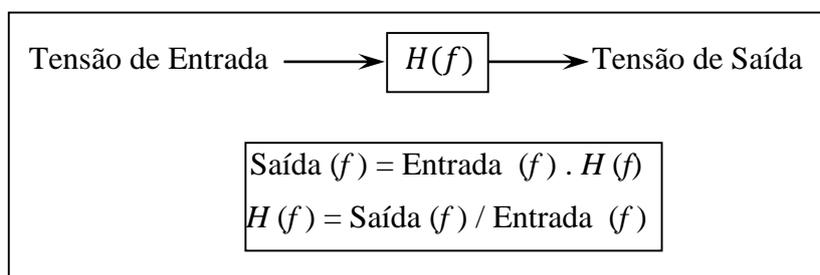


Figura 2.3 Diagrama de blocos ilustrando a operação linear de obtenção da função de transferência $H(f)$.

Determinada a função de transferência $H(f)$, procede-se com o cálculo da resposta impulsiva do canal $h(\tau)$ dada por (2.12). Esta equação refere-se à operação da anti-transformada de Fourier da função de transferência $H(f)$,

$$h(\tau) = \mathcal{F}^{-1}\{H(f)\}. \quad (2.12)$$

O perfil de retardo de potência é obtido a partir da resposta impulsiva $h(\tau)$, de acordo com (2.13). O resultado é normalizado e expresso em decibéis.

$$P_h(\tau) = |h(\tau)|^2. \quad (2.13)$$

A perda de retorno (seção 5.1) é a medida da quantidade de potência retornando à fonte. Com uma interpretação adequada, ela pode indicar a quantidade de energia irradiada pela antena em uma dada frequência (considerando o efeito Joule desprezível). Além disso, como o ambiente interior pode ser considerado como um sistema linear, do ponto de vista físico, é fácil ver que a quantidade de energia irradiada pela antena, para uma dada frequência, não é, de fato, importante para obter $H(f)$ e, conseqüentemente, não é importante para definir o PDP. No entanto, do ponto de vista numérico, se as amplitudes dos campos em uma dada frequência são baixas no receptor, erros de arredondamento em avaliações numéricas podem produzir valores incorretos para $H(f)$. Por esta razão, a perda de retorno da antena transmissora equivalente deve ser inferior a -4 dB para toda a faixa de interesse, para garantir que o sinal chegue ao receptor com amplitudes satisfatórias, a fim de evitar problemas de arredondamento. Isto também significa que a obtenção de um perfil específico da perda de retorno não é essencial, pois $H(f)$ é uma quantidade relativa.

2.1.10 Características da propagação no ambiente interior

Com o desenvolvimento dos sistemas de comunicação pessoal (do inglês, *Personnel Communication System - PCS*) [3], é necessário incluir no projeto a caracterização da propagação da onda em ambientes fechados. A propagação no ambiente interior 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 conhecimento das características do sinal recebido, quanto ao nível de potência e à estatística associada (dispersão temporal), é importante em projetos que implementam serviços de telecomunicações que utilizam a frequência ultra-alta (do inglês, *Ultra High Frequency - UHF*). Esta faixa de frequência compreende o intervalo de 300 MHz a 3 GHz. Nesse intervalo, há pouca propagação ionosférica, o que os torna ideais para reutilização da frequência [2].

Sistemas na faixa UHF podem empregar antenas de tamanho moderado, tornando estas frequências uma boa escolha para comunicações móveis. As aplicações destas frequências incluem rádio FM, rádio de avião, celular/PCS telefones, a *Family Radio Service (FRS)*, *paggers*, Sistema de Posicionamento Global (*Global Position System - GPS*). A propagação da onda na faixa UHF possuem o mínimo de sensibilidade às condições meteorológicas e penetração da

onda nas construções de forma moderada. As aplicações típicas utilizam antenas verticais (polarização vertical). O desempenho na faixa UHF é afetado pelo fenômeno conhecido como atenuação por caminhos múltiplos (*multipath fading*) – descrito na seção 2.2.3 – típico de ambientes interiores. Devido à reflexão, difração e ao espalhamento da onda nas estruturas do interior de edifícios, o sinal transmitido chega ao receptor por vários caminhos. As componentes do campo com propagação NLOS, aliadas à componente direta (LOS), se combinam para formar o sinal recebido, o qual será uma versão distorcida do sinal transmitido.

Por ter origem em processos aleatórios, pouco se pode fazer para eliminar os distúrbios devido ao desvanecimento por caminhos múltiplos. Entretanto, se o canal for bem caracterizado, os efeitos das distorções e atenuações podem ser minimizados através do projeto e especificações e posições adequadas do transmissor e receptor. Constatam-se na prática que a propagação em ambientes interiores é influenciada por aspectos específicos tais como sua arquitetura e materiais usados na construção. No contexto de uma rede *wireless*, por exemplo, um ambiente interior difere do ambiente exterior em dois aspectos: menor raio de cobertura e maior variabilidade do sinal no ambiente. Assim, a caracterização do canal de propagação é essencial ao projeto de sistema de telecomunicações. Considerar as características do ambiente interior é levar em conta, por exemplo, as características físicas do ambiente como perdas devido as paredes, efeitos de guia de onda em corredores, espalhamento da onda, entre outros [1 - 5].

2.2 Método de predição no ambiente interior

A escolha de um método numérico eficiente para predição da propagação da onda eletromagnética depende da relação entre o comprimento de onda mínimo e as dimensões dos objetos do ambiente sob análise. No problema estudado aqui, o comprimento de onda é, aproximadamente, igual a 0,30 m, o que corresponde à frequência na faixa UHF de 900 MHz. O método consolidado na literatura [1 - 25] para análise da propagação da onda eletromagnética em ambiente interior é o método das diferenças finitas no domínio do tempo (do inglês *Finite-Difference Time-Domain*, FDTD). Este método tem sido amplamente utilizado no estudo da propagação e irradiação de ondas eletromagnéticas devido a sua facilidade em abordar problemas de valores de contorno e de valor inicial.

2.2.1. Método das diferenças finitas no domínio do tempo

O método numérico das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) baseia-se na resolução numérica das equações de Maxwell quando aplicado em simulações da propagação de ondas eletromagnéticas. Foi inicialmente proposto por *Kane Yee* em 1966 [10], sendo uma forma

simples e elegante de discretização das equações de Maxwell temporais na forma diferencial. O método considera dois aspectos principais: distribuição geométrica discreta das componentes dos campos elétrico \vec{E} e magnético \vec{H} , em células, de maneira a satisfazer tanto a *Lei de Faraday* quanto a *Lei de Ampère* nas formas diferencial e integral, tal como mostrado na Figura 2.4. O outro ponto é a aproximação das derivadas espaciais e temporais por diferenças finitas centradas de forma a obter as equações explícitas para a atualização temporal de todas as componentes de campo. Além disso, as componentes do campo elétrico são sempre deslocadas no tempo em “meio” passo temporal das componentes do campo magnético, de maneira a satisfazer as derivadas temporais associadas à distribuição espacial citada anteriormente [14].

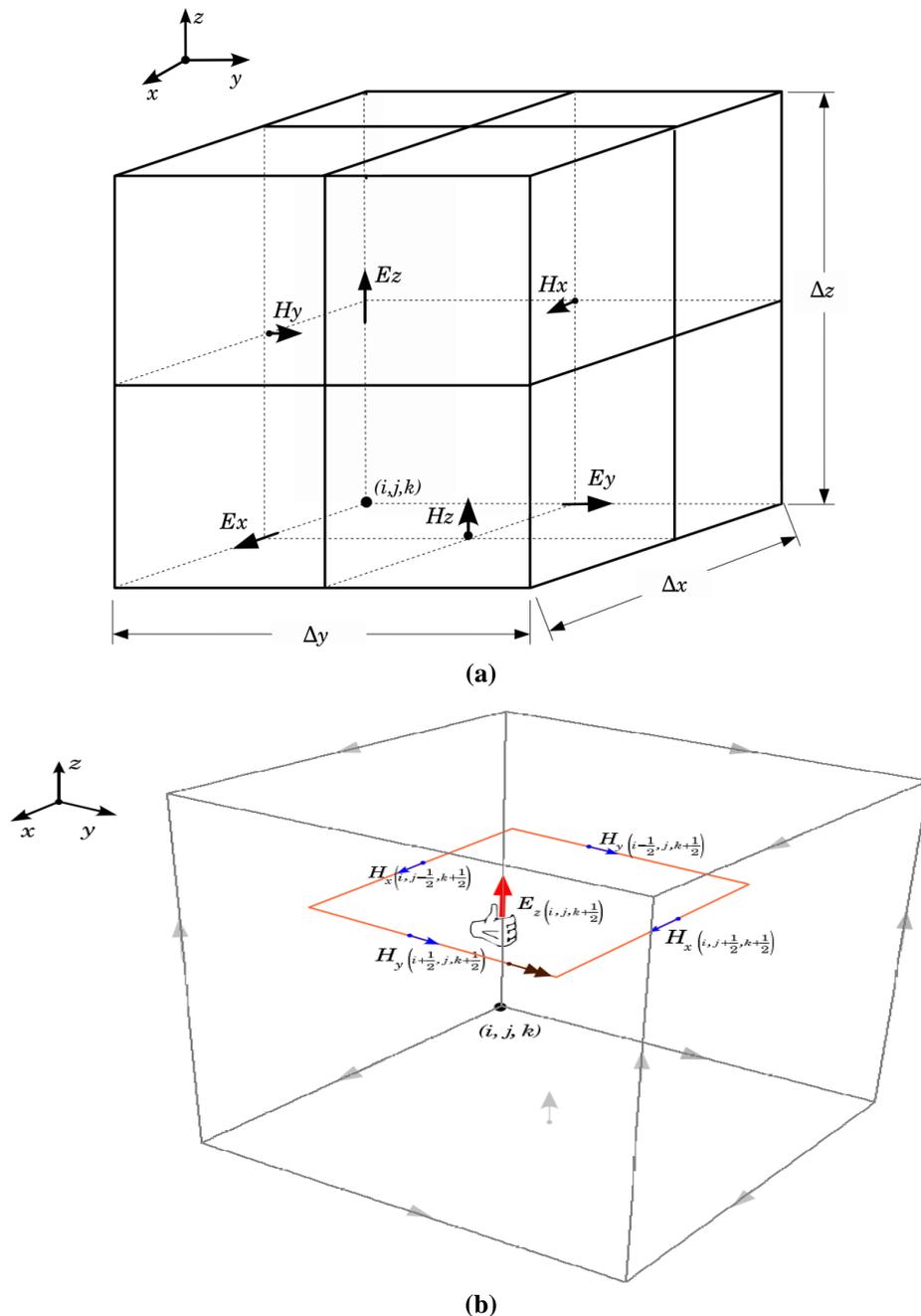


Figura 2.4 Célula de Yee: (a) Componentes do campo eletromagnético dispostos na célula de Yee; (b) Componentes do campo magnético circulando ao redor da componente na direção z do campo elétrico (adaptadas de [14]).

Kane Yee, além de se basear no conceito de aproximações centradas para as derivadas, baseou-se nos pilares de toda a teoria de propagação de ondas eletromagnéticas no universo macroscópico ao definir seu esquema de distribuição espacial e temporal das componentes de campo em seu algoritmo numérico [10], ilustrado pela Figura 2.4. A formulação do método FDTD utilizada para desenvolver o *software* apresentado no Capítulo 4 está descrita e comentada, didaticamente, em [12, 14, 15,18].

2.2.2. Diferenças finitas aplicadas às equações de Maxwell

Para representar as equações de Maxwell (*Lei de Faraday e Lei de Ampère*) na forma computacional, é necessário fazer com que as soluções pertencentes a uma região contínua sejam aproximadas utilizando um grupo de pontos que discretizam a região [14]. Para o caso em que se aplicam as equações de Maxwell a problemas de propagação da onda eletromagnética, a região é aproximada por uma malha composta pelas células de *Yee* [10] (Fig. 2.4).

A diferença finita é uma abordagem que permite representar as equações diferenciais em equações de diferenças algébricas. O tempo é tratado de forma discreta. A aproximação por derivada centrada unidimensional, tanto em relação ao tempo quanto em relação ao espaço é, de acordo com a série de Taylor de segunda ordem, representada por [10-15],

$$\frac{\partial f(x)}{\partial x} \approx \frac{f(x + \Delta x) - f(x - \Delta x)}{2\Delta x} \quad (2.14)$$

A derivada da função f em relação a x é obtida a partir do valor da função nas posições $x + \Delta x$ e $x - \Delta x$. Teoricamente, quanto menor o valor de Δx , melhor a aproximação da derivada. Computacionalmente, esse valor é limitado pela precisão da máquina ou das variáveis produzidas pelo compilador.

Considerando as equações de Maxwell, a localização espacial das componentes de campo na malha computacional (conjunto de células de *Yee* onde estão dispostas as componentes de campo elétrico e magnético) em três dimensões, Figura 2.4, é escrita segundo a notação:

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

onde Δx , Δy e Δz representam os valores das arestas da célula de *Yee*. Dessa forma, qualquer grandeza pode ser representada no tempo e no espaço como

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

sendo i, j e k os índices dos incrementos espaciais. O tempo é abordado de forma discreta pelo incremento temporal Δt e seu índice n mostra a iteração em que a simulação se encontra. Assim, $n\Delta t$ representa o instante de tempo, em segundos, no qual a onda é calculada na malha.

A derivada da função f em (2.14) pode ser expandida em série de Taylor.

Considerando a variação desta função em torno de um ponto, pode-se aproximar o resultado de sua derivada por diferenças centradas. Isto pode ser visto através de uma série calculada em $+\Delta x/2$ e outra obtida em $-\Delta x/2$. Assim, obtêm-se duas séries que utilizam as derivadas de ordem m ($m = 1, 2, 3, 4\dots$) da função para defini-la no ponto. Faz-se a diferença entre essas duas séries e a aproximação para a primeira derivada da função pode ser definida como [10 – 15]:

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

O erro $O(\delta^2)$ de segunda ordem ($m = 2$) define a precisão da aproximação como sendo de segunda ordem. Para representar a variação discreta no tempo, escreve-se:

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

A representação computacional (equações de atualização em FDTD) utilizando o conceito de derivada centrada nas Leis de Faraday e Ampère, respectivamente, é dada por:

$$E_x^{n+1}(i+\frac{1}{2}, j, k) = E_x^n(i+\frac{1}{2}, j, k) \left(\frac{1 - \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon}} \right) + \frac{\Delta t}{\varepsilon \left(1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon} \right)} \left[\frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j-\frac{1}{2}, k)}{\Delta y} \right] - \frac{\Delta t}{\varepsilon \left(1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon} \right)} \left[\frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k-\frac{1}{2})}{\Delta z} \right] \quad (2.15)$$

$$E_y^{n+1}(i, j+\frac{1}{2}, k) = E_y^n(i, j+\frac{1}{2}, k) \left(\frac{1 - \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon}} \right) + \frac{\Delta t}{\varepsilon \left(1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon} \right)} \left[\frac{H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k-\frac{1}{2})}{\Delta z} \right] - \frac{\Delta t}{\varepsilon \left(1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon} \right)} \left[\frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i-\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k)}{\Delta x} \right] \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned}
E_z^{n+1} \left(i, j, k + \frac{1}{2} \right) &= E_z^n \left(i, j, k + \frac{1}{2} \right) \left(\frac{1 - \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon}} \right) \\
&+ \frac{\Delta t}{\varepsilon \left(1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon} \right)} \left[\frac{H_y^{n+\frac{1}{2}} \left(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2} \right) - H_y^{n+\frac{1}{2}} \left(i - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2} \right)}{\Delta x} \right] \\
&- \frac{\Delta t}{\varepsilon \left(1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon} \right)} \left[\frac{H_x^{n+\frac{1}{2}} \left(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) - H_x^{n+\frac{1}{2}} \left(i, j - \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right)}{\Delta y} \right]
\end{aligned} \tag{2.15}$$

$$\begin{aligned}
H_x^{n+\frac{1}{2}} \left(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) &= H_x^{n-\frac{1}{2}} \left(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) \\
&+ \frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_y^n \left(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) - E_y^n \left(i, j + \frac{1}{2}, k \right)}{\Delta z} - \frac{E_z^n \left(i, j + 1, k + \frac{1}{2} \right) - E_z^n \left(i, j, k + \frac{1}{2} \right)}{\Delta y} \right]
\end{aligned} \tag{2.15}$$

$$\begin{aligned}
H_y^{n+\frac{1}{2}} \left(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2} \right) &= H_y^{n-\frac{1}{2}} \left(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2} \right) \\
&+ \frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_z^n \left(i + 1, j, k + \frac{1}{2} \right) - E_z^n \left(i, j, k + \frac{1}{2} \right)}{\Delta x} - \frac{E_x^n \left(i + \frac{1}{2}, j, k + 1 \right) - E_x^n \left(i + \frac{1}{2}, j, k \right)}{\Delta z} \right]
\end{aligned} \tag{2.15}$$

$$\begin{aligned}
H_z^{n+\frac{1}{2}} \left(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k \right) &= H_z^{n-\frac{1}{2}} \left(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k \right) \\
&+ \frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_x^n \left(i + \frac{1}{2}, j + 1, k \right) - E_x^n \left(i + \frac{1}{2}, j, k \right)}{\Delta y} - \frac{E_y^n \left(i + 1, j + \frac{1}{2}, k \right) - E_y^n \left(i, j + \frac{1}{2}, k \right)}{\Delta x} \right]
\end{aligned} \tag{2.15}$$

2.2.3. Os modos transversais magnético e elétrico em FDTD

Para o caso bidimensional, pode-se simplificar as equações anteriores (2.15) (a) - (f) em coordenadas retangulares utilizando o modo transversal magnético (TM_z). Esse modo considera as componentes eletromagnéticas H_z, E_x e E_y iguais a zero ($H_z = E_x = E_y = 0$). As equações (2.16) são expressões do campo eletromagnético necessárias para o desenvolvimento do método FDTD-2D no modo TM_z . As equações (2.17) representam a forma computacional de implementação do método FDTD-2D.

A distribuição geométrica das componentes em duas dimensões considerando o modo TM_z é mostrada na Figura 2.5. Neste modo, o campo elétrico é determinado pela componente E_z e pelas componentes do campo magnético H_x e H_y , de acordo com o método FDTD-2D.

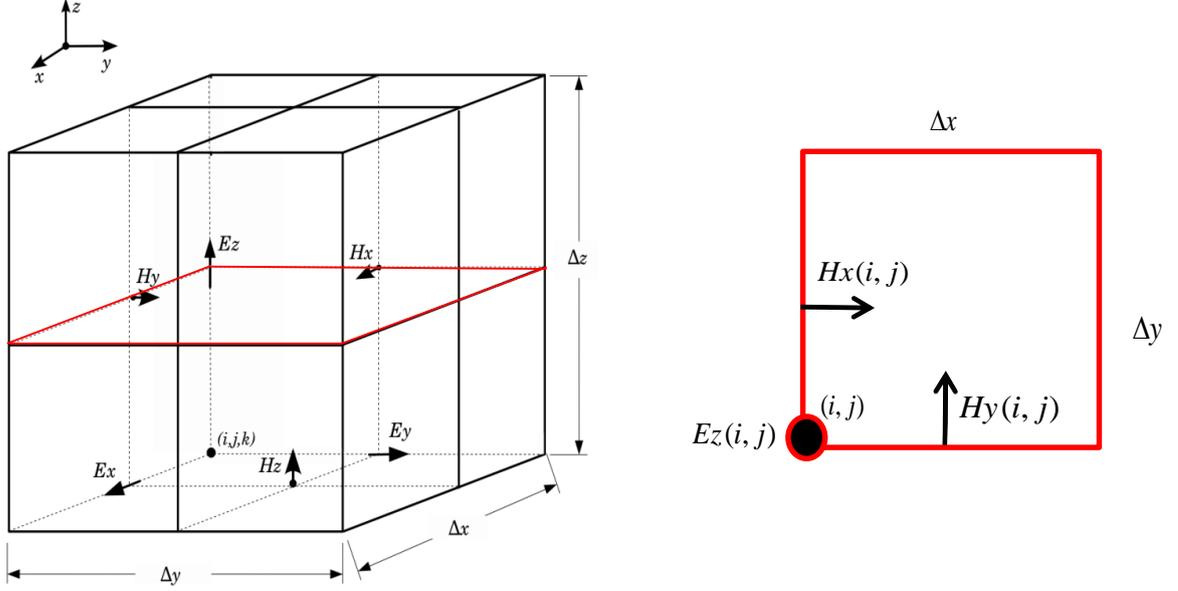


Figura 2.5 Distribuição geométrica das componentes do modo TMz na célula bidimensional de Yee (adaptado de [14]).

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (2.16)$$

(a)

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (2.16)$$

(b)

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} \right) \quad (2.16)$$

(c)

A representação computacional das equações (2.16) (a – c) com endereços espacial (i, j) e temporal (n) são descritas por (2.17) (a – f) com as paredes absorventes do tipo UPML (*Uniaxial Perfectly Matched Layers*) [12–15, 18]. Estas equações são responsáveis pela atualização dos campos elétrico e magnético a cada iteração e, consequentemente, pela marcha temporal característica do método FDTD.

$$E_z^{n+1}(i, j) = E_z^n(i, j) \left(\frac{1 - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{1}{\varepsilon_0 \varepsilon_r \left(1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0} \right)} \left[D_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j) \left(1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0} \right) - D_z^{n-\frac{1}{2}}(i, j) \left(1 - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0} \right) \right] \quad (2.17)$$

(a)

$$D_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j) = D_z^{n-\frac{1}{2}}(i, j) \left(\frac{1 - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{\left(1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0} \right)} \left[\frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i-\frac{1}{2}, j)}{\Delta x} + \frac{H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j-\frac{1}{2})}{\Delta y} \right] \quad (2.17)$$

(b)

$$H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}) = H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}) \left(\frac{1 - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{1}{\mu_0 \left(1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0} \right)} \left[B_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}) \left(1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0} \right) - B_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}) \left(1 - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0} \right) \right] \quad (2.17)$$

(c)

$$B_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) = B_x^{n-\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) \left(\frac{1 - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{\left(1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}\right)} \left[\frac{E_z^n(i+1,j) - E_z^n(i,j)}{\Delta y} \right] \quad (2.17)$$

$$H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) = H_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left(\frac{1 - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{\mu_0 \left(1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0}\right)} \left[B_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left(1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0}\right) - B_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left(1 - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0}\right) \right] \quad (2.17)$$

$$B_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) = B_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left(\frac{1 - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{\left(1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}\right)} \cdot \left(\frac{E_z^n(i+1,j) - E_z^n(i,j)}{\Delta x} \right) \quad (2.17)$$

Na literatura pesquisada, existem referências ao modo transversal magnético TMz, visto anteriormente, e ao modo transversal elétrico TEz, que considera as componentes E_x, E_y e H_z no cálculo da propagação da onda eletromagnética em duas dimensões. Estas componentes estão distribuídas no plano xy da célula de Yee, na forma mostrada na Figura 2.4.

De interesse deste trabalho e com o propósito de calcular o campo elétrico no plano xz da célula de Yee, foi utilizado o modo transversal elétrico TEy. Esse modo considera as componentes do campo eletromagnético distribuídas geometricamente no plano xz da célula, conforme mostra a Figura 2.6. O modo TEy é composto pelas componentes E_x, E_z e H_y .

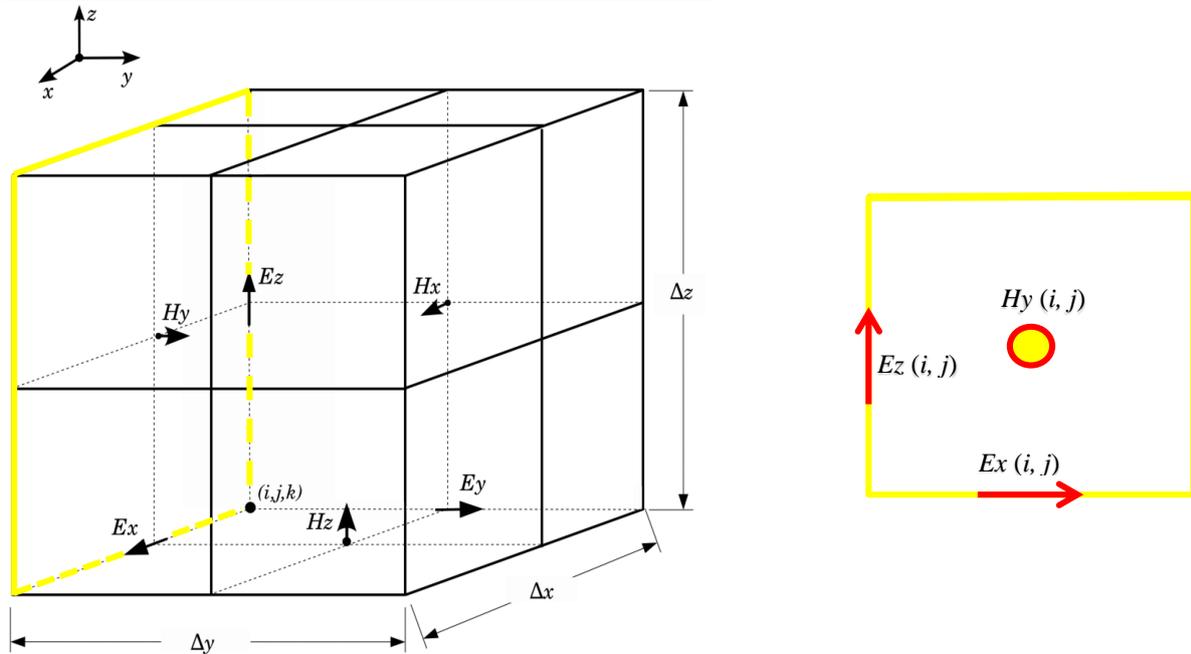


Figura 2.6 Distribuição geométrica das componentes do modo TEy na célula bidimensional de Yee.

A simplificação das equações de Maxwell para descrever o modo TEy, considera as componentes do campo magnético H_x, H_z e a componente do elétrico E_y iguais a zero ($H_x =$

$H_z = E_y = 0$), o que conduz as seguintes equações:

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(-\frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (2.18) \quad (a)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \sigma E_z \right) \quad (2.18) \quad (b)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \right) \quad (2.18) \quad (c)$$

A representação em FDTD das equações (2.18) (a – c) no endereço espacial (i, j) e no instante discreto (n) são descritas por (2.19) (a – f). Nas seguintes equações, a região absorvente UPML é considerada [12, 15, 18].

$$E_x^{n+1}(i+\frac{1}{2},j) = E_x^{n-1}(i+\frac{1}{2},j) + \frac{1}{\varepsilon_o \varepsilon_r} \left[D_x^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left(1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_o} \right) - D_x^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left(1 - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_o} \right) \right] \quad (2.19) \quad (a)$$

$$D_x^{n+1}(i+\frac{1}{2},j) = D_x^{n-1}(i+\frac{1}{2},j) \left(\frac{1 - \frac{\sigma_z \Delta t}{2\varepsilon_o}}{1 + \frac{\sigma_z \Delta t}{2\varepsilon_o}} \right) + \frac{\Delta t}{\left(1 + \frac{\sigma_z \Delta t}{2\varepsilon_o} \right)} \left[-\frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) - H_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j)}{\Delta z} \right] \quad (2.19) \quad (b)$$

$$E_z^{n+1}(i,j) = E_z^{n-1}(i,j) \left(\frac{1 - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_o}}{1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_o}} \right) \quad (2.19) \quad (c)$$

$$+ \frac{1}{\varepsilon_o \varepsilon_r \left(1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_o} \right)} \left[D_z^{n+\frac{1}{2}}(i,j) \left(1 + \frac{\sigma_z \Delta t}{2\varepsilon_o} \right) - D_z^{n-\frac{1}{2}}(i,j) \left(1 - \frac{\sigma_z \Delta t}{2\varepsilon_o} \right) \right] \quad (c)$$

$$D_z^{n+1}(i,j) = D_z^n(i,j) + \Delta t \left[\frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) - H_y^{n-\frac{1}{2}}(i-\frac{1}{2},j)}{\Delta x} \right] \quad (2.19) \quad (d)$$

$$H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) = H_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left(\frac{1 - \frac{\sigma_z \Delta t}{2\varepsilon_o}}{1 + \frac{\sigma_z \Delta t}{2\varepsilon_o}} \right) + \frac{\Delta t}{\mu_0 \left(1 + \frac{\sigma_z \Delta t}{2\varepsilon_o} \right)} \left[B_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) - B_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \right] \quad (2.19) \quad (e)$$

$$B_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) = B_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left(\frac{1 - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{\left(1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}\right)} \left(\frac{E_z^n(i+1,j) - E_z^n(i,j)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(i+\frac{1}{2},j) - E_x^n(i+\frac{1}{2},j)}{\Delta z} \right) \quad (2.19)$$

Estas equações representam a formulação necessária para a predição do sinal eletromagnético em ambientes bidimensionais, 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 interior não considera: reflexões no chão e teto; difrações nos cantos superiores e inferiores; mudança de polarização da onda ao sofrer refração; mudança na direção de propagação do eixo vertical devido à refração e difração nas paredes.

Em relação à fonte de excitação, é observado que a onda proveniente de uma fonte “pontual”, idealizadamente isotrópica em três dimensões, possuiria padrão esférico de radiação. No caso da onda propagando-se em duas dimensões, o padrão de radiação é circular. Essa diferença é notadamente expressa nas perdas por propagação que é maior para o caso do sinal propagando-se em três dimensões. Ou seja, a onda propagando em duas dimensões sofre menos perdas em relação àquela que se propaga em três dimensões devido à expansão tridimensional da onda eletromagnética (com reduzida densidade de potência a certa distância da fonte).

2.2.4. Condições para estabilidade e precisão

As equações (2.15) (a) – (f), (2.17) (a) – (f) e (2.19) (a) – (f) atendem as condições circulatorias do rotacional associadas às variações temporais de cada componente de \vec{E} e \vec{H} . Todavia, considerando a discretização do ponto de vista numérico, é necessário descrever critérios que garantam que o processo iterativo venha a convergir para a solução exata. Essa condição está intimamente ligada aos incrementos espaciais Δx , Δy e Δz e suas associações com o incremento temporal Δt [12-13].

O algoritmo descrito pelas equações (2.15), obtido a partir da aproximação (2.14), por considerar erros em sua formulação, causa efeitos numéricos que afetam a precisão do método, como a dispersão (velocidade de fase diferente de c no vácuo, por exemplo). Isso se deve ao fato de que as aproximações nos cálculos geram erros que são propagados. Intuitivamente, isso se verifica de forma mais acentuada em malhas eletricamente grandes. Para

reduzir esses fenômenos, é adotado o seguinte critério para os incrementos espaciais [12 - 15]:

$$\Delta_{x,y,z} \leq \frac{\lambda_{min}}{10}. \quad (2.20)$$

A redução da dispersão numérica será possível se os incrementos espaciais (Δx , Δy , Δz) possuírem apenas uma fração do comprimento de onda. O comprimento de onda deve ser representado por no mínimo dez células. Associado ao critério anterior, o incremento temporal, que implica na estabilidade numérica da solução, deve ser escolhido de forma que

$$\Delta t < \frac{1}{v_{max}} \left(\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (2.21)$$

sendo v_{max} o valor máximo que pode ser obtido para a velocidade da onda em todo o volume numérico. As equações (2.20) e (2.21) definem a precisão e estabilidade computacional do método FDTD, para o caso de uma onda que se propaga na malha de Yee. A condição (2.21) é conhecida como *condição de Courant*, que permite que haja estabilidade nas soluções das equações de FDTD para \vec{E} e \vec{H} evitando que estas cresçam indefinidamente em suas amplitudes [14].

2.2.5. Camadas de absorção perfeitamente casadas (UPML)

Quando se utiliza o método das diferenças finitas no domínio do tempo aplicados à problemas abertos, há a necessidade de impor, nos limites do volume numérico de interesse, condições de absorção da onda. Se tais condições não forem impostas, é necessário considerar a propagação da onda ao infinito, o que requer quantidade infinita de memória e de processamento computacional, tornando o método FDTD irrealizável. Se a região for simplesmente truncada sem os cuidados de uma região de absorção, haverá problemas de reflexão da onda para a região de análise [14].

Para essas limitações, foram desenvolvidas as condições absorventes (do inglês *Absorbing Boundary Conditions* – ABCs) [14, 15, 18]. A ideia é absorver as ondas que chegam aos limites da região em análise de maneira a simular sua propagação para o infinito, sem reflexões que alterem a propagação na região de interesse. As técnicas ABCs são baseadas na ideia de camadas perfeitamente casadas com a região sob análise (do inglês *Perfectly Matched Layers* - PML). O desenvolvimento desta técnica traz uma interpretação física (formulação baseada nas equações de Maxwell) que independem de fatores como ângulo de incidência, polarização e frequência da onda incidente na região de truncagem [14]. Desse modo é possível fazer com que a onda seja atenuada independente da frequência, do ângulo de incidência e da polarização no momento em que incide na região de absorção. Assim construídas, a região de

absorção consegue eliminar possíveis reflexões para o ambiente de análise.

A região de análise truncada com um meio dispersivo, com níveis de atenuação graduais, dada pela anisotropia do meio é mostrada na Figura 2.7, [14,15]. O meio dispersivo também resolve o problema das reflexões, pois ele é provido de casamento perfeito de impedância. Essa técnica é conhecida como PML uniaxial ou UPML (*Uniaxial Perfectly Matched Layers*). Pesquisas de modelagem de meios absorventes vêm evoluindo e aumentando a eficácia do método FDTD [12 – 15, 18].

Na região de análise, são especificadas as características constitutivas do meio de interesse e aplicadas às equações de Maxwell, atualizando os campos, elétrico e magnético, a cada iteração com as expressões (2.17) ou (2.19) para os respectivos casos bidimensionais. Na região de UPML, são definidos os parâmetros de atenuação e perdas descritos em [18]. Essa região é ainda envolvida por uma parede condutora elétrica (PEC) para anular os pequenos campos elétricos tangenciais que chegam à essa região. É importante observar que as reflexões desses campos na parede elétrica externa serão rapidamente atenuadas pela UPML no caminho de volta [14, 15 e 18].

O principal objetivo é impor as condições de propagação de maneira que a onda seja totalmente transmitida para a região de UPML e, ao mesmo tempo, atenuada por ela. O desenvolvimento das equações das equações de Maxwell, sobre o domínio da frequência, para formulação detalhada dos parâmetros constitutivos do meio dissipativo UPML e sua implementação computacional estão descritos de forma didática em [18].

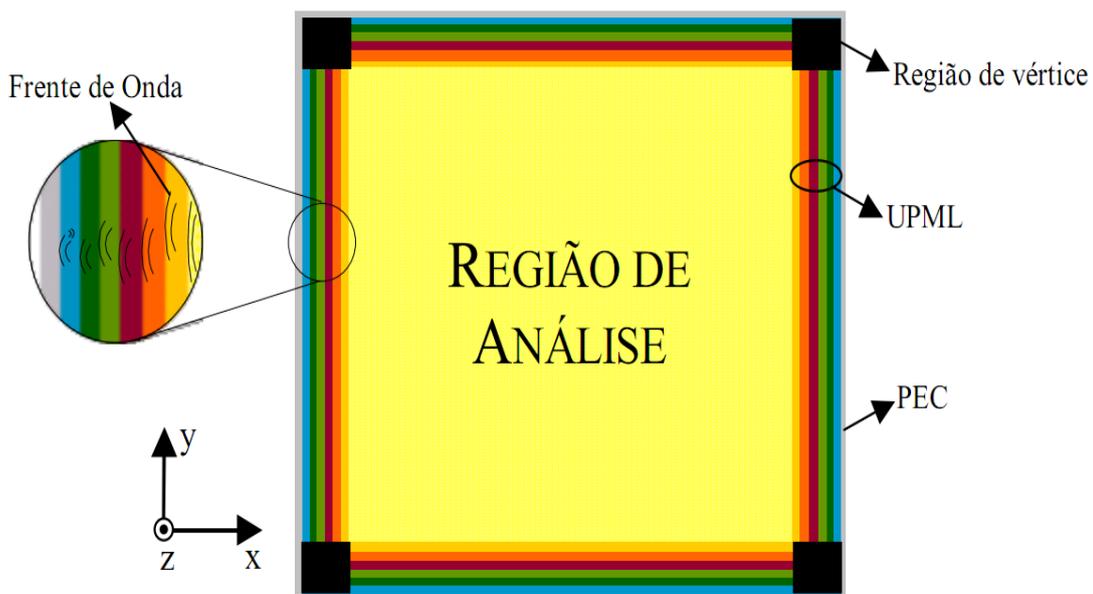


Figura 2.7 Imagem que mostra a truncagem da malha usando a UPML em um plano [14, 15].

Capítulo 3

MÉTODO FDTD-2D COM RESPOSTAS TRANSITÓRIAS CORRIGIDAS

O método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) é amplamente utilizado na determinação de campos eletromagnéticos em problemas de propagação de ondas [1, 2, 5, 10 - 25]. A versão em duas dimensões deste método (FDTD-2D) é de fácil implementação e possui vantagens quanto ao tempo de processamento e pouco consumo de memória. A desvantagem do método FDTD-2D é devida a baixa eficiência na computação de resultados precisos.

Na análise de propagação de ondas eletromagnéticas, no caso específico de ambientes interiores, as contribuições das ondas refletidas no solo e no teto são decisivas para precisão do modelo de predição. Este trabalho, apresenta uma metodologia para o método FDTD-2D que inclui na predição as reflexões no solo e no teto. Isso é feito através dos modos de propagação descritos na seção 2.2.3. A ideia é realizar a composição dos modos transversos magnético e elétrico no cálculo da perda por caminho e no perfil de retardo de potência. Esta metodologia, que será descrita nos tópicos seguintes, é chamada método FDTD-2D com respostas transitórias corrigidas ou, simplesmente, correção aos resultados do método FDTD-2D.

Os resultados foram obtidos através da implementação bidimensional do método FDTD considerando o cubo de *Yee* com dimensão igual a 0,03333 m de aresta, incremento de temporal de $6,3683 \times 10^{-11}$ s, dimensões da grade FDTD iguais a 500×1000 células. O cálculo com o programa FDTD-2D foi realizado em um *notbook* com 8,0 GB de memória RAM e processador intel® core i7 com 4 núcleos e sistema operacional *Slackware* 14. Outros detalhes da implementação computacional com o método FDTD estão descritos no Capítulo 2.

3.1 A correção de Wu para os resultados do método FDTD-2D

Com o objetivo de aumentar a eficiência do método FDTD-2D, para que forneça resultados similares aos fornecidos pela versão em três dimensões (FDTD-3D), *Yan Wu* desenvolveu o que chamou de método FDTD-2D modificado [23-25]. Em seus trabalhos, *Wu* conseguiu com êxito à representar a perda por caminho no espaço livre e em um túnel através de uma correção adicionada ao método FDTD-2D. A vantagem desta abordagem é obter resultados confiáveis com pouco recurso computacional em termos de memória e tempo de processamento.

O método FDTD-2D com a correção de *Wu* é dado através de um fator de correção

(FC) descrito em [24]. Para determinar esse fator, primeiramente, deve-se considerar a formulação analítica da perda por caminho no espaço livre, descrita por (2.2). A perda por caminho expressa a perda da potência através da lei do inverso do quadrado da distância, ou seja, (2.2) expressa a atenuação da onda eletromagnética no espaço livre devido à absorção do meio.

Neste capítulo, o cálculo da perda por caminho será realizado considerando o espaço livre. A Figura 3.1 mostra a perda por caminho no espaço livre calculada através do modelo analítico (2.2), do método FDTD-2D e utilizando a correção de Wu. Foram consideradas 30 posições equidistantes em um metro, em linha reta a partir do transmissor (Tx). A curva da perda por caminho no espaço livre com o método FDTD-2D fornece valores menores quando comparado a curva analítica. Esta diferença é, principalmente, devido ao modelo analítico considerar a expansão da onda de forma geometricamente esférica e que expresse perdas de propagação em três dimensões. A diferença entre as representações das perdas mostrada na Figura 3.1 é, exatamente, a correção necessária para os resultados do método FDTD-2D representar com boa aproximação a perda analítica.

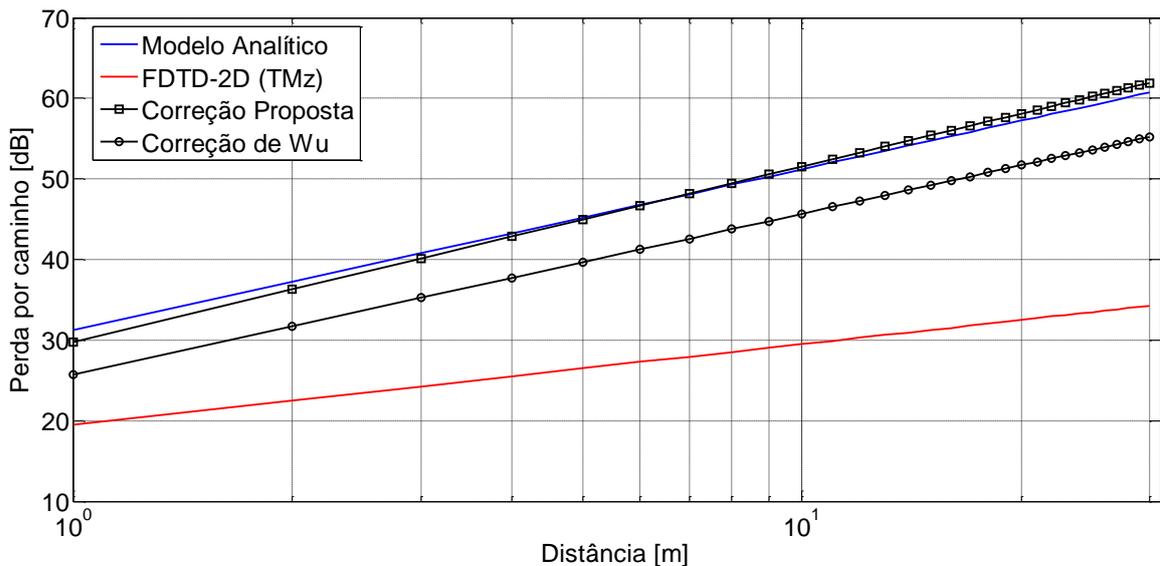


Figura 3.1 Curvas da perda por caminho no espaço livre.

A correção adicionada a perda por caminho obtida com o método FDTD-2D é a ideia principal proposta em [23]. Esta correção é calculada através de um fator de correção (FC) definido como a diferença entre as perdas por caminho expressas com o modelo analítico (PL) e com o método FDTD-2D, como mostrado na equação (3.1).

$$PL = PL_{2D} + FC. \quad (3.1)$$

No fator de correção estão as perdas que o método FDTD-2D não consegue expressar. Nos trabalhos de Wu [23-25] o fator de correção foi desenvolvido com base na equação analítica da perda por caminho, considerando a distância (R), em metros, e a frequência (f), em MHz.

$$FC = a \log_{10} R + b \log_{10} f + c [dB]. \quad (3.2)$$

As constantes a , b e c em (3.2) contém informações acerca das características das perdas. A constante a refere-se à perda no espaço livre, b está associado a frequência de operação da antena. A constante c refere-se as perdas ou ganhos da antena.

A perda por caminho é uma grandeza positiva, todavia, para reproduzir as curvas em [23] foi necessário considerar o seu negativo. A Figura 3.1 mostra que a correção de Wu não é adequada para representar a curva analítica, devido a implementação do método FDTD-2D realizada aqui ter diferentes parâmetros para a dimensão da célula de Yee , a saber 0,03333 cm.

No trabalho de Wu [23] os parâmetros FDTD utilizados foram: frequência de 868 MHz e tamanho da célula de Yee igual a 0,0173. Com esses parâmetros, os fatores de correção, considerando os modos TEz e TMz, respectivamente, são mostrados em (3.3) (a) e (b).

$$\begin{aligned} FC_{TE} &= 10,0040 \log_{10} R + 10,0006 \log_{10} f + 23,3220 [dB]. & (a) \\ FC_{TM} &= 9,9959 \log_{10} R + 9,9981 \log_{10} f + 23,1850 [dB]. & (b) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Era esperado que a curva da perda por caminho de Wu não representasse a curva analítica devido as diferenças na implementação do método FDTD. Para que a curva dada pelo método FDTD-2D represente a curva analítica foi necessário determinar novos valores para as constantes, a , b e c , do fator de correção. Aqui, isto foi realizado empiricamente, através do ajuste e análise das curvas dadas pelo método FDTD-2D e pelo modelo analítico. O fator de correção proposto para o espaço livre (FC_{EL}) utilizando o modo TMz é mostrado em (3.4). A correção proposta é dada por (3.4) adicionado a curva expressa pelo método FDTD-2D o que produz boa aproximação à curva analítica, como mostrado na Figura 3.1.

$$FC_{EL} = 11,7959 \log_{10} R + 12,2981 \log_{10} f - 25,8850 [dB]. \quad (3.4)$$

A escolha das constantes com critérios definidos e que possa fornecer melhor aproximação à curva analítica é um problema em aberto que deve ser resolvido em trabalho futuro.

O método FDTD-3D será utilizado para fornecer a curva da perda por caminho no espaço livre e, em seguida, serão calculadas novas constantes do fator de correção para adequar a curva dada pelo método FDTD-2D. A Figura 3.2 mostra a curva da perda por caminho expressa com o método FDTD-3D. Este método considera, além da perda por absorção do meio, a propagação da onda eletromagnética como uma expansão geometricamente esférica. É uma representação mais realista da propagação da onda eletromagnético e pelo fato de considerar antenas na simulação sua curva expressa maior perda. Por isso, são necessários novos valores para as constantes do fator de correção, a fim de adequar a perda por caminho fornecida com o método FDTD-2D ao resultado fornecido com o método FDTD-3D. Novamente, o ajuste é

empírico e os novos valores para as constantes estão descritos em (3.5).

$$FC_{EL-3D} = 10,49 \log_{10} R + 12,65 \log_{10} f - 23,38 [dB]. \quad (3.5)$$

A correção proposta é dada pela soma do fator de correção (3.5) com a curva dada pelo método FDTD-2D e expressa boa concordância com a curva dada pelo método FDTD-3D, como mostrado na Figura 3.2.

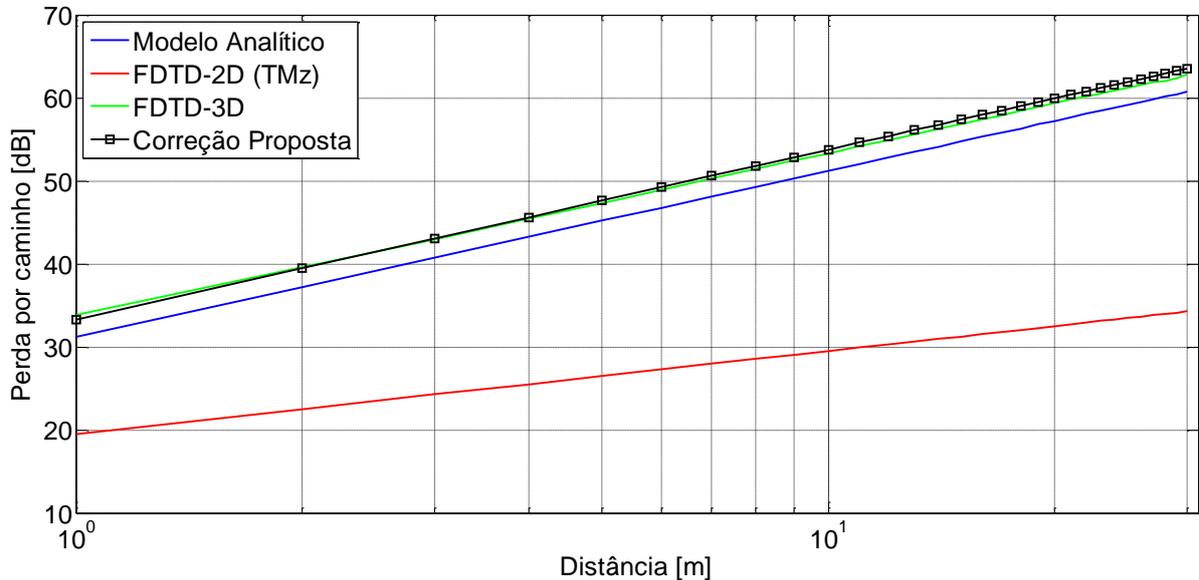


Figura 3.2 Correção proposta ao método FDTD-2D, no modo TMz.

Na obtenção da perda por caminho com o método FDTD-3D considerou-se a antena discônica descrita seção 5.1. A perda por caminho no espaço livre fornecida com o modelo analítico difere da perda fornecida com o método FDTD-3D devido a inclusão da antena discônica na simulação deste último.

3.2 A Correção proposta utilizando os modos TMz e TEy.

O desenvolvimento de um programa utilizando o método FDTD-2D é, geralmente, realizado através de um dos modos transversos magnético (TMz) ou elétrico (TEz), os quais referem-se ao plano xy da célula de *Yee*. No caso do problema analisado neste trabalho, a polarização é vertical, o que direciona a utilização dos modos TMz e TEy, isso porque ambos possuem a componente E_z do campo elétrico, como pode ser verificado na seção 2.2.3.

A seguir será mostrado a perda por caminho no espaço livre, calculada através da componente E_z do campo elétrico, utilizando os modos TMz e TEy, em trinta pontos de recepção (Rx). Estas posições estão afastadas do transmissor (Tx) de um em um metro, ou seja, a primeira posição (Rx1) está a um metro do transmissor e a última posição (Rx30) está a trinta metros do transmissor.

3.2.1 Campo elétrico no modo TMz

O método FDTD-2D utilizando o modo transverso magnético (TMz) fornece valores do campo elétrico na direção z , da célula de Yee , e do campo magnético nas direções x e y , conforme descrito na seção 2.2.3. A Figura 3.3 (a) mostra a componente E_z do campo elétrico calculada no transmissor, no modo TMz. A duração deste sinal na fonte é de aproximadamente $3,5246 \text{ ns}$. A Figura 3.3 (b) mostra a componente E_z do campo elétrico calculado nas posições de 1 a 6 m, afastadas do transmissor, que correspondem, respectivamente, as posições Rx1 a Rx6.

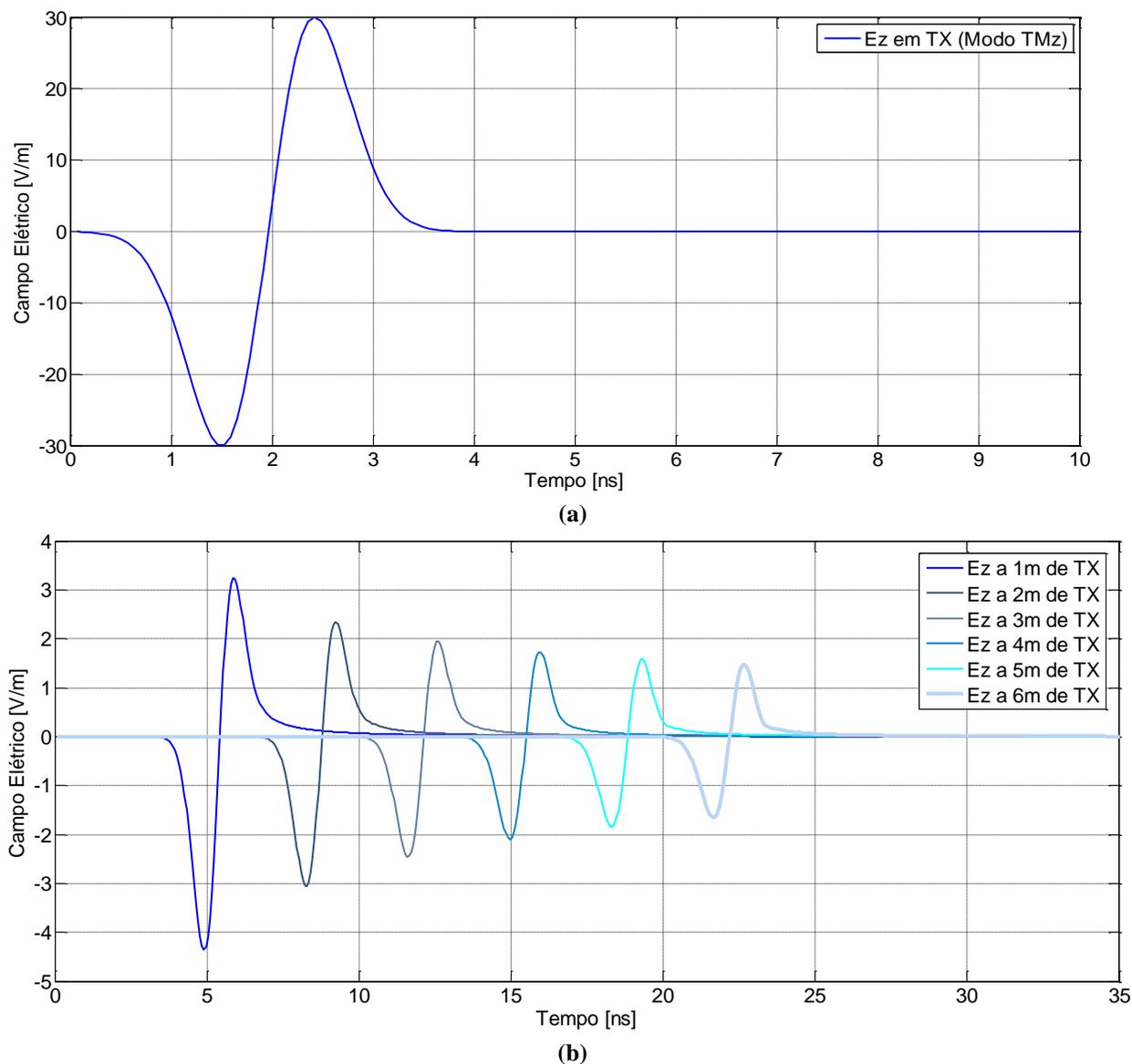


Figura 3.3 Campo elétrico calculado no modo TMz nos pontos de transmissão e recepção.

As perdas por caminho, calculadas através da componente E_z do campo elétrico, modo TMz, estão descrita nas Figuras 3.1 e 3.2, na seção anterior. Estas curvas ficam abaixo do modelo analítico pelo fato dos valores dos campos elétricos no receptor serem elevados. Isso contribui para valores menores da perda por caminho, uma vez que é dada pela razão entre a

potência transmitida e recebida. O método FDTD-2D, modo TMz, não consegue reproduzir com eficiência o resultado expresso pelo modelo analítico, apontando a necessidade de correção.

3.2.2 Campo elétrico no modo TEy

Na célula de Yee, o modo TEy representa as componentes dos campos elétricos nas direção x e z e a componente do campo magnético na direção y . A disposição destes campos no plano xz permite a representação aproximada da antena polarizada verticalmente, como mostra a Figura 3.4. A antena foi construída igualando a zero os campos E_x e E_z nas células que compõe suas dimensões, Figura 3.4 (a). A Figura 3.4 (b) mostra a propagação da onda eletromagnética 3,14 ns após a fonte ser excitada por um pulso monociclo gaussiano, descrito no capítulo 5.

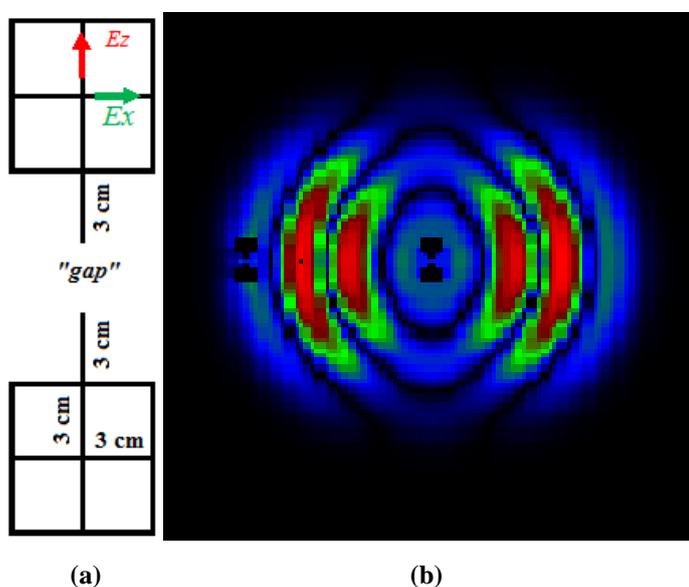
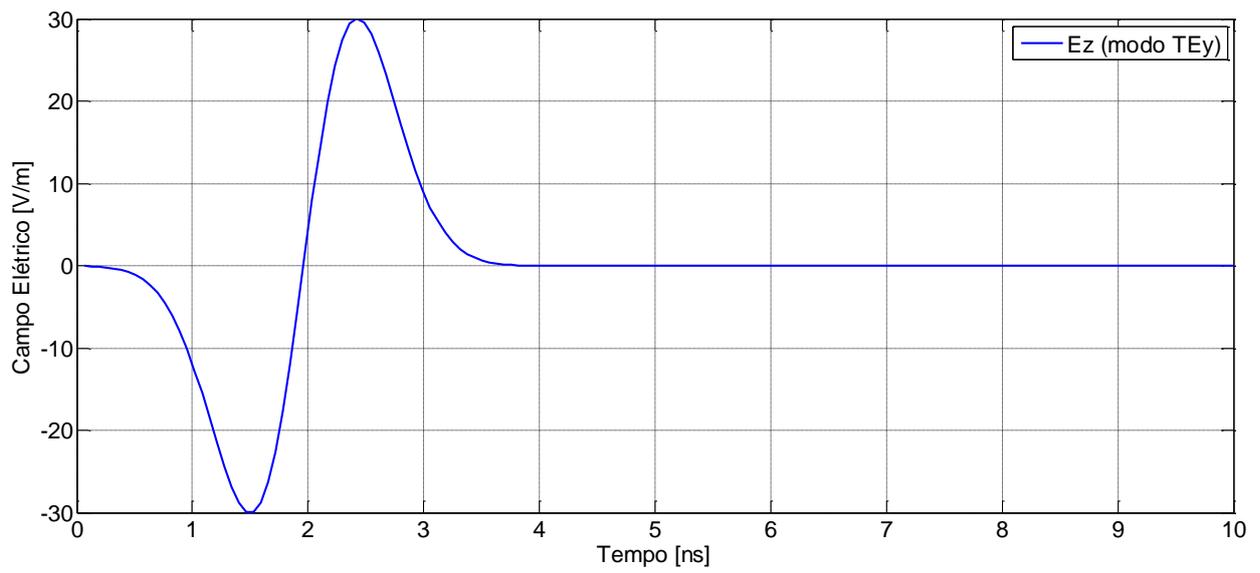
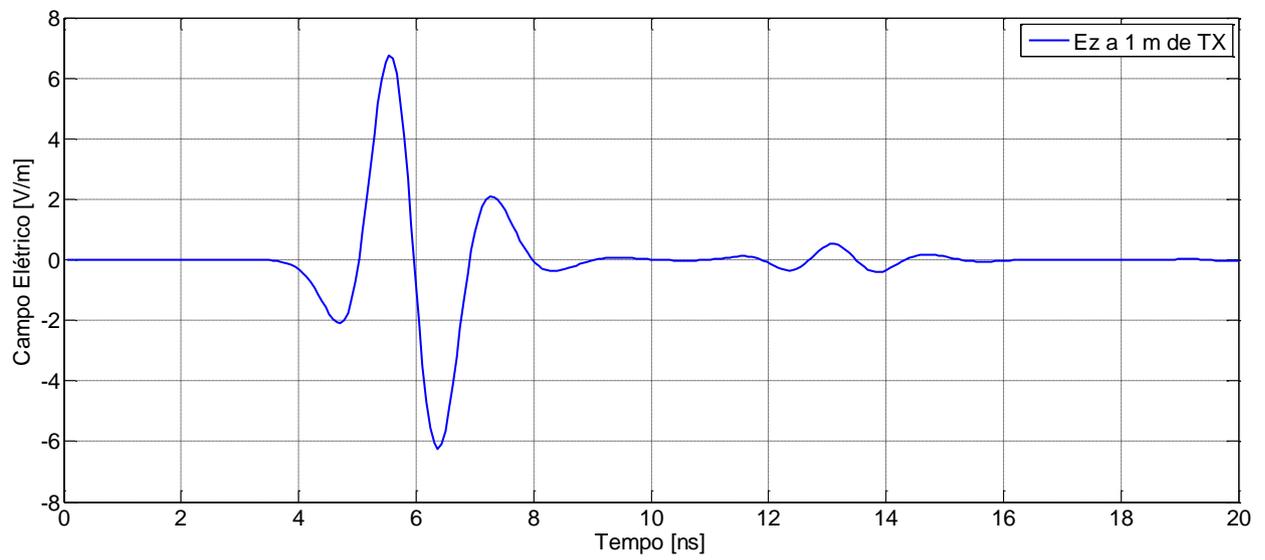


Figura 3.4 Representação da antena em FDTD-2D. (a) Geometria e (b) imagem da propagação de um pulso no “gap” da antena.

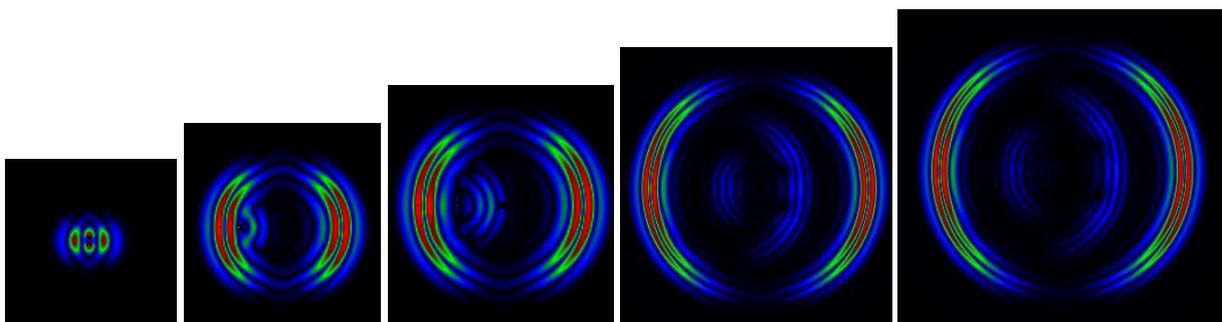
A Figura 3.5 (a) confirma que a amplitude e o tempo de duração do pulso no “gap” da fonte são os mesmos do modo TMz. A inclusão da representação aproximada da antena no modo TEy gera ganho no cálculo do campo elétrico. A Figura 3.5 (b) mostra a amplitude do campo elétrico recebido a um metro do transmissor (Rx1) e a duração do pulso de, aproximadamente, 6 ns. O receptor, também detecta, entre 11 e 15 ns, o sinal proveniente da reflexão do campo elétrico na antena transmissora. A Figura 3.5 (c) mostra imagens da propagação da onda nos instantes 3,18 ns, 7,0 ns, 8,28 ns, 3,37 ns e 15,92 ns. Nestas imagens é possível perceber a reflexão da onda eletromagnética nas antenas.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.5 Campo elétrico calculado no modo TEy nos pontos de transmissão (Tx) e recepção (Rx1).

A perda por caminho calculada a partir da componente E_z do campo elétrico no modo TEy é mostrada na Figura 3.6. A consideração da antena nas simulações com o método FDTD-2D contribui para o aumento das amplitudes dos campos fazendo com que a curva da perda por caminho apresente menores perdas. A correção de Wu não é suficiente para representar as perdas. Isso porque, no cálculo da correção, Wu utiliza fonte isotrópica e o valor de 0,0173 m para o tamanho da célula de Yee .

Para representar a curva da perda por caminho dada pelo método FDTD-3D utiliza-se a correção proposta (3.6) adicionada a curva dada no modo TEy pelo método FDTD-2D. A Figura 3.6 mostra as curvas FDTD-2D (vermelho), analítica (azul), FDTD-3D (verde) e a correção proposta (preto). A curva dada pelo método FDTD-2D com respostas corrigidas expressam perdas equivalentes aquelas produzidas pelo método FDTD-3D quando aplicadas ao espaço livre.

$$FC_{EL-TE} = 10,99 \log_{10} R + 18,10 \log_{10} f - 31,50 [dB]. \quad (3.6)$$

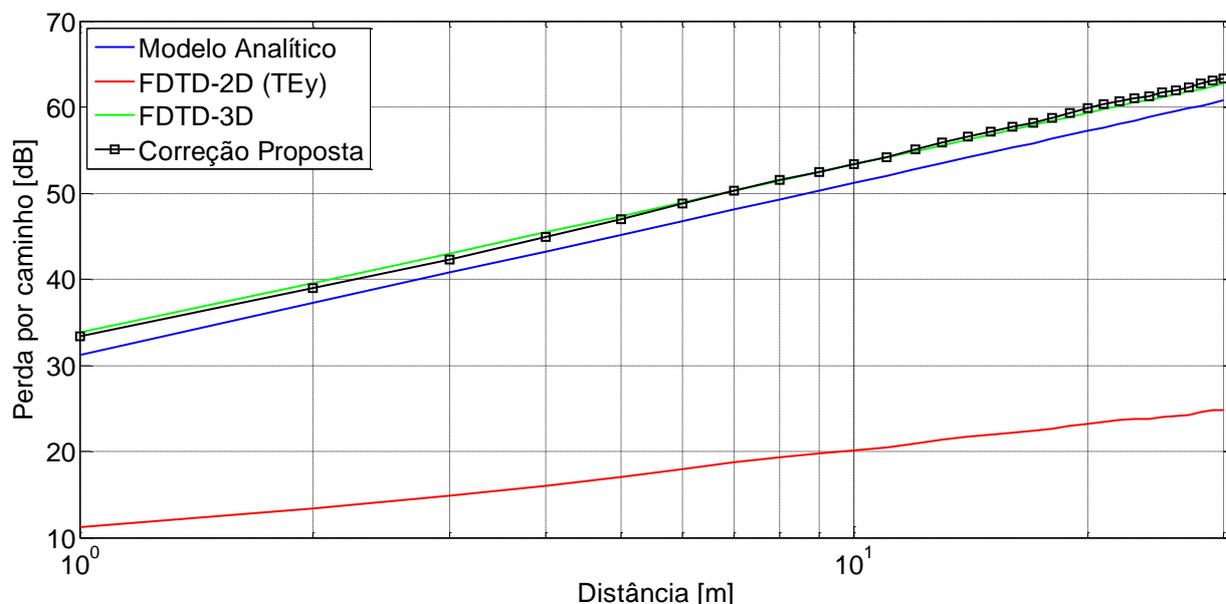


Figura 3.6 Correção proposta para a equivalência das perdas entre os métodos FDTD-2D e FDTD-3D.

3.3. Correção através da composição dos modos TMz e TEy

Os trabalhos pesquisados na literatura sobre o uso dos modos para implementação do método FDTD-2D em todos os casos utilizam o cálculo dos campos no modo TMz ou no TEz, o que exclui a possibilidade de cálculo das reflexões no solo e no teto. A proposta apresentada aqui para o cálculo do campo com o método FDTD-2D considera a composição dos campos elétricos nos modos TMz e TEy. A ideia é incluir no cálculo da perda por caminho a contribuição das perdas em dois planos, horizontal e vertical, do ambiente analisado. Ou seja para a determinação da onda eletromagnética no plano xy utilizaremos o modo TMz e para o plano xz o modo TEy,

levando em consideração que este último modo possibilita a inclusão da antena e a inclusão das contribuições do solo e do teto no cálculo do campo elétrico.

Desde modo o método FDTD-2D com respostas transitórias corrigidas será desenvolvido considerando dois aspectos para composição dos campos elétricos. O primeiro aspecto considera a soma das amplitudes dos campos elétricos nos modos TMz e TEy em todo o tempo considerado na análise. O segundo considera apenas a incidência direta de um dos pulsos, TMz ou TEy.

Para a posição afastada um metro do transmissor foram calculados os campos elétricos nos modos TMz e TEy (Figura 3.7). A composição dos modos é dada pela soma dos campos elétricos dos dois modos de cada incremento de tempo no intervalo de $1.8825 \mu\text{s}$. Considerando o incremento de tempo (dt) igual a $6.3683 \times 10^{-11}\text{s}$, tem-se 29560 amostras de campo elétrico calculados. A composição dos modos TMz e TEz é a soma de cada amostra do campo elétrico correspondente ao respectivo incremento de tempo. O resultado mostrado na Figura 3.7 (a) corresponde a composição do primeiro pulso que chega no receptor, tanto pelo modo TMz (azul) quanto por TEy (vermelho). As pequenas amplitudes observadas na Figura 3.7 (a) referem-se a reflexões das antenas descritas na secção 3.2.2. A composição dos campos foi dada pela soma de todos os valores de campo elétrico nos dois modos.

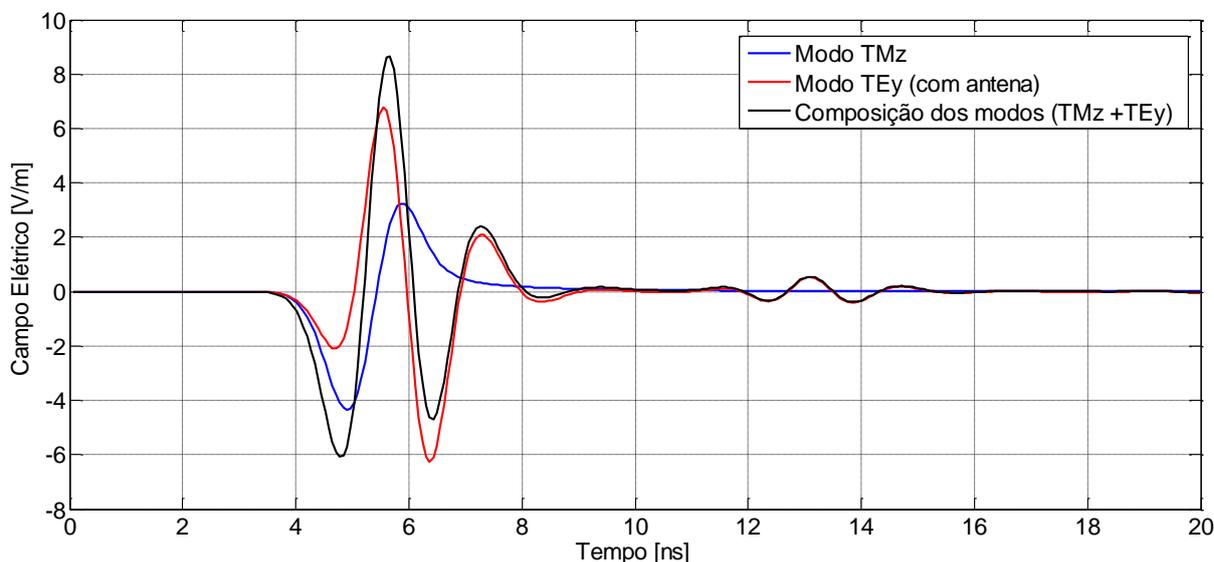


Figura 3.7 Composição dos modos TMz e TEy a 1 m do transmissor.

A composição utilizada neste trabalho é dada pela média da soma das amplitudes dos campos elétricos, TMz e TEy, que chegam no receptor, no intervalo de tempo do primeiro pulso que chega no receptor. A utilização da média da soma das amplitudes dos campos garante que apenas um pulso seja considerado. Ou seja, a média elimina a computação do sinal proveniente de duas fontes transmissoras, TMz e TEy, que é o caso da Figura 3.7. Para posição RX1, a

composição dos campos foi dada no intervalo de tempo de 9,5 ns, e em seguida calculou-se a média. No intervalo considerado estão os primeiros sinais detectados no receptor, conforme mostra a Figura 3.8. A composição dos campos elétricos nos modos TMz e TEy, que representam o primeiro pulso são computados no mesmo intervalo de tempo, em cada posição, no receptor. A Tabela I descreve o tempo coincidente de duração dos pulsos, nos modos TMz e TEz, que chegam no receptor, para todas as posições analisadas.

Tabela 3.1 Tempo coincidente de duração do primeiro pulso no receptor, nos modos TMz e TEy.

Posição	Tempo [ns]	Posição	Tempo [ns]	Posição	Tempo [ns]
Rx1	9,5	Rx11	42,5	Rx21	77,0
Rx2	13,5	Rx12	46,0	Rx22	80,0
Rx3	17,5	Rx13	49,5	Rx23	83,0
Rx4	19,5	Rx14	53,0	Rx24	87,5
Rx5	22,5	Rx15	56,5	Rx25	91,0
Rx6	26,0	Rx16	60,0	Rx26	94,0
Rx7	29,5	Rx17	63,0	Rx27	100,0
Rx8	32,5	Rx18	66,0	Rx28	103,0
Rx9	36,0	Rx19	69,5	Rx29	106,0
Rx10	39,5	Rx20	73,0	Rx30	109,0

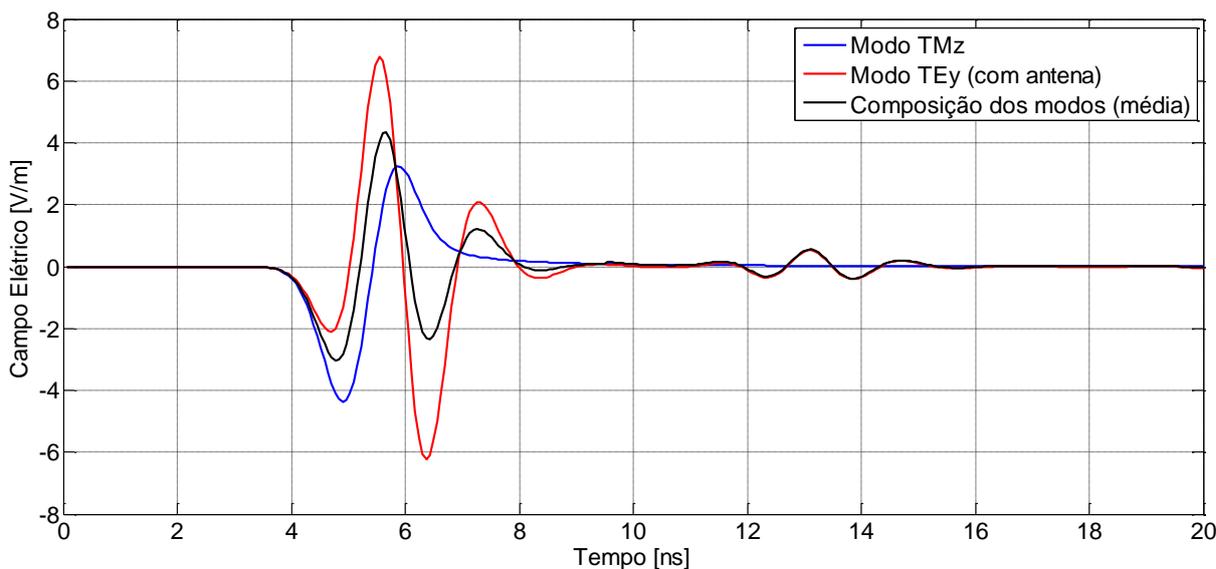


Figura 3.8 Composição dos modos TMz e TEy a 1m do transmissor. Composição a partir da média entre os primeiros pulsos TMz e TEy no receptor.

Analisando os dois casos de composição (soma, Figura 3.7, e média da soma, Figura 3.8), verifica-se que a consideração da média da soma fornece amplitude do campo elétrico menor, o que implica em valores maiores para a perda por caminho em comparação aos valores fornecidos com a composição considerando somente a soma dos modos.

Os resultados da composição dos modos, nos dois casos descritos anteriormente, são utilizados no cálculo da perda por caminho no espaço livre, considerando o receptor distribuído de forma equidistante num percurso em linha reta de 30 m a partir do transmissor.

Fica evidente na Figura 3.9 que a composição média (Composição 2) produz maior perda pois a amplitude do campo elétrico (Figura 3.8) é menor que a amplitude da composição dada pela soma dos campos elétricos (Figura 3.7).

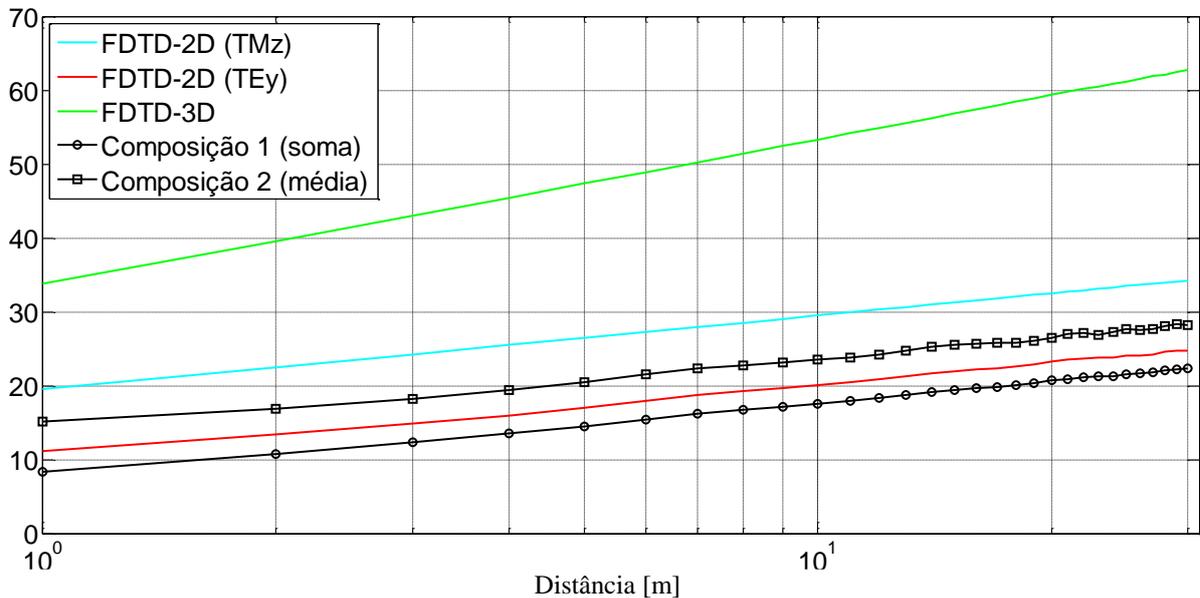


Figura 3.9 Composição dos modos TMz e TEy.

Dentro das possibilidades de análise da perda por caminho, o resultado obtido com a adição da perda por caminho dos modos TMz e TEz apresenta boa aproximação com o modelo analítico, mostrada na Figura 3.10. Essa possibilidade deve ser investigada em trabalho futuro.

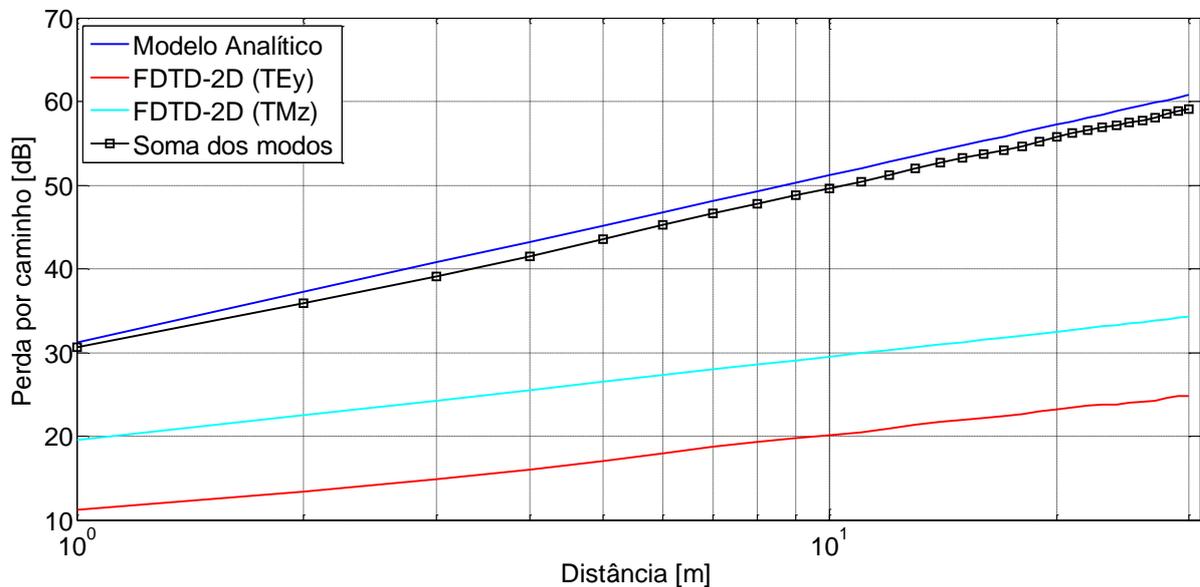


Figura 3.10 Soma dos modos TMz e TEy.

Como a composição dos modos em si só não representa a curva da perda por caminho dada pelo método FDTD-3D, deve-se, então, propor um fator de correção sobre as composições mostradas na Figura 3.9. A correção proposta aplicada a composição 1, soma dos campos nos modos TMz e TEy, é dada por (3.7). Esta correção ajusta a curva da composição 1,

método FDTD-2D, a curva dada pelo método FDTD-3D. A Figura 3.11 mostra excelente concordância entre a curva da correção proposta e a curva dada pelo método FDTD-3D.

$$FC_{soma} = 9,50 \log_{10} R + 12,20 \log_{10} f - 10,0 \text{ [dB]}. \quad (3.7)$$

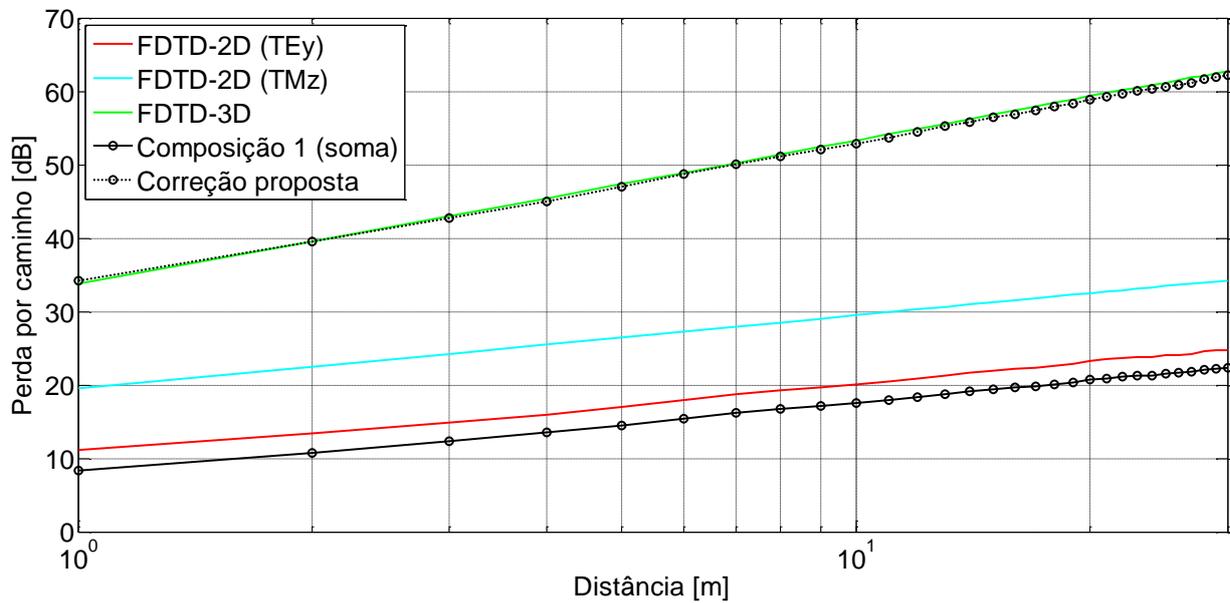


Figura 3.11 Correção para a composição dada pela soma dos campos elétricos nos modos TMz e TEy.

Para o segundo caso da composição dos modos, média da soma dos campos, sobre os primeiros pulsos de chegada no receptor, a Figura 3.12 mostra a correção proposta. A correção fornece excelente aproximação a curva FDTD-3D e foi conseguida utilizando os valores descritos em (3.8) para as constantes do fator de correção. Nota-se que os valores das constantes da correção proposta são, aproximadamente, iguais.

$$FC_{media}(3D) = 10,0 \log_{10} R + 10,01 \log_{10} f - 10,01 \text{ [dB]}. \quad (3.8)$$

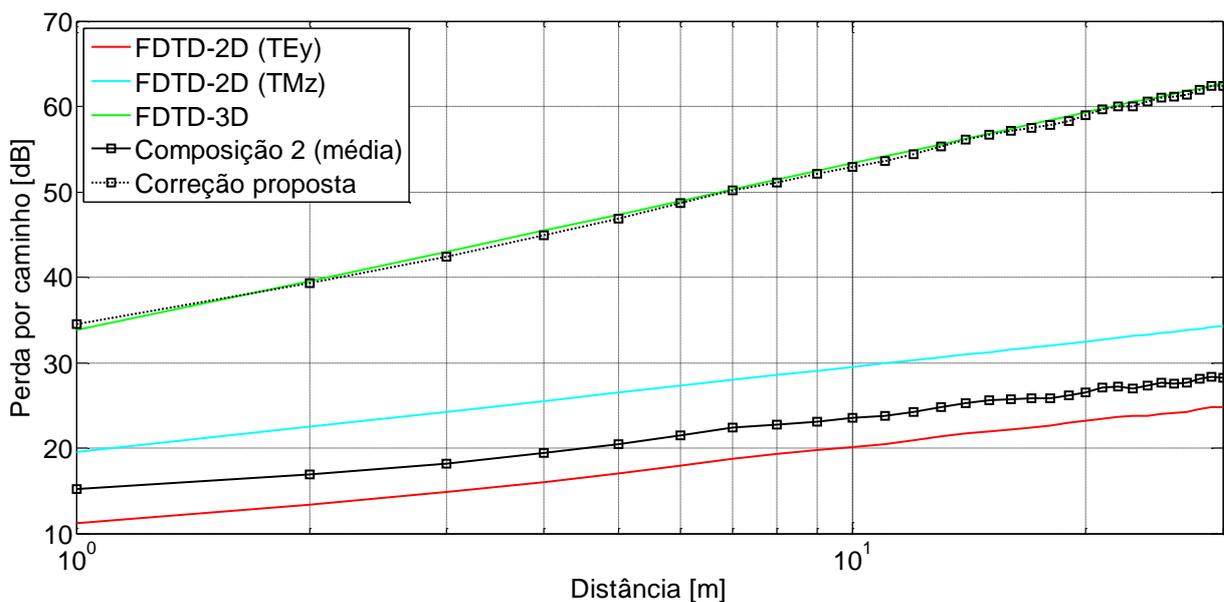


Figura 3.12 Correção proposta para a composição média dos campos nos modos TMz e TEy.

Capítulo 4

RECURSOS COMPUTACIONAIS

O desenvolvimento de programas e as simulações foram realizadas no Laboratório de Nanoeletrônica e Nanofotônica (LABNANO), no Instituto de Tecnologia, da Universidade Federal do Pará. O laboratório dispõe de um *cluster* (Figura 4.1) com dezesseis computadores (processador Intel® Core i5, 2,83 GHz e 8 GB de RAM). A comunicação física entre os computadores é realizada através de um *switch* com capacidade de 1000 Mbps e o sistema operacional utilizado foi o **Slackware Linux** (GNU/Linux).

Este Capítulo trata das ferramentas de processamento computacional utilizada neste trabalho. A seção 4.1 descreve o conceito de *cluster*. A ideia de processamento paralelo, utilizado no *cluster*, será abordada na seção 4.2. Em seguida, seção 4.3, é apresentada a topologia que permite a comunicação entre os processadores do *cluster*.

4.1. Cluster Beowulf

Cluster é um termo bastante utilizado relacionado a uma configuração de dois ou mais computadores, interligados via rede, que trabalham sincronizados trocando informações entre si em torno de um cálculo complexo.



Figura 4.1 Cluster “Amazonia” do laboratório de nanoeletrônica e nanofotônica.

Cluster Beowulf são *clusters* de desempenho escaláveis baseados numa infraestrutura de *hardware* comum, rede privada e *software open source* (Linux). O *hardware* comum pode ser qualquer tipo de computador, significando que não é necessário usar equipamentos próprios para *cluster*, bastando utilizar, por exemplo, equipamentos comuns a redes tradicionais e *desktops*, computadores pessoais (CPs). Para *Cluster Beowulf* existe um servidor responsável que gerencia todo o *cluster*, principalmente quanto à distribuição de tarefas e processamento. Esse servidor, comumente, é conhecido como servidor mestre (*Master*) e no caso do *cluster* do LABNANO é chamado de Amazônia. A tarefa a ser processada é separada em partes independentes, distribuídas a outros computadores que são da estrutura do *cluster*, que por sua vez processam os cálculos designados pelo servidor do sistema (*Master*). Essas máquinas são os nós do *cluster*. Um *cluster Beowulf* é um *cluster* com configuração de alta performance, normalmente utilizado para processamento científico, ou seja, processamento em larga escala.

4.2. Processamento Paralelo

A arquitetura de programação utilizando um *cluster* é a arquitetura paralela. Um sistema de computação paralela é uma alternativa para a realização de tarefas grandes e complexas de forma mais rápida. Isso é feito dividindo estas tarefas em tarefas menores que serão divididas entre vários processadores para serem executadas simultaneamente, de acordo com o esquema mostrado na Figura 4.2. Porém, é preciso ter o controle da comunicação entre os processadores para que haja coordenação (sincronização) da execução das diversas tarefas em paralelo.

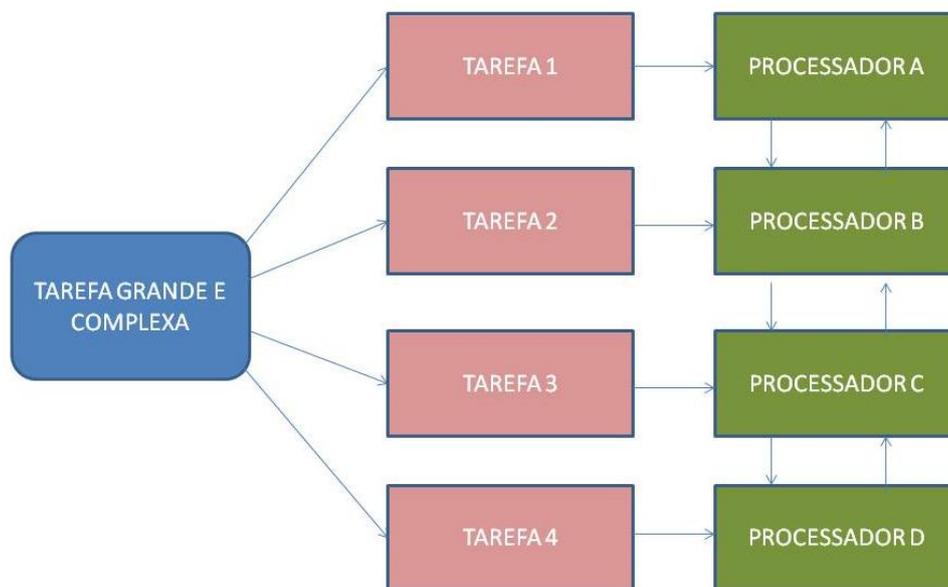


Figura 4.2 Exemplo de paralelismo de tarefa em quatro processadores.

Em [26] define-se programação em paralelo como um sistema de computação paralela e distribuída de uma coleção de elementos de computação (processadores), geralmente do mesmo tipo, interconectados de acordo com uma determinada topologia para permitir a coordenação de suas atividades e troca de dados.

A comunicação entre os processos em uma arquitetura paralela pode ocorrer através do compartilhamento de memória entre os vários processadores ou através de um sistema de troca de mensagens por um barramento rápido [27].

Na arquitetura paralela utilizada neste trabalho a máquina não compartilha memória. Cada posição de cada memória local (M) possui uma identificação (endereço) e pode ser acessada apenas por seu processador (P) associado, conforme mostrado na Figura 4.3. Esta configuração é denominada de multicomputadores. A configuração em que há o compartilhamento de memória é denominada de multiprocessadores.

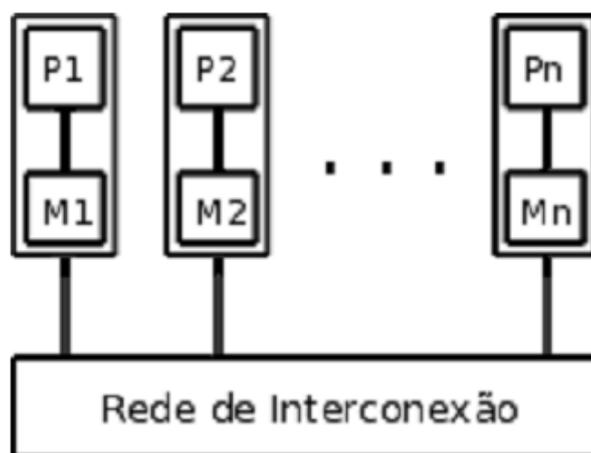


Figura 4.3 Arquitetura paralela na configuração de multicomputadores [19].

Para a criação de algoritmos nos termos de multicomputadores, é necessário utilizar construções do tipo *send* e *receive* que possibilitam a comunicação entre os processadores. Tal característica faz esse tipo de comunicação também ser conhecida como sistema de troca de mensagens (*message passing system*). A utilização de comunicação por passagem de mensagem é um dos principais mecanismos empregados para permitir processamento distribuído em multicomputadores conectados via rede. As formas de comunicação em sistemas paralelos são através de vetorização [15], OpenMP (interface de programação de aplicativo (API) para a programação multi-processo de memória compartilhada em múltiplas plataformas) [27] e da biblioteca MPI. Está última é a forma empregada nessa Tese e está descrita na próxima seção e nas referências [15, 26 e 27].


```

a=rand(3)
b=rand(3)

call MPI_INIT (ierr)
call MPI_COMM_SIZE (MPI_COMM_WORLD, nnodes, ierr)
call MPI_COMM_RANK (MPI_COMM_WORLD, myrank, ierr)

if(myrank.eq.0)then

    c=0.0
    do j=1,3
    do i=1,2
    do k=1,3
        c=c(i,j)+a(i,k)*b(k,j)
    enddo
    enddo
    enddo

call MPI_SEND(c,1,MPI_REAL,1,99,MPI_COMM_WORLD,ierr)

else

if(myrank.eq.1)then
d=0.0
do j=1,3
do i=3
do k=1,3
d=d(i,j)+a(i,k)*b(k,j)
enddo
enddo
enddo

call MPI_RECV(c,1,MPI_REAL,0,99,MPI_COMM_WORLD,status,ierr)

write(*,*) 'c=', c+d

endif
endif
call MPI_FINALIZE (ierr)
stop
endprogram
CCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCCC

```

Neste código, as funções em azul são da biblioteca MPI e devem ser chamadas com a instrução “call”. As três primeiras, `MPI_INIT`, `MPI_COMM_SIZE` e `MPI_COMM_RANK` sempre devem estar no programa após as declarações das variáveis.

A variável **myrank** é utilizada para indicar qual processador está em uso (0, 1, 2 ...);

`MPI_SEND` e `MPI_RECV` são, como os nomes sugerem, utilizadas para a troca de mensagens.

A sintaxe dessas funções são:

`MPI_SEND` (x, 1, MPI_REAL, 1, 99, MPI_COMM_WORLD, ierr)

`MPI_SEND` (a1, 1, a2, a3, a4, MPI_COMM_WORLD, ierr)

* a1 é o valor a ser enviado;

* a2 é o tipo da variável a1;

* a3 é o processador de destino;

* a4 é o código único que identifica a troca de mensagens (a ser controlado pelo programador).

`MPI_RECV` (x, 1, MPI_REAL, 0, 99, MPI_COMM_WORLD, status, ierr)

`MPI_RECV` (a5, 1, a2, a6, a4, MPI_COMM_WORLD, status, ierr):

* a5 é o tipo da variável de destino;

* a6 é o processador de onde vem à informação.

De uma forma geral as instruções MPI são:

MPI_SEND(sendbuf, count, datatype, dest, tag, comm, mpierr)

Onde *Sendbuf* é a identificação do *buffer*, ou seja, são os dados a serem enviados; *count* é o 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_RECV(recvbuf, count, datatype, source, tag, comm, status, mpierr)

Para a aplicação no *software* FDTD uma chamada típica da função SEND assumindo que o processo de número 1 deseja enviar uma componente de campo para o processo 2, é mostrada abaixo:

MPI_SEND(ez(i, j, k), 1, MPI_REAL, 2, 0, MPI_COMM_WORLD, 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_WORLD, status, mpierr)

Estas funções gerenciam o envio e recebimento das componentes de campo que estão em um domínio e são necessárias em outro. A Figura 4.4 mostra um esquema para desenvolver um programa FDTD paralelizado. Sob este esquema foi desenvolvido o *software* SAGS e com ele

foi possível paralelizar o problema estudado aqui. Toda a construção do SAGS e a paralelização estão descritos em [15].

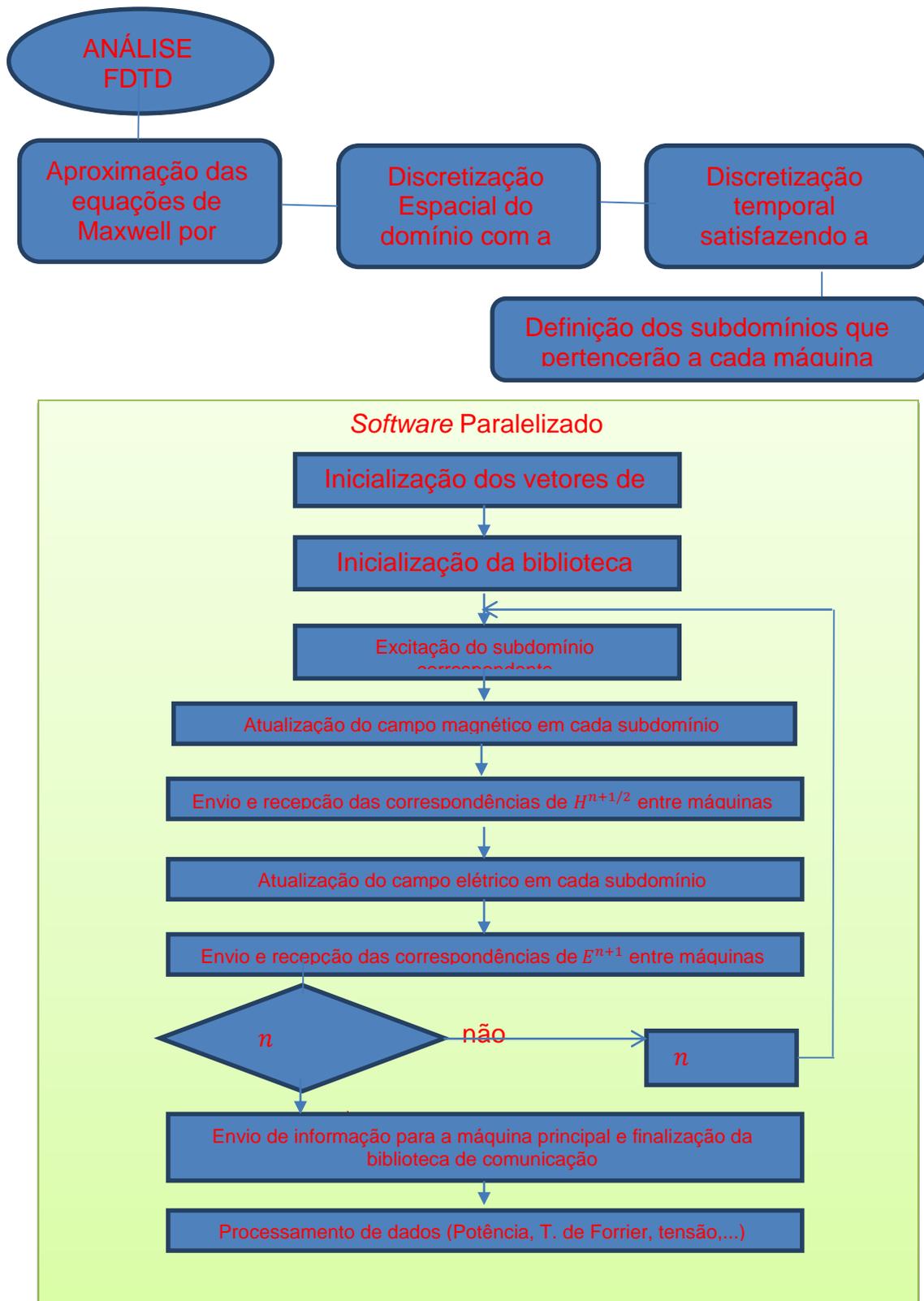


Figura 4.4 Diagrama de blocos com aplicação de FDTD paralelizado [15].

Capítulo 5

REPRESENTAÇÃO PROPOSTA EM FDTD-3D DA FONTE DE EXCITAÇÃO

A representação apropriada de antenas em ambientes interiores é decisiva para a predição dos parâmetros de transferência de potência eletromagnética usando o método FDTD-3D. Com o método padrão de *Yee* nem sempre é possível descrever todos os detalhes geométricos das antenas eletricamente pequenas. Diante dessa impossibilidade, apresentamos uma nova abordagem para a descrição da antena discônica na malha FDTD-3D. A validade desta abordagem é verificada através da comparação entre as perdas de retorno e dos ganhos fornecidos pela antena real e pela antena proposta neste trabalho.

5.1. A antena discônica

A antena utilizada na campanha de medições para obtenção dos dados experimentais em [7] é a antena discônica mostrada na Figura 5.1. Para a faixa de frequência de 950 MHz a 1800 MHz, o ganho da antena em função do ângulo de elevação θ (sistema de coordenada esférica) é mostrado na Figura 5.2. A perda de retorno da antena discônica é aproximadamente constante, abaixo de -15dB , e possui padrão de radiação omnidirecional [34], como mostrado nas Figuras 5.2 e 5.3.

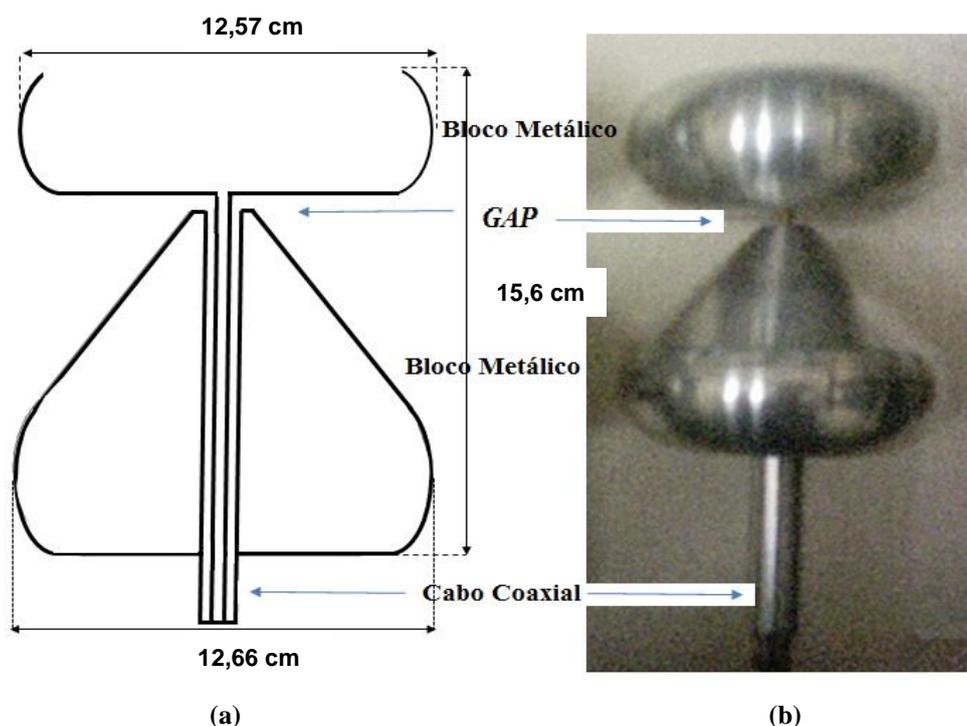


Figura 5.1 Antena utilizada nas medições. (a) Geometria da antena e (b) Fotografia da antena discônica.

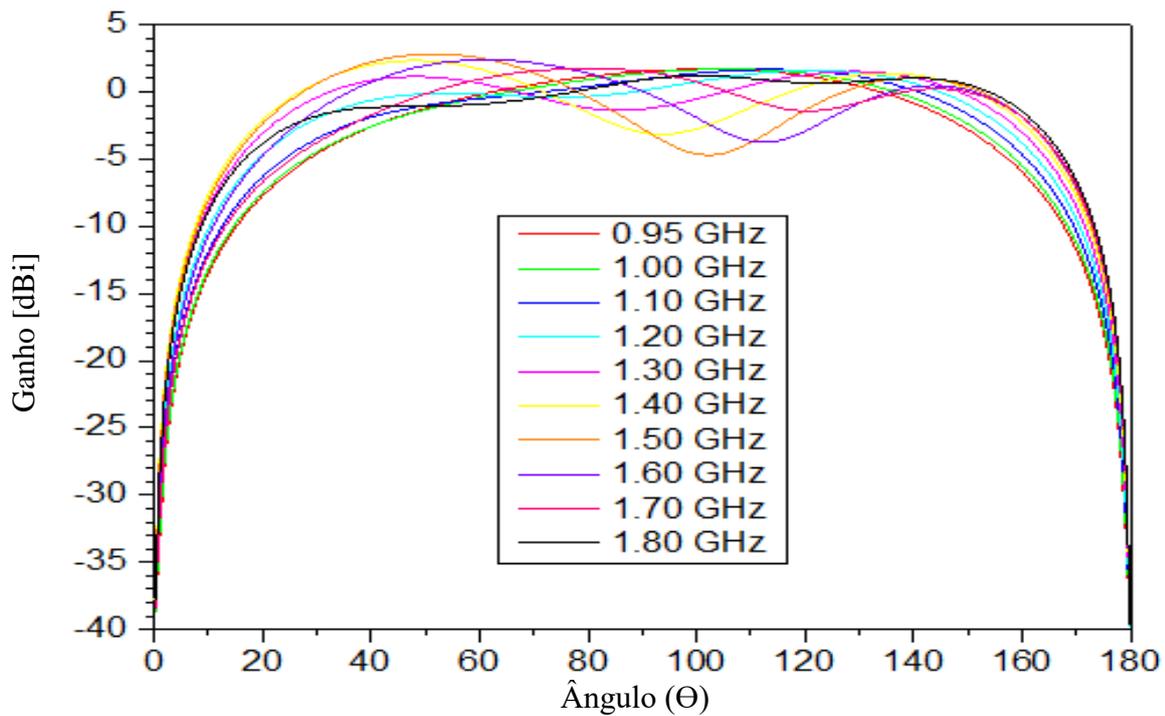


Figura 5.2 Ganho da antena discônica para várias frequências utilizando o método dos momentos adaptado de [8].

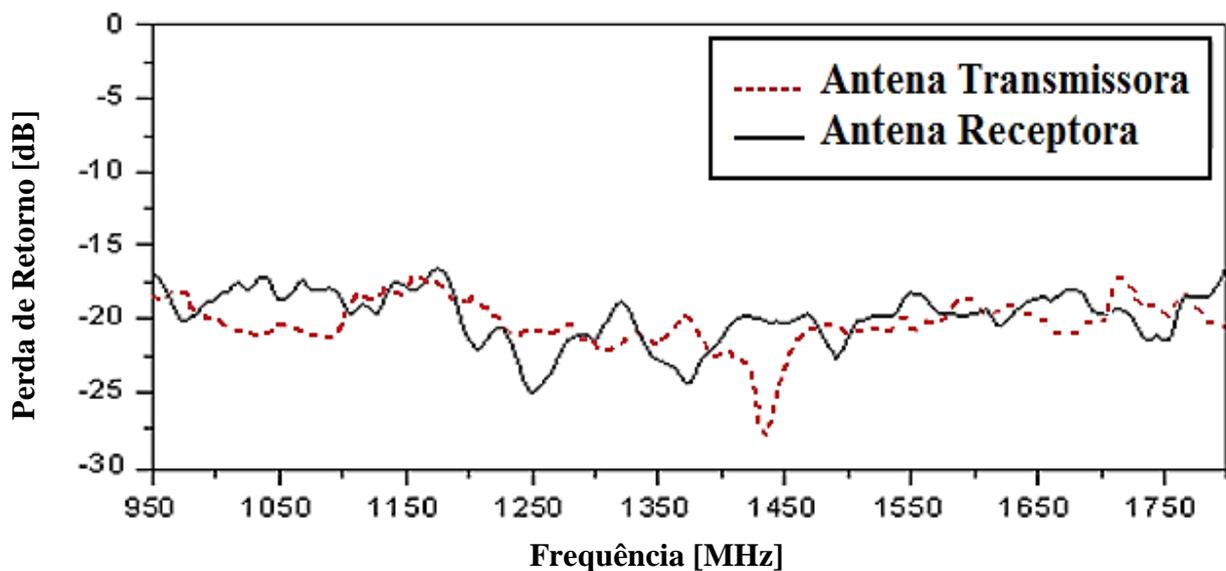


Figura 5.3 Medida da perda de retorno da antena discônica [34].

Para a máxima frequência considerada, 1,8 GHz, tem-se um comprimento de onda de 16,6 cm. A dimensão vertical da antena discônica é de 15,6 cm, Figura 5.1 (a), ou seja, menor que o comprimento de onda mínimo considerado. A altura da antena é menor que o comprimento de onda correspondente a máxima frequência de operação utilizada nas medições. Para as frequências mais baixas, os comprimentos elétricos das partes constituintes da antena discônica são ainda menos significativos.

5.2. Representação proposta em FDTD-3D da antena discônica

Devido à dimensão do ambiente interior, descrito em detalhes no Capítulo 6, a implementação computacional utilizando o método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD), classifica este ambiente como eletricamente grande. O incremento da célula de *Yee*, igual a 3 cm, é a mínima dimensão desejada para o problema que será analisado aqui, levando em consideração, os recursos computacionais descrito no Capítulo 4. Refinamentos locais de discretização FDTD sobre a antena poderiam ser usados para representar as pequenas características do dispositivo, mas isso forçaria uma redução substancial no incremento de tempo Δt (que deve ser evitado) [12]. Embora os detalhes geométricos menores da antena discônica não sejam extremamente importantes (para os comprimentos elétricos considerados), os detalhes maiores devem ser aproximados geometricamente para produzir padrões de radiação adequadamente aproximados.

Na primeira tentativa de representar em FDTD a antena discônica (Figura 5.1), considerou-se a representação mostrada na Figura 5.4. A altura desta antena é de 21 cm, possui dois blocos cúbicos metálicos de 6 cm de aresta e duas hastes metálicas no *gap* da antena.

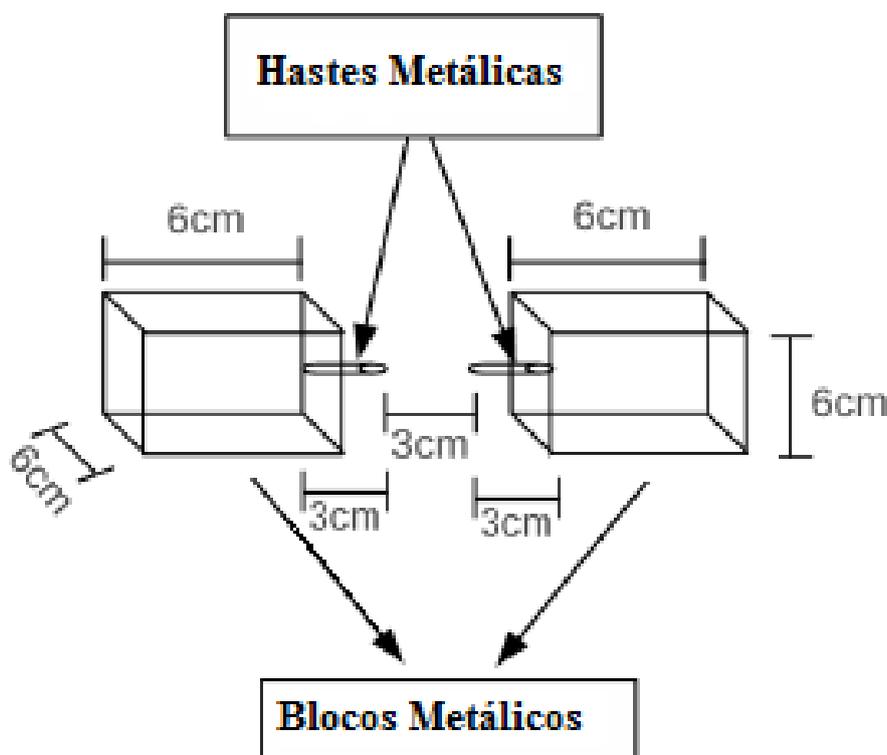


Figura 5.4 Primeira representação da antena discônica na malha uniforme utilizando o método FDTD-3D.

5.2.1. Cálculo da perda de retorno

Para validar a representação em FDTD da antena discônica, mostrada na Figura 5.4, procedeu-se com o cálculo da perda de retorno (RL).

$$RL = -20 \log_{10} |\Gamma| [dB], \quad (5.1)$$

onde Γ é o coeficiente de reflexão expresso por

$$\Gamma = \frac{Z - Z_S}{Z + Z_S}. \quad (5.2)$$

Em (5.2) Z_S é a impedância da carga, que vale 50Ω . A impedância da representação computacional da antena discônica é Z , determinada a partir da transformada de Fourier (\mathcal{F}) da voltagem, $V(t)$, e da corrente, $I(t)$, divididas ponto a ponto de acordo com (5.3)

$$Z = \frac{\mathcal{F}\{V(t)\}}{\mathcal{F}\{I(t)\}}. \quad (5.3)$$

A voltagem $V(t)$ é obtida a partir de um pulso de excitação, dado pela função que varia no tempo (5.4), imposta pela excitação da componente z do campo elétrico entre os terminais (no *gap*) da antena. A fonte é implementada por $E_z^{source} = V(t)/\Delta$, onde Δ é o incremento espacial FDTD (comprimento da célula cúbica de Yee). O pulso $V(t)$ é uma função monociclo Gaussiana (derivada no tempo do pulso Gaussiano) dada por

$$V(t) = A_p \left(\frac{t - 3.0T}{T} \right) \exp \left[- \left(\frac{t - 3.0T}{T} \right)^2 \right], \quad (5.4)$$

onde $A_p = 2,337$ e $T = 1,643846 \times 10^{-10} s$ são constantes para a amplitude e a duração do pulso, respectivamente. A Figura 5.5 (a) mostra que o pulso tem duração aproximada de 0,89 ns.

A tensão no tempo foi transformada para ser expressa em função da frequência através da Transformada de Fourier. Na Figura 5.5 (b) verifica-se que a faixa de frequência do sinal simulado contém potência na banda adequada, entre 950 MHz e 1800 MHz.

A corrente é calculada em uma das hastes da antena, na célula vizinha à célula de excitação do campo elétrico (*gap* da antena), por meio da integral de linha do campo magnético calculada ao redor da haste cilíndrica.

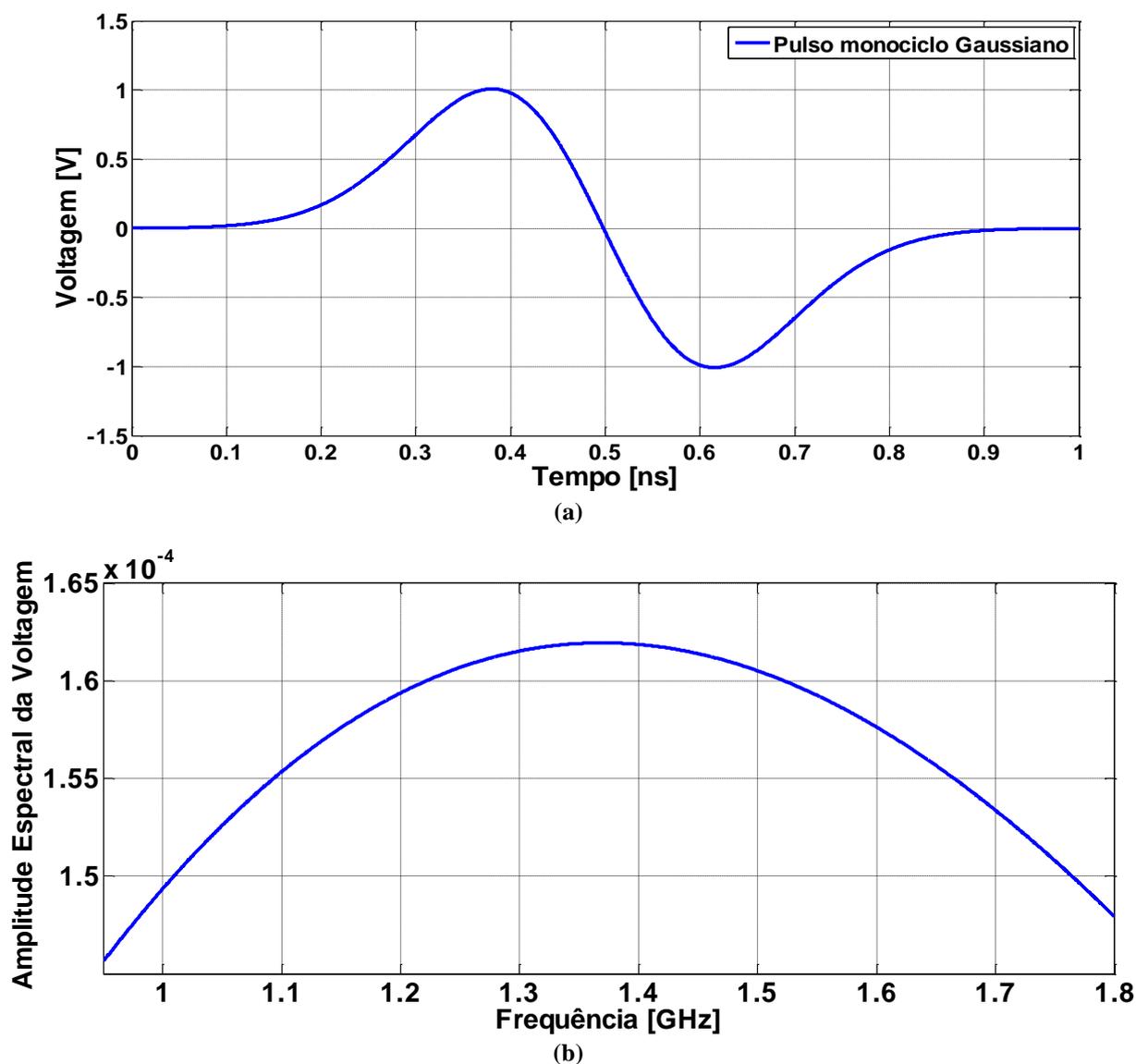


Figura 5.5 Tensão estabelecida entre os terminais da antena transmissora modelada. (a) No domínio do tempo e (b) no domínio da frequência.

Com estes dados é possível determinar a perda de retorno da representação em FDTD da antena discônica. A Figura 5.6 mostra que a perda de retorno está acima de -4 dB (linha contínua preta), na faixa de frequência de interesse. Este valor não representa a perda de retorno produzida pela antena discônica. Dessa forma, são necessários ajustes na representação da antena em FDTD-3D para que forneça perda de retorno equivalente ao da antena discônica.

A diminuição nas dimensões da antena contribui para valores desejados da perda de retorno. Porém, esse ajuste conduz também à diminuição da célula de Yee ($\Delta x = 3$ cm), o que demandaria uma malha computacional mais densa e maior consumo de memória, inviabilizando a utilização do método FDTD-3D dentro do que dispomos de recursos computacionais. Neste

momento, apresenta-se o problema da representação em FDTD-3D da geometria da antena discônica, para análise de problemas eletricamente grandes.

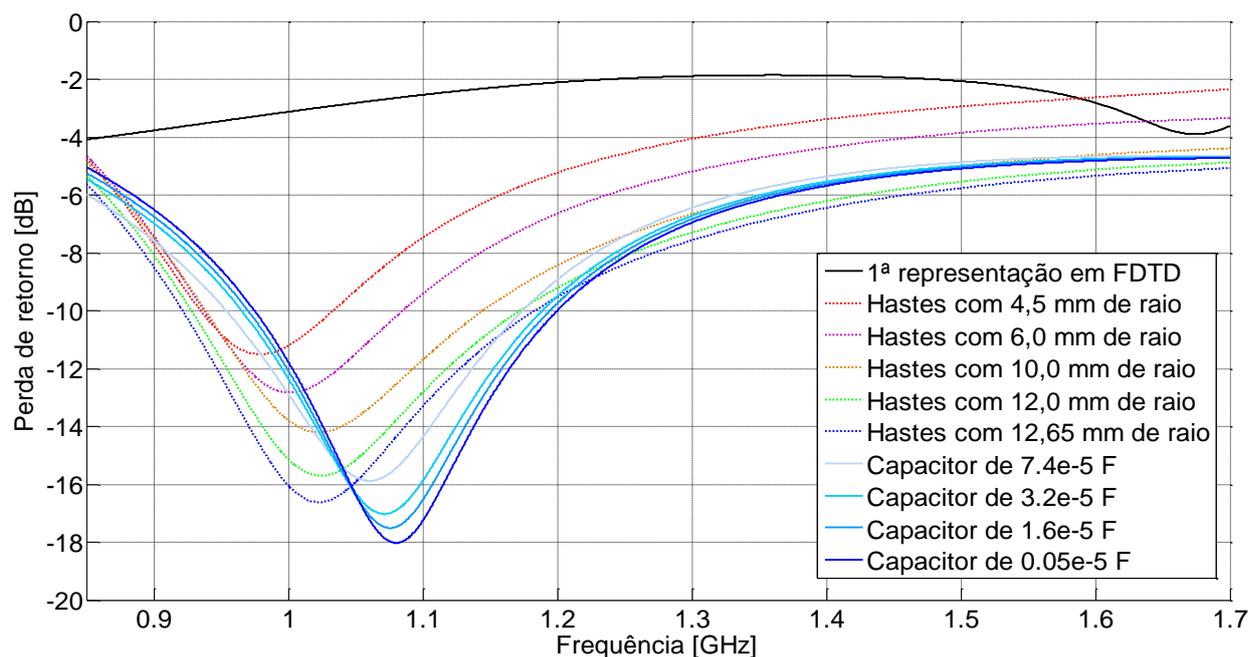


Figura 5.6 Perdas de retorno das representações em FDTD da antena discônica.

5.2.2. Modelo equivalente para a antena discônica

Foram realizados inúmeros testes considerando adaptações no modelo proposto na Figura 5.5. O objetivo era fazer com que a representação em FDTD-3D fornecesse perda de retorno abaixo de -10 dB . Após os ajustes pensados com base nos testes chegou-se ao modelo indicado na Figura 5.7. Considerou-se dois capacitores acoplados entre as hastes e os blocos de metal. A ideia dos capacitores é sintonizar a antena na banda de interesse, ou seja, fazer com que haja casamento de impedâncias entre as hastes e o bloco metálico. O aumento do raio das hastes contribuiu positivamente para valores desejados da perda de retorno (linhas pontilhadas da Figura 5.7). O maior valor para o raio da haste, que garante estabilidade nas simulações e diminui a perda de retorno, é de $12,65\text{ mm}$. Este valor foi utilizado na análise da influência que a variação da capacitância produz na perda de retorno. Valores acima desse raio fazem com que o método FDTD divirja. Considerando o raio da haste determinado acima, constata-se que a diminuição do valor da capacitância também contribuiu para valores menores da perda de retorno. As linhas contínuas na Figura 5.7 mostram que a perda de retorno tende a curva em azul (tom mais escuro), ao se diminuir o valor do capacitor acoplado a haste e ao bloco metálico. O valor ótimo encontrado foi de $0,5 \times 10^{-6}\text{ F}$. Embora se tente diminuir o valor encontrado da capacitância, os valores para a perda de retorno ficam praticamente inalterados.

A geometria da antena desenvolvida com as modificações sugeridas são mostradas na Figura 5.7 [39]. Os dois blocos metálicos possuem as mesmas dimensões (3 cm de aresta) e o comprimento das hastes metálicas é o mesmo comprimento dos capacitores. A representação em FDTD-3D da antena discônica fornece perda de retorno abaixo de -10 dB em aproximadamente 35% da faixa de frequência de interesse. Para antenas de banda larga é sugerido em [36] o valor de -6 dB como limiar no estudo da perda de retorno na faixa de frequência de interesse. Considerando essa informação a representação em FDTD-3D da antena discônica possui 83% de perda de retorno abaixo de -6 dB. Além disso, todo o perfil de perda de retorno é inferior a -4 dB para a faixa de interesse [36, 37].

O trabalho para se conseguir valores menores para a perda de retorno da antena modelada, sem que se altere o tamanho da célula de *Yee*, fica em aberto e por se tratar de um problema de antena, deixaremos para trabalhos futuros. Para se chegar aos resultados mostrado na Figura 5.7 muitos parâmetros foram variados, como por exemplo, os comprimentos das hastes e as dimensões dos blocos, o tipo de material metálico da antena, porém sem que se chegasse ao valor ótimo da perda de retorno fornecido pela antena real.

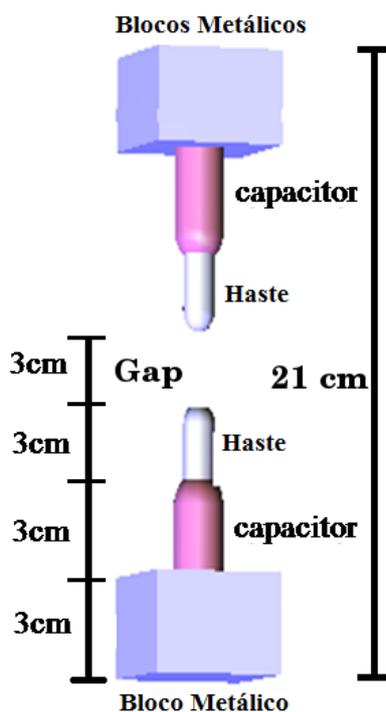


Figura 5.7 Representação computacional na malha uniforme utilizando o método FDTD 3D.

Embora a altura da representação em FDTD-3D da antena discônica seja maior que a antena real, para reduzir o comprimento elétrico, foram utilizados condensadores para compensar a impedância reativa, que é indutiva. Claramente, a polarização da antena é preservada no modelo equivalente [39].

Finalmente, a Figura 5.8 representa o ganho obtido da representação em FDTD-3D da antena discônica, usando capacitores de $0,5 \mu\text{F}$ para sintonização da antena proposta. Comparando as Figuras 5.2 e 5.8, observa-se boa concordância entre os gráficos dos ganhos. Nota-se que para 1 GHz e 1,1 GHz o perfil, aproximadamente omnidirecional, é preservado pelo modelo proposto da antena. Além disso, para 1,5, 1,7 e 1,8 GHz, as oscilações observadas nos perfis de ganho da Figura 5.2 são representadas razoavelmente bem pelo modelo proposto de acordo com a Figura 5.8.

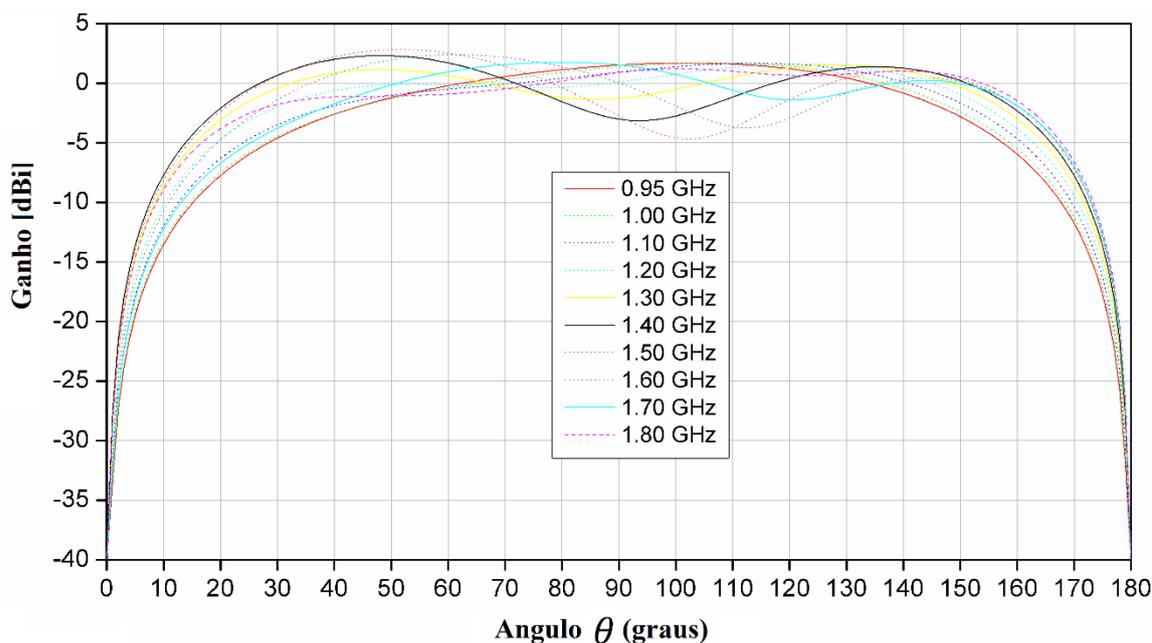


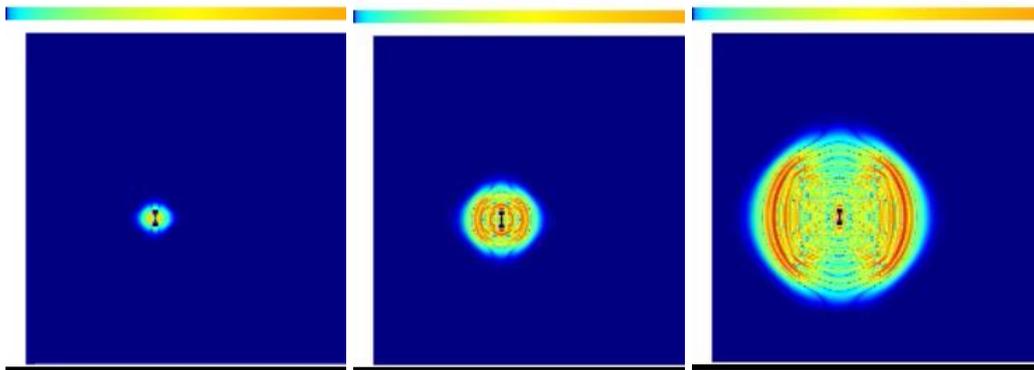
Figura 5.8 Ganho da representação em FDTD da antena discônica obtido com capacitores de $0,5 \mu\text{F}$.

5.2.3. Propagação do sinal no espaço livre

Considerando a representação em FDTD-3D da antena discônica, na forma descrita anteriormente, e as características eletromagnéticas do espaço livre procedeu-se com o cálculo do campo elétrico na região de análise. A Figura 5.9 mostra a propagação do sinal eletromagnético no espaço livre. As Figuras 5.9 (a) – (c), ilustram a distribuição do campo eletromagnético no plano xz para vários instantes de tempo. Os tons azulados representam menores valores de campo elétrico e as regiões com tonalidades de vermelho indicam maiores valores do campo elétrico.

Na Figura 5.9 (a) observa-se o sinal propagando-se no ambiente instantes depois de deixar a antena transmissora. Verifica-se na Figura 5.9 (b) que a região absorvente (UPML) simula o sinal propagando-se para o infinito, como descrito no Capítulo 2. As Figuras 5.9 (c), (d) e (e) mostram a reflexão do sinal no solo e sua propagação no espaço livre. Na análise desenvolvida no capítulo 3, a propagação da onda no espaço livre com o método FDTD-3D não

considera o solo. A inclusão do solo aqui é de caráter didático, apenas para mostrar as reflexões da onda.



(a) Distribuição do campo eletromagnético nos instantes de tempo 1 ns, 2 ns e 5 ns.



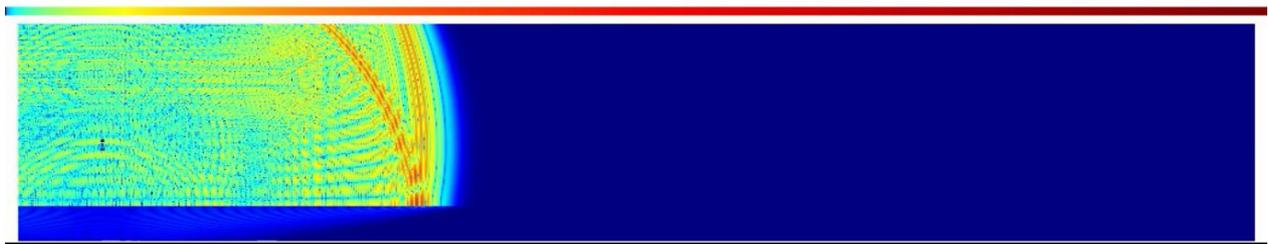
(b) Distribuição do campo eletromagnético no instante de tempo $t = 7$ ns.



(c) Distribuição do campo eletromagnético no instante de tempo $t = 12$ ns.



(d) Distribuição do campo eletromagnético no instante de tempo $t = 26$ ns.



(e) Distribuição do campo eletromagnético no instante de tempo $t = 33$ ns.

Figura 5.9 Propagação do sinal eletromagnético no plano xz do espaço livre.

Capítulo 6

ANÁLISE ELETRODINÂMICA NO AMBIENTE INTERIOR

A análise eletrodinâmica no ambiente interior mostrado na Figura 6.1 será desenvolvida através dos parâmetros de dispersão temporal do canal e da perda por caminho. A determinação do perfil de retardo de potência do canal é importante para descrever as flutuações rápidas da potência. O cálculo da perda por caminho possibilita a análise da intensidade da potência em cada posição considerada do ambiente. Os valores desses parâmetros, preditos com os métodos FDTD-2D (descrito no Capítulo 3), FDTD-3D (seção 2.3), considerando a representação proposta para a antena discônica (Capítulo 5), e Traçado de Feixes [7], serão comparados com os dados experimentais obtidos na campanha de medição desenvolvida em [7].

O problema da falta de precisão dos dados preditos com o método FDTD-2D é solucionado através de uma nova forma de correção que fornece resultados confiáveis da propagação da onda no ambiente interior. A vantagem dessa metodologia está no tempo reduzido utilizado para obtenção dos dados com o método FDTD-2D. Além disso, o método FDTD-2D com respostas corrigidas viabiliza a análise da propagação da onda em microcomputadores (*Desktop e Notebook*) e, também, em ambientes complexos e de maiores dimensões.

Uma vez que a representação numérica adequada das antenas de transmissão e recepção são consideradas no modelo FDTD-3D do ambiente de interesse, pode-se reproduzir precisamente parâmetros de transferência de potência. Este aspecto é tão importante quanto a definição geométrica e paramétrica dos objetos situados no ambiente interior. Isto parece acontecer principalmente devido à influência do padrão de radiação das antenas. Apresentamos e testamos um modelo equivalente para a antena discônica utilizada nas medições. Os resultados obtidos neste trabalho estão substancialmente mais próximos dos dados experimentais do que os calculados com o modelo de traçado de raios [8] previamente publicado para o mesmo problema.

6.1. Ambiente interior sob análise

A campanha de medições da propagação da onda eletromagnética descrita em [8] foi realizada no corredor do segundo andar do prédio Cardeal Leme da Pontifícia Universidade Católica, no estado do Rio de Janeiro, Figura 6.1. As dimensões deste ambientes é mostrada

através da planta baixa na Figura 6.2. A representação computacional do corredor Leme mostrada na Figura 6.3, foi desenvolvida com fidelidade, com base na Figura 6.2, utilizando o *software* SAGS [15].

O corredor Leme possui área total de 1.302,91 m². Em seu interior, estão alguns objetos que são determinantes para variação da intensidade do sinal recebido como, por exemplo, armário de metal e portas que, em toda extensão do corredor, são recuadas nas paredes e foram mantidas fechadas nas medições. Os objetos provocam flutuações rápidas da intensidade do sinal recebido, característico de propagação de rádio móvel em pequena escala [1 - 3]. A Figura 6.2, mostra que a antena receptora (Rx) está posicionada em frente a uma das escadas e, mostra também, a localização de uma cafeteira, dos extintores, elevadores e de uma porta de vidro. Todos estes objetos estão incluídos na simulação com o método FDTD. É um ambiente complexo devido sua estrutura física e dimensões.



Figura 6.1 Fotografia do corredor Leme [7].

A representação computacional em três dimensões do corredor Leme, desenvolvido no SAGS (Figura 6.3) possui malha dada por $1324 \times 510 \times 155$ células de *Yee*. Para descrever este ambiente computacionalmente são necessários, aproximadamente, 29 GB de memória para simulação com o método FDTD-3D. Existe fidelidade das dimensões do ambiente e dos objetos. Os parâmetros eletromagnéticos desses objetos estão descritos na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 Parâmetros físicos do ambiente e objetos no corredor.

Material		Espessura (m)			ϵ_r	$\sigma(\text{S/m})$	μ_r
Paredes	(Tijolo)	0,12			4	0,0135	1
Solo	(Concreto)	0,30			5	1	1
Teto	(Gesso)	0,03			2,8	0,1533	1
		Dimensões (m³)					
		<i>x</i>	<i>y</i>	<i>z</i>			
Armário	(Metal)	4,83	0,66	2,0	5	1×10^{11}	1
Cafeteria	(Metal)	0,5	0,5	0,9	5	1×10^{11}	1
Extintores	(Metal)	0,25	0,25	1,0	5	1×10^{11}	1
Porta	(Vidro)	0,03	1,2	2,08	5	5×10^{-4}	1

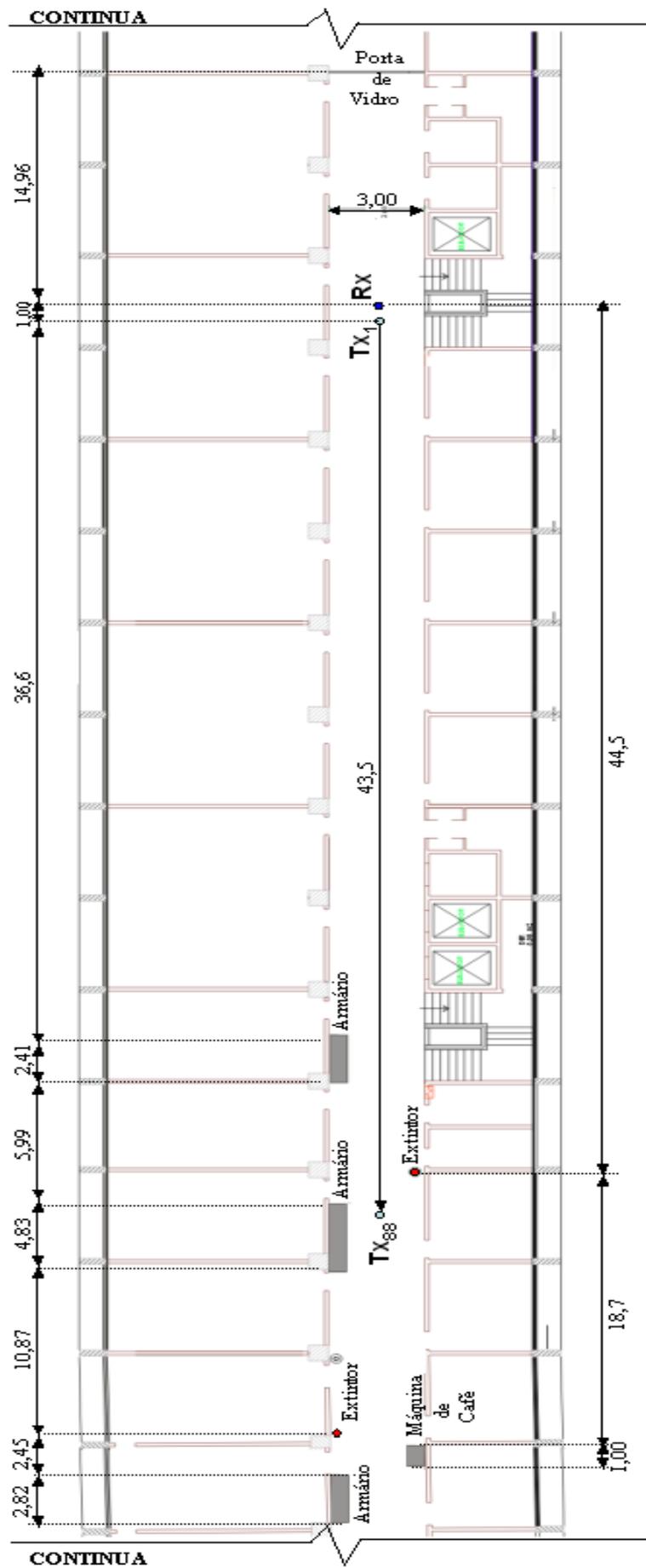


Figura 6.2 Planta baixa do corredor Leme e as posições do transmissor (Tx1 e Tx88). Os valores das dimensões estão em metros.

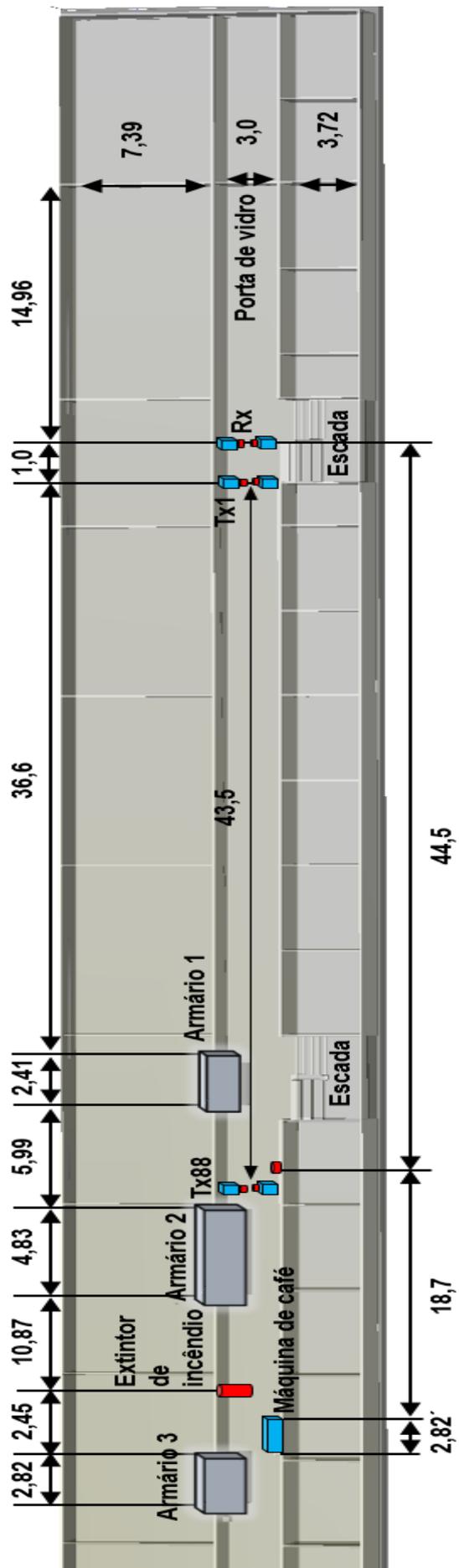


Figura 6.3 Representação computacional em 3D do corredor Leme.

6.2. Dados experimentais

A campanha de medições que fornece os dados experimentais utilizados neste trabalho está descrita em [7]. Resumidamente, um analisador de rede vetorial foi utilizado como transceptor, excitando uma portadora senoidal em valores discretos de frequência uniformemente espaçados em 1601 amostras. O tempo necessário para obter as amplitudes e fases, na faixa de frequência de 950 MHz a 1800 MHz, é de 1.882 μ s para cada posição do transmissor. Na Tabela 6.2 estão os parâmetros utilizados nas medições. Estes parâmetros da campanha de medição foram todos considerados na implementação do método FDTD 3D.

Tabela 6.2 Parâmetros do *setup* de medidas.

Parâmetros	Valores
Faixa de frequência	950 a 1800 MHz
Largura de Banda	850 MHz
Número de amostras	1601
Resolução temporal ($\Delta\tau$)	1,17 ns
Retardo máximo	1882,35 ns
Espaçamento em frequências das amostras	0,53 MHz
Potência de transmissão	10 dBm
Ganho do amplificador	25 dB
Perdas nos cabos e conectores	5dB

As antenas, transmissora e receptora, foram posicionadas à altura de 1,5 metros a cima do piso, considerou-se propagação *LOS* (*line-of-sight*) e no momento das medições não existia movimentação de pessoas. O transmissor foi posicionado em 88 pontos diferentes, afastando-se do receptor a cada 0,5 metros em linha reta, como mostrado na Figura 6.2. A primeira posição do transmissor (Tx1) dista um metro do receptor (Rx) e a última posição (Tx88) está a 44,5 metros.

Procedendo com a computação dos dados experimentais, foram obtidos valores de amplitude e fase para cada valor discreto de frequência na banda de 850 MHz. Esses valores são utilizados no cálculo do perfil de retardo de potência em cada posição considerada do transmissor. O perfil de retardo de potência medido na primeira posição – transmissor (Tx1) a um metro do receptor (Rx) – é mostrado na Figura 6.4. São identificados os principais picos do perfil de retardo de potência para a posição do transmissor a 1m do receptor. Esta posição é chamada de Tx1, significando que a fonte está a 1 m do receptor Rx. A indicação que a fonte se encontra a 2 metros do receptor é Tx2. De modo semelhante se faz para as outras posições, conforme Figura 6.2.

Pode-se relacionar os “picos” à objetos e paredes no ambiente mostrado na Figura 6.1. Por exemplo, para o primeiro pico, computou-se 40 ns para o sinal chegar no receptor.

Considerando a velocidade da luz, obteve-se a distância de 11,96 m. Essa distância é devida, provavelmente, a uma reflexão do sinal na escada a esquerda do receptor.

A Tabela 6.3 mostra a relação estimada entre picos e objetos. Ou seja, estima-se que os picos mostrados na Figura 6.4 são devidos as reflexões do sinal nos objetos e paredes, computadas no receptor. As localizações são determinadas a partir do tempo que o sinal gastou para percorrer o caminho entre transmissor e receptor.

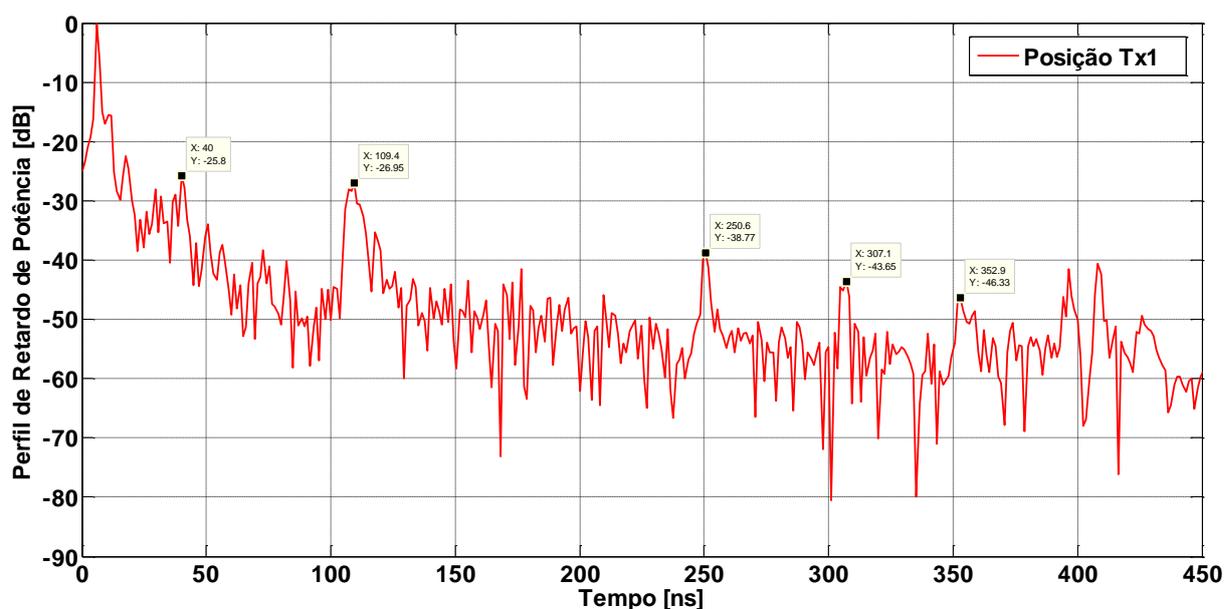


Figura 6.4 Perfil de retardo de potência medido considerando a posição do transmissor (Tx1) a 1 m do receptor (Rx), no corredor mostrado na Figura 6.1.

Tabela 6.3 Relação estimada entre “picos” e objetos.

Tempo (ns)	Posição (m)	Objetos
17,65	5,28	Parede do corredor
40,00	11,96	Escada
109,4	32,7	Porta de vidro
250,6	74,93	Armário 1
307,1	91,82	Armário 2
352,9	105,52	Armário 3

6.3. Predição e análise do perfil de retardo de potência

A predição do perfil de retardo de potencia será realizada com base na teoria descrita na seção 2.1.8. Os valores do perfil de retardo de potência são calculados a partir dos campos determinados em posições especificadas no ambiente interior, mostrada na Figura 6.2. Os recursos computacionais utilizados para predição do campo elétrico com o método FDTD-3D estão descritos no Capítulo 4. O tempo devido a cada simulação da propagação da onda eletromagnética utilizando o método FDTD-3D é de, aproximadamente, 408 minutos. São

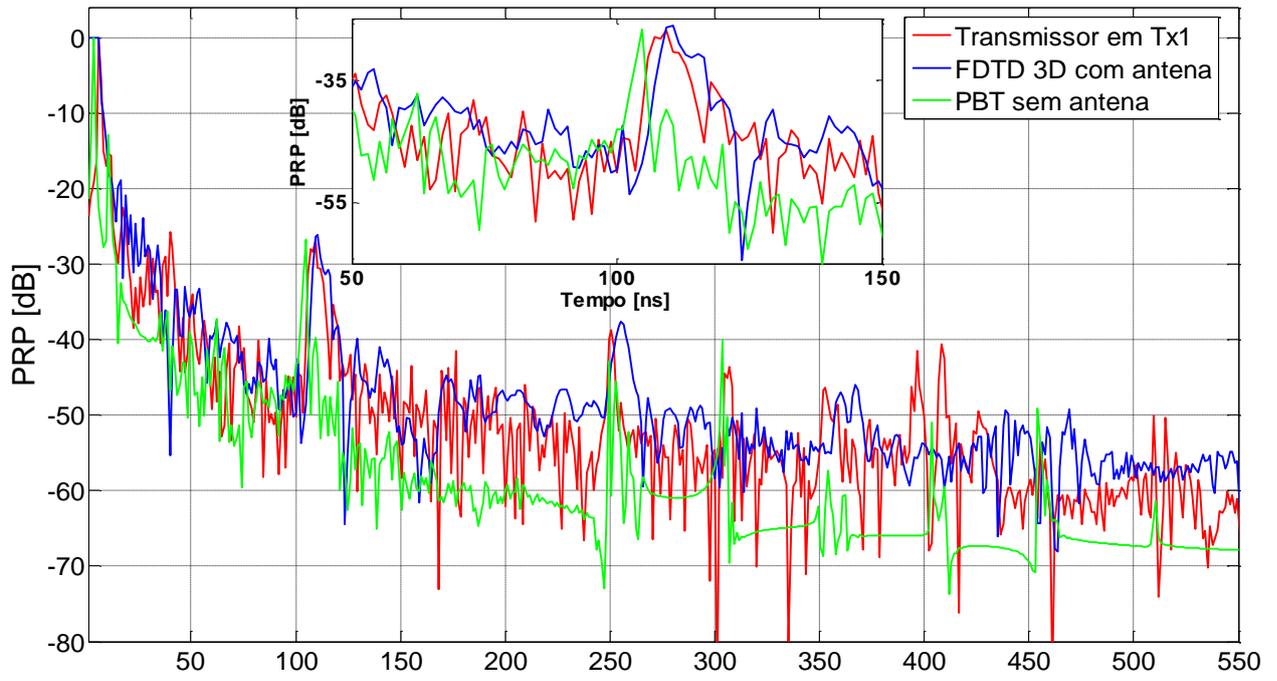
necessários 29640 incrementos temporais de $6,3683 \times 10^{-11}$ s para reproduzir o tempo máximo de análise do sinal, 1882,35 ns, conforme descrito na Tabela 6.2, dos parâmetros de medição. O maior tempo de processamento do método FDTD-3D, em comparação com PBT, era esperado, uma vez que para implementação do método FDTD-3D é necessário discretizar todo o ambiente usando células de *Yee* eletricamente pequenas. Além disso, todas as seis componentes de campo são calculadas em cada célula para cada avanço discreto no tempo.

Nas simulações foram incluídas antenas, transmissora e receptora, para melhor aproximação dos dados medidos. A representação em FDTD-3D da antena está descrita no Capítulo 5. Não é a representação exata da antena, pois, a antena discônica é eletricamente pequena, porém deve levar em consideração que a precisão dos resultados obtidos com a representação em FDTD-3D da antena serve ao propósito deste trabalho.

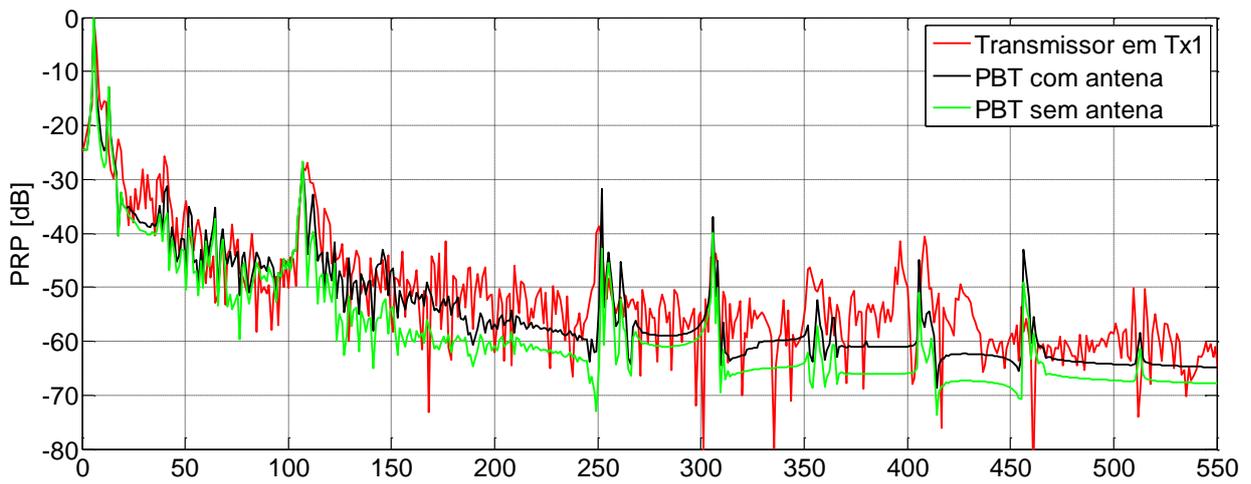
Para representação numericamente exata da antena discônica poderia ser considerada uma malha refinada localmente ortogonal ou localmente não-ortogonal [12, 38]. No entanto, o uso de malhas FDTD não uniformes, com células muito pequenas, exigiria tempo de simulação muito maior do que o tempo de processamento necessário para concluir a simulação, com a representação da antena equivalente proposta neste trabalho. Isto é principalmente devido à redução obrigatória e significativa do passo de tempo [12].

A fim de validar a representação em FDTD-3D da antena proposta através das curvas do perfil de retardo de potência, foi utilizado, além dos dados medidos, o método de traçado de feixes (do inglês *Polyhedral Beam Tracing* - PBT) – método no domínio da frequência, descrito em [8 e 39]. Os dados experimentais serão comparados com dados fornecidos pelos métodos FDTD-3D e traçado de feixes (PBT). O modelo PBT funcionou em um *notebook* equipado com um processador Intel Core 2 Duo de 2,0 GHz com 1,0 GB de RAM e sistema operacional Windows® 7,0. O tempo de processamento com o método PBT para cada posição foi de 44,2 e 42,1 minutos para simulações com antenas isotrópicas e não-isotrópicas, respectivamente.

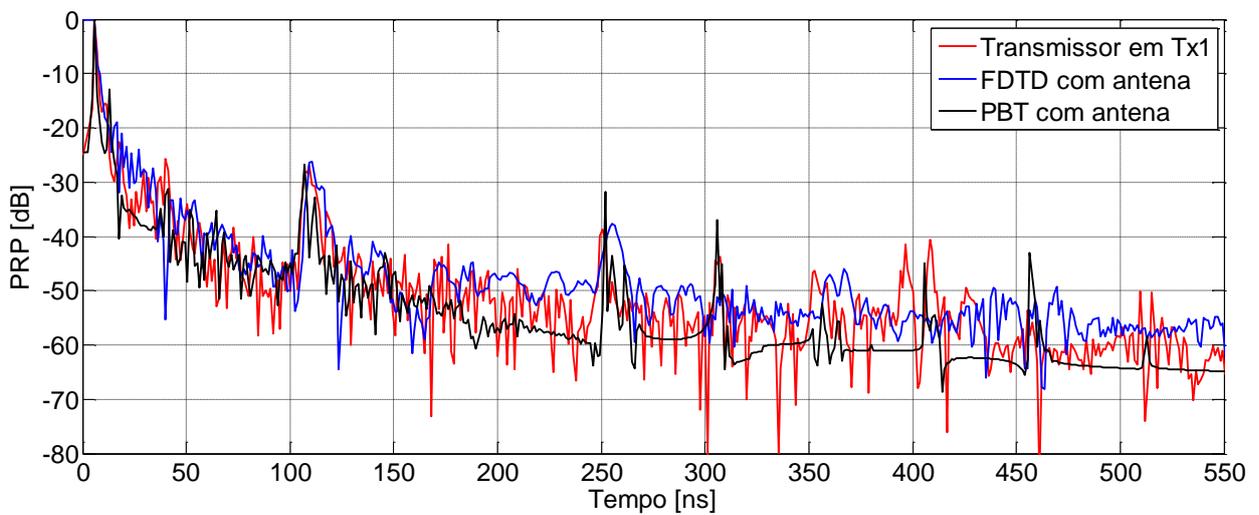
O perfil de retardo de potência mostrado na Figura 6.5 foi calculado considerando a posição (Tx1) a 1 metro do receptor (Rx), conforme mostrado na Figura 6.2.



(a)



(b)



(c)

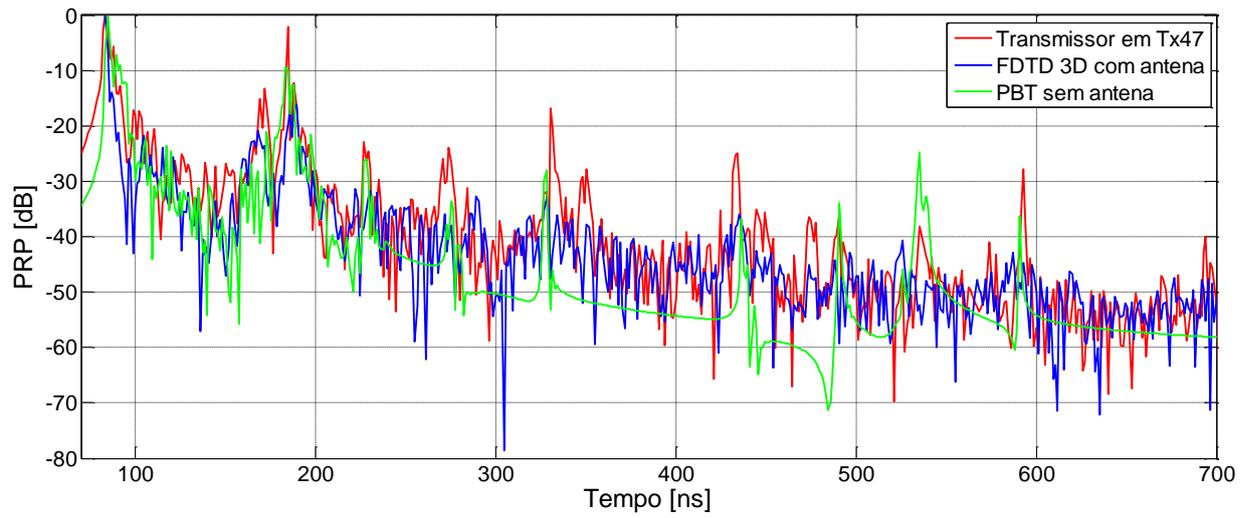
Figura 6.5 Comparação do perfil de retardo de potência entre dados experimentais e os métodos FDTD 3D e PBT.

As Figuras 6.5 (a) e (c) mostram que o método FDTD-3D reproduz os picos de maior intensidade e, também, determinam as amplitudes de caminhos múltiplos, isso garante boa aproximação à curva experimental (transmissor Tx1) do perfil de retardo de potência (PRP). As amplitudes de caminhos múltiplos apresentam um comportamento oscilante semelhante a curva experimental no intervalo de tempo analisado. O método FDTD-3D fornece boa concordância quando comparado aos dados medidos em Rx (curva em vermelho).

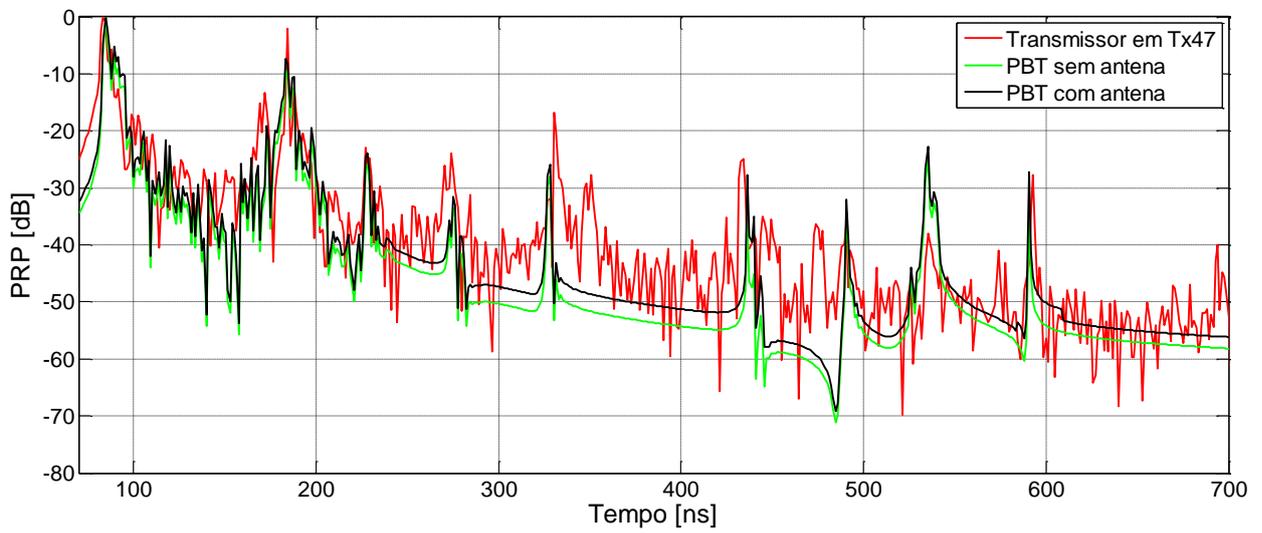
As Figuras 6.6 e 6.6 mostram o PRP nas posições 47 e 88 do transmissor. Nessas posições os transmissores estão distantes, respectivamente, 24 m e 44,5 m da posição de análise do sinal (Rx). Nos dois casos o método FDTD-3D é o que melhor se aproxima dos dados medidos (curva em vermelho). Essa aproximação é identificada em todo o tempo de análise da sinal, diferentemente do método PBT que, devido a limitação quanto ao número de interações do raio no ambiente, não reproduz a curva do PRP com fidelidade, sobretudo os valores que identificam os caminhos múltiplos.

O método PBT utilizando antenas produz melhor concordância à curva experimental que a versão sem antena. No modelo PBT sem antena cada raio que sai do transmissor, em diferentes direções (ou chegando ao receptor), sofre um ganho de 0 dBi para cada frequência e cada direção. A inclusão da antena no modelo PBT fornece ganho no cálculo da potência e deixa a representação próxima das condições consideradas nas medições. Os níveis de radiação são corrigidos para cada direção e para cada frequência. Vale observar que neste modelo a antena é considerada transparente [39]. Assim, mesmo quando o modelo de antena transparente é empregado (o que evidentemente não é o caso da campanha de medições), observa-se nas Figuras 6.5, 6.5 e 6.7 que a maioria dos picos expressos pelos modelos PBT são corretamente previstos. É, também, fácil ver que a maioria dos sinais refletidos (na antena transmissora) são de pequenas amplitudes e, portanto, possuem influência principalmente em porções de baixa amplitude no perfil de retardo e potência.

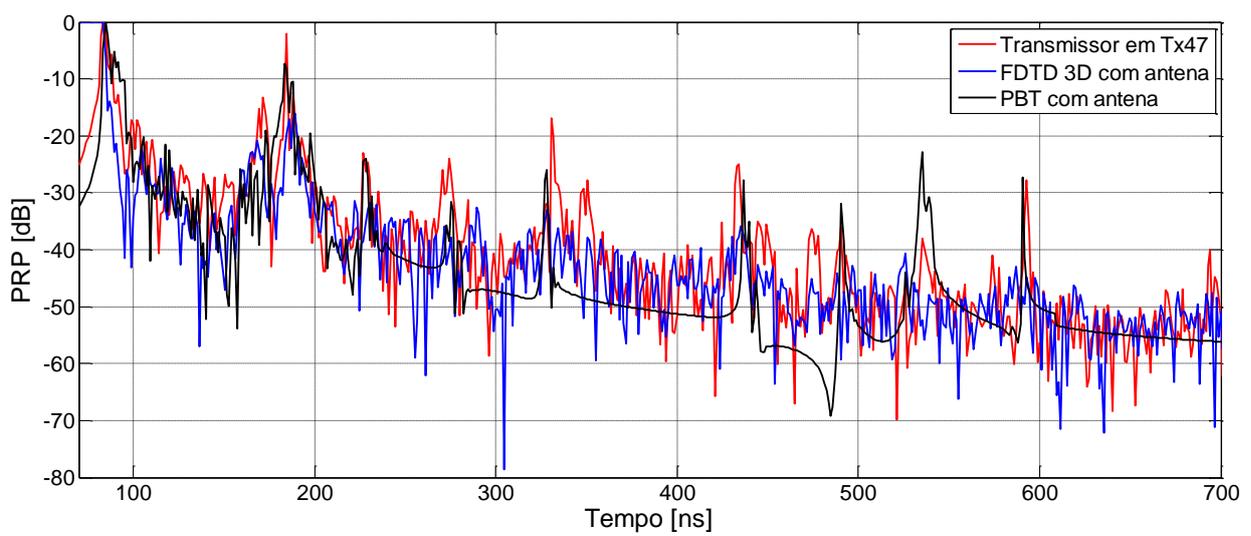
As amplitudes do PRP, expressas pelo modelo PBT com antena, comportam-se como se fossem os valores médios das amplitudes dos dados experimentais isso é evidente no intervalo de 275 ns a 500 ns na Figura 6.7. Esse comportamento da curva se replica em outros intervalos, por exemplos, de 260 ns a 300 ns, na Figura 6.6 (b), e 275 ns a 500 ns, e 600 a 700 ns, na Figura 6.7 (b), a curva expressa com método PBT está abaixo das curvas experimental e FDTD-3D. A limitação do método PBT, quanto ao número de interações dos feixes com o ambiente, diminui a possibilidade de melhor representar o perfil, principalmente quanto as amplitudes que identificam caminhos múltiplos, embora os resultados possuam boa concordância com os dados medidos.



(a)

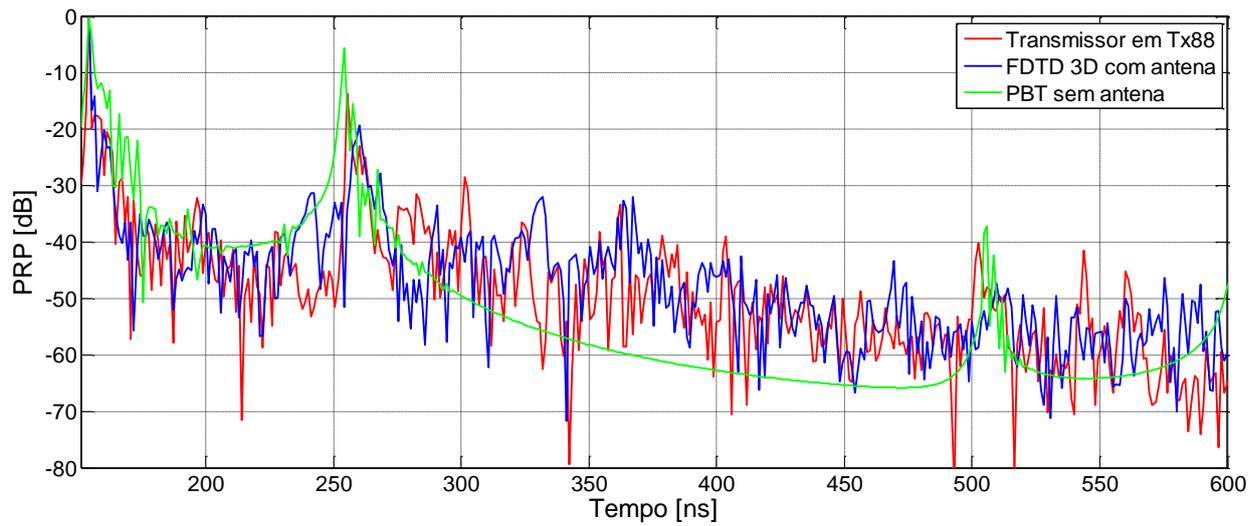


(b)

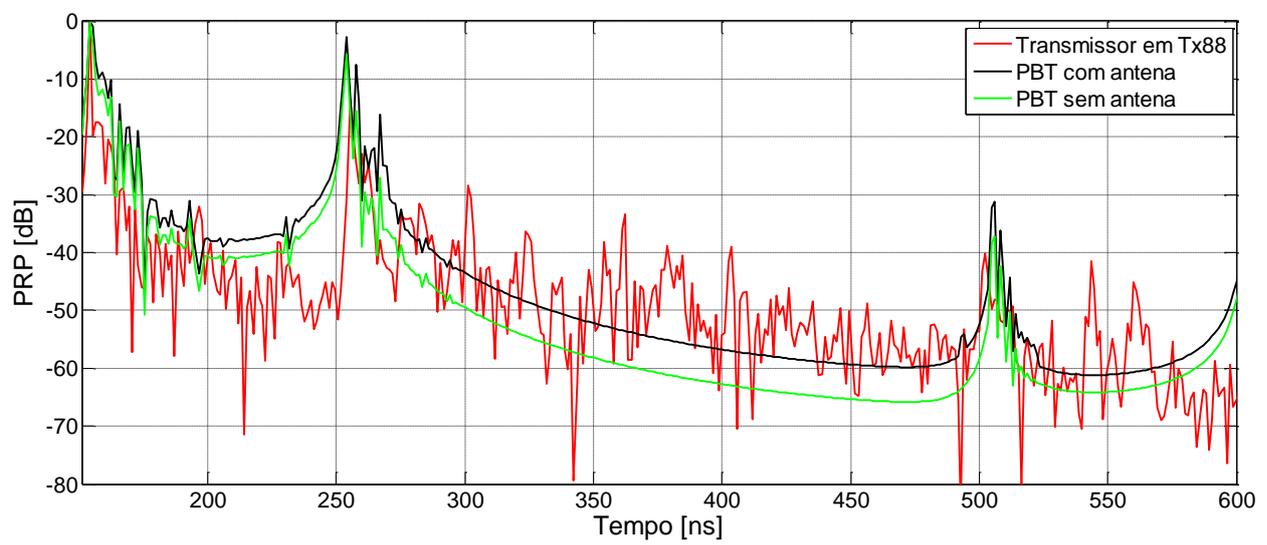


(c)

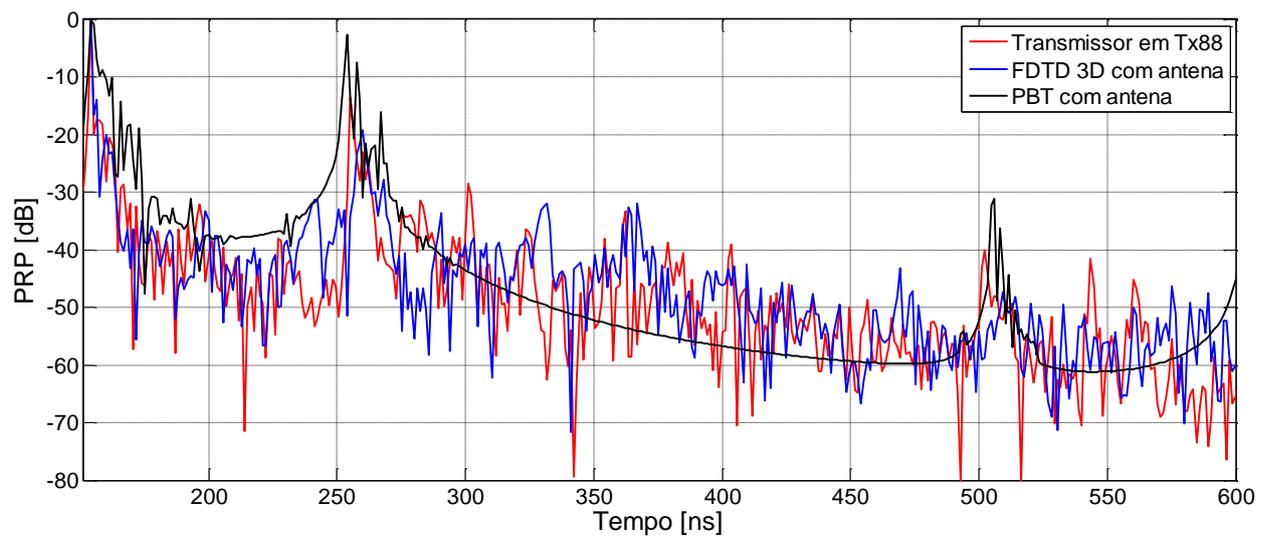
Figura 6.6 Comparação entre dados medidos e simulados do PRP (dB) do sinal proveniente da posição Tx47, a 24 m de distância de Rx.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.7 Dados experimentais e simulados do PRP (dB) na posição Tx88, a 44,5 m de distância de Rx.

Os parâmetros de dispersão temporal do canal, simulado e medido, são mostrados na Tabela 6.4 para as distâncias 1 m (Tx1), 24 m (Tx47) e 44,5 m (Tx88) entre o transmissor e receptor. Analisando os resultados, verifica-se que a inclusão das características de radiação da antena melhoram os resultados em relação aos cálculos com o método PBT que são realizados usando o radiador isotrópico. No entanto, as soluções numéricas obtidas com FDTD-3D com a representação de antena equivalente estão em melhor conformidade com os dados medidos, validando a metodologia proposta. Embora uma pequena parte dos picos não estejam presentes nos resultados em FDTD-3D, o tempo de chegada das componentes significativas de caminhos múltiplos possui boa aproximação com o sinal experimental. O desvanecimento temporal do canal foi obtido considerando o limiar do espalhamento de retardo excedido de -35 dB para as posições Tx1 e Tx47 e -50 dB para a posição Tx88.

Tabela 6.4 Parâmetro de dispersão temporal do canal – Perfil de Retardo de Potência.

Modelo	Distância	Retardo Excedido Médio – $\bar{\tau}$ (ns)			Espalhamento de Retardo RMS – τ_{rms} (ns)		
		1 m	24 m	44,5 m	1 m	24 m	44,5 m
Experimental		7.934	133.333	210.560	12.351	57.798	55.823
FDTD 3D		8.604	125.170	201.290	14.783	54.869	60.392
PBT (sem antena)		6.904	123.190	192.130	8.0492	46.357	46.721
PBT (com antena)		7.402	119.680	197.280	11.714	45.419	48.686

Comparando os valores fornecidos pelos métodos utilizados na predição, verifica-se que a melhor aproximação é dada pelo método FDTD-3D. Essa evidência permite definir que, tanto a representação da antena discônica quanto o método FDTD-3D são adequados para predição da propagação da onda eletromagnética no ambiente interior. A boa precisão deve-se a inclusão da antena nas simulações com o método FDTD-3D. O desenvolvimento e a implementação da antena se mostrou uma forma alternativa e nova para modelagem de problemas sobre propagação eletromagnética.

A comprovação da eficiência do método FDTD-3D para análise do problema da propagação da onda em ambiente interior em [39] possibilita a investigação, desenvolvimento e proposição de uma nova forma de correção para aumentar a eficiência do método FDTD-2D.

6.4. Predição e análise da perda por caminho

A predição e análise da perda por caminho no ambiente interior será realizada aqui através dos métodos FDTD-3D e FDTD-2D. Propõe-se correção aos resultados gerados com o método FDTD-2D de acordo com a metodologia descrita na seção 3.3. Esta correção refere-se a composição dos modos TE_y, TM_z. O objetivo é utilizar as correções para representar a perda por

caminho através do método FDTD-2D de forma que expresse boa aproximação aos dados fornecidos pelo método FDTD-3D.

A Figura 6.8 mostra a perda por caminho simulada com os métodos FDTD-3D e FDTD-2D, sendo que, neste último foram considerados os modos TE_y e TM_z. O cálculo da perda por caminho no ambiente interior é realizado a partir dos campos elétrico. A perda por caminho fornecida pelo método FDTD-2D, modo TE_y, expressa as reflexões da onda no chão e no teto, pois considera o plano xz (corte vertical) do ambiente. A curva expressa pelo modo TE_y, mostrada na Figura 6.8, não possui grande variação na amplitude. A perda por caminho calculada através do método FDTD-2D modo TM_z expressa as reflexões da onda nas paredes laterais e nos objetos do ambiente interior, pois esse modo considera o plano xy (corte horizontal) do ambiente.

A metodologia para a composição dos modos TE_y e TM_z, para o cálculo da perda por caminho, é realizada de maneira análoga ao desenvolvimento dado na seção 3.3. A composição é dada pela soma dos campos elétricos nos modos TE_y e TM_z, em cada posição, excluindo-se o campo elétrico de um dos modos, no intervalo de tempo de duração do pulso que chega ao receptor, para não se computar dois pulso de chegada no receptor.

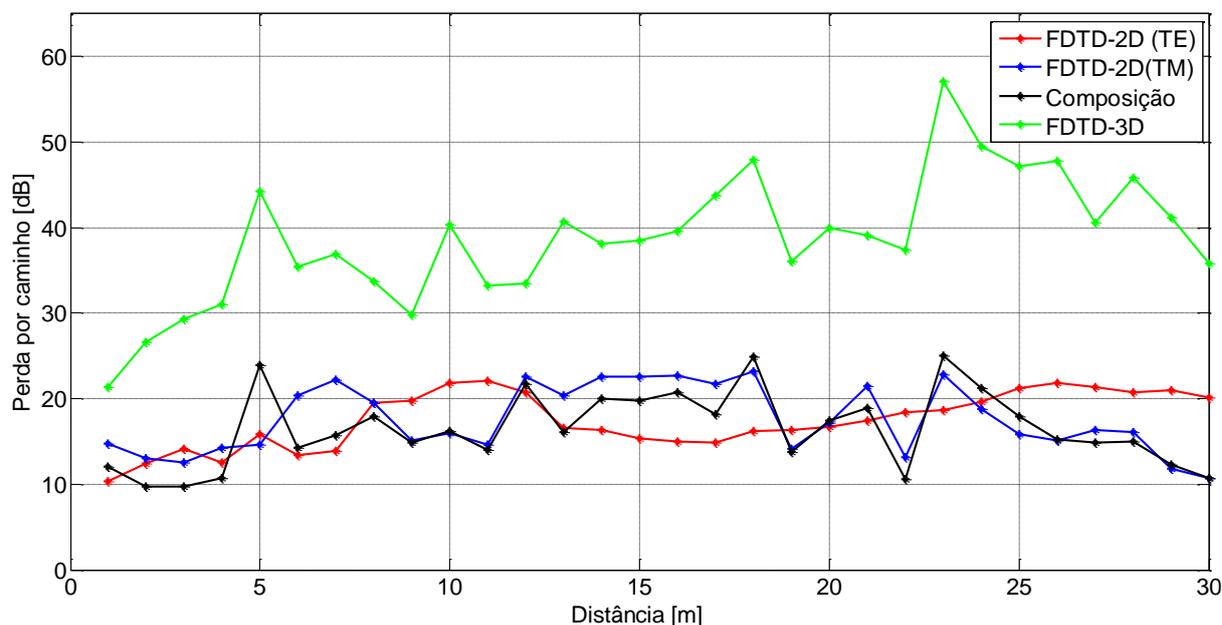


Figura 6.8 Perda por caminho expressa pela composição dos modos TE_y e TM_z.

Como mencionado anteriormente, a composição dos modos representa os campos elétricos devido as reflexões no chão, teto, paredes e objetos, em dois planos, xy e xz. Ainda assim não se consegue representar as amplitudes da curva dada pelo método FDTD-3D. Para esta falta de precisão propõe-se um fator de correção específico para o problema analisado. A correção dada por (6.1) fará com que a curva da composição dos modos mostrada na Figura 6.8

represente com excelente aproximação a curva da perda por caminho expressa pelo método FDTD-3D, no corredor LEME mostrado na Figura 6.1.

$$FC_{LEME} = 7,00 \log(d) + 7,00 \log(f) - 7,00. \quad (6.1)$$

Existem algumas considerações sobre as constantes do fator de correção (6.1). A primeira é o fato das constantes a , b e c serem iguais a 7,00. Esse valor é menor que àqueles fornecido pela correção proposta para a perda por caminho no espaço livre na equação (3.8). A segunda é que a inclusão da antena de transmissão e recepção na simulação com o método FDTD-2D contribui para diminuir a perda por caminho e, por consequência, isso gera um ganho devido a consideração da antena no modo TE_y.

A soma do fator de correção (6.1) com a curva da perda por caminho, dada pela composição dos modos TE_y e TM_z, é mostra da Figura 6.9. A correção proposta consegue representar com boa precisão as amplitudes da curva dada pelo método FDTD-3D. Esta é a prova que viabiliza a utilização do método FDTD-2D para o cálculo da perda por caminho em ambiente interiores.

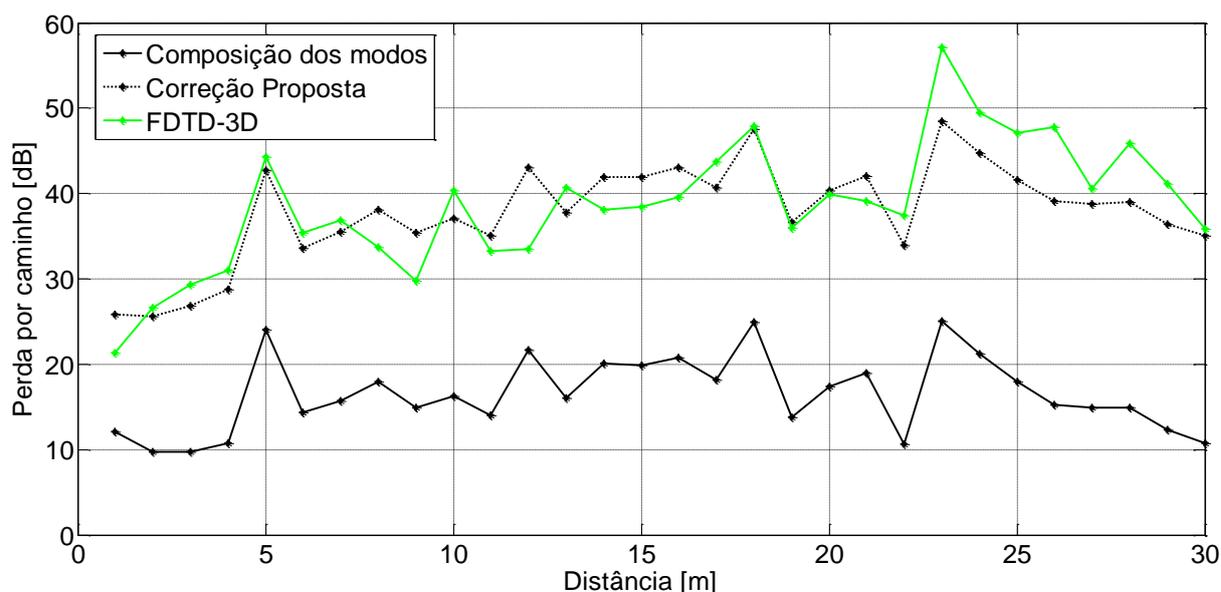


Figura 6.9 Correção proposta da perda por caminho através da composição dos modos TE_y e TM_z.

O erro relativo entre as curvas expressas pelos métodos FDTD-2D (com correção de transitórios) e FDTD-3D, mostrados na Figura 6.9, está descrito na Figura 6.10. O desvio padrão dos erros nos 30 pontos considerados é de 6,22%, ou seja, isso garante a eficiência da representação da perda por caminho utilizando o método FDTD-2D com a correção proposta.

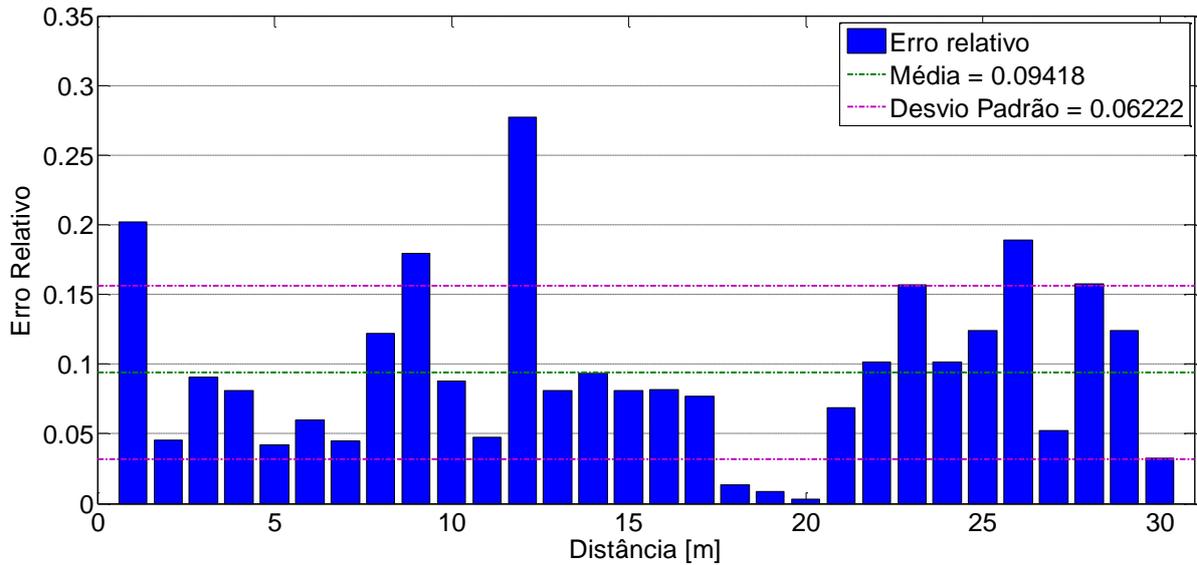


Figura 6.10 Erro relativo, média e desvio padrão do erro referentes aos valores da perda por caminho utilizando os métodos FDTD-2D com correção e o método FDTD-3D.

Outra evidência sobre a eficiência na representação da perda por caminho com a correção proposta aos resultados do método FDTD-2D, está nas curvas de interpolação mostrada na Figura 6.11. Existe concordância nas formas das curvas geradas pela interpolação dos dados fornecidos pelos dois métodos. Utilizou-se uma equação de grau 10 ($y = p_1 x^{10} + p_2 x^9 + p_3 x^8 + p_4 x^7 + p_5 x^6 + p_6 x^5 + p_7 x^4 + p_8 x^3 + p_9 x^2 + p_{10} x + p_{11}$) cujos coeficientes de interpolação dos valores da perda por caminho estão descritos na Tabela 6.5.

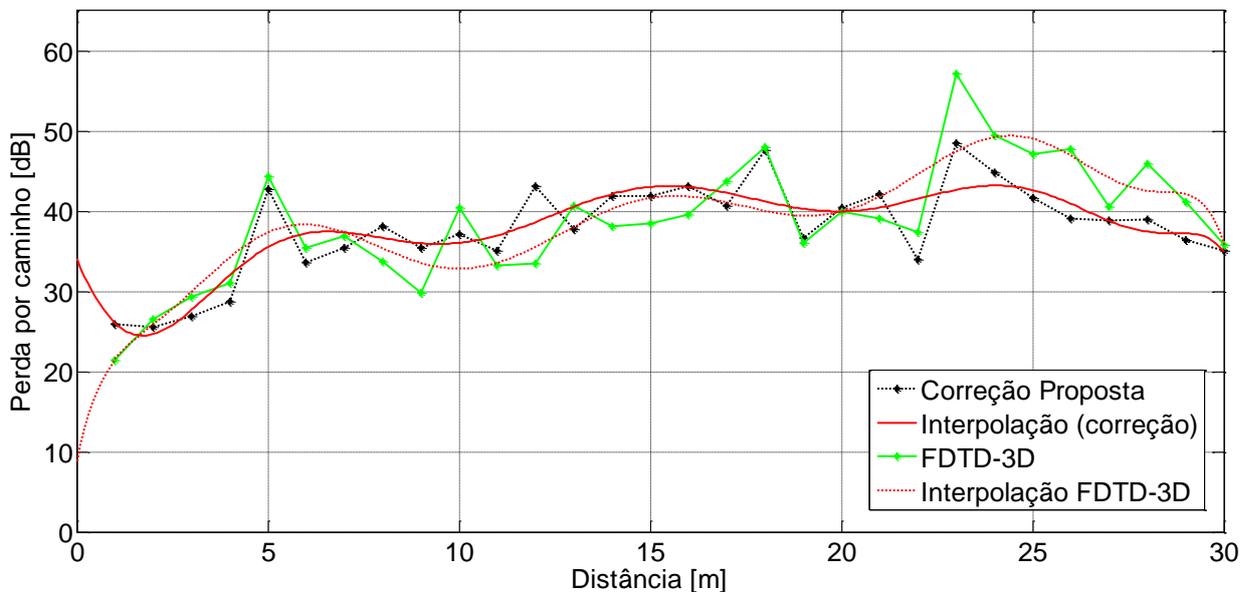


Figura 6.11 Interpolação das curvas gerados pelos métodos FDTD-2D e 3D.

Verifica-se na Tabela 6.5 a aproximação dos valores dos coeficientes da equação de grau 10 utilizada na interpolação dos valores da perda por caminho mostrados na Figura 6.11.

Tabela 6.5 Coeficientes de interpolação de grau 10 das curvas da perda por caminho.

Método FDTD-2D (Correção Proposta)	Método FDTD-3D
Coeficientes	Coeficientes
$p1 = -1.0477e - 09$	$p1 = -1.9689e - 09$
$p2 = 1.5488e - 07$	$p2 = 2.954e - 07$
$p3 = -9.6252e - 06$	$p3 = -1.8785e - 05$
$p4 = 0.00032552$	$p4 = 0.00065881$
$p5 = -0.0064611$	$p5 = -0.013892$
$p6 = 0.075104$	$p6 = 0.18013$
$p7 = -0.46846$	$p7 = -1.4132$
$p8 = 1.0616$	$p8 = 6.3998$
$p9 = 2.424$	$p9 = -15.86$
$p10 = -11.080$	$p10 = 23.598$
$p11 = 34.067$	$p11 = 8.585$

A última questão observada sobre o fator de correção (6.1) é que quando ele é aplicado separadamente nas curvas da perda por caminho no modo TEy e no modo TMz o resultado é surpreendente. Antes, vale lembrar que a simulação com o método FDTD-2D no modo TEy fornece os valores do campo elétrico devido as reflexões da onda no teto e no piso do ambiente. A simulação com o modo TMz fornece os valores do campo elétrico devido as reflexões da onda nas paredes laterais e objetos do ambiente.

A curva da perda por caminho com o método FDTD-2D no modo TEy é mostrada na Figura 6.12. Verifica-se que as amplitudes desta curva não variam bruscamente. Existe um ganho devido a propagação no corredor entre as distâncias 11 e 24 metros, devido as reflexões no teto e no solo responsáveis pelo confinamento da onda no corredor. Outro detalhe que contribui para a diminuição das perdas é a inclusão das antenas, transmissora e receptora, que exclui possíveis reflexões que poderiam ser computadas. O fator de correção (6.1) foi adicionado a curva gerada pelo modo TEy. Outras constantes foram testadas porém (6.1) é o fator melhor aproxima a curva FDTD-2D (modo TEy) à curva dada pelo método FDTD-3D, como mostrado na Figura 6.12.

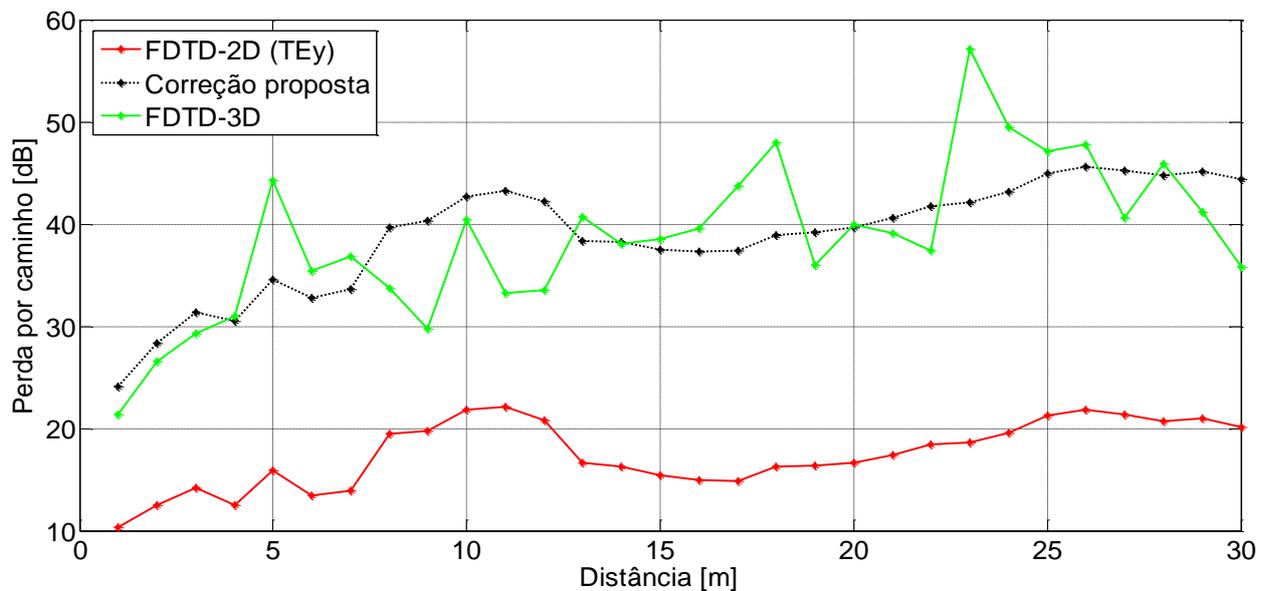


Figura 6.12 Perda por caminho calculada com o método FDTD-2D, modo TE, e correção proposta.

A propagação da onda eletromagnética utilizando o método FDTD-2D, modo TMz, expressam reflexões nas paredes e objetos do ambiente, no plano xy. Neste modo não se consegue representar a estrutura física da antena, ao contrário do modo TEy. A fonte é excitada num ponto, “gap” da antena, no qual simula uma antena de fio fino infinito [14].

O ambiente da Figura 6.1 foi modelado em duas dimensões e mostrado na Figura 6.13 (a). As imagens na Figura 6.13 estão fora de escala uma em relação a outra. As Figuras 6.13 (b) e (c) representam a propagação do campo elétrico, calculado pelo método FDTD-2D, modo TMZ, na altura do “gap” da antena. A Figura 6.13 (b) é um registo da propagação do campo elétrico evoluindo no tempo (1500 ns). A Figura 6.13 (c) é um corte horizontal, na altura do “gap” da antena, do ambiente modelado em três dimensões no SAGS. Neste último caso a propagação foi realizada com o método FDTD-3D. É possível identificar reflexões da onda nas paredes e objetos do ambiente, além das intensidades do campo elétrico relacionadas as cores.

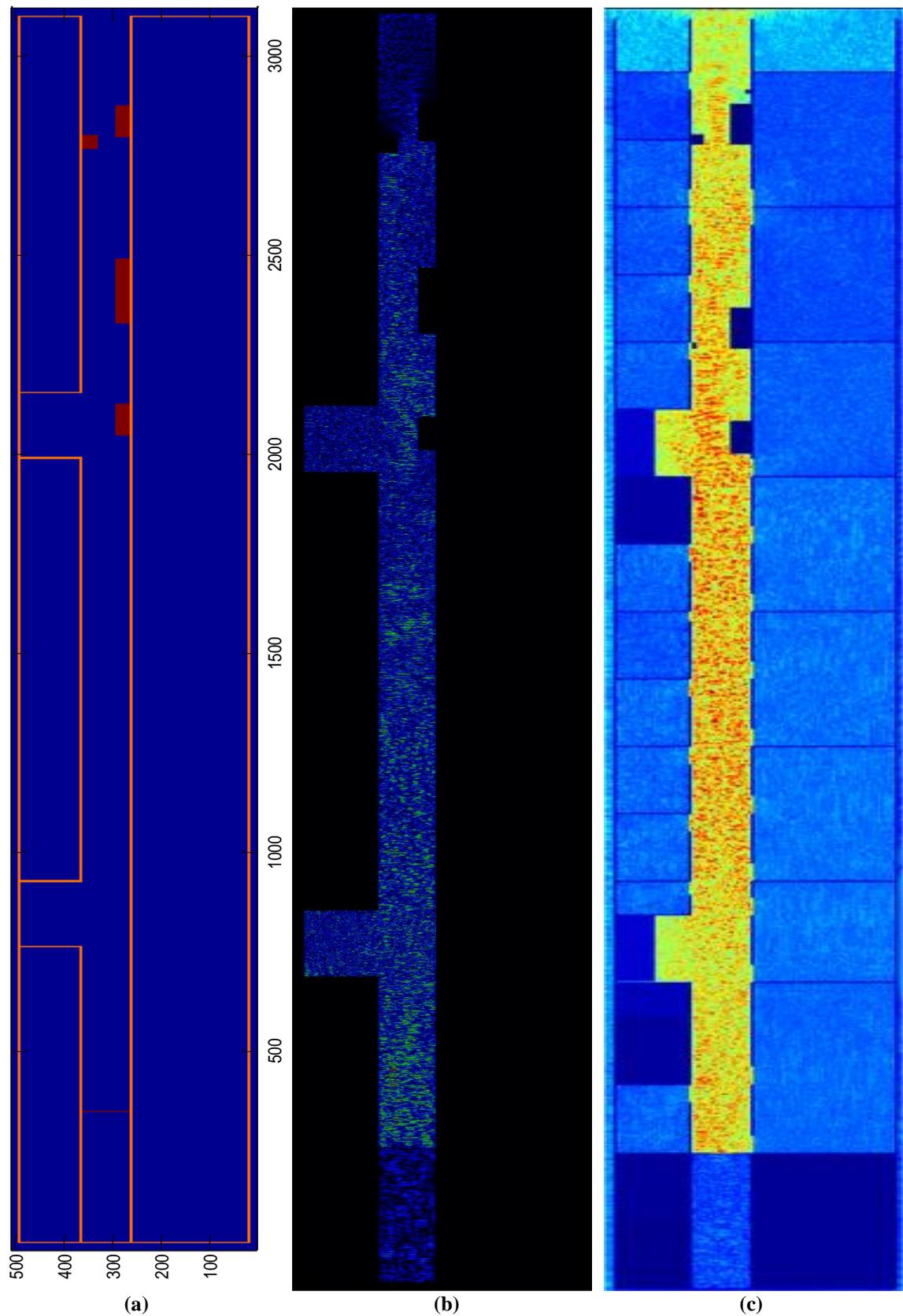


Figura 6.13 Propagação do campo elétrico no ambiente computacional. **(a)** Representação computacional em duas dimensões do ambiente interior. **(b)** Propagação do campo elétrico através do método FDTD-2D, modo TMz. **(c)** Propagação do campo elétrico através do método FDTD-3D, num plano horizontal na altura do “gap” das antenas.

O campo elétrico determinado a partir do modo TMz do método FDTD-2D expressa as reflexões da onda nas paredes do ambiente. Essa interação com o ambiente determina a forma da curva da perda por caminho em cada posição considerada, como mostra a Figura 6.14. Na curva, as amplitudes da perda por caminho variam drasticamente e reproduzem a forma da curva expressa pelo método FDTD-3D. Observa-se que a correção proposta aplicada a essa curva gera amplitudes com boa aproximação daquelas fornecidas pelo método FDTD-3D.

A correção proposta à curva da perda por caminho obtida a partir do modo TMz do método FDTD-2D, que melhor representa a curva fornecida pelo método FDTD-3D, é dada por (6.1). Foram experimentados outros valores para as constantes a , b e c , porém nenhum possui boa aproximação quanto aqueles dados por (6.1). A determinação das constantes é realizada empiricamente e em trabalhos futuros deve-se desenvolver um método para determina-las de forma que expressem a melhor precisão quando adicionadas aos dados fornecidos pelo método FDTD-2D.

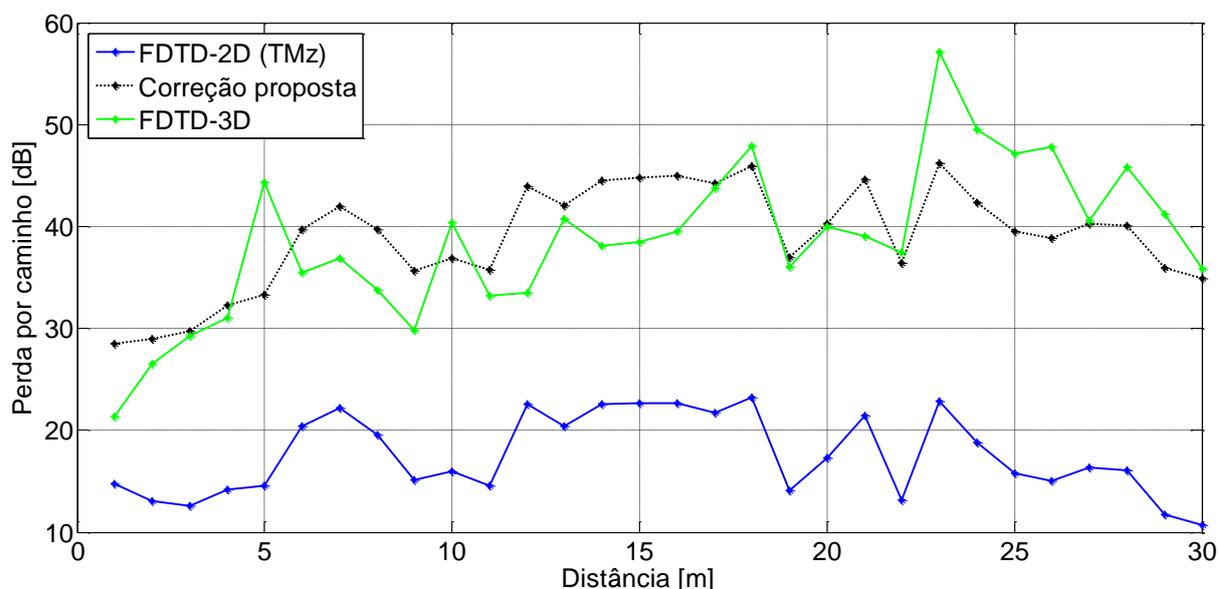


Figura 6.14 Perda por caminho no corredor Leme considerando o modo TM e a correção proposta.

As curvas da perda por caminho expressas pelo método FDTD-2D nos modos TEy e TMz mostram boa concordância quando comparadas a curva dada pelo método FDTD-3D. Porém a melhor aproximação é dada pela composição destes modos, como mostram as Figuras 6.9 e 6.10. A correção aplicada através da composição dos modos expressa pontos que os modos, por si só, não expressam. Por exemplo o ponto a cinco metros do transmissor dado pela composição dos modos possui erro relativo de aproximadamente 4,5% quando se compara com a curva do método FDTD-3D.

Contudo, a vantagem da representação da perda por caminho utilizando a correção aplicada via composição dos modos TEy e TMz está no fato desta curva ter excelente

aproximação daquela gerada pelo método FDTD-3D. Embora a representação no modo TMz tenha certa boa aproximação, a correção proposta possui ótima precisão, dado que o desvio padrão do erro relativo é de 6,22%.

6.5. Considerações finais e trabalhos futuros

Uma vez que a representação numérica adequada das antenas são consideradas no modelo FDTD-3D, pode-se reproduzir com boa precisão parâmetros de transferência de potência. Este aspecto é tão importante quanto a definição geométrica e paramétrica dos objetos situados no ambiente interno. Isto parece acontecer principalmente devido à influência do padrão de radiação das antenas. Apresentamos e testamos um modelo equivalente para a antena discônica. Os resultados obtidos neste trabalho estão substancialmente mais próximos dos dados experimentais do que os cálculos com o método PBT previamente publicados em [8] para o mesmo problema.

O objetivo principal deste trabalho foi apresentar uma nova abordagem ao método FDTD-2D para fornecer valores confiáveis do campo elétrico em problemas de propagação da onda eletromagnética no ambiente interior. Para tanto foi necessário mostrar que a versão em três dimensões do método FDTD fornece resultados com boa precisão, como mostrado na seção 6.3. Esta etapa foi concluída com o artigo publicado [39].

A outra etapa refere-se a comprovação da eficiência da correção proposta aos resultados do método FDTD-2D. A metodologia de implementação da referida correção está descrita no Capítulo 5 e a comprovação de sua eficiência está descrita na seção 6.4. A Figura 6.10 do erro relativo entre os dados fornecidos pelos métodos FDTD-2D e FDTD-3D é bastante significativa para os objetivos deste trabalho. Além disso, a apresentação da composição dos modos foi uma ideia importantíssima para se chegar ao erro relativo dentro de um limiar aceitável. Este material é parte substancial do trabalho futuro que será submetido a análise e, conseqüentemente, comprovação da nova abordagem ao método FDTD-2D.

O método FDTD-2D com respostas transitórias corrigidas possibilita a investigação e análise de propagação da onda eletromagnética em ambientes interiores, com geometria complexa e de grandes dimensões, assim como, a análise do canal de radio propagação em ambientes exteriores. Por exemplo, será possível analisar o problema de espalhamento eletromagnético em picocélulas urbanas (região de cobertura dos sistemas de comunicação móvel com dezenas de metros). O objetivo é identificar fenômenos de múltiplos caminhos e pontos ótimos para a antena transmissora, além de delimitar a área de cobertura da antena.

Esta nova abordagem, também, possibilitará o desenvolvimento e a implementação de um *software* em sistemas operacionais tanto de celulares quanto de computadores pessoais (PCs).

Em trabalho futuro é importante definir a largura de banda da antena transmissora para caracterização do canal interior. Se a largura de banda do sinal de rádio transmitido for maior que a largura de banda do canal de caminho múltiplo, o sinal recebido será distorcido, mas a intensidade desse sinal não atenuará muito em determinado local. Considerando que, se a largura de banda do canal pode ser quantificada pela largura de banda de coerência que está relacionada com a estrutura específica de caminho múltiplo do canal.

Deve-se, ainda, desenvolver uma metodologia para a escolha das constantes a , b e c da equação (3.3) de forma a minimizar o erro da perda por caminho, através de critérios bem definidos. É importante determinar a perda por caminho considerando o ganho das antenas. Também é importante determinar o ganho da antena representada no modo TE_y do método FDTD-2D.

O trabalho para se conseguir valores menores para a perda de retorno da representação em FDTD-3D da antena discônica, sem que se altere o tamanho da célula de Yee , fica em aberto e por se tratar de um problema de antena, deixaremos para trabalhos futuros.

A quantidade de informação do canal de radio propagação determinada com o método FDTD viabiliza desenvolver um guia de perda e retardo de potência em ambientes específicos com o objetivo de auxiliar engenheiros em projetos de comunicação. O objetivo é com a caracterização do canal de radio propagação tornar possível maiores taxas de dados e aumentar a qualidade de serviço de telecomunicação.

A continuidade deste trabalho deve contribuir para a formação científica do autor e o desenvolvimento acadêmico e científico da região Norte. Pensar e projetar tecnologia é um avanço de certa forma imensurável quando se considera as condições impostas pelo sistema educacional básico no Brasil.

Fomentar a atitude científica nos discente que deste trabalho se servirão é o objetivo mais importante que deve ser alcançado, pois a continuidade e o desenvolvimento científicos dependem daqueles que *virão*, tanto quando dos que contribuíram para os resultados apresentados aqui.

REFERÊNCIAS

- [1] HOMAYOUN HASHEMI, “*The Indoor Radio Propagation Channel*”. Proceedings of the IEEE. Vol. 81, No. 7, July 1993.
- [2] SEYBOLD, JOHN S., “*Introduction to RF Propagation*”. New Jersey, John Wiley & Sons, 2005.
- [3] RAPPAPORT, THEODORE S., “*Comunicações sem fio: princípios e práticas*”. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2009.
- [4] BALANIS, C. A., “*Teoria de Antena: Análise e Síntese*”. 3ª Ed., Rio de Janeiro, LTC, 2009.
- [5] 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, 1997.
- [6] A. M. CAVALCANTE, “*Estratégias Computacionais Aplicadas em Técnicas de Traçado de Raios 3D para o Aumento da Eficiência na Caracterização de Canais de Propagação de Redes Sem Fio*”, Tese de Doutorado, Instituto de Tecnologia – UFPA, Belém, 2007.
- [7] FABRÍCIO JOSÉ BRITO BARROS, “*Traçado Tridimensional de Feixes para a Obtenção das Características de Propagação do Canal de Banda Ultralarga em Ambientes Interiores*”, Tese (doutorado) - Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2010.
- [8] BARROS, F. J. B.; E. Costa ; G. L. Siqueira ; J. R. Bergmann. “*A polyhedral beam-tracing method for modeling ultrawideband indoor radio propagation*”. Microwave and Optical Technology Letters (Print), v. 54, p. 904-909, 2012.
- [9] COX, D.C. “*Delay doppler characteristics of multipath delay spread; average excesso delay for 910 MHz urban mobile radio paths*”. IEEE Transactions on Antennas Propagation, v. AP-23, n.5, mar.1975, p.206-213.
- [10] 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.
- [11] J. W. H. LEE, A. K. Y. LAI, “*FDTD Analysis of indoor Radio Propagation*”. IEEE, 1998.
- [12] A. TAFLOVE, and S. C. HAGNESS, “*Computational Electrodynamics, The Finite Difference Time Domain Methods for Eletrodynamic Analysis*”. New York: Artech House Inc., 2005.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] RODRIGO M. S. DE OLIVEIRA, “*Nova metodologia para análise e síntese de sistemas de aterramento complexos utilizando o método LN-FDTD, computação paralela automática e redes neurais artificiais*”, Tese de Doutorado, Instituto de Tecnologia – UFPA. Belém, 2008.
- [16] BELÉM, A. N., “*Caracterização Bidimensional de Canais Rádio através de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo*”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2001.
- [17] MARTINS, B. W., “*Análise da Propagação de Ondas Eletromagnéticas em Ambientes Indoor: Modelo do Caminho Dominante Versus Traçado de Raios e FDTD*”. Dissertação de Mestrado, Instituto de Tecnologia – UFPA. Belém, 2011.
- [18] J. F. ALMEIDA, C. 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.
- [19] PAULO VICTOR MOCBEL DOS SANTOS, “*Criação de Ambientes indoor através de Realidade Virtual para Solução Numérica das Equações de Maxwell*”, Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade Federal do Pará, Faculdade de Engenharia da Computação. Belém, 2012.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] DIONISIO RAONY DE SOUZA RIBEIRO. “*Análise de propagação de ondas eletromagnéticas na faixa de microondas em ambiente indoor com método FDTD e comparação entre modelo 2D e 3D*”. Dissertação de mestrado. Instituto de Tecnologia – UFPA. Belém, 2012.
- [23] YAN WU, MIN LIN, IAN WASSELL. “*Path loss estimation in 3D environments using a modified 2D Finite-Difference Time-Domain Technique*”. IET 7th International Conference on Computation in Electromagnetic. 2008.
- [24] Y. WU, M. LIN and I. J. WASSELL. “*Modified 2D Finite-Difference Time-Domain technique for tunnel path loss prediction*”. 2th International Conference on Wireless Communications in Underground and Confined Areas, 2008.
- [25] YAN WU and Ian WASSELL. “*Introduction to the Segmented Finite-Difference Time-Domain Method*”. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45, n° 3, march 2009.
- [26] CÁCERES, E. N., MONGELLI, H., and SONG, S.W. “*Algoritmos paralelos usando cgm/pvm/mpi: uma introdução*”. Anais do XXI Congresso da Sociedade Brasileira de Computação, 2:219-278, 2011.
- [27] SILLA, P. R., BRUNETO, M. A. O. C.. “*Análise de um Algoritmo de multiplicação de*

matrizes em versão paralela utilizando PVM e MPP. Anais do III W2C. Londrina, 2008.

- [28] Visto em 29.09.2013: <http://openmp.org/wp/>
- [29] Visto em 29.09.2013: <http://msdn.microsoft.com/pt-br/library/hh872235.aspx>
- [30] W. GROPP, E. LUSK, D. ASHTON, et all. “*MPICH2 User’s Guide: Mathematics and Computer Science Division*”. Argonne National Laboratory, 2006
- [31] GNU Octave: <http://www.gnu.org/software/octave/about.html>
- [32] <http://www.fdttd.org;>
- [33] <http://www.vivaolinux.com.br/artigo/Cluster-Beowulf>
- [34] F. J. B. Barros, R. D. Vieira and G. L. Siqueira, “*Relationship between delay spread and coherence bandwidth for UWB transmission,*” SBMO/IEEE MTT-S International Conference on Microwave and Optoelectronics, pp. 415-420, 2005.
- [35] I. HENNING, M. ADAMS, Y. SUN, D. MOODIE, D. ROGERS, P. CANNARD, S. DOSANJH, M. SKUSE, and R. FIRTH, “*Broadband antenna-integrated, edge-coupled photomixers for tuneable terahertz sources,*” IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 46, pp. 1498–1505, 2010.
- [36] Z. CHEN, Y. L. BAN, J. H. CHEN, J. L. W. LI and Y. J. WU, “*Bandwidth Enhancement of LTE/WWAN Printed Mobile Phone Antenna Using Slotted Ground Structure*”. Progress In Electromagnetics Research, vol. 129, pp. 469-483, 2012.
- [37] T. NODA, A. TATEMATSU and S. YOKOYAMA, “*Improvements of an FDTD-Based Surge Simulation Code and its Application to the Lightning Overvoltage Calculation of a Transmission Tower*”, Electric Power Systems Research, vol. 77, pp. 1495-1500, 2007.
- [38] F. J. B. BARROS, E. COSTA, G. L. SIQUEIRA and J. R. BERGMANN, “*A Site-Specific Beam Tracing Model of the UWB Indoor Radio Propagation Channel*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 63, pp. 3681-3694, 2015.
- [39] BRUNO W. MARTINS, RODRIGO M. S. de OLIVEIRA, VICTOR DMITRIEV, F. J. B. BARROS and NILTON R.N.M. RODRIGUES, “*Indoor Characterization of Power Delay Profile Using Equivalent Antenna Representation in Uniform FDTD Lattices*”, Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, Vol. 16, No. 1, March 2017.

PUBLICAÇÕES

- [1] LOPES, R. L. F. ; COSTA, A. B. ; GOMES, H. **MARTINS, B. W.** ;; SOUZA, N. W. ; CAVALCANTE, G. P. S. . “*Empirical ARMA Indoor Propagation Model for WLAN Signals in 2.4GHz*”. In: THE 7TH EUROPEAN CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 2013, Sweden. EUCAP2013. SWEDEN: EUCAP2013, 2013. v. 7. p. 1288-1291.
- [2] R. N. A. Nascimento ; C. R. Gomes ; **MARTINS, B. W.** ; M. Almeida ; H. S. Gomes ; G. P. S. Cavalcante . “*Ajuste na Recomendação ITU-R P.1546-4 para Predição de Campo Elétrico de TV Digital na Região Metropolitana de Belém*”. In: MOMAG 2012 - 15º SBMO Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 10º CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2012, João Pessoa - Paraíba. MOMAG2012, 2012.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] **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.
- [6] **BRUNO W. MARTINS**, RODRIGO M. S. de OLIVEIRA, VICTOR DMITRIEV, F. J. B. BARROS and NILTON R.N.M. RODRIGUES, “*Indoor Characterization of Power Delay Profile Using Equivalent Antenna Representation in Uniform FDTD Lattices*”, Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, Vol. 16, No. 1, March 2017.