UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA POLITÉCNICA

JON ESKIL BENDZ

MODELAGEM, SIMULAÇÃO, E VISUALIZAÇÃO IMERSIVA DE
REDES SEM FIO

São Paulo
2008

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA POLITÉCNICA

JON ESKIL BENDZ

MODELAGEM, SIMULAÇÃO, E VISUALIZAÇÃO IMERSIVA DE
REDES SEM FIO

Tese apresentada à Escola Politécnica
da Universidade de São Paulo para ob-
tenção do Título de Doutor em Engen-
haria Elétrica

São Paulo
2008

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA POLITÉCNICA

JON ESKIL BENDZ

MODELAGEM, SIMULAÇÃO, E VISUALIZAÇÃO IMERSIVA DE
REDES SEM FIO

Tese apresentada à Escola Politécnica
da Universidade de São Paulo para ob-
tenção do Título de Doutor em Engen-
haria Elétrica

Área de Concentração:
Sistemas Eletrônicos

Orientador:
Prof. Dr. Marcelo Knörich Zuffo

São Paulo
2008

Este exemplar foi revisado e alterado em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, 20 de junho de 2008.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

FICHA CATALOGRÁFICA

Bendz, Jon Eskil

Modelagem, simulação, e visualização imersiva de redes sem fio / J.E. Bendz. --ed.rev.-- São Paulo, 2008.
139 p.

Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

1.Visualização 2.Cálculo numérico 3.Telecomunicações
4.Teoria eletromagnética I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos II.t.

À Malin, com amor.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Marcelo Knörich Zuffo, o meu orientador pela coragem de aceitar um estrangeiro totalmente desconhecido, e o apoio forte em tempos difíceis.

Ao amigo e colega Hilton Fernandes por discussões interessantes e as milhares dicas valiosas. Um verdadeiro catalisador da minha pesquisa.

Ao Olavo Belloc, por o trabalho e a ajuda com as visualizações imersivas.

À professora Iara Visconte, a minha professora de português que me ensinou esta língua bonita.

À Francesca Neglia, que sempre me ajudou com a administração.

Aos colegas do laboratório, Rafael Herrero, e Maryana Alegro que nunca hesitaram em me fornecer conhecimento de suas áreas de perícia.

Por amizade, Celio Hira, Márcia Kondo, Ilana Souza, Rogério Nunes, Eduardo Carvalho, dentre tantos outros amigos.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pela bolsa de doutorado.

RESUMO

Visualizações imersivas são muito valiosas para melhorar a compreensão de uma variedade de fenômenos físicos, que podem ser eventualmente modelados na forma discreta e simulados por computador. Dentre possíveis aplicações podemos utilizar a visualização imersiva como ferramenta pedagógica para percepção aumentada de tópicos complexos, ou como uma poderosa ferramenta de apoio analítico para ajudar os engenheiros a interpretar os resultados de projetos. Este projeto de pesquisa aborda o uso da visualização imersiva de campos eletromagnéticos, especificamente os campos gerados por redes sem fio, largamente utilizadas no cotidiano como é o caso das redes IEEE 802.11 (Wi-Fi). Para tanto este trabalho propõe métodos novos para visualizar, em três dimensões, campos eletromagnéticos variantes no tempo e distribuições de parâmetros interessantes relacionados a redes sem fio. Para atingir este objetivo, uma versão aprimorada do método de diferenças-finitas no domínio do tempo (FDTD) é desenvolvido: o método FDTD de alta ordem e malha grosseira (*Coarse Grid Higher Order FDTD*, CGHO-FDTD). Portanto, soluções numéricas muito precisas, mais rápidas, e computacionalmente mais eficientes das equações de Maxwell podem ser obtidas. Os cálculos numéricos podem ser ainda mais rápidos pelo uso de computação paralela em um aglomerado de computadores. As características de domínio de tempo facilitam a criação de instantâneos de campos eletromagnéticos que estão se propagando, e desta maneira é possível criar figuras e animações tri-dimensionais que podem ser usadas para explicar alguns dos seguintes fenômenos físicos comuns em redes sem fio: difração, reflexão, e atenuação. Para que aumente a percepção física ainda mais, visualizações imersivas são feitas em um ambiente de realidade virtual. Por fim, a ferramenta desenvolvida também pode ser usada para criar distribuições muito detalhadas de parâmetros importantes que afetam o desempenho em uma rede sem fio. É mostrado que simulações de um ambiente fechado para prever a distribuição de potência de uma rede sem fio do tipo IEEE 802.11 (Wi-Fi), estão de acordo com as medidas.

Palavras-chave: Diferenças-finitas no domínio do tempo (FDTD), propagação de ondas eletromagnéticas, visualização tri-dimensional, redes sem fio, visualização imersiva.

ABSTRACT

Immersive visualizations are very valuable in order to improve the understanding of a variety of physical phenomena that can be modeled numerically and simulated by computers. Amongst the possible applications, we could utilize immersive visualizations as a pedagogical tool for enhanced perception of complex topics, or as a powerful tool that helps engineers interpret the outcome of simulations. This research project approaches the use of immersive visualizations of electromagnetic fields, especially fields generated by wireless networks widely utilized in the everyday life, as is the case for networks of the type IEEE 802.11 (Wi-Fi). For such a purpose this work proposes new methods to three-dimensionally visualize time-varying electromagnetic fields, and distributions of interesting parameters related to wireless networks. To achieve these objectives, a better version of the finite-difference time-domain (FDTD) method is developed: the Coarse Grid Higher Order FDTD (CGHO-FDTD) method. Thus highly accurate, faster and more computationally efficient numerical solutions of Maxwell's equations can be obtained. The numerical calculations are made even faster by the use of parallel computing on a cluster of computers. The characteristics of the time domain facilitate the creation of snapshots of the propagating electromagnetic fields, and in this manner it is possible to create three-dimensional figures and animations that can be used to explain some of the following common physical effects found in wireless networks: diffraction, reflection, and attenuation. To further enhance the perception of the physics, immersive visualizations are carried out in a virtual reality environment. Finally, the developed tool can also be used to create highly detailed distributions of important parameters that affect the performance in wireless networks. It is shown that simulations to predict the power distribution in an indoor wireless network of the type IEEE 802.11 (Wi-Fi), agree very well with measurements.

Keywords: Finite-difference time-domain (FDTD), propagating electromagnetic waves, three-dimensional visualization, wireless networks, immersive visualization.

LISTA DE FIGURAS

2.1	A célula de Yee original e as posições dos vetores dos campos elétricos e magnéticos. (YEE, 1966)	9
2.2	Dispersão numérica teórica para FDTD original. $N_\lambda = 20$	14
2.3	Os campos elétricos, E_x e E_y , necessários para calcular o campo magnético, H_z , para o caso de FDTD de alta ordem.	18
2.4	Dispersão numérica teórica para (2,4) FDTD. $N_\lambda = 10$	19
2.5	O erro da dispersão numérica teórica para o esquema <i>Isotropy-Improved NSFD (2,4)</i> . $N_\lambda = 10$, $S = 0,3$. (YANG; BALANIS, 2005)	21
3.1	Reflexão e refração entre dois materiais diferentes. (BOOTHROYD; CHAN; ROBERTSON, 1996)	24
3.2	Linhas do campo elétrico ao redor dum dipolo elétrico. (MIT, 2003-2007).	25
3.3	Disposição de um escritório (à esq.). Instantâneo do campo E_z naquele mesmo escritório (à dir.). (LEUNG; CHEN; LEE, 2002)	26
3.4	Trajetória de um feixe de pósitrons num campo magnético variando periodicamente, mostrada num ambiente de realidade virtual. (HUANG et al., 1996)	26
3.5	Os 15 cubos básicos. (LORENSEN; CLINE, 1987)	28
3.6	Estrutura da CAVERNA Digital (SOARES, 2005)	30
3.7	Etapas da visualização do algoritmo FDTD na CAVERNA Digital.	31
3.8	A aparência de um pulso Gaussiano senoidal.	32
4.1	Pares de coeficientes otimizados, C_1 e C_2 , em função da densidade de pontos na malha, N_λ	38
4.2	Erros numéricos esperados para alguns esquemas de FDTD de alta ordem em função da direção de propagação, ϕ , na malha.	39

4.3	O erro numérico de dispersão versus a resolução da malha para os casos de Yee, Std Fang, Opt Fang, e o esquema de CGHO-FDTD. Os dois métodos de FDTD de alta ordem otimizados, têm sido projetados para $N_\lambda = 10$ . . .	41
4.4	O arranjo das paredes de concreto no ambiente realístico.	43
4.5	Erros esperados para o esquema de 3D CGHO-FDTD em função da direção de propagação, ϕ e θ , na malha. $N_\lambda = 10$	46
4.6	O erro de dispersão versus resolução da malha para Yee, Std Fang, e os dois esquemas de 3D CGHO-FDTD, respectivamente otimizados a $N_\lambda = 7$ e $N_\lambda = 10$	48
4.7	Um ambiente realístico. As linhas negras indicam as três direções de propagação investigadas.	50
6.1	Quatro instantâneos do pulso em propagação depois de 80, 160, 320 e 400 passos de tempo (u.a. = unidades arbitrárias).	62
6.2	Seis instantâneos de um pulso em propagação depois de 200, 280, 360, 440, 520 e 600 passos de tempo (u.a. = unidades arbitrárias).	64
6.3	O cenário a ser visualizado na CAVERNA Digital.	67
6.4	Fotos das visualizações imersivas na CAVERNA Digital (acima), e os mesmos instantâneos vistos na tela como vrml (abaixo).	69
7.1	Distribuição em 3D dos valores de potência. O edifício completo é mostrado na imagem à esquerda, e apenas o primeiro andar é visto à direita.	75
7.2	Distribuição em 3D dos valores de taxa de transmissão esperada.	76
7.3	Distribuição em 3D dos valores de taxa de transmissão esperada sob a influência de um sinal interferente.	77
7.4	A influência de materiais diferentes na distribuição da potência.	78
8.1	Panorama geral do cenário residencial.	81
8.2	Panorama dos dois andares. Primeiro andar à esq. e segundo andar à dir. .	81
8.3	As localizações dos pontos da medida e os valores médios usando o OLPC. Primeiro andar à esq. e segundo andar à dir.	84
8.4	A distribuição da potência para o cenário residencial. Primeiro andar acima, e segundo andar abaixo.	87

8.5	Comparação entre as medidas dos dois <i>laptops</i> e a simulação do CGHO-FDTD.	88
8.6	Comparação entre as medidas do OLPC, o CGHO-FDTD e dois modelos empíricos.	89
9.1	Comparação de visualizações obtidas entre outros grupos de pesquisadores e a ferramenta pedagógica desenvolvida neste trabalho.	92
A.1	Reflexões do interface do CPML em função de a_{max} e $\sigma_{max}/\sigma_{opt}$ medidas nos três pontos de referência.	101
A.2	Reflexões do interface do CPML em função de κ_{max} e $\sigma_{max}/\sigma_{opt}$ medidas nos três pontos de referência.	102
A.3	Reflexões do interface do CPML em função de κ_{max} e a_{max} medidas nos três pontos de referência.	103
A.4	Uma seção do plano xy que mostra os pontos da malha para o caso do uso de CPML e FDTD de alta ordem.	106
B.1	Seção da distribuição de potência calculada ao longo do eixo x. As equações de Friis com e sem ganho igual a 1,5 são incluídas para comparação.	110
B.2	Seção da distribuição da potência calculada ao longo da direção $\theta = 63,4^\circ$. A equação de Friis com e sem ganho igual a 1,5 vezes são incluídas para comparação.	111
C.1	O efeito de aplicar o processo de média móvel repetidamente aos valores de potência calculados, antes de exportá-los ao pipeline de visualização.	113
C.2	Os dados não filtrados (à esq.), aplicação dez vezes do processo de média móvel (à dir.).	114
C.3	Uma comparação visual entre a utilização de $q = 1$ (à esq.) e $q = 2$ (à dir) no filtro suavizante.	116
D.1	Alguns tipos de tijolo baiano.	122
D.2	Atenuação em função da condutividade.	123
E.1	Numeração do hipercubo utilizado composto de $2^3 = 8$ nós.	127
E.2	Divisão de volume em sub-volumes.	127
E.3	A malha de FDTD de alta ordem.	129

E.4	Implementação eficiente dos sub-volumes nos processos: myid = 0 (à esq.), myid = 2 (à dir.).	130
E.5	Relação de tempo entre o uso de um ou oito CPUs em função do tamanho do volume simulado.	132

LISTA DE TABELAS

4.1	Anisotropia - FDTD de alta ordem	40
4.2	Erros numéricos de espaço livre	42
4.3	Erros numéricos numa aplicação de malha grosseira	43
4.4	Erros numéricos num cenário realístico	44
4.5	C_1 e C_2 em função de N_λ	46
4.6	Erros de dispersão para FDTD de alta ordem	47
4.7	Erros de dispersão em espaço livre	49
4.8	Erros de dispersão num ambiente realístico	50
4.9	Erros da dispersão dentro de um prédio	51
4.10	Uma comparação do desempenho computacional	53
6.1	Avaliação das visualizações	70
7.1	Resumo dos requisitos de IEEE 802.11	73
7.2	Propriedades dos materiais	78
8.1	Resumo das medidas do OLPC e do Dell	84
8.2	Correlação pela norma euclidiana	90
A.1	Otimização do parâmetro m	100
A.2	Avaliação da espessura do CPML	104
A.3	Avaliação da espessura do CPML	105
B.1	Calibração das fontes	108
C.1	Avaliação do desempenho do filtro	115
D.1	Propriedades de materiais 1	120
D.2	Propriedades de materiais 2	121

D.3	Propriedades de materiais 3	121
D.4	Propriedades de materiais à $f = 2,4$ GHz	122
E.1	O custo do LAM/MPI	133

LISTA DE SIGLAS

AP	Access Point
BER	Bit Error Rate
CFL	The Courant-Friedrich-Levy Criteria
CFS	Complex Frequency-Shifted
CGHO-FDTD	Coarse Grid Higher Order FDTD
CPML	Convolutional Perfectly Matched Layers
FDTD	Finite-Difference Time-Domain
FFT	Fast Fourier Transform
GTD	Geometric Theory of Diffraction
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISI	Intersymbol Interference
LIC	Line Integral Convolution
LSI	Laboratório de Sistemas Integráveis
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MPI	Message Passing Interface
PEC	Perfect Electric Conductor
PML	Perfectly Matched Layers
SIR	Signal to Interference Ratio
SNIR	Signal to Noise and Interference Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
TEAL	Technology-Enabled Active Learning
TLM	Transmission Line Matrix
TM_z	Transversal Magnetic with respect to the z-axis
UTD	Uniform Theory of Diffraction
VR	Virtual Reality
VRML	Virtual Reality Modeling Language
VTK	The Visualization ToolKit

LISTA DE SÍMBOLOS

E	campo elétrico (V/m)
D	corrente de deslocamento, ou densidade superficial de fluxo elétrico (C/m ²)
H	campo magnético (A/m)
B	densidade superficial de fluxo magnético (Wb/m ²)
ρ	densidade de cargas elétricas (C/m ³)
J	densidade superficial de corrente elétrica (A/m ²)
M	densidade superficial de corrente magnética (V/m ²)
P	vetor de Poynting (W/m ²)
σ	condutividade elétrica (S/m)
σ^*	equivalente perda magnética (Ω /m)
ϵ	permissividade (F/m)
ϵ_r	permissividade relativa
ϵ_0	permissividade do espaço livre ($8,854 \cdot 10^{-12}$ F/m)
μ	permeabilidade (H/m)
μ_r	permeabilidade relativa
μ_0	permeabilidade do espaço livre ($4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m).
v_p	velocidade de fase numérica (m/s)
c	velocidade de luz (m/s)
f	frequência (Hz)
k	número de onda (rad/m)
ω	frequência angular (rad/s)
λ	comprimento de onda (m)
S	fator de Courant
N_λ	número de pontos de malha por comprimento de onda
θ	elevação (°)
ϕ	azimute (°)

SUMÁRIO

1	Introdução	1
1.1	Objetivo	3
1.2	Relevância	4
1.3	Motivação	4
1.4	Hipótese	6
1.5	Estrutura do Texto	6
2	Diferenças Finitas no Domínio do Tempo	9
2.1	As Equações de Maxwell em FDTD	10
2.2	A Dispersão Numérica do Algoritmo FDTD	12
2.3	Estabilidade Numérica do Algoritmo FDTD	15
2.4	Demandas Computacionais do Algoritmo FDTD	16
2.5	FDTD de Alta Ordem	17
2.6	Estado-da-Arte - Algoritmos FDTD de Alta Ordem	20
2.7	Conclusões	22
3	Visualização Imersiva da Propagação de Campos Eletromagnéticos	23
3.1	Estado-da-Arte	23
3.2	Proposta de Software para Visualizações a Partir do Algoritmo FDTD . . .	27
3.2.1	O Software Visualization ToolKit	27
3.3	Software de Visualização na CAVERNA Digital	29

3.4	A Fonte do Sinal Eletromagnético para o Algoritmo FDTD	31
3.5	Visualização dos Resultados do Algoritmo FDTD	32
3.6	Conclusões	33
4	Proposta de um Algoritmo FDTD de Alta Ordem e Malha Grosseira	34
4.1	A Idéia Geral	35
4.2	O Algoritmo 2D CGHO-FDTD	36
4.2.1	O Algoritmo de Otimização	36
4.2.2	Resultados Teóricos	38
4.2.3	Resultados Numéricos	41
4.3	O Algoritmo 3D CGHO-FDTD	44
4.3.1	O Algoritmo de Otimização	44
4.3.2	Resultados Teóricos	46
4.3.3	Resultados Numéricos	48
4.4	Demandas Computacionais Reduzidas	51
4.5	Conclusões	53
5	Extração de Parâmetros de IEEE 802.11	55
5.1	Parâmetros Relevantes	55
5.2	Calcular os Valores da Potência	56
5.3	Ruído e Interferência em Redes sem Fio	57
5.4	Conclusões	58
6	Visualização Imersiva e Pedagógica de Redes IEEE 802.11 Usando CGHO-FDTD	59

6.1	Visualização da Frente de Onda	59
6.2	Visualização de Fenômenos Físicos	61
6.3	Visualização de um Ambiente Wi-Fi	63
6.4	Animações do Comportamento Estático das Ondas Eletromagnéticas	66
6.5	Visualizações Imersivas na CAVERNA Digital	66
6.6	Avaliação das Visualizações Pedagógicas	70
6.7	Conclusões	71
7	Visualizações de Parâmetros de IEEE 802.11 (Wi-Fi) utilizando 3D CGHO-FDTD	72
7.1	Parâmetros Importantes	72
7.2	Visualização 3D de Redes IEEE 802.11	74
7.2.1	Distribuições em 3D da Potência	74
7.2.2	Desempenho da Rede Esperado	75
7.2.3	Materiais Diferentes num Prédio	77
7.3	Conclusões	78
8	Análise e Testes do Algoritmo CGHO-FDTD	80
8.1	Cenário Residencial	80
8.2	Equipamento e Medidas	82
8.3	Simulação do Cenário Residencial	85
8.4	Avaliação do Modelo de CGHO-FDTD	86
8.5	Conclusões	90
9	Conclusões	91
9.1	Contribuições da Tese	93
9.2	Trabalhos Futuros	95

Apêndice A – Condições de Contorno Absorvente 97

A.1 O Tensor CFS	97
A.2 Otimização do Tensor CFS	99
A.3 Espessura do Contorno de CPML	104
A.4 Uso de Memória	105

Apêndice B – Calibração da Potência 107

B.1 Calibração da Potência Emitida	107
B.2 Verificação da Potência Emitida	109

Apêndice C – O Filtro Suavizante 112

C.1 Efeito Geral do Filtro	112
C.2 Otimização do Filtro	115

Apêndice D – Propriedades de Materiais Usados em Redes sem Fio 118

D.1 Permissividade	118
D.2 As Propriedades de Materiais Utilizadas	120

Apêndice E – Paralelização do Algoritmo CGHO-FDTD 124

E.1 A CAVERNA Digital	124
E.2 A Estrutura do Código em Geral	125
E.3 A Notação em Geral	126
E.4 O Tamanho e o Tipo das Mensagens	128
E.5 Alocação Eficiente da Memória	130
E.6 Avaliação da Eficiência da Versão Paralela	131

Referências Bibliográficas

135

1 INTRODUÇÃO

A possibilidade de visualizar idéias e resultados abstratos e complexos é muito valiosa, uma vez que o ser humano pode utilizar esta técnica analítica avançada no processo de avaliar e de processar a informação fornecida através simulações computacionais. As aplicações da visualização podem ser desde o uso pedagógico para a percepção realçada de tópicos matemáticos e físicos complexos, até ferramentas analíticas avançadas que ajudem, no dia a dia, engenheiros e cientistas a analisar resultados de simulações através de computador. Neste trabalho foi perseguido o objetivo de desenvolver um laboratório virtual para a simulação e a visualização de modelos discretos de propagação de ondas eletromagnéticas, com a aplicação específica na área de redes sem fio.

Existe hoje uma grande variedade de ferramentas para simular redes sem fio, e a escolha da técnica é dependente dos resultados necessários em uma dada situação. Há muito tempo a indústria de telecomunicações usa várias técnicas para planejar a disposição das estações rádio base em suas redes de telefonia celular. É comum, por exemplo, utilizar uma combinação de métodos estatísticos para estimar variações locais e métodos empíricos específicos do ambiente para calcular a perda do percurso (JEONG; LEE, 2001), (HATA, 1980), (HAYKIN; MOHER, 2004) e (YONEZAWA et al., 2004), onde uma aplicação recente (JOSEPH; MARTENS, 2006) foi feita numa rede de IEEE 802.16-2004 (WiMAX). Ao usarem estas ferramentas a indústria pede simular parâmetros como, por exemplo, a cobertura, a perda de percurso e a perda do sinal (*vanishing*). Porém, em geral seus resultados são sempre mostrados em números ou gráficos (ERCEG et al., 1999).

Com uma demanda, sempre crescente, de uma taxa da transmissão de dados mais elevada nas redes sem fio, equipamentos mais sofisticados estão sendo desenvolvidos para transportar mais informação em um espectro já muito congestionado. Somado a isso vem o crescimento rápido do número de redes sem fio de empresas e residenciais, que na maioria das vezes podem ser construídas sem nenhuma autorização das autoridades, mas contribuem certamente para a chamada poluição eletromagnética (*electrosmog*). Como consequência da intensa disseminação das redes sem fio na sociedade, há certamente uma

necessidade de usar ferramentas de simulação melhores, não apenas para o caso de duas dimensões, mas também para simulações em três dimensões, quando consideramos estas redes em ambientes residenciais e prediais.

Várias técnicas que permitem simulações mais avançadas têm surgido na última década. Algumas delas são chamadas coletivamente técnicas determinísticas porque, para cada dado passo no tempo, há um futuro único. Elas são capazes, com muita precisão, de prever o comportamento em ambientes fechados, ou do tipo micro- e macro-células. Um dos métodos que é amplamente utilizado hoje é a técnica de Traçado de Raios (*Ray Tracing*) (FüGEN et al., 2006), (JI et al., 2001) que requer recursos computacionais muito maiores do que os métodos mencionados anteriormente.

A exatidão é uma das vantagens das técnicas de simulação determinísticas, que são muito úteis para, por exemplo, prever o perfil de retardos de potência (*Power Delay Profile*) em uma maneira exata (SEIDEL; RAPPAPORT, 1994), e também ser uma das técnicas mais valiosas para simular sistemas de várias antenas do tipo Múltipla Entrada, Múltipla Saída (*Multiple Input Multiple Output*, MIMO) (PAL et al., 2007). Entretanto, a técnica de Traçado de Raios depende de aproximações para poder lidar com a difração; no caso a aparente curvatura das ondas em torno da borda de um objeto. Mesmo que existam diversas técnicas que tratam da difração nelas, como por exemplo a teoria geométrica da difração (GTD) e a teoria geométrica uniforme da difração (UTD), ainda restam imperfeições que podem causar até erros maiores em ambientes fechados onde o número dos raios se multiplicam rapidamente devido às muitas reflexões e transmissões.

Métodos baseados em Traçado de Raios são menos exatos quando um objeto que interfere com o sinal desejado tem um tamanho comparável ao comprimento da onda (MOTOJIMA; KOZAKI, 2001). Ainda, a possibilidade de conduzir simulações tridimensionais é atraente desde que todas as rotas levadas pelos raios de um transmissor a um receptor possam ser esboçadas em duas ou três dimensões. Desta maneira é possível conseguir um sentimento intuitivo de como as ondas de rádio são dobradas sobre tetos ou estão refletidas entre objetos (MONTIEL; AGUADO; SILLION, 2003), e também obter distribuições dos campos eletromagnéticos em duas dimensões (MATHAR; REYER; SCHMEINK, 2007).

Nos últimos anos, os modelos determinísticos de propagação eletromagnética têm se tornado mais populares para simular ambientes fechados ou micro-células. Uma das razões para isto é a precisão boa resultante e a habilidade de facilmente incluir objetos de uma variedade de materiais, cada um com espessuras e formatos diferentes. Entretanto, os modelos são computacionalmente ineficientes e lentos devido à sua necessidade de discre-

tizar o espaço contínuo em malhas finas. Entre estes modelos, o de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD) (YEE, 1966) é uma escolha atraente para simular ambientes fechados (SATO; SHIRAI, 2003). O método de FDTD usa operadores de diferenças finitas para implementar as equações de Maxwell, então o algoritmo se torna baseado em primeiros princípios, e efeitos físicos como difração e reflexão são simulados automaticamente. A versatilidade do algoritmo de FDTD tem crescido e a técnica pode agora ser usada para aplicações como simulações de MIMO (WALLACE; JENSEN, 2003), (YANG; CHEN; SAWAYA, 2006), ou estimativas da Taxa de Erro por Bit (*Bit-Error-Rate*, BER) (RODRIGUEZ; MIYAZAKI; GOTO, 2006). Entretanto, devido a suas exigências computacionais, pouco tem sido feito na área de simulações tridimensionais de FDTD com a aplicação em redes sem fio. O algoritmo FDTD será descrito no capítulo 2.

A disseminação em larga escala de computadores em escolas e em universidades, tem dado aos professores a possibilidade de introduzir o uso de visualizações no cotidiano do ensino. Compreendeu-se que a visualização é uma ferramenta pedagógica complementar importante e valiosa no ensino em vários campos do conhecimento. Por exemplo, no ensino da química, os estudantes com acesso ao material didático multimídia conseguiram resultados melhores do que estudantes que foram ensinados com material didático no formato tradicional (ARDAC; AKAYGUM, 2004). As mesmas conclusões foram feitas em outros levantamentos onde a compreensão dos estudantes em química (WU; KRAJCIK; SOLOWAY, 2001), e física (TRINDADE; FIOLHAIS, 2003) evoluiu substancialmente com o uso de ferramentas computadorizadas para obter visualizações. O ensino de eletromagnetismo no Instituto de Tecnologia de Massachusetts (MIT) com o uso de visualizações em 2D e 3D de fenômenos eletromagnéticos, também tem sido considerado útil para melhorar significativamente a compreensão do assunto (DORI; BLECHER, 2003). Concluiu-se que os alunos poderiam de maneira mais fácil transformar o conceito de linhas de campos eletromagnéticos de um nível abstrato a um nível concreto.

1.1 Objetivo

O objetivo desta tese é pesquisar e desenvolver técnicas de visualização imersiva baseadas nos princípios básicos da física para a melhoria do entendimento, por meios da modelagem, simulação, e visualização, da propagação de ondas eletromagnéticas em geral, e experimentalmente aplicaremos estas técnicas para avaliar o comportamento de redes sem fio, no caso redes IEEE 802.11 (Wi-Fi).

1.2 Relevância

A técnica de Traçado do Raios pode ser usada para esboçar as rotas das ondas propagadas entre um transmissor e um receptor. Entretanto nesta técnica não é possível enxergar, o movimento em si das ondas de rádio que estão se propagando e como estas avançam em função do tempo. Consequentemente é de imenso valor poder visualizar como uma onda eletromagnética está sendo influenciada pela sua vizinhança, através da visualização da frente de uma onda inteira, não apenas uma seta ou um raio imaginário apontando em um determinado sentido. Por exemplo, coeficientes de materiais diferentes podem ser aplicados a objetos virtuais e os efeitos físicos deste podem ser indicados por figuras e animações em duas ou três dimensões. Desta maneira os conceitos da área de eletromagnetismo serão explicados por uma abordagem mais intuitiva, que não somente será proveitosa como ferramenta pedagógica para explicar fenômenos físicos, mas também como um meio para melhorar a compreensão de redes sem fio em geral. Estas considerações sobre a visualização de campos eletromagnéticos serão aprofundadas no capítulo 3.

O uso de modelos determinísticos baseados em eletromagnetismo é vantajoso para que se consiga simulações exatas, porém como foi mencionado na introdução, eles requerem uma quantidade grande de memória do computador junto com muita capacidade do processador. Uma parte crucial deste projeto é obter algoritmos eficientes para os cálculos dos campos eletromagnéticos. Além disso, é necessário propor e desenvolver um algoritmo mais rápido e com uso menor de memória, para que possa simular e visualizar ambientes tridimensionais maiores.

Para uma percepção ampliada da física relacionada ao eletromagnetismo, visualizações imersivas tridimensionais serão realizadas no ambiente da realidade virtual chamado a CAVERNA Digital (SOARES, 2005). Nesta, o algoritmo numérico mais eficiente permitirá visualizações das ondas de rádio que estão se propagando em uma rede sem fio tipicamente utilizada num ambiente fechado.

1.3 Motivação

Visualizações podem ser aplicadas a muitas áreas e tiveram sucesso no esclarecimento de tópicos que são normalmente difíceis de descrever com letras e números. Em particular, normalmente se acredita que a área de eletromagnetismo seja de natureza complexa devido ao fato das equações matemáticas serem complexas e por ser difícil relacioná-las ao

aparecimento de campos elétricos e magnéticos. Assim, a motivação principal para este projeto de pesquisa é criar uma ferramenta que torne visíveis os campos eletromagnéticos e sua propagação, que sem ela seriam invisíveis à percepção humana. Tal ferramenta pode ser usada para que explique melhor a física e a matemática relacionadas ao eletromagnetismo e também para mostrar a aplicação do eletromagnetismo em redes sem fio, a cada dia mais populares.

No Laboratório de Sistemas Integráveis (LSI) já existe um conhecimento profundo no campo de visualização científica. A área principal é técnicas tridimensionais de última geração e apresentações de realidade virtual (RV). Então esta aplicação particular de visualizar eletromagnetismo em geral e redes sem fio em particular, pode ser vista como um complemento do que está sendo desenvolvido no LSI hoje. Ao mesmo tempo, esta nova aplicação tirará proveito da perícia já disponível no LSI.

O método de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD) foi escolhido por ser o mais pertinente a ser usado neste projeto. O método FDTD implementa diretamente as equações de Maxwell e assim o modelo baseia-se em princípios básicos da física. O uso de FDTD facilita a incorporação de uma variedade de materiais nas simulações, desde que os coeficientes de materiais já tenham sido integrados ao algoritmo como uma parte das equações de Maxwell.

Há pelo menos duas boas razões para escolher FDTD como método preferido para produzir figuras e animações para a finalidade deste projeto. Primeiro, o domínio que é para ser simulado, tem que ser discretizado pelo algoritmo de FDTD. O modo mais óbvio para fazer isto é usar retângulos (*pixels*) ou cubos (*voxels*). Isto produzirá uma malha de pontos estruturados do espaço contínuo que manterá a informação sobre o conjunto de dados para a visualização pequena, e assim a visualização subsequente dos gráficos será mais rápida. Segundo, o fato que FDTD está operando no domínio de tempo, faz com que seja fácil extrair os estados instantâneos dos campos eletromagnéticos a qualquer instante desejado. Por isto, o uso de FDTD é considerado muito vantajoso para a produção de instantâneos a certos intervalos e como uma consequência, para a produção de animações interativas.

A natureza do algoritmo de FDTD o faz muito adequado para computação paralela. O procedimento de atualização básico do FDTD é que todos os valores de campo elétricos sejam atualizados usando os valores de campo magnéticos atuais, e subsequentemente os valores de campo magnéticos são atualizados pelos valores de campo elétricos recentemente calculados. Por causa disto, o domínio que será simulado pode ser dividido em

subdomínios e as matrizes que contêm os valores dos campos correspondentes podem ser distribuídos nos computadores disponíveis. Uma consequência disso é que apenas os campos nas interfaces dos subdomínios têm que ser transportados entre os nodos computacionais. O aglomerado de computadores disponíveis na CAVERNA Digital é composto de oito computadores, cada um deles com 8 GB de memória e quatro CPUs. Portanto, um total de 32 CPUs e 64 GB de memória, o que permitiria aplicar o algoritmo de FDTD a redes sem fio em ambientes tridimensionais grandes, uma área que até hoje tem sido pouca explorada.

1.4 Hipótese

Visualizações imersivas em quatro dimensões (x,y,z,t) contribuem para melhorar a percepção e entendimento da física relacionada a ondas eletromagnéticas que estão se propagando em uma rede sem fio.

1.5 Estrutura do Texto

A organização desta tese tem a seguinte forma: o capítulo 2 apresenta os conceitos básicos do método de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD). As desvantagens do uso do algoritmo FDTD original para este projeto serão mostradas, e uma versão aprimorada do FDTD original, chamado FDTD de alta ordem será apresentada. Este capítulo é encerrado com o atual estado da arte no campo de FDTD de alta ordem.

O capítulo 3 apresenta visualizações de campos eletromagnéticos em geral. Este capítulo mostrará como o problema de visualizar campos eletromagnéticos tem sido abordado por outros grupos e pesquisadores. O software gráfico a ser utilizado em este projeto para gerar as visualizações científicas será introduzido, junto com algumas das funções básicas que acompanha este *software*. Em relação ao isto, uma breve introdução à CAVERNA Digital mostrará seus aspectos essenciais, e como abordar a tarefa de obter visualizações imersivas. Finalmente será visto como o modelo de FDTD será configurado a fim de que se produza visualizações atraentes.

A nova versão de FDTD de alta ordem é derivado no capítulo 4. Este novo método especificamente desenvolvido para este projeto a fim de que se consiga simulações mais rápidas e com menos demandas computacionais, será apresentado em detalhes. O desempenho teórico do algoritmo é confirmado por simulações numéricas de vários ambientes

relevantes e realísticos.

O capítulo 5 é chamado “Extração de Parâmetros de IEEE 802.11”, e lida com parâmetros específicos de redes sem fio de tipo IEEE 802.11 que nós queremos prever e visualizar neste trabalho. Também será mostrado como estes parâmetros são extraídos das simulações de FDTD e como eles influenciam o desempenho do sistema sem fio.

Os resultados das visualizações de ondas de rádio pelo uso de visualização de superfícies e o *software The Visualization ToolKit (VTK)*, serão apresentados no capítulo 6. Será mostrado como estas figuras tridimensionais, numa maneira muito intuitiva, podem explicar efeitos físicos que são relacionados à propagação de ondas eletromagnéticas em geral, e também como estas figuras podem ser utilizadas para demonstrar como os sinais em uma rede sem fio se espalham. O processo para conseguir as visualizações imersivas na CAVERNA Digital é explicado, e figuras interessantes explicarão a imersão obtida. Um levantamento feito para investigar o impacto pedagógico das figuras tridimensionais termina este capítulo.

No capítulo 7 parâmetros importantes e interessantes para fazer previsões do desempenho de uma rede de IEEE 802.11 serão visualizados. Uma nova maneira de apresentar estes parâmetros como distribuições tridimensionais será demonstrada, e também como estas distribuições, muito detalhadas, podem explicar a influência do desempenho de uma alteração súbita nos níveis de ruído e interferência.

Uma validação experimental do modelo de FDTD é feita no capítulo 8. Resultados simulados foram comparados com valores de medidas de uma rede sem fio real. A utilidade do modelo de FDTD também foi avaliado pela comparação de outros modelos amplamente usados.

Finalmente, o capítulo 9 traz conclusões para este projeto de pesquisa, e também indica sugestões para trabalhos futuros.

Vários outros assuntos investigados e partes desenvolvidas com importância para este trabalho são apresentados nos apêndices desta tese, e se tratam respectivamente:

Apêndice A Condições de Contorno Absorvente

Apêndice B Calibração da Potência

Apêndice C O Filtro Suavizante

Apêndice D Propriedades de Materiais Usados em Redes sem Fio

Apêndice E Paralelização do Algoritmo de FDTD

2 DIFERENÇAS FINITAS NO DOMÍNIO DO TEMPO

Vários métodos para a simulação de redes sem fio foram discutidos na introdução. A conclusão foi que o método mais adequado para este projeto de pesquisa seria o método de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD). Uma das vantagens de se usar FDTD é que ele incorpora diretamente as equações de Maxwell, o que interessa muito a este projeto, uma vez que uma de suas metas é a de desenvolver uma ferramenta muito precisa para simulações e visualizações, baseada em princípios da física. O algoritmo de FDTD original foi apresentado por Kane Yee em 1966 (YEE, 1966). Apesar de muitos artigos terem sido escritos nesta área, a formulação de FDTD original ainda é a mais amplamente aplicada. Yee escolheu representar os campos eletromagnéticos em uma malha cartesiana tridimensional, em que os valores de campos elétricos foram centrados entre valores de campos magnéticos e vice-versa, como pode ser visto na Figura 2.1.

Figura 2.1: A célula de Yee original e as posições dos vetores dos campos elétricos e magnéticos. (YEE, 1966)

Desta maneira, as equações de Maxwell foram representadas de um modo rigoroso e intuitivo. A última afirmação é facilmente confirmada quando se lembra que um campo elétrico variando com o tempo cria um campo magnético em sua vizinhança, e simetricamente para um campo magnético variando com o tempo. No artigo do Yee do ano 1966,

foram indicadas duas restrições principais do algoritmo de FDTD. Primeiro, o passo de tempo usado tem que ser abaixo de um certo limite, para se evitar instabilidade numérica e a divergência não-física nos cálculos. Segundo, a discretização do espaço contínuo conduz a erros numéricos nos cálculos. Um dos objetivos desta tese é reduzir o rigor destas restrições.

2.1 As Equações de Maxwell em FDTD

Por volta de 1860, o cientista escocês James Clerk Maxwell reuniu e completou um conjunto de equações elétricas e magnéticas em um modelo unificado para eletromagnetismo. Originalmente o modelo estava baseado em 20 equações e 20 variáveis, mas mais tarde foi simplificado em quatro equações de vetores que são hoje conhecido como as equações de Maxwell. Elas são determinadas em forma diferencial nas eq.(2.1) - (2.4)

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (2.1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.3)$$

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

onde os símbolos, definições e as suas unidades são os seguintes:

$\mathbf{E}$: campo elétrico (V/m)

$\mathbf{D}$: corrente de deslocamento, ou densidade superficial de fluxo elétrico (C/m²)

$\mathbf{H}$: campo magnético (A/m)

$\mathbf{B}$: densidade superficial de fluxo magnético (Wb/m²)

ρ : densidade de cargas elétricas (C/m³)

$\mathbf{J}$: densidade superficial de corrente elétrica (A/m²)

Para o algoritmo de FDTD, as equações de Maxwell são reescritas para se obter um melhor ajuste da representação numérica em malha discreta (TAFLOVE; HAGNESS, 2005). Neste caso, é considerado que a região não tem nenhuma fonte elétrica ou magnética, mas pode conter materiais que podem absorver a energia dos campos elétricos e magnéticos. Esta formulação de FDTD das equações de Maxwell pode ser escrita como

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = 0 \quad (2.5)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.6)$$

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} - M \quad (2.7)$$

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (2.8)$$

onde M é o equivalente para a J , ou seja, a densidade superficial de corrente magnética (V/m^2). O propósito de J e de M é representar ou fontes de energia, ou materiais absorventes. Isto significa que J e M podem ser formuladas como

$$J = J_{fonte} + \sigma E \quad (2.9)$$

$$M = M_{fonte} + \sigma^* H \quad (2.10)$$

onde

σ : condutividade elétrica (S/m)

σ^* : equivalente perda magnética (Ω/m).

Em materiais lineares, isotrópicos e não dispersivos as relações seguintes podem ser usadas:

$$D = \epsilon E = \epsilon_r \epsilon_0 E \quad (2.11)$$

$$B = \mu H = \mu_r \mu_0 H \quad (2.12)$$

onde

ϵ : permissividade (F/m)

ϵ_r : permissividade relativa

ϵ_0 : permissividade do espaço livre ($8,854 \cdot 10^{-12}$ F/m)

μ : permeabilidade (H/m)

μ_r : permeabilidade relativa

μ_0 : permeabilidade do espaço livre ($4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m).

Inserindo-se as eq.(2.9) - (2.12) nas eq.(2.7) - (2.8), as equações rotacionais de Maxwell, podem ser reescritas de uma maneira que é conveniente para o algoritmo de FDTD

$$\frac{\partial H}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times E - \frac{1}{\mu} (M_{fonte} + \sigma^* H) \quad (2.13)$$

$$\frac{\partial E}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \nabla \times H - \frac{1}{\epsilon} (J_{fonte} + \sigma E). \quad (2.14)$$

O passo final é transformar a versão análoga das equações rotacionais de Maxwell eq.(2.13) - (2.14), para a malha cartesiana descrita por Yee, Figura 2.1. Por substituição das

coordenadas contínuas, (x, y, z, t) , por uma representação discreta, $(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t)$, e usando-se diferenças finitas centradas para as derivadas com relação ao tempo e espaço, é obtida uma expressão com precisão de segunda ordem. Seguindo-se este procedimento, a contrapartida numérica da expressão analítica de campo elétrico E_x na eq.(2.14) pode ser escrita como

$$\frac{E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\epsilon_{i,j+1/2,k+1/2}} \cdot \left(\frac{H_z|_{i,j+1,k+1/2}^n - H_z|_{i,j,k+1/2}^n}{\Delta y} - \frac{H_y|_{i,j+1/2,k+1}^n - H_y|_{i,j+1/2,k}^n}{\Delta z} - J_{fonte_x}|_{i,j+1/2,k+1/2}^n - \sigma_{i,j+1/2,k+1/2} E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^n \right). \quad (2.15)$$

Observe-se que todos os campos no lado direito são avaliados no tempo n . Porém, espera-se que já estejam na memória do computador apenas os valores antigos do campo E_x do tempo $n - 1/2$, não o valor de campo do passo n como é escrito no último termo. Para resolver isto usa-se uma aproximação linear dos valores de campo dos passos $n + 1/2$ e $n - 1/2$, que são então substituídos na eq.(2.15). Os campos elétricos resultantes no passo de tempo igual a $n + 1/2$ são então reunidos ao lado esquerdo e podem ser atualizados usando os campos magnéticos e o valor de campo elétrico antigo no passo de tempo igual a $n - 1/2$. Um procedimento semelhante é então feito para os restantes cinco componentes de campos elétricos e magnéticos, e o resultado é usado como nova base para o algoritmo numérico de FDTD original.

2.2 A Dispersão Numérica do Algoritmo FDTD

A maneira pela qual as equações rotacionais de Maxwell são representadas pelo algoritmo de FDTD, introduz dispersão não-física nos campos eletromagnéticos simulados em uma região discretizada. A razão para isto é que os operadores de diferenças centrais são apenas de segunda ordem de precisão no domínio de tempo e espaço. Um parâmetro útil para descrever os erros numéricos é a velocidade de fase numérica, que pode ser expressado na seguinte maneira:

$$v_p = \omega / \tilde{k} \quad (2.16)$$

onde $\tilde{k} = 2\pi / \tilde{\lambda}$ representa a versão numérica do número de onda e $\omega = 2\pi f$. Como uma consequência, a velocidade de fase numérica da onda simulada que está se propagando poderia discordar da velocidade de luz, c , por uma quantia que depende da discretização

no domínio do tempo, do passo de tempo e a direção em que a onda está se propagando na malha.

Inserindo uma expressão para uma onda viajando, plana e monocromática numa forma compacta das equações de Maxwell (TAFLOVE; HAGNESS, 2005), chega-se à expressão eq.(2.17) que pode ser usada para prever os números de onda numéricos, $\tilde{k}_x$, $\tilde{k}_y$ e $\tilde{k}_z$, em uma ambiente tridimensional

$$\left[\frac{1}{c\Delta t} \sin \left(\frac{\omega \Delta t}{2} \right) \right]^2 = \left[\frac{1}{\Delta x} \sin \left(\frac{\tilde{k}_x \Delta x}{2} \right) \right]^2 + \left[\frac{1}{\Delta y} \sin \left(\frac{\tilde{k}_y \Delta y}{2} \right) \right]^2 + \left[\frac{1}{\Delta z} \sin \left(\frac{\tilde{k}_z \Delta z}{2} \right) \right]^2. \quad (2.17)$$

No limite, quando Δx , Δy , Δz e Δt se aproximam de zero, a expressão da dispersão numérica eq.(2.17) se aproxima daquela da relação da dispersão analítica eq.(2.18), para uma onda que está se propagando num meio tridimensional, homogêneo e sem perdas

$$\left(\frac{\omega}{c} \right)^2 = (k_x)^2 + (k_y)^2 + (k_z)^2 \quad (2.18)$$

onde k_x , k_y , k_z são os valores analíticos dos números de onda.

Como foi mencionado acima, (2.17) pode ser usado para prever o valor do número de onda numérico sob várias circunstâncias de simulação. Considere-se o caso especial com uma malha uniforme, isto é, $\Delta x = \Delta y = \Delta z \equiv \Delta$. Introduzindo-se as coordenadas esféricas desta forma:

$$\tilde{k}_x = \tilde{k} \sin \theta \cos \phi \quad (2.19a)$$

$$\tilde{k}_y = \tilde{k} \sin \theta \sin \phi \quad (2.19b)$$

$$\tilde{k}_z = \tilde{k} \cos \theta \quad (2.19c)$$

onde ϕ está atuando no plano xy , sendo zero ao longo do eixo x , e θ é zero ao longo do eixo z . Com isto, a eq.(2.17) pode ser reescrita como

$$\frac{1}{S^2} \sin^2 \left(\frac{\pi S}{N_\lambda} \right) = \sin^2 \left(\frac{\tilde{k} \sin \theta \cos \phi \Delta}{2} \right) + \sin^2 \left(\frac{\tilde{k} \sin \theta \sin \phi \Delta}{2} \right) + \sin^2 \left(\frac{\tilde{k} \cos \theta \Delta}{2} \right) \quad (2.20)$$

onde $S = c\Delta t/\Delta$ e N_λ representa a amostragem da malha, ou seja, o número de pontos por

comprimento de onda λ .

A solução de $\tilde{k}$ na eq.(2.20) mostra a implicação de que o número de onda numérico, ou equivalentemente, a velocidade de fase numérica, é dependente da direção da propagação na malha, que leva à anisotropia da velocidade de fase. Isto é, diferentes velocidades de fase numérica em direções diferentes. A anisotropia numérica máxima esperada pode ser calculada como

$$\Delta\tilde{v}_{aniso} = \frac{\max[v_p(\phi, \theta)] - \min[v_p(\phi, \theta)]}{\min[v_p(\phi, \theta)]}. \quad (2.21)$$

O método de Newton-Raphson é útil para se calcular $\tilde{k}$ na eq.(2.20). O método é dado pela formula:

$$\tilde{k}_{n+1} = \tilde{k}_n + \frac{f(\tilde{k}_n)}{f'(\tilde{k}_n)}. \quad (2.22)$$

Um valor inicial adequado para começar a iteração de Newton-Raphson é $\tilde{k}_{n=0} = 2\pi/\lambda$. Isto gera um resultado com precisão suficiente para o valor final do $\tilde{k}$ em três iterações. A velocidade de fase normalizada, v_p/c , pode então ser esboçada em função de ϕ (azimute) e θ (elevação) para qualquer combinação desejada de Δt e N_λ . Na Figura 2.2 o erro na velocidade de fase normalizada, determinado por $1 - v_p/c$, é desenhado para o caso em que $S = 0,99/\sqrt{3}$ e $N_\lambda = 20$.

Figura 2.2: Dispersão numérica teórica para FDTD original. $N_\lambda = 20$.

É observado na Figura 2.2 que erros máximos acontecem ao longo das direções cartesianas da malha, e a magnitude destes erros é $2,8 \cdot 10^{-3}$. Podem ser vistos erros menores ao longo da diagonal de qualquer plano ortogonal aos eixos principais da malha. Finalmente, propagação quase sem dispersão é observada ao longo da diagonal da malha, $\vec{n}_d = (1, 1, 1)$, ou equivalente: $(\phi, \theta) = (45^\circ, 54,7^\circ)$. Todas estas diferenças nas velocidades de fase numérica resultarão na anisotropia descrita anteriormente.

2.3 Estabilidade Numérica do Algoritmo FDTD

No modelo tradicional de FDTD o tamanho do incremento do passo de tempo, Δt , é limitado pelo critério Courant-Friedrich-Levy (CFL), que é uma função da frequência principal da fonte na simulação. Se esta condição não for obedecida, haverá instabilidade numérica grave. O resultado será valores de campos eletromagnéticos crescendo rapidamente sem nenhuma razão física.

O ponto de partida para a derivação dos critérios de estabilidade é mais uma vez uma onda viajando, plana, monocromática e senoidal. A malha é discretizada na forma seguinte: (x_I, y_J, z_K, t_n) . Permitindo o uso de uma frequência angular numérica e complexa, $\tilde{\omega} = \tilde{\omega}_{real} + j\tilde{\omega}_{imag}$, deixa a possibilidade de formular um vetor de campo que pode ser escrito como (TAFLOVE; HAGNESS, 2005)

$$\begin{aligned} V|_{I,J,K}^n &= V_0 e^{j[(\tilde{\omega}_{real} + j\tilde{\omega}_{imag})n\Delta t - \tilde{k}_x I \Delta x - \tilde{k}_y J \Delta y - \tilde{k}_z K \Delta z]} \\ &= V_0 e^{-\tilde{\omega}_{imag} n \Delta t} e^{j[(\tilde{\omega}_{real} n \Delta t - \tilde{k}_x I \Delta x - \tilde{k}_y J \Delta y - \tilde{k}_z K \Delta z)]}. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Dependendo do valor de $\tilde{\omega}_{imag}$ na eq.(2.23), a amplitude variará com o tempo ($n\Delta t$) e no caso que $\tilde{\omega}_{imag} < 0$, há um crescimento exponencial da amplitude. Contudo, este crescimento não físico pode ser omitido, e mostra-se que $\tilde{\omega}_{imag} = 0$ caso o passo de tempo seja

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (\equiv \Delta t_{limite \text{ est. } 3D}). \quad (2.24)$$

No caso especial de uma malha espacial uniforme, $\Delta x = \Delta y = \Delta z \equiv \Delta$, a expressão da estabilidade acima se transforma em

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta)^2} + \frac{1}{(\Delta)^2} + \frac{1}{(\Delta)^2}}} = \frac{1}{c \sqrt{\frac{3}{\Delta^2}}} = \frac{\Delta}{c\sqrt{3}}. \quad (2.25)$$

Na área de FDTD é comum falar sobre o fator de estabilidade numérica ou o número de Courant. Isto foi introduzido anteriormente em (2.20) sem esclarecimento adicional, mas está agora definido como

$$S \equiv \frac{c\Delta t}{\Delta}. \quad (2.26)$$

Por conseguinte, o limite de estabilidade de Courant para o caso de uma malha cúbica pode ser definido como

$$S_{\text{limite est. 3D}} = S_{\text{max}} = \frac{1}{\sqrt{3}}. \quad (2.27)$$

Para se garantir a estabilidade das simulações, é comum escolher o incremento do passo de tempo por ser ligeiramente abaixo do limite teórico, por exemplo $S = 0,99 \cdot S_{\text{max}}$.

2.4 Demandas Computacionais do Algoritmo FDTD

A dispersão numérica e o critério de estabilidade impõem duas restrições no uso do método de FDTD. Foi mostrado na Figura 2.2 que o uso de uma malha relativamente fina é necessário a fim de se obter cálculos com erros pequenos e anisotropia razoável. Uma consequência do uso de uma malha fina é que o passo de tempo máximo fica pequeno de acordo com a eq.(2.24) e a duração da execução computacional é então limitada pela precisão desejada na simulação.

Uma meta deste projeto é criar visualizações de ondas de rádio do tipo IEEE 802.11 (Wi-Fi) que estão se propagando em um ambiente de realidade virtual na LSI chamada *CAVERNA Digital*. A escolha de FDTD como o método numérico para os cálculos em um volume muitas vezes maior do que o comprimento de onda eletromagnética leva às demandas computacionais intensas dos computadores. Um exemplo breve ilustrará isto.

O volume para simular é a CAVERNA com sua dimensão física de $3 \text{ m} \times 3 \text{ m} \times 3 \text{ m}$. Um dos espectros de frequência usado em IEEE 802.11 é centrado ao redor 2,4 GHz, que é aproximadamente equivalente ao comprimento de onda $\lambda = 0,125 \text{ m}$. Para manter os erros na simulação em um nível razoável, opta-se pela seguinte discretização do volume: $N_\lambda = 20$, ou equivalentemente, 20 pontos da malha por comprimento de onda. O número total de pontos de malha no domínio é consequentemente: $N_p = [3,0/(0,125/20)]^3 \approx 1,1 \cdot 10^8$. Para representar todos os valores de campo eletromagnéticos E_x, E_y, E_z , e H_x, H_y, H_z , como foi visto na Figura 2.1, seis matrizes são necessárias, cada uma de tamanho N_p . Porém, mais seis matrizes de tamanho N_p são requeridas para representar todos os diferentes parâmetros dos materiais. Isto pode facilmente ser reduzido a três matrizes assumindo

que nenhum material magnético está presente nas simulações de ondas de rádio em celas do tipo de micro ou em ambientes fechados. Esta suposição posterior é equivalente a fixar $\sigma^* = 0$ e $\mu = \mu_0$ na eq.(2.13). Com o uso de representação de números nos cálculos do tipo `float` (32 bits) a demanda total de memória de computador (RAM) se torna:

$$(6 + 3) \times 1,1 \cdot 10^8 \times 32 \approx 3,2 \cdot 10^{10} \text{ bits} \approx 4 \text{ GB}$$

Além disso, uma expressão geral para o tempo de execução dos cálculos pode ser estimada por considerar que a onda de rádio viajará uma distância pelo menos igual ao comprimento da diagonal da CAVERNA, isto é, $d = \sqrt{3 \times 3^2} = 5,2 \text{ m}$. Usando uma malha uniforme, o passo de tempo máximo é determinado pela eq.(2.25), ou mais precisamente: $\Delta t \approx 12 \text{ ps}$, que significa que naquele passo de tempo a onda avançará $\Delta l = \Delta t \cdot c_0 \approx 3,6 \text{ mm}$ em espaço livre. O número mínimo de iterações necessárias para permitir que a onda viaje diagonalmente pela CAVERNA Digital é então

$$n = d/\Delta l \approx 1444.$$

A conclusão deste exemplo é que o método de FDTD requer acesso tanto a quantidades volumosas de memória de computador quanto a processadores rápidos para que se possam executar simulações interessantes. Celas de tipo micro e ambientes fechados são normalmente maiores do que o tamanho da CAVERNA Digital que era usada no exemplo anterior. Assim o conhecimento do *hardware* disponível e a possibilidade de prever as demandas computacionais são essenciais na preparação de uma simulação.

2.5 FDTD de Alta Ordem

É possível reduzir os erros numéricos substancialmente nos cálculos através do uso de um esquema de diferenças finitas de quarta ordem para as derivadas de espaço nas equações de Maxwell. O custo de se obter erros menores é a necessidade de mais valores dos campos nos cálculos ou mais exatamente, quatro valores dos campos localizados a uma distância de $\Delta/2$ a $3\Delta/2$ a cada lado do ponto de observação. O procedimento para atualizar o campo magnético, H_z , pode ser visto na Figura 2.3, que mostra uma secção horizontal da Figura 2.1. Ao longo da direção y, os quatro valores de E_x necessários para calcular H_z têm sido cercados, e o equivalente vale para os valores E_y na direção x. Estes valores dos campos extras diretamente contribuem para duplicar o número de cálculos.

de tempo máximo permitido pode ser reescrito para o caso de (2,4) FDTD como:

$$\Delta t \leq \frac{6/7}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (\equiv \Delta t_{4^a \text{ ordem } 3D}). \quad (2.29)$$

Com o uso de (2,4) FDTD espera-se obter erros numéricos menores para uma determinada discretização do espaço contínuo. Uma outra abordagem pode ser a de tirar proveito da melhor precisão nos cálculos e usar um tamanho de passo de espaço maior entre os pontos na malha para aliviar as demandas computacionais. Eles não pioram os erros numéricos quando comparados com o algoritmo de FDTD original. Para mostrar o efeito disto, foi executada uma análise dos erros numéricos. A densidade de pontos na malha foi definida como $N_\lambda = 10$; isto é, passos duas vezes maiores entre os pontos na malha do que os que foram usados na Figura 2.2, e um fator de Courant próximo ao valor máximo possível, ou seja, $S = 0,99 \cdot (6/7)/\sqrt{3}$, foi escolhido. A distribuição resultante dos erros relativos na velocidade de fase para o caso tridimensional é mostrada em Figura 2.4. Todos os erros estão dentro de um intervalo de $3,2 \cdot 10^{-3}$ para $3,8 \cdot 10^{-3}$ que é ligeiramente pior do que o erro máximo de $2,8 \cdot 10^{-3}$ obtido para FDTD original com $N_\lambda = 20$.

Figura 2.4: Dispersão numérica teórica para (2,4) FDTD. $N_\lambda = 10$.

Porém, pode-se ver que a diferença entre os erros máximos e mínimos da velocidade da fase numérica diminuiu e assim a anisotropia foi melhorada de acordo com eq.(2.21). Desta análise dos erros numéricos do método de (2,4) FDTD, verifica-se que a diferença entre

as velocidades de fase numéricas em função do ângulo também é diminuída. Além disso, a magnitude dos erros se manteve no mesmo nível. Tudo isso apesar de ter sido aplicada uma discretização muito mais grosseira do que o original. Esta última conclusão é de grande importância para este projeto, uma vez que se deseja obter simulações rápidas e precisas de problemas elétricos de grandes dimensões. A aplicação desta configuração de FDTD de alta ordem em uma simulação tridimensional resulta em muito menos pontos da malha, uma vez que a quantidade é proporcional a um fator elevado a terceira potência. Isto significa uma redução no número de pontos da malha igual a um fator de $(20/10)^3 = 8$, para este caso particular, e por conseguinte à mesma redução nas exigências de memória. Um outro resultado favorável é que a distância de espaço maior entre os pontos da malha permite um passo de tempo máximo maior de acordo com eq.(2.29). Com este passo de tempo maior, o número de iterações necessário para avançar uma onda eletromagnética uma certa distância é diminuído, que contribui ainda mais à realização da meta de obter simulações rápidas e precisas.

2.6 Estado-da-Arte - Algoritmos FDTD de Alta Ordem

O algoritmo de FDTD de alta ordem do Fang (FANG, 1989) foi aperfeiçoado de várias formas. Um modo óbvio para melhorar os erros na velocidade de fase numérica pode ser observado examinando-se de perto a Figura 2.4. A idéia é tentar transferir o gráfico que está sendo centrado ao redor de $-3,5 \cdot 10^{-3}$ para um valor mais próximo de zero. Uma forma para se obter isto foi sugerida em (SHLAGER; SCHNEIDER, 2003). Uma vez que o método de FDTD de alta ordem do Fang é apenas de segunda ordem precisa no domínio de tempo, um passo de tempo menor deve ser usado para realizar erros relacionados à discretização do tempo que são comparáveis com os erros no domínio de espaço. Graças ao ajuste do número de Courant a $S = 0,155$ para o caso tridimensional e uma discretização da malha de $N_\lambda = 10$, os erros de dispersão numérica foram minimizados. Este valor do número de Courant, só é aproximadamente um terço do valor máximo possível, $S = (6/7)/\sqrt{3} = 0,495$, o que inevitavelmente conduz ao triplo de tempo consumido para as simulações.

O uso da análise de tipo da expansão em série de Taylor leva a dois coeficientes, $-1/24$ e $27/24$, que são multiplicados pelos valores de campo, como foi vista anteriormente na eq.(2.28). Em (ZYGIRIDIS; TSIBOUKIS, 2004) e (ZYGIRIDIS; TSIBOUKIS, 2006) uma outra abordagem foi usada para minimizar os erros de dispersão. Em vez de se usarem valores fixos para os coeficientes, foram aplicadas variáveis aos valores de campos elétricos

e magnéticos, e então uma otimização foi feita para achar os valores das variáveis que minimizariam o erro total em todos os ângulos de propagação possíveis. Este método não somente rendeu erros inferiores ao do método de FDTD de alta ordem do Fang, mas também manteve o passo de tempo grande ($S = 0,49$). Porém, observou-se que a anisotropia não era muito boa.

Uma outra abordagem foi demonstrada em (SUN; TRUMAN, 2005), em que foram obtidos erros muito baixos para a velocidade de fase numérica e a anisotropia ($8,9 \cdot 10^{-5}$) para ambos os valores em uma otimização bidimensional com $N_\lambda = 10$. A desvantagem principal deste método é que usa oito valores de campo para os cálculos, ao invés dos quatro valores de campo usados em FDTD de alta ordem do Fang. Este uso da duplicação de valores de campo naturalmente leva a duas vezes mais cálculos e portanto uma duplicação estimada do tempo de execução total.

Um esquema de FDTD de alta ordem baseado no método do Fang com baixa anisotropia e erros baixos da velocidade de fase numérica ($\approx 3 \cdot 10^{-4}$) para o caso de 3D, foi apresentado em (YANG; BALANIS, 2005). Estes resultados foram obtidos forçando-se $\tilde{k} = k$ ao longo de três direções na malha. Descobriu-se que a anisotropia era minimizada se as três direções fossem escolhidas como $(\phi_1, \theta_1) = (0^\circ, 65^\circ)$, $(\phi_2, \theta_2) = (90^\circ, 65^\circ)$, $(\phi_3, \theta_3) = (45^\circ, 25^\circ)$. O resultado disto pode ser visto na Figura 2.5, onde erros iguais a zero são visualizados ao longo das direções de otimização.

Figura 2.5: O erro da dispersão numérica teórica para o esquema *Isotropy-Improved NSFD* (2,4). $N_\lambda = 10$, $S = 0,3$. (YANG; BALANIS, 2005)

Estes bons resultados foram obtidos para o caso de $N_\lambda = 10$ e $S = 0,3$, isto é, um passo de tempo aproximadamente dois terços do valor máximo foi usado.

2.7 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado o algoritmo de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD) que de maneira direta incorpora as equações de Maxwell na sua forma discreta. As duas restrições principais do método de FDTD são a dispersão numérica e a instabilidade. Foi apresentada uma alternativa para lidar com estas restrições, no caso a utilização de algoritmos FDTD de alta ordem.

Neste capítulo, também foram feitas considerações sobre o uso do FDTD em ambientes de visualização imersiva como a CAVERNA Digital e sua demanda computacional associada foram discutidas na seção 2.4.

Algoritmos FDTD de alta ordem também contribuem com a redução das intensas demandas computacionais do algoritmo FDTD proposto originalmente, desde que um passo maior no domínio de espaço possa ser usado na discretização do ambiente contínuo.

Finalmente a pesquisa bibliográfica deste capítulo mostrou vários tipos de FDTD de alta ordem que têm sido desenvolvidos para aplicações diferentes. Nos próximos capítulos serão descritas com mais profundidade a visualização imersiva de propagação eletromagnética (Capítulo 3) e aprimoramentos do algoritmo FDTD de alta ordem neste domínio de aplicação (Capítulo 4).

3 VISUALIZAÇÃO IMERSIVA DA PROPAGAÇÃO DE CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS

A visualização imersiva é uma ferramenta poderosa para interpretar fenômenos complexos, dentre os quais citamos os fenômenos associados à propagação de campos eletromagnéticos.

Este capítulo apresenta considerações sobre a visualização tridimensional e animada; ou seja: no domínio (x, y, z, t) de fenômenos eletromagnéticos.

O uso de ferramentas de visualização em eletromagnetismo está começando a se tornar cada vez mais comum como uma parte integrante da educação em escolas e universidades, graças a disponibilidade generalizada de computadores. Exemplos do uso da visualização de campos eletromagnéticos serão apresentados ao longo do capítulo.

O capítulo aborda o estado da arte em visualizações de fenômenos eletromagnéticos, apresentando *softwares* de visualização tradicionalmente utilizados bem como suas aplicações educacionais. O capítulo apresenta também a *CAVERNA Digital* e como o método FDTD apresentado no capítulo 2 pode ser visualizado neste ambiente de realidade virtual.

3.1 Estado-da-Arte

Um tópico específico que muitas pessoas se referem como extremamente desafiador, do ponto de vista da visualização, é a área de eletromagnetismo. Uma razão para isto provavelmente é o equacionamento matemático complexo associado, com o amplo uso de integrais, diferenciais, vetores e operadores. Um grupo de pesquisadores, já em 1996, utilizou um *software* comercial e o transformou numa ferramenta pedagógica (BOOTHROYD; CHAN; ROBERTSON, 1996). Este *software* era baseado no método de matriz de linha de transmissão (*Transmission Line Matrix Method*, TLM) e era usado para simular e visualizar os efeitos e fenômenos relacionados à propagação de luz. Com um acesso limitado à memória de computadores na década de 90, as visualizações eram restritas à duas

dimensões, mas mesmo assim boas representações gráficas eram conseguidas para que explicassem interações entre luz e matéria. A Figura 3.1 mostra a reflexão e a refração duma onda no contorno entre vácuo e um material com índice de refração igual a 1,5.

Figura 3.1: Reflexão e refração entre dois materiais diferentes. (BOOTHROYD; CHAN; ROBERTSON, 1996)

Com este tipo de visualizações e com o uso de animações foi concluído que o interesse para o assunto de eletromagnetismo aumentou e conduziu a aulas com participação mais ativa dos estudantes e professores.

Mais recentemente, em uma outra tentativa para facilitar o processo de aprendizagem para estudantes universitários, o Instituto de Tecnologia de Massachusetts (MIT) começou seu projeto de aprendizagem ativa pelo uso de tecnologia (*Technology Enabled Active Learning*, TEAL) (DORI; BLECHER, 2003). O projeto de TEAL está focado especialmente nos conceitos de campos elétricos e magnéticos e tem se mostrado extremamente eficiente para a compreensão de estudantes dos fenômenos e processos relacionados à área de eletromagnetismo. Um grande foco no projeto de TEAL tem sido em animações e interatividade. Os campos são mostrados ou por linha dos campos, ou pelo uso da técnica de convolução integral de linha (*Line Integral Convolution*, LIC), introduzido em 1993 (CABRAL; LEEDOM, 1993).

Figura 3.2: Linhas do campo elétrico ao redor dum dipolo elétrico. (MIT, 2003-2007).

O instantâneo mostrado na Figura 3.2 é tirado de uma das figuras e animações que podem ser encontradas na página inicial deles (MIT, 2003-2007). Esta figura em particular foi criada pelo método LIC, e mostra a radiação emitida por um dipolo elétrico.

Uma outra ferramenta para ensinar a teoria de campos eletromagnéticos e suas aplicações, é o *software* chamado “*EM Wave Simulator*”, desenvolvido pela Escola Politécnica da Universidade de Hong Kong (LEUNG; CHEN; LEE, 2002). Este *software* é um pacote que permite que os professores ensinem a área de ondas eletromagnéticas pelos meios de animações. O modelo numérico usado é 2.5D FDTD¹. Este tipo de FDTD é baseado na suposição que todos os objetos em um ambiente são homogêneos em uma certa direção, por exemplo ao longo do eixo z , e que o teto e o chão são feitos de condutores elétricos perfeitos (PEC). Por causa disto, só alguns pontos da malha são usados na direção homogênea que gera simulações mais rápidas de estruturas grandes. Os resultados finais são melhores que os obtidos por 2D FDTD, mas não suficientes para 3D ambientes complexos. Com esta ferramenta, é possível visualizar, por exemplo, a interação entre ondas de luz ou extrair frequências de ressonância de cavidades fechadas. Uma característica popular entre estudantes é a possibilidade de projetar seus próprios ambientes fechados e então simular a propagação de ondas de rádio dentro os cenários. A Figura 3.3 mostra a disposição de um escritório e a distribuição do campo elétrico na direção z , E_z , num certo instante de tempo.

---

¹Técnicas 2.5D, descritas na literatura, são normalmente um artifício de visualização para contornar a intensa demanda computacional das visualizações 3D.

Figura 3.3: Disposição de um escritório (à esq.). Instantâneo do campo E_z naquele mesmo escritório (à dir.). (LEUNG; CHEN; LEE, 2002)

Concluiu-se que a possibilidade dos estudantes de projetar as suas próprias salas de estar ou escritórios despertou o interesse pelo assunto de eletromagnetismo de um modo muito efetivo.

Durante uma pesquisa bibliográfica na área de visualizações de eletromagnetismo em ambiente de realidade virtual, não foram encontradas muitas referências. Uma razão para isto pode ser que não há muitos estúdios de realidade virtuais ao redor do mundo, além da alta complexidade matemática e computacional associada a visualização de campos eletromagnéticos. Porém, um documento do Laboratório Nacional de Argonne, Chicago, datado 1996 (HUANG et al., 1996), descreve um modo para usar realidade virtual no planejamento de ímãs de aceleradores. O foco deste grupo de pesquisadores era visualizar como um feixe de pósitrons foi influenciado por um conjunto de ímãs sob uma variação periódica da direção do campo magnético, Figura 3.4.

Figura 3.4: Trajetória de um feixe de pósitrons num campo magnético variando periodicamente, mostrada num ambiente de realidade virtual. (HUANG et al., 1996)

A trajetória dos pósitrons, esboçada numa escala muito ampliada para melhor percepção, é mostrada na Figura 3.4. Deste experimento concluiu-se que a possibilidade de imersão nos campos magnéticos aumenta o nível de compreensão dos efeitos dos campos magnéticos gerados pelos ímãs.

3.2 Proposta de Software para Visualizações a Partir do Algoritmo FDTD

A parte deste projeto de pesquisa com ênfase nas visualizações é dividida em dois sub-projetos com ligações comuns, mas com metas separadas. O primeiro sub-projeto é dedicado a propor e avaliar possíveis modos para visualizar os conjuntos de dados volúmetricos das simulações do algoritmo FDTD e mostrar os resultados em telas de computadores comuns. O propósito do segundo sub-projeto é tirar proveito dos resultados do primeiro sub-projeto e implementar estes resultados em um ambiente de realidade virtual com a finalidade de prover visualizações imersivas.

3.2.1 O Software Visualization ToolKit

Para oferecer modos adequados de visualização dos conjuntos de dados dos campos eletromagnéticos é escolhido o pacote de *software* livre chamado “*The Visualization Toolkit*” (VTK) (SCHROEDER; MARTIN; LORENSEN, 2004). O *software* VTK é uma ferramenta popular para visualizações científicas. Por isso é uma escolha natural para muitas universidades. O VTK foi escrito na linguagem de C++, e implementa ferramentas gráficas para o processo de visualização das imagens, incluindo centenas de filtros utilizados para manipular os conjuntos de dados. Conseqüentemente, um desafio é identificar os filtros necessários para se chegar a um *pipeline* de visualização que mostre os resultados desejados.

Depois de se obter um resultado satisfatório, existe a possibilidade de se exportar o cenário visualizado em formatos adequados para outros tipos de *software*. Este pode ser útil para, por exemplo, publicar os resultados na *Internet*, ou para fornecer um *software* relacionado a um ambiente de realidade virtual com imagens num formato adequado; ou seja: produzir arquivos de dados para o segundo sub-projeto de visualizações imersivas. Além disto, o VTK pode ser rodado nas seguintes plataformas Windows, Mac OS X, Linux e Unix. Para facilitar o desenvolvimento de *software*, o VTK oferece suporte para linguagens de *script* como Tcl/Tk e Python, e até mesmo para Java.

Visualização de Iso-superfícies no Software VTK Um pulso eletromagnético em propagação pode ser representado por uma frente de onda avançando, ou uma iso-superfície. Pode-se imaginar que seria benéfico para o resultado deste projeto por ser capaz de criar repetidamente algum tipo de frente de onda a um determinado e desejado intervalo de tempo. Conseqüentemente, um processo periódico desta maneira seria muito adequado para a produção de animações e visualizações em tempo real.

Na ampla biblioteca de algoritmos predefinidos em VTK há um filtro com potencial a ser utilizado na criação das frentes de onda, ou iso-superfícies: o algoritmo de cubos marchantes (LORENSEN; CLINE, 1987). O princípio básico do algoritmo de cubos marchantes começa com a divisão do volume em cubos pequenos, cada cubo com o tamanho da resolução da malha do volume. Então o algoritmo marcha por todos os cubos pequenos. Dentro de cada cubo ele decide se os vértices de cubo estão acima ou abaixo de um iso-valor determinado. De acordo com os resultados, todos os cubos são adequadamente substituídos por um dos $2^8 = 256$ polígonos possíveis. Felizmente, pela simetria rotacional nos três eixos cartesianos e valores complementares, estes 256 polígonos podem ser reduzidos para apenas 15 polígonos predefinidos, como pode ser visto na Figura 3.5.

Figura 3.5: Os 15 cubos básicos. (LORENSEN; CLINE, 1987)

Finalmente estes polígonos são reunidos à iso-superfície estimada.

Podem ser usados vários iso-valores simultaneamente e o resultado disto é que são cria-

das várias iso-superfícies. Esta possibilidade permite apresentar uma multidão de ondas eletromagnéticas dentro de cenário em que cada onda tem potência específica.

Este algoritmo de visualização de superfícies é escolhido para ser usado na produção das frentes de ondas que estão embutidas nos conjuntos de dados tridimensionais vindo das simulações de FDTD.

Visualização Volumétrica no Software VTK Também será investigada a possibilidade de se usar visualizações volumétricas para a apresentação de parâmetros interessantes e importantes relacionados a redes sem fio. As contribuições esperadas são, por exemplo, gráficos tridimensionais da distribuição de potência em uma rede sem fio ou mapas tridimensionais das taxas de transmissão de dados disponíveis sob várias circunstâncias. Espera-se que este tipo de visualizações seja útil para estudantes e engenheiros a fim de que entendam melhor a física relacionada ao desempenho em uma rede sem fio. Além disto, com uma calibração rigorosa do modelo de FDTD, os resultados destas visualizações podem ser usados como uma ferramenta no planejamento da disposição de estações de base em uma rede sem fio.

O VTK permite alguns tipos de visualização de volume, sendo os dois mais comuns o traçado de raios (ou *ray-tracing*) e o mapeamento bidimensional de textura. Para esta fase de desenvolver modos próprios para visualizar distribuições de dados volumétricos compostos de valores de potência, o mapeamento bidimensional de textura é selecionado pela simples razão que é possível usar a placa gráfica mais rápida para a visualização dos volumes (SCHROEDER; MARTIN; LORESEN, 2004).

3.3 Software de Visualização na CAVERNA Digital

O sistema de multiprojeção no LSI para a visualização imersiva é chamado *CAVERNA Digital* (SOARES, 2005). É um sistema de multiprojeção cúbica composto de cinco faces, cada um do tamanho $3\text{ m} \times 3\text{ m}$, mostrado na Figura 3.6, e a idéia geral deste tipo de sistema é conseguir uma sensação de se ficar totalmente imerso na visualização.

No âmbito deste projeto, o objetivo é utilizar o sistema da CAVERNA Digital já existente, para se obter uma imersão em realidade virtual das ondas eletromagnéticas em propagação. Para conseguir visualizações em ambientes de multiprojeção um *software* específico tem que ser proposto. Ele deve poder lidar com *e.g.*, a coerência das imagens, aglomerados de computadores, ou a distribuição de visualização em várias placas gráficas em casos de

cenos compostas de muitos polígonos. Na CAVERNA Digital é usado o *software* OpenSG (OPENSG, 2008), versão 1.8, que cumpre estas tarefas necessárias.

Figura 3.6: Estrutura da CAVERNA Digital (SOARES, 2005)

O OpenSG é um *software* livre, baseado em um grafo de cena (*scene graph*), que gera imagens em tempo real. Outro aspecto importante para este projeto é o suporte que o OpenSG tem para vários tipos de cenas gráficas armazenadas em uma grande variedade de formatos de arquivos. Uma vez que as visualizações são criadas pelo VTK, é importante que o OpenSG possa lidar com arquivos do VTK.

O OpenSG versão 2.0 suportará os arquivos do tipo `.vtk`, mas infelizmente o sistema OpenSG v1.8 utilizado nesta tese ainda não suporta este recurso. Por isso, as cenas geométricas criadas por VTK têm que ser exportadas para um formato adequado para OpenSG v1.8. O VTK v5.0 oferece suporte aos tipos de arquivo `.obj` (*Wavefront*), `.wr1` (*Virtual Reality Modeling Language, VRML*), ou `.iv` (*Inventor*). Finalmente, antes de se visualizarem as ondas eletromagnéticas na CAVERNA Digital, os arquivos vindo do VTK (*e.g.*, em formato `.obj`, `.wr1`) têm que ser convertidos para o formato binário do OpenSG, o `.osb`. Um resumo desta fila de processamento gráfico (*pipeline*) para obter as visualizações imersivas na CAVERNA é mostrado na Figura 3.7. Os três primeiros quadros apresentam o resultado final daquele certo processo que depois é exportado para o próximo passo.

Figura 3.7: Etapas da visualização do algoritmo FDTD na CAVERNA Digital.

3.4 A Fonte do Sinal Eletromagnético para o Algoritmo FDTD

As iso-superfícies a serem visualizadas têm que ter uma fonte de sinal. Para o modelo de FDTD, a fonte do sinal pode ser escolhida de várias maneiras: por exemplo, ondas planas, fontes estendidas, ou fontes pontuais. Para este projeto, a emissora eletromagnética usada no algoritmo de FDTD é do tipo da fonte de sinal pontual. Isto é: não tem nenhuma extensão física. Além disto, a fonte emissora do sinal emite um pulso Gaussiano senoidal que é centrado na frequência f_0 . Há várias razões para escolher um pulso Gaussiano senoidal como fonte do sinal. A razão principal, de um ponto de vista de visualização, é que a propagação de um pulso pode ser mostrada facilmente. Outra razão é que o comportamento do pulso Gaussiano emitido dá uma contribuição suave ao domínio de FDTD discretizado, enquanto pulsos abruptos introduzem valores aleatórios, não-físicos em uma vizinhança da fonte quando a fonte estiver ligada. Também, por escolher o pulso como senoidal, é possível centrar o pulso ao redor de qualquer frequência desejada. Finalmente, a largura da banda dentro do pulso pode ser determinada pela largura do pulso (um pulso curto no domínio de tempo produzirá um conteúdo espectral grande no domínio de frequência).

A expressão numérica para este tipo de pulso Gaussiano senoidal, aplicado ao campo elétrico na direção z , é dado por

$$E_z|_{i_s}^n = E_0 e^{-[(n-n_0)/n_w]^2} \sin[2\pi f_0(n-n_0)\Delta t] \quad (3.1)$$

onde:

- o índice i_s denota a localização da fonte na malha ($i_s = (i, j, k)$ no caso de um cenário tridimensional),
- n é o passo de tempo atual,
- o valor do índice n_0 determina o ponto central do pulso ou o tempo quando um

pulso Gaussiano alcança seu máximo, e

- n_w determina a largura do pulso.

Nota-se que quando $n = n_0$, a parte senoidal é zero, resulta que o valor total da expressão é zero. Este pulso Gaussiano senoidal, descrito pela eq.(3.1), é esboçado na Figura 3.8.

Figura 3.8: A aparência de um pulso Gaussiano senoidal.

O gráfico mostra a amplitude do pulso no ponto da malha i_s durante 100 passos de tempo, n . Os parâmetros específicos deste pulso foram fixados respectivamente a $n_0 = 48$ e $n_w = 16$, indicando que o pulso será zero quando $n = 48$. Neste caso o valor $2\pi f_0 \Delta t \approx 0,4355$, o que significa que um período senoidal é igual a $2\pi/0,4355 \approx 14,4$ passos de tempo.

3.5 Visualização dos Resultados do Algoritmo FDTD

Os campos elétricos e magnéticos no algoritmo de FDTD são, como foi discutido anteriormente em seção 2.4, uniformemente distribuídos em seis matrizes: E_x, E_y, E_z e H_x, H_y, H_z . Para que crie o panorama geral da onda eletromagnética, estas seis matrizes têm que ser unificadas em uma matriz única. Uma consolidação desta forma pode ser obtida pelo cálculo do vetor de Poynting dos campos eletromagnéticos, ou seja:

$$P = E \times H. \quad (3.2)$$

Esta operação não apenas unifica os valores de campos elétricos e magnéticos, mas também fornece a direção e a amplitude do vetor de Poynting em qualquer ponto no domínio. A amplitude, que representa a densidade da potência (W/m^2), é um valor escalar que é obtido do valor absoluto do vetor de Poynting. No final, os valores de escalares extraídos das seis matrizes, são inseridos em uma matriz nova que servirá como o fonte de dados volumétricos a serem manipulados pelos filtros do VTK.

3.6 Conclusões

Este capítulo apresentou o levantamento do estado arte no problema de visualizar campos eletromagnéticos. Uma conclusão deste levantamento é que as visualizações em geral ajudam na aprendizagem de eletromagnetismo, mas as técnicas utilizadas poucas aproveitam todas as três dimensões espaciais, bem como a dimensão temporal.

O capítulo apresenta também considerações sobre como desenvolver ambientes de visualização imersivos onde há a necessidade da visualização no domínio (x, y, z, t) com precisão e evidência dos fenômenos de propagação — por exemplo, difração e reflexão). Estas considerações abordam questões práticas de *software* e de uso do algoritmo FDTD. O *software* “*The Visualization ToolKit*” (VTK), que será usado neste projeto, foi apresentado, e as mais importantes partes para obter visualizações tridimensionais foram descritas; no caso, a visualização por cubos marchantes e a visualização volumétrica. Em relação ao VTK, também foi discutido como utilizá-lo na CAVERNA Digital conjuntamente com o *software* OpenGL, necessários para obter as visualizações imersivas.

Finalmente, a fonte de sinal eletromagnética gerada a partir do algoritmo FDTD foi apresentada, como também a maneira de unificar, em um conjunto de dados único, todos os campos elétricos e magnéticos calculados.

4 PROPOSTA DE UM ALGORITMO FDTD DE ALTA ORDEM E MALHA GROSSEIRA

Vários esquemas de FDTD de alta ordem foram apresentados no capítulo 2. Todos os métodos apresentados lá têm características e aplicações diferentes, mas nenhum deles foi considerado uma ótima escolha para este projeto de pesquisa. O objetivo principal deste capítulo é propor um novo algoritmo FDTD de alta ordem e malha grosseira capaz de reduzir os erros numéricos na versão de FDTD original apresentado por Yee (YEE, 1966), sendo que a redução destes erros é pertinente para a visualização imersiva.

Considerando que um dos objetivos do trabalho é obter visualizações de ondas eletromagnéticas que estão se propagando em ambientes grandes, uma das preocupações principais é achar um algoritmo de FDTD de alta ordem rápido e preciso com os seguintes atributos:

- pequenos erros numéricos em malhas grosseiras; por exemplo, com $N_\lambda \leq 10$,
- passo de tempo (Δt) perto do limite de Courant, e
- baseado em diferenças centrais de quatro pontos.

O atributo final tem por objetivo minimizar o número de valores de campo usados e, por conseguinte, o número de cálculos. A fim de que possa realizar este objetivo o algoritmo de FDTD de alta ordem e malha grosseira (*Coarse-Grid Higher-Order FDTD*, CGHO-FDTD) foi proposto e desenvolvido pelo autor. Neste capítulo é apresentado inicialmente o algoritmo em duas dimensões — no caso o 2D CGHO-FDTD — e posteriormente o algoritmo em três dimensões, 3D CGHO-FDTD.

4.1 A Idéia Geral

Uma maneira comum de se otimizar o esquema de FDTD de alta ordem, é pelo uso de uma expressão geral para o operador de diferenças centrais de quatro pontos

$$\left. \frac{\partial f}{\partial w} \right|_i = \frac{C_{w1}(f_{i+1/2} - f_{i-1/2}) + C_{w2}(f_{i+3/2} - f_{i-3/2})}{\Delta w} \quad (4.1)$$

onde f pode ser substituído ou pelo campo elétrico, E , ou pelo campo magnético, H . Esta expressão permite otimizar os dois coeficientes C_{w1} e C_{w2} em qualquer direção na malha, w , de acordo com as especificações desejadas. No esquema de FDTD de alta ordem introduzido por Fang (FANG, 1989), ou seja, o chamado (2,4) FDTD, estes dois coeficientes são substituídos pelos valores fixos $\frac{9}{8}$ e $-\frac{1}{24}$, que têm origem no termo extra usado na expansão em série de Taylor. Neste projeto a eq.(4.1) pode ser simplificada para permitir o operador de diferenças centrais de quatro pontos seja igual nas três direções cartesianas na malha.

$$\left. \frac{\partial f}{\partial w} \right|_i = \frac{C_1(f_{i+1/2} - f_{i-1/2}) + C_2(f_{i+3/2} - f_{i-3/2})}{\Delta}. \quad (4.2)$$

Esta simplificação se justifica pelo fato que os ambientes que serão simulados dentro deste projeto não têm nenhuma direção preferida que requeira atenção extra. Então se assume que uma malha uniforme ($\Delta x = \Delta y = \Delta z \equiv \Delta$) possa ser usada.

Em eq.(2.29) foi mostrada que o uso de FDTD de alta ordem leva a um passo de tempo máximo permitido menor do que aquele usado no FDTD original. A razão para isto é uma dependência senoidal dos critérios de estabilidade que conduzem a valores acima do limite de Courant, na forma mostrada na eq.(2.25), quando as contribuições senoidais interagem construtivamente. Assim, um fator que seja igual ao inverso da soma dos valores absolutos dos coeficientes C_1 e C_2 tem que ser introduzido no critério de estabilidade. No caso de (2,4) FDTD este valor é calculado na seguinte forma:

$$\frac{1}{\left| \frac{9}{8} \right| + \left| \frac{-1}{24} \right|} = \frac{24}{28} = \frac{6}{7}. \quad (4.3)$$

Por conseguinte, o limite de estabilidade de Courant em uma malha uniforme tridimensional tem que ser reescrito para o esquema do Fang como:

$$S_{\text{limite est. 3D Fang}} = S_{\text{max}} = \frac{6}{7\sqrt{3}}. \quad (4.4)$$

Então pela comparação entre as expressões de (2.27) e (4.4) é concluído que o uso de

FDTD de alta ordem leva a um valor máximo menor para o passo de tempo (Δt).

Outros métodos de FDTD de alta ordem fixam o valor de Δt abaixo do limite de Courant antes de começarem a otimização dos coeficientes. Porém, no método de FDTD de alta ordem e malha grosseira (CGHO-FDTD) o valor de Δt também é uma função dos coeficientes e deste modo encontra-se um valor aperfeiçoado para o passo de tempo, que é ajustado aos valores dos coeficientes finais (C_1 e C_2). Isto significa que dados dois coeficientes quaisquer, o máximo possível Δt será usado, ou seja, se a soma dos valores absolutos dos coeficientes exceder o valor $7/6$, o limite de Courant será ajustado automaticamente a um valor menor. Este efeito é vantajoso neste projeto porque quanto mais alto o valor de Δt , mais rápidas serão as simulações finais. Além disto, a otimização dos valores dos coeficientes não é restrita a um certo intervalo onde a soma do valor absoluto deles tenha que estar abaixo do valor $7/6$: mas pode ser escolhida mais livremente.

A idéia de permitir que passo de tempo seja uma função dos coeficientes C_1 e C_2 , levou ao desenvolvimento de dois algoritmos de FDTD de alta ordem: 2D CGHO-FDTD e 3D CGHO-FDTD.

4.2 O Algoritmo 2D CGHO-FDTD

O algoritmo de FDTD de alta ordem e malha grosseira em duas dimensões (2D CGHO-FDTD) foi o primeiro a ser desenvolvido e investigado. As razões para isto eram que a base teórica é derivada mais facilmente em duas dimensões e as simulações numéricas são executadas muito mais rapidamente.

4.2.1 O Algoritmo de Otimização

Para uma malha bidimensional e uniforme ($\Delta x = \Delta y \equiv \Delta$) uma expressão geral para a relação de dispersão numérica, semelhante àquela derivada para (2,4) FDTD (FANG, 1989), (TAFLOVE; HAGNESS, 2005), pode ser escrita como

$$\frac{1}{S^2} \sin^2 \left(\frac{\pi S}{N_\lambda} \right) = \left[C_1 \sin(\tilde{k}A) + C_2 \sin(3\tilde{k}A) \right]^2 + \left[C_1 \sin(\tilde{k}B) + C_2 \sin(3\tilde{k}B) \right]^2. \quad (4.5)$$

Os parâmetros A , B e S na eq.(4.5) podem ser trocados para as seguintes expressões:

$$S = \frac{c_0 \Delta t}{\Delta} \quad A = \frac{\Delta \cos \phi}{2} \quad B = \frac{\Delta \sin \phi}{2}$$

onde S é o fator de Courant e ϕ é o ângulo de propagação pela malha bidimensional. Pelo uso da relação entre a velocidade angular e o comprimento da onda, $\omega = 2\pi c_0/\lambda$, a velocidade de fase numérica, $v_p = \omega/\tilde{k}$, para qualquer direção de propagação (ϕ) pode ser determinada da eq.(4.5).

A derivação da condição de estabilidade, presente na eq.(4.3), no esquema de Fang levou para a exigência de $|C_1| + |C_2| \leq 7/6$. Porém, com o uso da eq.(4.2) o valor máximo do fator de Courant em uma malha bidimensional e uniforme pode ser expresso de modo mais geral:

$$S_{max} = \frac{1}{\sqrt{2}(|C_1| + |C_2|)}. \quad (4.6)$$

Devido à escolha de $S = 0,99 \cdot S_{max}$, para se ter uma pequena margem extra de segurança contra a instabilidade numérica, e utilizando-se a eq.(4.6), é possível ver que o lado esquerdo da eq.(4.5) também é uma função dos coeficientes C_1 e C_2 . Desta maneira, o lado esquerdo da eq.(4.5) é reformulado como:

$$\gamma(C_1, C_2) = \frac{2(|C_1| + |C_2|)^2}{0,99^2} \cdot \sin^2 \left(\frac{0,99\pi}{\sqrt{2}(|C_1| + |C_2|)N_\lambda} \right). \quad (4.7)$$

O fato que o fator de Courant seja uma função de C_1 e C_2 é de grande importância para o desenvolvimento deste algoritmo otimizado, uma vez que com esta nova maneira a soma dos coeficientes não são restritas para um certo intervalo, então os coeficientes podem ser escolhidos mais livremente. Como foi escrito no início do capítulo, caso a soma exceda $7/6$, o fator de Courant se ajustará automaticamente e ao mesmo tempo manterá o fator de Courant no valor máximo possível para que obtenha simulações mais rápidas.

A anisotropia em simulações de FDTD é causada pelas diferenças nas velocidades de fase numéricas (v_p) nas várias direções de malha (ϕ). Em 2D FDTD original a discrepância maior para as velocidades de fase numérica é encontrada entre as direções ao longo de um eixo cartesiano e uma diagonal.

Por exemplo $v_p(\phi = 0^\circ)$ e $v_p(\phi = 45^\circ)$. No algoritmo de otimização dos coeficientes C_1 e C_2 deseja-se minimizar simultaneamente tanto os erros numéricos da velocidade de fase, quanto a anisotropia. Este objetivo pode ser obtido fazendo-se $v_p = c_0$ nestas duas direções da malha; ou equivalentemente, pela aplicação do valor ideal para o número de onda, $\tilde{k} = k = 2\pi/\lambda$. Sob estas condições o lado direito da eq.(4.5) é reescrito para as duas

direções de propagação ($\phi = 0^\circ$ e $\phi = 45^\circ$) respectivamente como:

$$\gamma(C_1, C_2) = \left[C_1 \sin\left(\frac{\pi}{N_\lambda}\right) + C_2 \sin\left(\frac{3\pi}{N_\lambda}\right) \right]^2 \quad (4.8a)$$

$$\gamma(C_1, C_2) = 2 \left[C_1 \sin\left(\frac{\pi}{\sqrt{2}N_\lambda}\right) + C_2 \sin\left(\frac{3\pi}{\sqrt{2}N_\lambda}\right) \right]^2. \quad (4.8b)$$

Para qualquer densidade de pontos na malha (N_λ) os coeficientes otimizados (C_1 e C_2) podem ser encontrados pela solução numérica do conjunto de equações (4.7) - (4.8). São mostrados os pares resultantes de coeficientes na Figura 4.1.

Figura 4.1: Pares de coeficientes otimizados, C_1 e C_2 , em função da densidade de pontos na malha, N_λ .

Pode-se observar que C_1 e C_2 são fortemente dependentes de N_λ no caso de uma malha grosseira. Com um N_λ mais elevado, os dois coeficientes respectivamente se aproximam dos valores declarados em (FANG, 1989), isto é, $C_1 = 9/8 = 1,125$ e $C_2 = -1/24 \approx -0,04167$.

4.2.2 Resultados Teóricos

Utilizando-se os resultados de seção 4.2.1 é possível escolher qualquer N_λ desejado, achar o par de coeficientes correspondentes e aplicar eq.(4.5) para determinar a velocidade de fase numérica esperada para todas as direções de propagação. Os erros nas velocidades de fase numéricas são por conveniência apresentados como uma fração da velocidade de

luz no vácuo, por exemplo $|1 - v_p/c_0|$.

Na Figura 4.2 são apresentados os erros numéricos esperados para o esquema de 2D CGHO-FDTD. Devido ao fato que a otimização é executada com valores ideais ao longo de um eixo da malha e de uma diagonal, espera-se obter dispersão mínima em intervalos de 45° , o que também é visto claramente na mesma figura.

Figura 4.2: Erros numéricos esperados para alguns esquemas de FDTD de alta ordem em função da direção de propagação, ϕ , na malha.

Mais dois gráficos foram incluídos para comparação. O primeiro é o (2,4) FDTD de Fang (FANG, 1989) (aqui chamado Std Fang). O segundo é uma versão aperfeiçoada de Std Fang (aqui chamada: Opt Fang). Em (SHLAGER; SCHNEIDER, 2003) foi mostrado que a versão Opt Fang exibe erros menores se o passo de tempo for diminuído do limite de estabilidade de Courant a um valor menor ajustado à densidade de pontos na malha atual (N_λ).

Assim, pela comparação dos erros numéricos dos vários esquemas de FDTD de alta ordem à $N_\lambda = 10$, é visto na Figura 4.2 que o uso do método de CGHO-FDTD diminui os erros numéricos esperados em várias ordens de magnitude. Além disto, a escolha de uma malha mais grosseira igual à $N_\lambda = 7$, ainda resulta em erros muito baixos e por conseguinte, estas malhas mais grosseiras reduzirão muito o número de cálculos necessário em qualquer determinado domínio elétrico.

Tabela 4.1: Anisotropia - FDTD de alta ordem

Esquema de FDTD	N_λ	Anisotropia
CGHO-FDTD	7	4.8e-6
CGHO-FDTD	10	5.5e-7
CGHO-FDTD	15	4.8e-8
Std Fang	10	5.2e-4
Opt Fang	10	5.3e-4

Anisotropia para o esquema de CGHO-FDTD em função de N_λ . Dois esquemas de FDTD de alta ordem de Fang são incluídos para comparação.

Dos valores teóricos mostrados na Figura 4.2, a anisotropia numérica esperada pode ser calculada segundo a eq.(2.21). O resultado das anisotropias para alguns valores de N_λ é apresentado na Tabela 4.1, onde são incluídos os resultados de Std Fang e Opt Fang nas últimas duas linhas. De novo, conclui-se que o uso do esquema de CGHO-FDTD faz com que os erros sejam várias ordens de magnitudes menor do que aqueles dos outros dois esquemas de FDTD de alta ordem.

Uma vez que os erros de dispersão são pequenos com o uso do algoritmo de FDTD original em malhas muito finas, a idéia geral dos esquemas de FDTD de alta ordem é obter erros de dispersão baixos em malhas menos densas.

Também, os erros numéricos são fortemente dependentes da densidade de pontos na malha. Assim é de grande interesse poder prever como um determinado algoritmo de FDTD de alta ordem se comportará quando a frequência da onda eletromagnética no domínio for diferente da frequência projetada. Alguns exemplos disto podem ser um pulso que contém um espectro de frequências, ou uma mudança em comprimento de onda efetivo devido a uma mudança nos valores de permissividade relativa. A Figura 4.3 mostra o erro máximo da dispersão de todos os ângulos de propagação (ϕ) em função do número de pontos na malha por comprimento de onda (N_λ) para os esquemas de FDTD de alta ordem previamente usados. O algoritmo de FDTD original (YEE, 1966) também foi incluído nesta figura para mostrar seus pequenos erros numéricos de dispersão com o uso de malhas finas. Como esperado, na comparação com o algoritmo de FDTD original pode-se ver que os erros numéricos de dispersão em malhas grosseiras são inferiores para todos os esquemas de FDTD de alta ordem. Além disto, os dois esquemas otimizados foram projetados para ter o melhor desempenho em uma frequência que corresponde a $N_\lambda = 10$.

Figura 4.3: O erro numérico de dispersão versus a resolução da malha para os casos de Yee, Std Fang, Opt Fang, e o esquema de CGHO-FDTD. Os dois métodos de FDTD de alta ordem otimizados, têm sido projetados para $N_\lambda = 10$.

Na Figura 4.3 pode-se ver que o método de CGHO-FDTD exibe erros numéricos muito baixos na vizinhança desta frequência, e assim fica altamente adequado para aplicações de banda estreita. O outro lado do esquema de Opt Fang mostra mais características de banda larga. Deve-se mencionar que os fatores de Courant para CGHO-FDTD e Opt Fang são respectivamente, $S = 0,598$ e $S = 0,166$. Quer dizer, o CGHO-FDTD usa um passo de tempo (Δt) muito maior, o que obviamente conduz a simulações de computador mais rápidas uma vez que ambos executam o mesmo número de cálculos para cada iteração de tempo.

4.2.3 Resultados Numéricos

Para investigar o desempenho do modelo de 2D CGHO-FDTD, foram feitas várias simulações. Todas as simulações consideraram o caso de uma onda eletromagnética com os componentes de campo de um modo transversal magnético com respeito ao eixo z , ou TM $_z$. Uma fonte de ponto que gerou uma onda senoidal contínua de uma frequência de 2,4 GHz foi aplicada ao componente de campo E_z . Para reduzir reflexões não desejadas nas simulações, 10 camadas de CPML (veja Apêndice A) foram incorporadas ao contorno do domínio. Além da avaliação de desempenho do algoritmo de 2D CGHO-FDTD nestas condições, ele foi também comparado com as duas versões dos esquemas de FDTD de Fang.

Tabela 4.2: Erros numéricos de espaço livre

Esquema de FDTD	$\phi = 0^\circ$	$\phi = 26,6^\circ$	$\phi = 45^\circ$
CGHO-FDTD	$< 1 \cdot 10^{-6}$	$< 1 \cdot 10^{-6}$	$< 1 \cdot 10^{-6}$
Std Fang	$5,4 \cdot 10^{-3}$	$5,7 \cdot 10^{-3}$	$5,9 \cdot 10^{-3}$
Opt Fang	$3 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^{-5}$	$3 \cdot 10^{-4}$

Erros numéricos em três direções de propagação, medidos para uma onda viajando em espaço livre. $N_\lambda = 10$.

Propagação em Espaço Livre Para confirmar os valores teóricos de propagação em espaço livre (mostrados na Figura 4.2) foi feita uma simulação de um domínio amplo com uma discretização de $N_\lambda = 10$. A distância entre a fonte e o ponto de avaliação foi estimada ao redor de $100\lambda \approx 12,5$ m. Nos gráficos para CGHO-FDTD exibidos na Figura 4.2 espera-se encontrar dispersão quase zero ao longo dos eixos da malha e da diagonal. Erros de dispersão máximos são esperados no intervalo $\phi \approx 15^\circ - 30^\circ$. Para o esquema de Opt Fang supõe-se que este comportamento seja o oposto.

Para facilitar a extração dos valores de campo da malha, foi usada uma abordagem de 2:1, isto é, valores dos campos elétricos foram medidos ao longo de uma direção de propagação que seguiu o seguinte sentido: dois passos ao longo do eixo x e um passo ao longo do eixo y , ou equivalentemente $\phi \approx 26,6^\circ$. A fim de se estabelecer um valor de erro numérico, foi ajustada uma curva ideal aos valores de campos elétricos extraídos. Os erros medidos das simulações estão resumidos na Tabela 4.2. Nela, o desempenho esperado em espaço livre dos esquemas de FDTD de ordem alta é confirmado.

Objetos e Obstáculos Com o objetivo de validar a utilidade do algoritmo de 2D CGHO-FDTD em malhas grosseiras, foi gerado um segundo conjunto de simulações. Porém, desta vez com um objeto absorvente incluído no domínio e a discretização da malha definida como $N_\lambda = 7$. Neste caso, o fator de Courant para o esquema de Opt Fang foi ajustado em $S = 0,233$ para minimizar os erros numéricos. O objeto absorvente ficava situado no meio do domínio e pretendia-se que imitasse o comportamento de uma parede de concreto de espessura igual a 250 mm e com condutividade $\sigma = 0.120$ S/m e permissividade relativa $\epsilon_r = 4.0$. Esta configuração gerou uma atenuação de potência de aproximadamente 30 dB. Os erros numéricos medidos na onda eletromagnética depois da passagem pela parede são apresentados na Tabela 4.3. Em geral é visto que um bom desempenho foi obtido utilizando os dois esquemas otimizados, mesmo que a onda eletromagnética tivesse que passar por um objeto composto de um material para o qual o algoritmo numérico não tinha sido otimizado.

Tabela 4.3: Erros numéricos numa aplicação de malha grosseira

Esquema de FDTD	$\phi = 0^\circ$	$\phi = 26,6^\circ$	$\phi = 45^\circ$
CGHO-FDTD	$1,5 \cdot 10^{-4}$	$1,5 \cdot 10^{-5}$	$< 1,0 \cdot 10^{-5}$
Std Fang	$1,0 \cdot 10^{-2}$	$1,1 \cdot 10^{-2}$	$1,2 \cdot 10^{-2}$
Opt Fang	$1,2 \cdot 10^{-3}$	$4,8 \cdot 10^{-4}$	$1,3 \cdot 10^{-3}$

Erros numéricos em três direções de propagação, medidos para uma onda depois de ter atravessado uma parede de concreto. $N_\lambda = 7$.

Ambiente Realístico Foi usado um cenário mais complexo para um teste final. A razão para isto foi avaliar e comparar os modelos de FDTD de alta ordem num ambiente realístico. Quatro paredes de concreto com o mesmo conjunto de parâmetros como no exemplo anterior foram introduzidas nos modelos numéricos e arrumados segundo a Figura 4.4. O tamanho do domínio foi de $12 \text{ m} \times 10 \text{ m}$, uma discretização de $N_\lambda = 7$ foi aplicada, e o transmissor foi localizado no canto superior esquerdo (quadrado preto).

Figura 4.4: O arranjo das paredes de concreto no ambiente realístico.

O tempo total das simulações corresponderam a avançar uma onda eletromagnética 30 m em espaço livre. Assim, várias reflexões e ondas secundárias foram geradas no domínio simulado. Devido a todas as reflexões, tornou se impossível ajustar uma curva ideal aos valores dos campos elétricos extraídos das simulações. Uma solução para este problema foi utilizar a transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*, FFT) para determinar a frequência principal no conjunto de dados extraído.

Tabela 4.4: Erros numéricos num cenário realístico

Esquema de FDTD	Área 1	Área 2	Área 3
CGHO-FDTD	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$9,1 \cdot 10^{-5}$	$1,5 \cdot 10^{-4}$
Std Fang	$8,4 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-2}$	$8,6 \cdot 10^{-3}$
Opt Fang	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$7,5 \cdot 10^{-4}$	$5,7 \cdot 10^{-4}$

Erros numéricos em três direções de propagação num ambiente realístico. $N_\lambda = 7$.

Deste modo, foram obtidas três frequências para as três áreas cinzas denominadas Área 1 – Área 3. As três direções ao longo das linhas foram as mesmas como anteriormente. Os valores dos erros numéricos obtidos pelo uso da FFT (a fração do valor ideal: $f = 2,4$ GHz) são somados na Tabela 4.4. Observe-se que os valores nesta última tabela foram determinados usando um outro método (FFT) do que nas tabelas 4.2–4.3. Por isso, os valores não deveriam ser comparados entre si, mas preferencialmente apenas suas tendências. Porém, pode-se concluir que os esquemas de FDTD otimizados ainda funcionam muito bem em circunstâncias realísticas, e assim o algoritmo de CGHO-FDTD se torna altamente adequado para simulações de áreas grandes com discretizações de malhas grosseiras.

4.3 O Algoritmo 3D CGHO-FDTD

Na seção 4.2 a teoria para o método de 2D CGHO-FDTD foi derivada e avaliada. Tendo isto como uma base, as idéias serão estendidas ao caso mais interessante de três dimensões.

4.3.1 O Algoritmo de Otimização

O ponto da partida para a otimização é novamente a expressão geral da relação de dispersão numérica, mas desta vez utilizando uma malha uniforme tridimensional ($\Delta x = \Delta y = \Delta z \equiv \Delta$). A expressão pode ser escrita como

$$\begin{aligned} \frac{1}{S^2} \sin^2 \left(\frac{\pi S}{N_\lambda} \right) &= \left[C_1 \sin(\tilde{k}A) + C_2 \sin(3\tilde{k}A) \right]^2 \\ &+ \left[C_1 \sin(\tilde{k}B) + C_2 \sin(3\tilde{k}B) \right]^2 + \left[C_1 \sin(\tilde{k}C) + C_2 \sin(3\tilde{k}C) \right]^2 \end{aligned} \quad (4.9)$$

onde as variáveis S , A , B e C são respectivamente dadas por:

$$S = \frac{c_0 \Delta t}{\Delta} \quad A = \frac{\Delta \sin \theta \cos \phi}{2} \quad B = \frac{\Delta \sin \theta \sin \phi}{2} \quad C = \frac{\Delta \cos \theta}{2}$$

onde as coordenadas esféricas ϕ e θ representam o ângulo de azimuth ($\phi = 0^\circ$ ao longo do eixo x) e o ângulo de elevação ($\theta = 90^\circ$ no plano xy).

Analogamente ao caso bidimensional, o limite de Courant máximo em três dimensões por sua vez pode ser expresso como

$$S_{max} = \frac{1}{\sqrt{3}(|C_1| + |C_2|)}. \quad (4.10)$$

O fator de Courant usado no algoritmo de otimização é mais uma vez dado, sendo o valor $S = 0,99 \cdot S_{max}$, e de novo conclui-se que o lado esquerdo da eq.(4.9) se torna uma função dos coeficientes C_1 e C_2 .

No caso de três dimensões uma nova condição de otimização deve ser usada. Pode-se ver que a maior diferença entre as velocidades de fase (anisotropia) para o método de Fang é obtida entre as direções $\vec{n}_x = (1, 0, 0)$ e $\vec{n}_d = (1, 1, 1)$, ou seja, as direções que correspondem a um eixo da malha, por exemplo eixo x , e a diagonal maior da malha. Sob a condição de otimização em que não pode haver nenhuma dispersão numérica ao longo ou $\vec{n}_x = (1, 0, 0)$, nem $\vec{n}_d = (1, 1, 1)$, os coeficientes C_1 e C_2 podem ser achados pela solução numérica do seguinte conjunto de equações:

$$\frac{3(|C_1| + |C_2|)^2}{0,99^2} \cdot \sin^2 \left(\frac{0,99\pi}{\sqrt{3}(|C_1| + |C_2|)N_\lambda} \right) = \left[C_1 \sin \left(\frac{\pi}{N_\lambda} \right) + C_2 \sin \left(\frac{3\pi}{N_\lambda} \right) \right]^2 \quad (4.11a)$$

$$\frac{3(|C_1| + |C_2|)^2}{0,99^2} \cdot \sin^2 \left(\frac{0,99\pi}{\sqrt{3}(|C_1| + |C_2|)N_\lambda} \right) = 3 \left[C_1 \sin \left(\frac{\pi}{\sqrt{3}N_\lambda} \right) + C_2 \sin \left(\frac{\sqrt{3}\pi}{N_\lambda} \right) \right]^2 \quad (4.11b)$$

O resultado dos cálculos de pares de coeficientes em função de N_λ é mostrado na Tabela 4.5. Também para este caso tridimensional observa-se que com uma discretização do domínio mais fina, os valores de C_1 e C_2 se aproximam dos valores fixos no método de Fang original, ou seja, $C_1 = 9/8 = 1,125$ e $C_2 = -1/24 \approx -0,04167$. Também pode-se observar na tabela que a soma absoluta dos dois coeficientes, por exemplo, para o caso em que $N_\lambda = 10$ é $\approx 1,172$, ou seja, maior do que o valor $7/6 \approx 1,167$ que foi mencionado anteriormente.

Tabela 4.5: C_1 e C_2 em função de N_λ

N_λ	C_1	C_2	$ C_1 + C_2 $
7	1,131213813	-0,04672683635	$\approx 1,1779$
8	1,129726248	-0,04547307882	$\approx 1,1752$
10	1,128001469	-0,04405335918	$\approx 1,1721$
15	1,126323821	-0,04270645209	$\approx 1,1690$
30	1,1253293971	-0,04192353644	$\approx 1,1673$
∞	1,125	-0,04166666667	$\approx 1,1667$

Os coeficientes otimizados, C_1 e C_2 , em função da densidade de pontos na malha, N_λ .

4.3.2 Resultados Teóricos

A otimização foi feita sob a condição que não poderia haver nenhuma dispersão numérica ao longo nem do eixo x da malha $\vec{n}_x = (1, 0, 0)$, nem da diagonal $\vec{n}_d = (1, 1, 1)$. Devido à simetria, espera-se que qualquer um dos três eixos da malha possa ser usado. Para confirmar o resultado da otimização, a eq.(4.9) foi aplicada para determinar a dispersão numérica esperada em todas as direções de propagação. O erro na velocidade de fase numérica para o caso em que $N_\lambda = 10$ é mostrado na Figura 4.5.

Figura 4.5: Erros esperados para o esquema de 3D CGHO-FDTD em função da direção de propagação, ϕ e θ , na malha. $N_\lambda = 10$.

Tabela 4.6: Erros de dispersão para FDTD de alta ordem

Esquema de FDTD	N_λ	(ϕ_1, θ_1)	(ϕ_2, θ_2)	(ϕ_3, θ_3)
CGHO-FDTD	10	$4 \cdot 10^{-16}$	$6 \cdot 10^{-5}$	$7 \cdot 10^{-9}$
CGHO-FDTD	7	0	$3 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-8}$
(2,4) FDTD	10	$3 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$
(2,4) FDTD	7	$5 \cdot 10^{-3}$	$7 \cdot 10^{-3}$	$8 \cdot 10^{-3}$

Os erros de dispersão para o esquema de 3D CGHO-FDTD em função de N_λ e direção de propagação. O esquema de (2,4) FDTD é incluído para comparação.

Pode-se ver que os erros numéricos são basicamente zero ao longo dos três eixos da malha, $(\phi, \theta) = (0^\circ, 90^\circ), (0^\circ, 0^\circ), (90^\circ, 90^\circ)$, como também ao longo da diagonal da malha $(\phi, \theta) = (45^\circ, 54, 7^\circ)$.

O erro máximo é avaliado como $6,2 \cdot 10^{-5}$ e é encontrado ao longo da direção da diagonal de quaisquer dos três planos ortogonais aos eixos da malha, ou seja, $(\phi, \theta) = (45^\circ, 90^\circ), (90^\circ, 45^\circ), (0^\circ, 45^\circ)$. Este valor do erro máximo da velocidade de fase numérica é quase uma ordem de magnitude inferior ao valor informado para o esquema de isotropia aprimorada de NSFD (2,4) (*Isotropy-Improved Non-Standard Finite-Difference Scheme*) (YANG; BALANIS, 2005), em que um fator de Courant baixo ($S = 0,3$) foi utilizado (veja a Figura 2.5). Este valor pode ser comparado ao fator de Courant $S = 0,488$ que foi usado para produzir o gráfico visto na Figura 4.5. Isto significa que além de ser mais exato, também simulações mais rápidas serão obtidas com este método de FDTD de alta ordem e malha grosseira (CGHO-FDTD).

Os erros de dispersão para as três direções de propagação, $(\phi_1, \theta_1) = (0^\circ, 90^\circ)$, $(\phi_2, \theta_2) = (45^\circ, 90^\circ)$, $(\phi_3, \theta_3) = (45^\circ, 54, 7^\circ)$, foram tirados da Figura 4.5 e são apresentados na Tabela 4.6. Foram acrescentados a esta tabela também os valores correspondentes ao caso em que $N_\lambda = 7$ e finalmente, para comparação, este procedimento foi repetido para o método de (2,4) FDTD original (esquema de Fang). Pelo exame dos valores teóricos na Tabela 4.6, conclui-se que o uso de CGHO-FDTD gera erros que são ordens de magnitude inferiores àqueles obtidos pelo esquema de (2,4) FDTD original.

O uso principal de esquemas de FDTD de alta ordem é para cálculos que requerem menos erros que esses obtidos por FDTD original. Porém, desde que cálculos relativamente bons sejam conseguidos com o uso de FDTD original e uma discretização de malha muito fina, a desvantagem de se usar uma carga computacional maior de FDTD de alta ordem, é

melhor compensada pela possibilidade de usar uma malha de pontos menos densa no domínio e como consequência diminuir as exigências computacionais em geral.

Analogamente ao que foi feito para o caso bidimensional, é útil esboçar o erro de dispersão máxima em função da densidade de pontos na malha. Tal esboço para o método de CGHO-FDTD tridimensional otimizado para os casos $N_\lambda = 10$ e $N_\lambda = 7$ pode ser visto na Figura 4.6. O esquema de FDTD de Yee também foi incluído para mostrar seu bom comportamento com uma discretização fina.

Figura 4.6: O erro de dispersão versus resolução da malha para Yee, Std Fang, e os dois esquemas de 3D CGHO-FDTD, respectivamente otimizados a $N_\lambda = 7$ e $N_\lambda = 10$.

A utilidade de FDTD da alta ordem em geral é acentuada pelos erros de dispersão obtidos que são menores do que FDTD original em malha grosseira para ambos os esquemas de CGHO-FDTD, e também o esquema de (2,4) FDTD.

4.3.3 Resultados Numéricos

Para confirmar os valores teóricos promissores do método de 3D CGHO-FDTD e para validar sua utilidade em ambientes realísticos, três cenários diferentes foram simulados para 3D CGHO-FDTD, e também para (2,4) FDTD para ter a possibilidade de fazer uma comparação.

Tabela 4.7: Erros de dispersão em espaço livre

Esquema de FDTD	N_λ	(ϕ_1, θ_1)	(ϕ_2, θ_2)	(ϕ_3, θ_3)
CGHO-FDTD	10	$< 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$< 10^{-5}$
CGHO-FDTD	7	$< 10^{-5}$	$5 \cdot 10^{-4}$	$< 10^{-5}$
(2,4) FDTD	10	$3 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$
(2,4) FDTD	7	$5 \cdot 10^{-3}$	$7 \cdot 10^{-3}$	$8 \cdot 10^{-3}$

Os erros da dispersão medidos para o esquema de 3D CGHO-FDTD em função de N_λ e direção de propagação. O esquema de (2,4) FDTD é incluído para comparação.

As primeiras duas simulações foram executadas dentro de um domínio de $3 \text{ m} \times 3 \text{ m} \times 3 \text{ m}$. Uma fonte senoidal continuamente oscilando com a frequência $f = 2,4 \text{ GHz}$ foi aplicada ao campo de E_z .

A onda eletromagnética resultante foi propagada pelo domínio que em si foi determinado por um contorno absorvente de 10 camadas de CPML. Os erros de dispersão foram finalmente determinados ajustando-se uma curva a um vetor de valores do campo E_z extraído das mesmas três direções de propagação como na Tabela 4.6.

Propagação em Espaço Livre O objetivo do primeiro cenário é fazer avançar uma onda eletromagnética em espaço livre para verificar os erros de dispersão teóricos previstos. Todas as simulações foram feitas para as seguintes as duas discretizações da malha seguintes: $N_\lambda = 10$ e $N_\lambda = 7$. Na Tabela 4.7 estão resumidos os valores calculados das simulações. Os valores na tabela se encaixam bem com aqueles obtidos teoricamente. Porém, nas direções da malha da otimização, houve dificuldades para determinar os erros de dispersão muito baixos com boa precisão. Por causa disso, foi efetuada uma melhoria da estimativa.

Objetos e Obstáculos Para investigar a utilidade da versão tridimensional de CGHO-FDTD sob circunstâncias reais, um segundo cenário foi montado. De uma maneira igual para o caso bidimensional, uma parede de concreto com espessura de 200 mm foi incorporada como um plano ortogonal à direção x . Os erros de dispersão resultantes, medido por parte da onda que tinha atravessado a parede de concreto, foram postos na Tabela 4.8. Pode-se ver que o método de CGHO-FDTD ainda desempenha bem, obviamente com alguns valores menos precisos desde que a onda eletromagnética foi propagada em parte por um material para qual ela não foi otimizada.

Tabela 4.8: Erros de dispersão num ambiente realístico

Esquema de FDTD	N_λ	(ϕ_1, θ_1)	(ϕ_2, θ_2)	(ϕ_3, θ_3)
CGHO-FDTD	10	$1 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-3}$
CGHO-FDTD	7	$3 \cdot 10^{-4}$	$8 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-3}$
(2,4) FDTD	10	$3 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$
(2,4) FDTD	7	$4 \cdot 10^{-3}$	$8 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-2}$

Os erros de dispersão medidos depois de ter atravessado uma parede de concreto. Os erros dos esquemas de 3D CGHO-FDTD e (2,4) FDTD são avaliados em função de N_λ e direção de propagação.

A precisão diminuída na direção (ϕ_3, θ_3) é devida ao fato de que a onda que está se propagando diagonalmente viaja uma distância maior dentro da parede de concreto.

Ambiente Realístico A simulação final foi feita usando um cenário muito mais complexo, que normalmente é o caso para redes sem fio do tipo IEEE 802.11 (Wi-Fi). O modelo simulado é mostrado na Figura 4.7.

Figura 4.7: Um ambiente realístico. As linhas negras indicam as três direções de propagação investigadas.

Tabela 4.9: Erros da dispersão dentro de um prédio

Esquema de FDTD	N_λ	$\vec{n}_1$	$\vec{n}_2$	$\vec{n}_3$
CGHO-FDTD	7	$2 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$
(2,4) FDTD	7	$1 \cdot 10^{-2}$	$8 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$

Os erros numéricos extraídos de um ambiente realístico usando o método de FFT.

O volume tem o tamanho de $4 \text{ m} \times 5 \text{ m} \times 4,5 \text{ m}$, e foi discretizado usando $N_\lambda = 7$. Ainda com esta malha relativamente grosseira, a discretização gerou $15,8 \cdot 10^6$ pontos na grade, que ocuparam mais de 600 MB RAM. As três linhas negras indicam as posições e direções dos valores de campo E_z extraídos e correspondem às seguintes direções: $\vec{n}_1 = (0, 1, 0)$, $\vec{n}_2 = (0, 2, 1)$ e $\vec{n}_3 = (1, 1, 1)$. A interseção das linhas mostra o lugar da fonte de sinal.

A simulação foi rodada durante 1000 passos de tempo o que equivale a propagar a onda eletromagnética a uma distância de aproximadamente 8,7 m em espaço livre. Uma consequência disto foi a criação de várias ondas secundárias por causa de todas as reflexões nas paredes, o que tornou difícil ajustar uma curva ideal aos valores extraídos. Uma solução para o problema foi aplicar um algoritmo de transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transforma*, *FFT*) nos dados e calcular a frequência que correspondeu ao valor máximo do espectro gerado. Esta abordagem era uma solução adequada, porém com alguns erros relacionados com, por exemplo, a ampliação do espectro por causa do número finito de ciclos entre os dados extraídos. Descuidadamente, o valor da frequência foi comparada ao valor exato ($f = 2,4 \text{ GHz}$) e a divergência deste valor foi tomada como uma medida do erro numérico. Os erros nas três direções para os modelos FDTD de alta ordem e malha grosseira, e (2,4) FDTD são postos na tabela 4.9. Observe-se que os valores desta tabela não deveriam ser comparados com valores das outras tabelas, uma vez que um outro método foi usado para determinar os erros. E este método (FFT) gera apenas valores aproximadamente exatos. Porém, os valores na tabela indicam que o esquema de FDTD de alta ordem e malha grosseira ainda funciona muito bem em ambientes mais realísticos.

4.4 Demandas Computacionais Reduzidas

Uma das razões para usar FDTD de alta ordem é obter simulações numéricas mais rápidas e demandas computacionais diminuídas. Neste capítulo já se concluiu que o método de FDTD de alta ordem e malha grosseira (CGHO-FDTD) leva a erros numéricos baixos e à possibilidade de se usar um número reduzido de pontos de malha a fim de

se cobrir um certo domínio. Em uma tentativa para quantificar as economias esperadas, uma comparação teórica entre FDTD e vários esquemas de FDTD de alta ordem será feita nesta seção.

O FDTD original com $N_\lambda = 20$ foi usado como um ponto de partida para este exercício. A razão para isto é que esta constelação é amplamente referida na literatura e gera resultados razoáveis infelizmente, depois de cálculos longos e tediosos com grandes demandas no uso da memória de computador. A economia computacional esperada será calculada comparando o algoritmo de FDTD acima com as duas versões de 3D CGHO-FDTD ($N_\lambda = 7$ e $N_\lambda = 10$) discutidas na seção 4.3, e também com alguns outros esquemas de FDTD de alta ordem mencionados neste texto. Primeiro pode-se concluir que o uso de, por exemplo, $N_\lambda = 10$ em vez de $N_\lambda = 20$ reduzirá o número de pontos de malha em um domínio tridimensional $(20/10)^3 = 8$ vezes, e por conseguinte uma redução igual no uso de memória do computador é esperada. Então o primeiro parâmetro a ser determinado é o número de pontos de malha, N_p , necessário para um volume de tamanho $\lambda \times \lambda \times \lambda$.

Desde que o passo de tempo, Δt , seja proporcional à discretização da malha, um passo de espaço maior entre os pontos da malha permitirá o uso de um passo de tempo maior. Por isso, o segundo parâmetro importante é o número de iterações, n , necessário para avançar uma onda eletromagnética uma distância igual a λ . Com o uso destes dois parâmetros (N_p e n) o tempo total de uma simulação de FDTD, t_{CPU} , pode ser estimado como $N_p \cdot n$, isto é, um conjunto de cálculos tem que ser efetuado em N_p pontos de malha e este procedimento tem que ser repetido n vezes. Finalmente, o fato de que os métodos de FDTD de alta ordem usados nesta comparação usam um operador de diferença central de quatro pontos que gerará duas vezes mais cálculos a cada ponto de malha e, por isso, conduzirá a uma duplicação no uso do processador.

As seguintes equações são usadas para determinar N_p e n :

$$N_p = N_\lambda \cdot N_\lambda \cdot N_\lambda = N_\lambda^3 \quad (4.12)$$

$$l = nc_0\Delta t \Leftrightarrow \lambda = nS\Delta = nS \frac{\lambda}{N_\lambda} \Leftrightarrow n = \frac{N_\lambda}{S} \quad (4.13)$$

onde l é a distância viajada e $S = c_0\Delta t/\Delta$ é o fator de Courant. Utilizando eq.(4.12) e eq.(4.13) a seguinte expressão muito simples para o tempo total de uma simulação de FDTD pode ser formulada como:

$$t_{CPU} = N_p \cdot n = N_\lambda^3 \cdot \frac{N_\lambda}{S} = \frac{N_\lambda^4}{S}. \quad (4.14)$$

Tabela 4.10: Uma comparação do desempenho computacional

Esquema de FDTD	N_λ	Max.Err.	S	N_p	t_{CPU}
Yee	20	$2,7 \cdot 10^{-3}$	0,577	8000	$2,77 \cdot 10^5$
(2,4) FDTD	10	$4,0 \cdot 10^{-3}$	0,495	1000	$4,04 \cdot 10^4$
(2,4) FDTD	7	$8,0 \cdot 10^{-3}$	0,495	343	$9,70 \cdot 10^3$
NSFD (2,4)	10	$3,2 \cdot 10^{-4}$	0,30	1000	$6,67 \cdot 10^4$
CGHO-FDTD	10	$6,2 \cdot 10^{-5}$	0,488	1000	$4,10 \cdot 10^4$
CGHO-FDTD	7	$2,7 \cdot 10^{-4}$	0,485	343	$9,90 \cdot 10^3$

A economia computacional esperada com o uso de 3D CGHO-FDTD em comparação de outros esquemas de FDTD.

Isto significa que o tempo total cresce com a quarta potência da discretização, e é inversamente proporcional ao fator de Courant. Escrito nesta maneira se torna muito óbvia a importância de usar uma malha menos densa em combinação com um valor do fator de Courant grande, a fim de se obter simulações rápidas.

São resumidas as economias esperadas e os erros máximos esperados para alguns esquemas de FDTD na Tabela 4.10. É concluído da tabela que o método de FDTD de alta ordem e malha grosseira simultaneamente obtém pequenos erros numéricos junto com simulações rápidas e uma demanda menor para memória (proporcional ao N_p), o que é de grande importância para este projeto. A escolha da discretização é feita de acordo com as exigências específicas para uma certa simulação, porém pode-se ver que o menor número de pontos de malha usado para o caso de $N_\lambda = 7$ em combinação com um passo de tempo maior em comparação ao caso de $N_\lambda = 10$, resulta em simulações aproximadamente quatro vezes mais rápidas.

4.5 Conclusões

Neste capítulo um novo algoritmo para otimizar o par de coeficientes usado em esquemas de (2,4) FDTD gerais foi apresentado. O resultado: FDTD de alta ordem e malha grosseira (*Coarse-Grid Higher-Order FDTD*, CGHO-FDTD) foi comprovado como sendo um método que reduziu muito os erros de dispersão numérica para ambos os casos de 2D e 3D. O desempenho superior foi mostrado teoricamente e também foi confirmado

numericamente por simulações de espaço livre.

A utilidade deste algoritmo para simular ambientes reais do tipo das redes sem fio também foi demonstrada. Para estes ambientes foram obtidos erros numéricos baixos até mesmo para malhas grosseiras ($N_\lambda = 7$). Porém, o uso de malhas ainda mais grosseiras não é recomendado uma vez que o comprimento de onda efetivo fica menor quando a onda de espaço livre entra em um material para o qual a onda eletromagnética não foi otimizada. Isto leva a menos pontos da malha por comprimento de onda e ao risco de comportamento não-físico.

Finalmente, foi efetuada uma comparação entre vários esquemas de FDTD que mostrou que as demandas computacionais foram diminuídas com o uso de FDTD de alta ordem e malha grosseira. A necessidade de memória de computador é diminuída drasticamente e também pode-se concluir que simulações muito mais rápidas são possíveis com o algoritmo CGHO-FDTD.

Os resultados do esquema de FDTD de alta ordem e malha grosseira em duas dimensões (2D CGHO-FDTD), apresentados em seção 4.2, foram resumidos num artigo que foi apresentado no congresso internacional chamado *16th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields*, COMPUMAG 2007, Alemanha (BENDZ; FERNANDES; ZUFFO, 2007a).

Depois uma revisão de todas as contribuições apresentadas no COMPUMAG 2007, o esquema de 2D CGHO-FDTD foi um dos artigos eleitos para publicação em edição especial do jornal *IEEE Transactions on Magnetics*. Por esta razão o artigo inicial foi reescrito numa forma mais ampla e que será publicado em junho 2008 (BENDZ; FERNANDES; ZUFFO, 2008a)

Um artigo relatando a versão tridimensional de FDTD de alta ordem e malha grosseira (3D CGHO-FDTD) e os cálculos das demandas computacionais, foi submetido e aceito para o congresso “The 19th IASTED International Conference on Modelling and Simulation”, Quebec, Canadá (BENDZ; FERNANDES; ZUFFO, 2008b).

Nos próximos capítulos utilizaremos o novo algoritmo CGHO-FDTD em visualizações imersivas de redes IEEE 802.11 (Wi-Fi). Para tanto um ajuste de parâmetros destas redes será necessário.

5 EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS DE IEEE 802.11

A possibilidade de extrair parâmetros interessantes das simulações de FDTD de redes do tipo IEEE 802.11 (Wi-Fi) é uma parte importante deste projeto, uma vez que um de seus objetivos é o desenvolvimento de uma ferramenta útil para o planejamento de redes sem fio, a fim de que se possa fazer previsões precisas do desempenho esperado.

Instalações de redes de IEEE 802.11 são muitas vezes feitas em ambientes fechados que normalmente significam um domínio muito complexo que é composto de paredes, portas e corredores, onde todos os objetos são feitos de vários materiais diferentes. Para que sejam facilitados os cálculos nestes casos complicados, as simulações são geralmente executadas em duas dimensões, o que na maioria das vezes gera resultados razoáveis. Porém, pode haver situações quando são necessárias simulações mais precisas. Por exemplo para redes que cubram dois andares no mesmo edifício. Isto é: simulações tridimensionais. Para estes casos particulares, a visualização dos resultados das simulações será beneficiada quando for exibida como distribuições volumétricas tridimensionais.

5.1 Parâmetros Relevantes

Existem vários assuntos importantes no planejamento de uma rede sem fio. Alguns deles são a qualidade de serviço, a segurança, e consumo de energia. Contudo, para o desempenho de redes de IEEE 802.11 em geral, o parâmetro mais interessante é o máximo esperado possível da taxa de transmissão de dados em um determinado lugar. A taxa de transmissão de dados, medida em megabits de dados por segundo (Mbps), é definida na forma seguinte:

$$\begin{aligned} \text{Taxa de Transm. (Mbps)} = \\ \text{Largura da Banda (MHz)} \cdot \text{Esquema da Codific. (Mbit/MHz)} \quad (5.1) \end{aligned}$$

onde a largura da banda, ou banda passante de um sinal, é o intervalo de frequências que compõe um sinal, e o esquema de codificação determina quantos bits de dados podem ser encaixados numa certa faixa de frequência. Para o caso de IEEE 802.11 as taxas de transmissão possíveis podem ser, por exemplo, 54, 24, 11, 5.5 ou 1 Mbps. Em um ambiente fechado, estas taxas de transmissão podem flutuar rapidamente devido a paredes de concreto intensamente absorventes, obstáculos que estão se movendo ou refletindo os sinais, ruído de outras fontes, interferência de redes próximas etc. Por isso, além do cálculo da distribuição de potência, é também necessário acrescentar uma quantidade adequada de ruído e interferência a fim de que se tenha a possibilidade de calcular e prever a relação de sinal ruído (*SNR*) e a relação de sinal interferência (*SIR*).

Os valores resultantes podem em seguida serem associados aos valores declarados em folhas de dados providas por fabricantes de equipamento compatível com o padrão IEEE 802.11 (D-LINK, 2006-2007). Assim, esta parte servirá como uma ajuda para os engenheiros e estudantes visualizarem e identificarem em quais áreas as taxas de transmissão de dados diferentes são acessíveis.

5.2 Calcular os Valores da Potência

O primeiro passo para achar as taxas de transmissão de dados é usar os resultados da simulação de FDTD para calcular a amplitude do sinal S que faz parte das relações de *SNR* e *SIR*. A unidade do sinal é Watt (W), então um modo para obter o valor do sinal S pode ser calcular a densidade de potência (W/m^2) pelo uso do vetor de Poynting, que foi mostrado em seção 3.5. Para conseguir o valor da potência (W), uma conversão do valor da densidade de potência tem que ser feita. Uma solução para este problema é colocar uma antena isotrópica imaginária em todos os pontos da malha que representa o volume. Segundo a teoria eletromagnética (HAYKIN; MOHER, 2004), a área efetiva de uma antena isotrópica em qualquer direção é determinada por

$$A_{iso} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (5.2)$$

onde λ é o comprimento da onda eletromagnética. Assim, a potência em qualquer ponto da malha pode ser calculada por multiplicação do valor absoluto do vetor de Poynting com a área efetiva de acordo com a eq.(5.2).

Porém, os valores da potência obtidos das simulações de FDTD dependem apenas da amplitude do sinal aplicado no modelo. A fim de que se possa chegar a valores realísticos

o modelo de FDTD deve ser calibrado. O procedimento para obter isto é resumido no apêndice B, e mostra como a fonte do sinal primeiramente é calibrada para emitir 100 mW (uma potência típica emitida em redes sem fio do tipo IEEE 802.11), e depois como os valores calculados das simulações de FDTD são verificados pela comparação com valores analíticos.

5.3 Ruído e Interferência em Redes sem Fio

O segundo e último passo para achar as taxas de transmissão de dados é identificar e determinar as fontes de ruído e interferência. Há várias fontes de ruído e interferência que perturbam o desempenho em redes sem fios. Ruído térmico, por exemplo, é inevitável em todos os dispositivos elétricos. Este tipo de ruído é devido a movimentos aleatórios de elétrons e tem uma grandeza de potência de aproximadamente -130 dBm em equipamentos de IEEE 802.11.

Em uma área urbana há normalmente ruído de várias máquinas e equipamentos da vizinhança, por exemplo telefones residenciais sem fio, fornos de microonda e radiodifusão de TV. Por isso, fabricantes de equipamentos de IEEE 802.11 normalmente fixam o nível mínimo da potência do sinal necessário para garantir um funcionamento correto dos aparelhos. Este nível tipicamente fica em torno de -97 dBm, que é um valor consideravelmente maior do que o valor teórico de ruído térmico puro (-130 dBm).

As taxas de transmissão de dados em um determinado instante de tempo é dependente da potência do receptor, S , e seu nível de ruído correspondente, ou seja, a relação entre o sinal e o ruído, SNR . Quanto maior a SNR , mais sofisticada a técnica de modulação (Mbit / MHz) que pode ser usada, e por conseguinte uma taxa de transmissão de dados mais alta é obtida. Esta última declaração foi mostrada num artigo pelo matemático Claude Shannon em 1948 (SHANNON, 1948). Neste artigo ele postulou uma relação entre a máxima taxa de transmissão de dados possível, a largura de banda do canal, o sinal, e a quantidade de ruído:

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (5.3)$$

onde C é a capacidade máxima do canal (bps), W é a largura de banda do canal medida em Hertz (Hz), e S e N são respectivamente as potências do sinal e ruído, em Watts (W).

Um breve exemplo ilustrará isto. Suponha $SNR = 20$ dB $\Leftrightarrow 100$ vezes, e tipicamente: $W = 20$ MHz. Então a capacidade máxima teórica é igual a: $C = W \log_2(1 + 100) \approx 20 \cdot 10^6 \cdot 6,7 \approx 130$ Mbps.

Também há ruído do tipo interferência de outros sistemas sem fio que emitem energia no mesmo espectro de frequência. Estas fontes de interferência podem ser muito fortes em redes de IEEE 802.11, uma vez que está sempre aberta a possibilidade de montar um ponto de acesso (AP). Esta relação entre o sinal e a interferência (*SIR*) normalmente tem que ser inferior à *SNR*, para que consiga o correto desempenho do equipamento.

As vezes é conveniente somar as duas fontes em uma relação única chamada de relação entre sinal e ruído mais a interferência (*SNIR*). Esta relação pode ser útil em ambientes onde as duas fontes coexistem, e pode ser visto que a fonte com a potência maior será a responsável por deteriorar o desempenho numa rede.

5.4 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados alguns parâmetros básicos que são necessários para que possa simular e prever o desempenho em uma rede sem fio do tipo IEEE 802.11. Foi mostrado que a abordagem deste projeto é usar os valores da densidade de potência vindo da simulação de FDTD, para criar um conjunto de dados que representam a distribuição do sinal desejado.

Com a finalidade de obter previsões das taxas de transmissão de dados, é preciso ter conhecimento das fontes de ruído e interferência que têm um grande impacto no desempenho final.

6 VISUALIZAÇÃO IMERSIVA E PEDAGÓGICA DE REDES IEEE 802.11 USANDO CGHO-FDTD

A pesquisa bibliográfica mostrou que visualizações podem ser uma ferramenta muito útil para a compreensão de efeitos e fenômenos físicos complexos. O objetivo principal deste projeto de pesquisa é visualizar ondas eletromagnéticas não visíveis para o olho humano, a fim de que se contribua para melhorar a aprendizagem e o entendimento do assunto eletromagnetismo. Foi mostrado na seção 3.2.1 que o *software* “*The Visualization Toolkit*” (VTK) é um *software* muito adequado para ser usado. Pode-se descobrir maneiras inovativas de visualização dos dados volumétricos, vindo das simulações de FDTD, que contêm todas as informações sobre os estados dos campos elétricos e magnéticos. Além disto foi concluído na seção 3.5 que o vetor de Poynting poderia ser usado para unificar estes campos elétricos e magnéticos em uma única matriz que representa a densidade de potência da onda eletromagnética. Este capítulo apresentará soluções do problema de visualizações da propagação de ondas de rádio. Também será mostrado que estas visualizações revelam interações físicas pertinentes entre as ondas eletromagnéticas e os objetos existentes no ambiente, e como uma consequência disto as visualizações podem ser usadas para explicar por exemplo os efeitos de reflexão, refração, transmissão e absorção.

6.1 Visualização da Frente de Onda

Foi concluído na seção 3.2.1 que o algoritmo de cubos marchantes seria um filtro útil para extrair a frente de onda eletromagnética embutida dentro do conjunto de dados volumétricos que foi exportado do algoritmo de FDTD. Como foi descrita antes na seção 3.4, a fonte que gera o campo eletromagnético é um pulso Gaussiano senoidal. O pulso conterá vários ciclos de mínimos e de máximos onde o número de ciclos depende do comprimento do pulso. Quando o algoritmo de cubos marchantes compara valores acima e abaixo de um certo iso-valor, achará vários valores certos, correspondentes para cada ciclo oscilante dentro deste pulso. Como resultado disto, o algoritmo montará estas partes pequenas

em fragmentos de iso-superfícies, o que é obviamente bastante indesejável, desde que o resultado esperado seja uma única superfície. A solução para isto seria tentar diminuir ou, ainda melhor, neutralizar essas oscilações gradativamente dentro dos dados volumétricos antes de aplicar o algoritmo de cubos marchantes. Alguns filtros suavizantes deste tipo são incluídos em VTK, porém, eles são projetados para lidar com flutuações pequenas, não funções senoidais que estão oscilando. Por esta razão um novo filtro suavizante para esta aplicação específica teve que ser construído.

A função geral deste filtro será construir uma envoltória que representará a média dos valores do pulso de oscilação. Para obter isto, um algoritmo que calculará a média entre o ponto atual e todos os vizinhos próximos dele será aplicado aos valores na matriz que contém os valores da densidade de potência. Uma descrição completa deste filtro é fornecida no apêndice C. Em relação a isso devem ser mencionadas duas coisas. Primeiro, o processo de calcular a média não afeta os valores de campos elétricos e magnéticos que constantemente estão sendo atualizados dentro do algoritmo de FDTD, isto é: o filtro somente está sendo aplicado aos valores da densidade de potência que são exportados. Segundo, a fim de que se obtenha visualizações mais rápidas, é possível extrair cada vez apenas dois pontos de malha nas três direções cartesianas. O efeito disto é um conjunto de dados volumétrico um oitavo do tamanho original ($((1/2)^3 = 1/8)$). Isto gera visualizações mais rápidas e o filtro suavizante também roda muito mais rápido com esta quantidade reduzida de dados. Apesar disto, representações precisas da frente de onda, por meio de visualizações, ainda são obtidas.

O valor absoluto da potência relacionado às ondas de rádio pode mudar rapidamente em ambientes fechados devido as múltiplas reflexões e transmissões em vários tipos de materiais. Para ter a possibilidade de não só seguir a frente de onda principal, mas também frentes de onda refletidas e transmitidas, ou seja, ondas secundárias, o algoritmo de cubos marchantes pode ser acertado para extrair múltiplas frentes de onda correspondentes a vários isovalores como foi demonstrado na seção 3.2.1. Então isovalores dentro de um intervalo grande será útil para visualizar, por exemplo, o comportamento de multi-percurso, desde que um cenário disto possa possuir ondas secundárias de potências muito menores do que a da onda principal. Caracteristicamente um intervalo dos isovalores de 30-40 dB é suficiente para visualizar o comportamento duma onda de rádio num ambiente fechado. Um valor de 30 dB é igual a fixar os isovalores dentro de um intervalo de $0.001 \cdot MAX$ e $1.0 \cdot MAX$, onde MAX é o valor máximo atual da densidade de potência em um determinado momento, $n \cdot \Delta t$. Isto permite visualizar a atenuação natural da frente de onda, e também a absorção em paredes de concreto que facilmente podem diminuir a

potência das ondas eletromagnéticas da ordem de 20-30 dB.

6.2 Visualização de Fenômenos Físicos

Nesta primeira parte das visualizações, o ambiente simulado era feito de uma única sala com as dimensões $3\text{ m} \times 3\text{ m} \times 3\text{ m}$. O modelo simples foi de propósito escolhido para possibilitar uma maneira mais fácil de visualizar a interação entre a onda eletromagnética emitida e o seu ambiente. O conjunto de parâmetros geral foi igual ao usado anteriormente na seção 4.3.3, ou seja, os objetos foram feitos de concreto e a frequência da fonte do sinal foi: $f = 2,4\text{ GHz}$. A simulação de FDTD foi rodada para 400 passos de tempo, n , e quatro instantâneos foram tirados depois de 80, 160, 320 e 400 passos de tempo, Figura 6.1, que correspondem a tempos reais de aproximadamente 2,3, 4,6, 9,3 e 11,6 ns. Os objetos cinzas na figura representam segmentos de paredes de concreto. A fonte de energia, melhor vista no primeiro quadro, é instalada em uma das paredes, a uma altura de 2.0 m e aproximadamente 50 mm em frente dela. Por causa deste arranjo, haverá uma reflexão imediata na parede de concreto para a parte do pulso que se propaga para trás (na direção da parede). Esta reflexão de energia quase sobreporá com a parte do pulso que se propaga para frente. Isto é visto como áreas de intensidade alta (vermelho) ao redor do transmissor e é um efeito de interferência construtiva entre as duas partes do pulso que viajam originalmente em direções opostas.

Na segunda figura, podem ser observados os efeitos de absorção e transmissão no segmento de parede localizado no meio. Há uma diferença distinta na intensidade de potência de pulso na parte do pulso que está do lado esquerdo, comparado à parte do pulso atenuado que atravessou a parede. Uma estimativa muito grosseira da absorção pode ser feita comparando as cores diferentes do pulso com a barra de cor incorporada na figura. O resultado de tal comparação dá uma aproximação da absorção de potência de ordem de 20 dB ($\Leftrightarrow 100$ vezes) que está bem de acordo com a absorção esperada. Um outro efeito físico chamado difração é visto na extremidade dianteira do segmento de parede situado no meio da sala. A difração é um resultado do princípio de Huygens, é o fenômeno onde ondas eletromagnéticas que se propaguem em linha reta de repente sofrem curvatura em torno de obstáculos de tamanho da ordem do comprimento de onda eletromagnética. Como uma consequência desta difração, uma parte do pulso foi na verdade curvada ao redor da parede de concreto.

Figura 6.1: Quatro instantâneos do pulso em propagação depois de 80, 160, 320 e 400 passos de tempo (u.a. = unidades arbitrárias).

Além disto, é notável que pequena energia seja emitida na direção vertical (ao longo do eixo z), ou seja, tem-se o comportamento típico de um dipolo elétrico. Isto era esperado desde que a fonte de sinal foi aplicada ao componente de campo elétrico E_z , e assim o máximo fluxo de potência deveria ser dirigido na direção ortogonal do eixo z , o que está de acordo com o vetor de Poynting e com a expressão eq.(B.6) que mostra como a potência não somente é uma função de distância da fonte, mas também uma função da elevação (θ).

O efeito de várias reflexões nas paredes de concreto é claramente visível no terceiro quadro da Figura 6.1. Estas frentes de onda secundárias normalmente são chamadas sinais de multi-percurso e são de grande preocupação na modelagem de redes sem fio, porque podem drasticamente deteriorar a qualidade do sinal no receptor. Finalmente, no último quadro, uma diminuição contínua da potência é notável e pode-se observar como o pulso se afasta para mais longe da fonte. Isto pode ser visto facilmente fazendo uma comparação geral entre os quatro quadros e observando o valor absoluto das barras de cor.

6.3 Visualização de um Ambiente Wi-Fi

Para a segunda simulação um cenário maior e mais complexo foi montado para se obter mais detalhamento do comportamento complexo de ondas de rádio que se propagam em ambientes fechados. Para tanto, um pedaço de um edifício composto de dois andares foi criado colocando paredes e chãos feitos de concreto em um volume de $4\text{ m} \times 5\text{ m} \times 4,5\text{ m}$. A razão da escolha de dois andares era enfatizar a utilidade de visualizações de simulações tridimensionais. É fácil imaginar que muitos dos fenômenos físicos mostrados na Figura 6.1, também teriam sido visíveis em uma simulação bidimensional do plano xy , desde que o ambiente simulado fosse uniforme na direção vertical. Por outro lado, para este cenário novo, visto na Figura 6.2, é esperado que se veja mais variações na direção vertical devido à incorporação de chãos e tetos, e então a necessidade de visualizações tridimensionais ficará mais óbvia. Para captar informação da onda de rádio em uma vizinhança razoavelmente grande da onda principal, foram usados isovalores para a criação de iso-superfícies em um intervalo de 40 dB, isto é, de $0,0001 \cdot MAX$ para $1,0 \cdot MAX$.

A fonte do sinal é igual à usada anteriormente. A sua colocação era de 50 mm em frente à parede mais para a esquerda e a uma altura de 1,2 m. Então o comportamento inicial da onda de rádio, no primeiro quadro da Figura 6.2, não deveria ser muito diferente do segundo quadro da Figura 6.1.

Figura 6.2: Seis instantâneos de um pulso em propagação depois de 200, 280, 360, 440, 520 e 600 passos de tempo (u.a. = unidades arbitrárias).

Um pouco depois, pode-se visualizar bem a influência do chão de concreto no segundo quadro da Figura 6.2. A partir do fundo, podem ser vistas quatro frentes de onda que estão se movendo para a direção vertical predominantemente. A primeira é a parte do pulso que penetrou na camada do fundo de concreto e está saindo do ambiente simulado. A segunda frente está se propagando para cima depois da reflexão nesta camada de concreto. O movimento da terceira frente está na direção para baixo depois da reflexão no teto, e finalmente a quarta frente de onda é a parte do pulso que atravessou este teto. A frente de onda principal, que está se movendo para a direita, acabou de chegar na parede do meio e é vista uma parte da onda que não está obstruída por esta parede e começou a passá-la. No terceiro quadro, as reflexões e direções das ondas se tornam mais pronunciadas junto com a passagem fácil da onda principal pela parede de concreto. No quarto quadro o mesmo comportamento se repete para a parte da onda principal que está se propagando no segundo andar. Podem ser feitas duas observações para esta frente de onda. Primeiro, há uma diferença distinta em densidade de potência entre os dois andares devido à absorção no concreto, e segundo, há uma demora pequena entre eles porque a frente de onda no andar superior estava atrasada quando atravessou a camada de concreto de permissividade alta. Com o passar do tempo, cada vez mais reflexões estão presentes na simulação e acrescentam o número de cópias do sinal neste ambiente fechado. Nos últimos dois quadros, uma reflexão na parede de fundo e na parede do meio é discernível na metade esquerda dos dois gráficos.

Este exemplo ilustra bem o comportamento complicado de decodificar a informação em um ambiente de multi percurso. É visto claramente que há várias cópias do mesmo pulso (informação) em vários lugares diferentes e também no mesmo lugar mas em tempos diferentes. Um exemplo desta última declaração é dado por uma comparação entre o primeiro e o último quadro da Figura 6.2, onde a frente da onda principal e uma cópia desta estão situadas no mesmo lugar (o do transmissor) depois de um intervalo de tempo igual a ≈ 12 ns, ou seja, o pulso principal que propagou para a direita no primeiro andar recentemente deixou o domínio simulado, mas ainda uma cópia está presente perto de sua origem. Este tipo de sinais de multi-percurso que alcança um receptor em tempos diferentes poderia causar interferência inter simbólica (*Intersymbol Interference*, ISI) que deteriora o desempenho da rede. Para uma típica rede de IEEE 802.11b com uma taxa de transmissão de dados máxima igual a 11 Mbps, o tempo entre os símbolos de dados é de $(1/11) \cdot 10^{-6}$ s ≈ 90 ns. O atraso deveria ser tipicamente menor do que um terço deste valor para que se evite ISI, onde o valor exato depende do receptor e quão sofisticada é a construção dele. Claramente, para taxas de transmissão de dados ainda mais elevadas,

isto fica mais grave. Assim, a possibilidade de visualizar redes sem fio em ambientes complexos é muito útil para um melhor entendimento do desempenho e para que se possa prever o comportamento deles.

6.4 Animações do Comportamento Estático das Ondas Eletromagnéticas

Com a finalidade de aumentar o impacto das visualizações estáticas desenvolvidas neste capítulo, foram criadas animações de instantâneos baseadas nas Figuras 6.1 e 6.2. A idéia básica de uma animação é criar vários instantâneos com um determinado intervalo de tempo e mostrar estes em uma seqüência na tela. Nas simulações de FDTD neste capítulo o tamanho do passo de tempo é $\Delta t \approx 30$ ps. Este valor corresponde a avançar a onda eletromagnética a uma distância igual a $\Delta t \cdot c_0 \approx 9$ mm em espaço livre durante cada iteração, n . Assim, existe uma possibilidade de tirar instantâneos da simulação de FDTD a cada 9 mm ou equivalentemente, um máximo de mais de 100 instantâneos poderiam ser usados para fazer uma animação de uma onda eletromagnética que viaja por um metro.

As Figuras 6.1 e 6.2 mostraram o comportamento de ondas propagando com o uso de um tempo relativamente longo entre os quadros (> 2 ns $\Leftrightarrow > 0.6$ m). Porém, seriam criados instantâneos em um intervalo de aproximadamente 0.3 ns, se fossem tirados instantâneos depois de cada 10 passos de tempo nas simulações de FDTD, ou equivalentemente depois do pulso ter avançado para $10 \cdot n \cdot \Delta t \cdot c_0 = 90$ mm em espaço livre. Duas animações foram criadas conforme mostraram as Figuras 6.1 e 6.2 segundo o método que foi descrito nesta seção.

6.5 Visualizações Imersivas na CAVERNA Digital

A meta final deste projeto é prover visualizações imersivas que de uma maneira intuitiva podem explicar, por exemplo, a propagação de ondas eletromagnéticas em redes sem fio. Para esta finalidade foi montado um cenário que pretendia visualizar tantas observações de efeitos físicos quantas fossem possíveis. Para ter uma idéia do cenário a ser mostrado na CAVERNA Digital, um instantâneo produzido pelo VTK é mostrado na Figura 6.3, onde se mostram as localizações dos objetos e a frente da onda em propagação. As dimensões físicas da CAVERNA Digital é de 3 m $\times$ 3 m $\times$ 3 m.

Figura 6.3: O cenário a ser visualizado na CAVERNA Digital.

Para ter espaço suficiente para o contorno absorvente (espessura de $\approx 0,21$ m), foi escolhido um tamanho total deste cenário de $3,5 \text{ m} \times 3,5 \text{ m} \times 3,5 \text{ m}$.

Paredes de concreto, uma janela de vidro, e uma porta de madeira, com propriedades de materiais segundo a Tabela D.4, foram incluídas no cenário, como também uma coluna de metal. Então, além dos efeitos físicos mostrados na seção 6.2, é esperado que se visualize também os efeitos da utilização de diferentes materiais, e também uma aparência ainda mais acentuada do efeito de difração devido à coluna de metal (totalmente opaca). Por exemplo, na Figura 6.3 é demonstrado que a onda eletromagnética atravessa a porta e a janela mais facilmente do que a parede. Além disto, o efeito da difração, visto como frentes de ondas dobradas ao redor da coluna de metal, é bem acentuado.

A fim de que se chegue às visualizações imersivas, algumas considerações sobre a geração dos arquivos e das geometrias devem ser feitas:

- O formato .wrl foi considerado a melhor opção dos arquivos exportados pelo VTK. As duas razões principais foram: a língua de VRML é amplamente usada, e o uso de arquivos do tipo .obj, nos testes iniciais, resultou em perdas de cores e transparência.

- Uma outra coisa importante foi a geração de iso-superfícies. Diferentemente das imagens nas Figuras 6.1–6.2, cada iso-superfície teve que ser extraída como uma geometria única, e também introduzida no cenário final começando com a iso-superfície de iso-valor maior. Anteriormente, este procedimento foi feito automaticamente pela geração de um conjunto de iso-superfícies utilizando o algoritmo de cubos marchantes uma vez só.
- Um *software* específico foi desenvolvido¹ para converter os arquivos de texto de .wrl para binário no formato de .osb. O objetivo de separar esta parte em um passo único era simplesmente acelerar o tempo para se ler os arquivos no OpenSG. Então, a renderização das imagens imersivas ficava muito mais rápida desde que o passo de conversão já tivesse sido efetuado. Este resultado é valioso porque a conversão apenas precisa ser feita uma vez, e depois a animação imersiva pode ser rodada repetidamente pelo OpenSG.
- Uma preocupação existe na criação das iso-superfícies. O tamanho do arquivo .wrl é proporcional ao número de polígonos das geometrias criadas, e tem como consequência que os tempos para escrever, ler, e converter os arquivos dependem do número de polígonos num certo instantâneo. A maneira mais óbvia para diminuir esta carga é reduzir o número de iso-superfícies. Uma outra abordagem é utilizar um filtro do VTK para decimar o número de triângulos. Então, o procedimento é primeiro converter os polígonos para triângulos (`vtkTriangleFilter()`), e depois decimá-los (`vtkDecimatePro()`). Um resultado desta decimação é a criação de arquivos até um décimo do tamanho original, sem perceber perdas da qualidade. Contudo, o custo para este procedimento é um tempo total maior para extrair as iso-superfícies.

Durante a preparação das visualizações imersivas concluiu-se que o uso de quatro iso-superfícies não apenas diminuiria o tamanho dos arquivos, mas também levaria a visualizações com uma quantidade de informação diminuída e mais fácil de se perceber. A Figura 6.4 mostra o resultado final das visualizações imersivas na CAVERNA Digital. A figura é composta de duas fotos (acima) tiradas em dois instantâneos diferentes, e visa capturar a sensação de imersão do usuário no espalhamento da energia contida num pulso eletromagnético que está se propagando. A fim de que se explique melhor as fotos e o que realmente está sendo visualizado, elas são acompanhadas por duas imagens auxiliares (abaixo) que, pela ajuda de um avatar, mostra o ponto da vista das duas fotos. Estas últimas figuras foram captadas da tela de um computador.

---

¹Desenvolvido pelo mestrando Olavo Belloc.

Figura 6.4: Fotos das visualizações imersivas na CAVERNA Digital (acima), e os mesmos instantâneos vistos na tela como vrml (abaixo).

A primeira foto da CAVERNA Digital mostra que o pulso de energia emitido tem uma certa extensão no espaço. Pode-se ver que o nível da potência é distribuído, o que é devido ao fato de que o pulso é um pulso gaussiano, onde os vários níveis da potência são representados pelas iso-superfícies coloridas. A sensação de imersão na CAVERNA Digital faz com que pareça que o pulso está se aproximando muito rápido e depois passa pelo usuário. A segunda foto, tirado de um outro ângulo, mostra como uma parte do pulso emitido tem sido refletido na coluna de metal, e agora está se propagando na direção oposta. Outra parte do pulso acabou de chegar à parede entre a janela e a porta, e pode-se ver (o círculo) que uma fração da frente da onda começou a interagir com a parede. Além disto, na parte inferior da foto é claramente vista uma abertura na iso-superfície. A razão para isto é o comportamento dipolo do sinal emitido, o que resulta em pouca energia emitida na direção vertical.

No final, as duas fotos inseridas na Figura 6.4 comprovam a tese da possibilidade de utilizar visualizações imersivas como uma ferramenta para se aumentar a percepção da física relacionada a campos eletromagnéticos que se espalham num ambiente fechado.

Tabela 6.1: Avaliação das visualizações

Pergunta	Sim (pessoas)	Sim (%)
1	≈ 35	≈ 70
2	≈ 3	≈ 6
3	≈ 45	≈ 90

Resultado do levantamento realizado durante SIBGRAPI 2007.

6.6 Avaliação das Visualizações Pedagógicas

Uma das finalidades deste projeto de pesquisa é melhorar o entendimento da área de eletromagnetismo. Uma oportunidade de avaliar as visualizações apresentadas neste capítulo surgiu no congresso SIBGRAPI 2007 em Belo Horizonte (BENDZ; FERNANDES; ZUFFO, 2007b). As idéias deste trabalho, as Figuras 6.1 e 6.2, e uma animação dos instantâneos da Figura 6.2, foram mostradas durante uma palestra. Antes de terminar a apresentação, para uma platéia, composta de aproximadamente 50 pesquisadores (mestrados, doutorados, e professores) da área de computação gráfica, foi pedida a resposta a três perguntas sobre as visualizações recém-apresentadas. As três perguntas foram as seguintes:

1. Você entende um pouco mais sobre eletromagnetismo e propagação de ondas eletromagnéticas agora?
2. Você entende muito mais sobre eletromagnetismo e propagação de ondas eletromagnéticas agora?
3. Você acha que este tipo de visualizações melhora o entendimento de eletromagnetismo entre alunos de graduação?

O resultado deste levantamento semi-científico é resumido na Tabela 6.1, e revela que a maioria das pessoas achava que as visualizações ajudavam a entender um pouco mais o assunto de eletromagnetismo. Também, quase a turma inteira concordava que estes tipos de figuras e animações poderiam ser usados de uma maneira vantajosa no ensino de eletromagnetismo. É interessante observar que três pessoas na verdade tenham aumentado muito o entendimento do assunto, mesmo que o tempo da apresentação fosse limitado à 15 minutos.

6.7 Conclusões

Provou-se que o uso de iso-superfícies é uma maneira bem-sucedida para visualizar a propagação de ondas eletromagnéticas representada por um conjunto múltiplo de dados volumétricos.

Com o uso deste método, uma série de imagens 3D, animações, e até visualizações imersivas, foram produzidas. Estas visualizações foram vistas a fim de que explicassem vários fenômenos físicos relacionados à propagação de ondas de rádio de um modo intuitivo e pedagógico. Um grande cenário tridimensional complexo, tipicamente visto em simulações de ambientes fechados, foi simulado para demonstrar uma melhor compreensão, através de meios visuais, de efeitos que poderiam deteriorar o desempenho em redes sem fio.

Os resultados desta maneira de produzir visualizações e animações pedagógicas foram resumidos num artigo que foi apresentado no congresso “The Brazilian Symposium on Computer Graphics and Image Processing”, SIBGRAPI 2007, em Belo Horizonte em outubro de 2007 (BENDZ; FERNANDES; ZUFFO, 2007b). Um levantamento foi conduzido em relação à apresentação do artigo, e o resultado disto era uma aprovação geral que estes tipos de visualizações ajudam a entender melhor o comportamento da propagação de ondas eletromagnéticas.

7 VISUALIZAÇÕES DE PARÂMETROS DE IEEE 802.11 (WI-FI) UTILIZANDO 3D CGHO-FDTD

Na introdução, o uso de modelos determinísticos, por exemplo Traçado de Raios (2D, 3D) e Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (2D), foi escolhido por ser vantajoso a fim de que se obtivesse resultados precisos de simulações de redes sem fio. A origem dos dados visualizados nesta parte é do método de FDTD de alta ordem e malha grosseira que foi introduzido no capítulo 4. A técnica de visualização de volume, que foi discutida na seção 3.2.1, será usada neste capítulo para criar distribuições tridimensionais de alguns parâmetros importantes e interessantes que são normalmente simulados como uma parte do processo de planejamento de uma rede sem fio. A partir desta possibilidade de visualizar mapas de ambientes complexos tridimensionais, será mostrada a vantagem de obter a informação de desempenho esperado em diversos lugares, de uma maneira muito intuitiva. É fácil combinar o sinal simulado com fontes de ruído e interferência, ou seja, poluição eletromagnética (*electrosmog*), a fim de que se possa prever o impacto do desempenho. Finalmente, será demonstrado como os vários tipos de materiais dum prédio influenciará na distribuição do sinal emitido.

7.1 Parâmetros Importantes

Um dos parâmetros de grande importância em uma rede sem fio é a taxa de transmissão de dados, medida em megabits por segundo (Mbps). Oposto de redes cabeados, a taxa de transmissão de dados em redes sem fio pode flutuar rapidamente. A razão para isto é o impacto de ruído e interferência, discutido na seção 5.3, que dentro de frações de segundos pode deteriorar o desempenho da rede. Para o caso de IEEE 802.11, as taxas de transmissão de dados estão variando entre 1-11 Mbps para IEEE 802.11b, e entre 1-54 Mbps para IEEE 802.11g.

Tabela 7.1: Resumo dos requisitos de IEEE 802.11

Taxa de transmissão de dados (Mbps)	Sensibilidade (dBm)	SNIR (dB)
54	-68	29
24	-79	18
11	-82	15
5,5	-87	10
1	-94	3
-	-97	0

Uma indicação geral de algumas figuras de mérito de fabricantes de equipamento compatível com a padrão IEEE 802.11.

As taxas mais baixas usam técnicas de modulação mais robustas e supõem-se que funcionem quando a potência de sinal recebida for só de alguns dBs maior do que o nível de ruído ou de sinais interferentes. Porém, as taxas de transmissão de dados mais elevadas aproveitam algoritmos de modulações mais sofisticados, mas também requerem uma diferença muito maior entre o sinal recebido desejado e as contribuições que perturbam.

As vezes todas as fontes de ruído perturbadoras são unidas em um único termo chamado a relação de sinal ruído e interferência (SNIR). Este termo é visto como sendo útil desde que qualquer uma das duas fontes que tenha o nível de potência mais alto, será aquela que deteriorará o desempenho da rede.

Fabricantes de equipamentos que são compatíveis ao padrão IEEE 802.11 especificam com sutis diferenças as exigências mínimas para conseguir certas taxas de transmissão de dados. A Tabela 7.1 serve como um resumo geral das especificações descobertas em folhas de dados de alguns fabricantes. O parâmetro chamado sensibilidade especifica o valor da potência mínima recebida necessária para que possa decodificar uma certa taxa de transmissão de dados, sob a condição que os níveis de ruído e interferência estão abaixo deste valor, ou seja, < -97 dBm, neste caso. Na presença de ruído e interferência acima deste nível mínimo, a verdadeira coisa mais importante é o valor da SNIR, desde que descreva a diferença exigida em dB a fim de que se obtenha um certo nível de modulação. Este parâmetro é visto na terceira coluna da tabela e é simplesmente obtido pelo cálculo da diferença entre os níveis de potência exigidos na segunda coluna e o valor ideal do nível de ruído (-97 dBm). Os valores nesta tabela foram usados para produzir as distribuições tridimensionais neste capítulo.

7.2 Visualização 3D de Redes IEEE 802.11

Para demonstrar a utilidade das visualizações tridimensionais dos resultados de simulações de redes de tipo IEEE 802.11g, um prédio de dois andares, semelhante ao da seção 6.3, foi escolhido. As paredes e os pisos foram feitos de concreto com uma espessura de 250 mm. Espera-se que gere uma atenuação da potência da onda eletromagnética de aproximadamente 30 dB. O tamanho total do domínio simulado era $5\text{ m} \times 4\text{ m} \times 4,5\text{ m}$. Este volume foi uniformemente discretizado em aproximadamente a cada 18 mm que resultou em uma malha de pontos estruturados que consistiu de $(N_x \times N_y \times N_z) = (280 \times 224 \times 252) \approx 16 \cdot 10^6$ pontos. Porém, para obter visualizações mais rápidas, somente cada dois pontos da malha nas três direções cartesianas foram usados nas distribuições de potência, isto é, $\approx 2 \cdot 10^6$ pontos. O número de pontos pode ser diminuído ainda mais, desde que o intervalo entre os pontos possa ser escolhido livremente segundo o tamanho da aplicação atual. Além disto, uma antena foi localizada no primeiro andar, e o sinal transmitido era, como antes, um pulso Gaussiano senoidal centrado a $f = 2,4\text{ GHz}$, e a potência emitida era igual a 100 mW ($\Leftrightarrow 20\text{ dBm}$). Para construir a distribuição de potência no domínio com o uso de um pulso em propagação, o algoritmo CGHO-FDTD buscou constantemente, para todos os pontos na malha, os valores de potência maiores e armazenou-os em uma matriz separada.

7.2.1 Distribuições em 3D da Potência

O uso do VTK e sua função para visualização de volumes com o método de mapeamento bidimensional de textura resultou na distribuição da potência tridimensional exibida na Figura 7.1.

A imagem à esquerda mostra os dois andares que representam o edifício simulado. As partes cinzas representam as paredes e pisos de concreto e a forte absorção da onda eletromagnética em um destes é bem acentuada. Pela comparação da distribuição de potência tridimensional com os valores da barra de cores, podemos concluir que as paredes e pisos atenuam o pulso em propagação de acordo com a teoria, ou seja, $\approx 30\text{ dB}$.

Para visões e entendimento melhores do ambiente simulado, a imagem à direita mostra apenas a distribuição da potência no primeiro andar. A antena que emite o pulso é vista como uma esfera preta posta na parede à esquerda. Em uma tentativa para imitar tantas condições realísticas quantas possíveis, a posição atual da antena era 50 mm em frente à parede e a uma altura de 2,0 m.

Figura 7.1: Distribuição em 3D dos valores de potência. O edifício completo é mostrado na imagem à esquerda, e apenas o primeiro andar é visto à direita.

A diminuição abrupta do valor de potência devido a uma parede de concreto única foi mencionada anteriormente. Por inspeção adicional no canto superior à direita da segunda imagem, o resultado de várias paredes que atenuam a potência pode ser visto como uma região preta. Isto significa que o nível de potência neste lugar está abaixo das exigências mínimas (-97 dBm) e portanto nenhum sinal pode ser decodificado nesta área.

Observando somente a imagem à direita na Figura 7.1, pode-se imaginar que simulações e visualizações bidimensionais muito mais rápidas teriam sido suficientes para adquirir a idéia geral da distribuição de potência. Porém, um segundo andar introduz variações na direção vertical do domínio e fica evidente que simulações e visualizações tridimensionais são necessárias para prever o comportamento da região inteira. Por exemplo, podem ser vistas áreas escuras maiores no andar superior, assim esta figura pode explicar instantaneamente por que o desempenho esperado da rede sem fio poderia ser reduzido drasticamente naquele lugar.

No caso de planejamento duma rede sem fio neste prédio, o próximo passo seria colocar a antena por exemplo na parede no meio do cenário, para que tentasse alcançar as áreas negras sem cobertura.

7.2.2 Desempenho da Rede Esperado

Como foi descrito anteriormente e também demonstrado na Tabela 7.1, certos critérios têm que ser cumpridos para conseguir um determinado nível de taxa de transmissão de

dados. Dois cenários diferentes foram investigados e visualizados tendo como o ponto de partida a distribuição de potência obtida na seção 7.2.1.

O primeiro cenário assume que o nível de ruído está em -97 dBm e não há nenhum sinal de interferência. A relação do sinal ruído (SNR) no domínio todo pode ser obtida pela simples diferença em dB entre os níveis de potência fornecidos e o nível de ruído. Os valores deste cálculo estão subsequentemente coloridos de acordo com as taxas de transmissão de dados na Tabela 7.1, e a distribuição tridimensional esperada destas taxas é mostrada na Figura 7.2.

Figura 7.2: Distribuição em 3D dos valores de taxa de transmissão esperada.

Para facilitar a compreensão, a primeira e terceira coluna de Tabela 7.1 foram incluídas no canto esquerdo superior das duas imagens. Como foi o caso da Figura 7.1, a imagem à esquerda mostra os dois andares do edifício e a imagem à direita mostra só o primeiro andar. Pode ser visto que o desempenho máximo de 54 Mbps é esperado em quase todo o primeiro andar, exceto na região preta no canto à direita superior onde nenhum sinal está disponível devido à absorção grande do conjunto de paredes de concreto que está obstruindo o sinal. Por inspeção da imagem do edifício inteiro, pode-se concluir que a taxa de transmissão máxima possível de dados deteriora rapidamente no andar superior e especialmente à direita da parede de concreto, no meio.

No segundo cenário, um sinal interferente forte fica de repente presente em algum lugar próximo. Para simular isto, a fonte interferente foi fixada para ser 30 dB acima do valor ideal do ruído, ou seja, -67 dBm, e uniformemente distribuída na região inteira. Assim a visualização foi feita buscando os níveis de sinais que foram superiores a -67 dBm.

Figura 7.3: Distribuição em 3D dos valores de taxa de transmissão esperada sob a influência de um sinal interferente.

O resultado desta inclusão de uma fonte interferente pode ser visto na Figura 7.3, onde o impacto de uma mudança súbita no nível de potência da interferência é óbvio. A recepção de sinal fica perto de zero no segundo andar devido ao sinal interferente, enquanto a taxa de transmissão de dados no primeiro andar diminui para o nível mais baixo possível no lado direito da parede de concreto.

Finalmente pode ser observada a semelhança entre o andar superior na Figura 7.2 e o andar inferior na Figura 7.3. A razão para isto é a atenuação esperada de aproximadamente 30 dB da potência da onda eletromagnética que atravessou a divisa entre o primeiro e o segundo andar no primeiro caso, e a fonte de interferência da magnitude de 30 dB presente no segundo caso. Então, como uma contribuição extra, podemos concluir que as partes feitas de concreto realmente absorvem aproximadamente 30 dB da potência.

7.2.3 Materiais Diferentes num Prédio

Um prédio típico é composto de vários materiais, e sendo assim, é importante que se possa visualizar a maneira pela qual os diferentes materiais influenciam a distribuição da potência. A fim de que se realize tais visualizações, um modelo de uma parte de um edifício, com as medidas de $3\text{ m} \times 3\text{ m} \times 3\text{ m}$, foi criado. Três materiais comuns (concreto, madeira e vidro) foram escolhidos no apêndice D, e os parâmetros relevantes a serem usados nas simulações de FDTD são resumidos na Tabela 7.2.

Tabela 7.2: Propriedades dos materiais

Material	ϵ_r	σ (S/m)
Concreto	4.0	0.12
Madeira	2.0	0.01
Vidro	6.0	0.01

Valores dos materiais utilizados para as simulações de FDTD, caso $f = 2.4$ GHz.

Uma visão, através de dois ângulos, do modelo é mostrada na Figura 7.4. O concreto junto com os parâmetros dele, foi aplicado às paredes, teto e piso. Madeira foi usada para modelar a porta, e a janela foi feita de vidro. A antena pode ser vista como uma esfera negra na parede no fundo.

Figura 7.4: A influência de materiais diferentes na distribuição da potência.

Na primeira imagem é interessante observar a existência de um volume de ondas eletromagnéticas com alta potência nas vizinhanças do lado de fora da janela, enquanto pouca energia das ondas atravessa a parede de concreto. Na segunda imagem torna-se muito claro que a porta de madeira tem transparência mais alta do que as paredes de concreto, um fato que é demonstrado pela região de alta potência no lado direito da porta.

7.3 Conclusões

Neste capítulo foi mostrado que uma visualização de volumes pelo uso da função de mapeamento bidimensional de textura, incluído no *software The Visualization ToolKit*

(VTK), foi útil para encontrar maneiras valiosas de visualização de dados volumétricos que incluem distribuições de potências eletromagnéticas.

Em ambientes complexos, as visualizações tridimensionais obtidas, foram observadas como sendo muito importantes para entender e prever o desempenho de redes sem fio do tipo IEEE 802.11. Este tipo de visualização do desempenho explica de maneira intuitiva por que existem tantas diferenças nas taxas de transmissão de dados recebidas em lugares relativamente próximos no mesmo andar. Além disto, as distribuições podem expor a razão da falta de cobertura do sinal de rádio, mesmo quando a distância física que separa uma antena e um receptor é curta. Também foi investigada e explicada através de meios visuais tridimensionais, a influência de objetos absorventes e sinais interferentes na taxa de transmissão de dados.

Finalmente, utilizando-se modelos mais complexos, foi concluído que o algoritmo CGHO-FDTD facilmente pode lidar com os efeitos devido ao uso de vários tipos de materiais.

O impacto destas visualizações com tantos detalhes deve melhorar tanto o conhecimento geral da física, quanto ajudar no planejamento de redes sem fio.

Um artigo que resume todos os resultados deste capítulo foi submetido e aceito para o congresso “The 19th IASTED International Conference on Modelling and Simulation”, Quebec, Canadá (BENDZ; FERNANDES; ZUFFO, 2008c).

8 ANÁLISE E TESTES DO ALGORITMO CGHO-FDTD

Para aplicar o algoritmo CGHO-FDTD proposto nesta tese para fazer visualizações e previsões reais do desempenho de redes sem fio, ele deve ser avaliado e testado. Uma maneira relativamente simples, mas ainda pertinente para realizar isso é comparar medidas de uma rede de fio já existente com valores obtidos de uma simulação feita com o algoritmo de FDTD de alta ordem e malha grosseira. A idéia geral seria escolher um ambiente residencial típico bem acessível, e repetidamente mapear a distribuição da potência recebida de um ponto de acesso (AP) do tipo IEEE 802.11g. Depois, este mapa seria comparado, não apenas com a distribuição da potência do algoritmo CGHO-FDTD, mas também com alguns modelos empíricos geralmente utilizados no planejamento de redes sem fio.

Tal processo de avaliação foi efetuado como a parte final neste projeto de pesquisa e os métodos utilizados e os resultados obtidos são apresentados neste capítulo.

8.1 Cenário Residencial

Um cenário composto de um apartamento de dois andares foi escolhido como o cenário residencial, a fim de que se tente aproveitar ao máximo as idéias de tridimensionalidade desenvolvidas em relação a este projeto. Também muitas das redes sem fio hoje em dia são implementadas em prédios residenciais e comerciais de vários andares, e um dos desafios é justamente obter uma boa cobertura dentro dos edifícios. A Figura 8.1 mostra um panorama do modelo que foi construído para que se descreva e simule o apartamento. As medidas do modelo são aproximadamente $12\text{ m} \times 10\text{ m} \times 6,5\text{ m}$.

Um panorama que mostra o interior do apartamento em detalhes pode ser visto na Figura 8.2. Este cenário é composto de quatro tipos de materiais: concreto, madeira, vidro e metal. As partes cinzas (pisos e paredes) são concreto, marrom é usado para visualizar a madeira (portas e armários), as janelas são azuis e semi-transparentes, e finalmente cinza/azul é utilizado para um corrimão que é feito de metal.

Figura 8.1: Panorama geral do cenário residencial.

Figura 8.2: Panorama dos dois andares. Primeiro andar à esq. e segundo andar à dir.

Pode ser visto que algumas das portas são fechadas e outras são abertas, então a influência da madeira será investigada. Uma área muito interessante está aproximadamente no centro e visa imitar uma escada (de concreto) com um corrimão correspondente (de metal). Duas coisas devem ser notadas: o metal do corrimão agirá como um refletor de todos os campos eletromagnéticos, e a escada em combinação com este corrimão abrirá um canal que facilitará muito o fluxo de energia eletromagnética do segundo para o primeiro andar. A localização do AP é indicado pela esfera preta à direita no segundo andar.

8.2 Equipamento e Medidas

Para cumprir a tarefa de construir uma distribuição das potências recebidas de um ponto de acesso (Access Point AP), dois computadores portáteis com placas de rede sem fio foram utilizados para fazer as medidas. O AP utilizado é um produto comercial D-Link DI-624 que é compatível com os padrões IEEE 802.11b/g. Para esta avaliação o mais importante é conhecer a potência emitida do AP. Dois valores foram encontrados em duas folhas de dados diferentes publicadas no *site* da D-Link. O primeiro valor foi: $P_T = 15 \pm 2$ dBm (D-LINK, 2004-2008), o segundo valor foi: $P_T = 17$ dBm caso IEEE 802.11g e $P_T = 18$ dBm caso IEEE 802.11b (D-LINK, 2005-2008). Por isso, foi adotado o valor $P_T = 17$ dBm, como um valor típico. O primeiro *laptop* foi o “*One Laptop per Child*” (OLPC), versão B2 (OLPC, 2005-2008) que usa o sistema operacional Linux, e tem uma placa de rede sem fio integrada compatível ao padrão IEEE 802.11b/g. O segundo computador portátil foi um *laptop* Dell equipado com uma placa PCMCIA “*Orinoco 11b Silver*” (ORINOCO, 2003-2008), que somente trabalha com o padrão IEEE 802.11b. Segundo as especificações desta placa, para conseguir uma taxa de transmissão de 1 Mbps, a potência deve estar acima do nível de -94 dBm. Não existe informação sobre o ganho da antena, que provavelmente significa um valor muito baixo. Para o caso *laptop* OLPC, poucos dados da placa sem fio estão disponíveis.

Porém, a idéia com as medidas foi avaliar CGHO-FDTD em geral, e também identificar as variações abruptas da potência por causa de objetos interferentes. Com o objetivo de avaliar tantos efeitos físicos quantos possíveis, sete pontos em cada andar foram escolhidos para ter uma idéia do comportamento em função da posição (primeiro andar: 1-7, segundo andar: 11-17). Então, o mais importante era capturar a aparência da potência em todos os pontos usando dois diferentes *laptops*, e depois comparar estas curvas com os resultados da simulação com o CGHO-FDTD. Para o *laptop* Dell o comando `iwconfig` foi usado para medir a potência recebida do AP, e para o *laptop* OLPC o correspondente foi `iwlist`

eth0 scan.

Para ambientes fechados é bem conhecido que existe flutuações rápidas e lentas nos sinais recebidos. Por isso, várias medidas devem ser feitas para obter resultados confiáveis. Para lidar com as flutuações rápidas, as medidas devem ser feitas repetidamente em intervalos da ordem de um segundo, então para o *laptop* Dell e o *laptop* OLPC foram tiradas 20 e 40 medidas, respectivamente. Além disto, as medidas devem ser repetidas durante vários dias para obter uma média com respeito às flutuações lentas. Infelizmente, o acesso para o Dell foi restrito a dois dias e quatro medidas, enquanto que o *laptop* OLPC foi usado durante seis dias para fazer seis medidas.

A Tabela 8.1 resume todas as medidas dos dois *laptops*. A primeira coluna indica a localização, os valores na segunda e terceira colunas pertencem ao OLPC e mostra a potência média, P_m , (dBm) e o desvio padrão, σ , (dB), das seis medidas, isto é, primeiro uma média foi calculada para as 40 medidas. Depois, a média entre aquelas seis médias foi calculada. Finalmente o desvio padrão destas seis medidas foi determinada. Um procedimento semelhante foi feito para o *laptop* Dell (quarta e quinta coluna).

A primeira conclusão desta tabela é que os valores da Dell são tipicamente da ordem de 10 dB menores do que os do *laptop* OLPC e a diferença oscila muito. Geralmente antenas embutidas em placas PCMCIA são difíceis de construir, e o ganho normalmente é menor do que 0 dB e pode ser muito dependente do ângulo de chegada do sinal. Sem entrar em detalhes, isto explica bem as grandes diferenças. Porém, é visto na tabela que por exemplo os dois *laptops* medem valores menores para os pontos 5–7 do que para os pontos 2–4, então ainda existe uma correlação entre as medidas dos dois *laptops*. Existe sempre algo do tipo desvanecimento em redes sem fio, o que é devido a por exemplo, multi-percurso, movimentos, etc, o que causa interferência construtiva ou destrutiva, ou sombreamento. Este valor de desvanecimento pode variar muito entre vários cenários. Os valores do desvio padrão na Tabela 8.1 ficam aleatoriamente no intervalo de 0 a 5 dB, e devem ser interpretados como o desvanecimento neste cenário.

A Figura 8.3 mostra a localização de todos os 14 pontos que foram investigados nos dois andares. Os valores mostrados são as médias usando o OLPC, desde que foi concluído que os valores da placa PCMCIA oscilam muito devido a uma dependência aleatória do ângulo de chegada. As esferas indicam a localização no espaço tridimensional. O tamanho e a cor da esfera são proporcionais aos valores medidos. Então, pode ser visto que o ponto 11 que fica perto do AP (≈ 1 m) tem o valor maior, e todos os pontos no primeiro andar têm valores baixos.

Tabela 8.1: Resumo das medidas do OLPC e do Dell

Localização	OLPC		Dell	
	P_m (dBm)	σ (dB)	P_m (dBm)	σ (dB)
1	-73,6	1,6	-80,2	2,4
2	-65,6	5,0	-74,1	3,9
3	-68,4	1,6	-75,8	1,1
4	-64,1	4,5	-68,3	4,1
5	-73,3	2,7	-86,1	3,2
6	-74,3	0,9	-85,3	3,2
7	-75,2	2,1	-86,8	3,5
11	-23,8	1,7	-43,2	2,0
12	-50,8	5,2	-62,7	4,9
13	-43,5	2,0	-61,3	4,7
14	-43,0	5,3	-52,7	0,6
15	-47,9	3,6	-61,9	1,2
16	-61,5	4,7	-69,9	3,7
17	-64,7	3,8	-73,3	3,3

A média (dBm) e o desvio padrão (dB) medidas em função de localização nos dois andares (primeiro andar: 1-7, segundo andar: 11-17).

Figura 8.3: As localizações dos pontos da medida e os valores médios usando o OLPC. Primeiro andar à esq. e segundo andar à dir.

Algumas observações importantes foram feitas durante a análise das medidas do *laptop* OLPC.

Dentro do conjunto de dados tirado nos pontos 11, 13 e 14, foram encontrados alguns valores da potência igual a -10 dBm, o que é um valor muito diferente dos valores médios mostrados na Tabela 8.1. Isto aconteceu com mais frequência no ponto 11 do que nos pontos 13 e 14. Porém, não mudou muito os valores médios, apenas piorou o desvio padrão. Se o AP emite uma potência de $P_T = 17$ dBm e a perda no espaço livre é: $L_P = 40$ dB ($f = 2.4$ GHz, $d = 1.0$ m), um valor do receptor no ponto 11 poderia ser no máximo igual a -23 dBm. Foi concluído que um valor de -10 dBm era não-físico, e por isso estes valores foram apagados das medidas.

Outra observação relacionada ao laptop OLPC foi o nível de ruído medido. Este nível foi sempre fixado no valor -96 dBm, exceto em três pontos onde uma vez o valor -85 dBm foi registrado, ou seja, foi diferente em 3 de 84 medidas (6 x 14). Também, os valores de potência medidos nunca foram inferiores a -80 dBm, ou seja, ou o OLPC registrou um valor ≥ -80 dBm, ou nada (não encontrou o AP, o que aconteceu com frequência nos pontos 1, 5, 6, e 7). No caso do Dell, os valores de ruído ficaram no intervalo de -95 dBm a -90 dBm, e os valores de potência menores medidos foram -93 dBm (ponto 7). Desde que o OLPC não medisse nada no intervalo de -96 dBm a -80 dBm, pode ser concluído que o OLPC utilizado nesta avaliação se comportou de uma maneira esquisita nesta faixa de valores, e talvez os valores médios na Tabela 8.1 para os pontos 1, 5, 6, e 7 deversem ter sido alguns dBs inferiores do que os colocados.

8.3 Simulação do Cenário Residencial

Com o objetivo de avaliar o modelo de FDTD de alta ordem e malha grosseira (CGHO-FDTD) desenvolvido neste projeto de pesquisa, o cenário residencial mostrado na Figura 8.1 foi inserido no CGHO-FDTD. O tamanho total desta simulação, inclusive o contorno absorvente (CPML), foi $13,0 \text{ m} \times 11,5 \text{ m} \times 7,0 \text{ m}$. Utilizando uma discretização de $N_\lambda = 7$, o número total de pontos na malha ficou aproximadamente $1,8 \cdot 10^8$, o que exigiu uma quantia de memória RAM igual a quase 6 GB. Para rodar uma simulação deste tamanho, foi necessário usar o aglomerado de oito computadores na CAVERNA e uma versão paralelizada do CGHO-FDTD (apêndice E).

Os parâmetros dos materiais foram iguais aos na Tabela 7.2, porém foi visto que a condutividade do concreto teve que ser alterada para melhor imitar o concreto no cenário residencial, então o valor foi escolhido como: $\sigma = 0.07$ S/m. A espessura dos pisos foi de

400 mm, e a espessura das paredes ficou no intervalo de 140 mm a 300 mm.

A distância diagonal deste cenário inteiro foi 18,7 m, porém com o AP localizado nas coordenadas $(x, y, z) = (1, 1, 5, 1, 4, 75)$, a distância máxima dentro o cenário residencial foi ≈ 12 m. Utilizando um passo de tempo máximo ($\Delta t \approx 28,9$ ps) e $n = 2500$ iterações, foi estimado que um sinal emitido do AP deveria propagar aproximadamente $n\Delta t c_0 = 21,7$ m, uma distância suficiente para cobrar o cenário inteiro.

A distribuição de potência nos dois andares neste cenário é mostrada na Figura 8.4. No primeiro andar é visto como a escada abriu um canal de pouca resistência para a onda eletromagnética, e como a corrimão de metal está confinando os campos eletromagnéticos (feixe verde). No outro lado da parede que fica na escada, é visto como este canal deixa a onda eletromagnética entrar na sala. No segundo andar a distribuição vermelha indica boa recepção perto do AP. Em frente do AP é visto como a porta fechada (feito de madeira) absorve pouca energia em relação à parede de concreto. Este mesmo efeito é observado na porta no fim do corredor. Em geral pode ser concluído que as paredes rapidamente diminuem a potência, mas mesmo assim este mapa tridimensional mostra em detalhes como as várias portas e aberturas deixam a onda eletromagnética se espalhar no andar inteiro.

8.4 Avaliação do Modelo de CGHO-FDTD

A partir da distribuição de potência na Figura 8.4, valores da potência nos mesmos pontos como os usados nas medidas podem ser extraídos. Com estes valores uma comparação entre os valores simulados e aqueles medidos pode ser efetuada. Para o caso dos valores simulados, uma média foi calculada de 27 pontos dentro de um cubo de 70 mm $\times$ 70 mm $\times$ 70 mm que cercou o ponto de interesse. Depois, uma correção teve que ser feita destes valores, desde que o AP usado na parte experimental emite apenas 17 dBm e o CGHO-FDTD foi calibrado para emitir 20 dBm, por isso todos os valores extraídos da simulação foram diminuídos em 3 dB.

Uma comparação entre as medidas (valores na Tabela 8.1) e a simulação pode ser vista na Figura 8.5. Para as curvas que mostram os valores medidos (*laptops* OLPC e Dell), barras de erro igual a duas vezes o valor de desvio padrão têm sido incluídos. Uma comparação entre os valores do OLPC e os simulados mostra nesta figura que o CGHO-FDTD de uma maneira muito boa conseguiu prever a potência na maioria dos pontos investigados. Apenas os dois pontos 6 e 7 se destacam nesta comparação.

Figura 8.4: A distribuição da potência para o cenário residencial. Primeiro andar acima, e segundo andar abaixo.

Figura 8.5: Comparação entre as medidas dos dois *laptops* e a simulação do CGHO-FDTD.

Na vida real o ponto 6 é localizada numa cozinha, que significa um ambiente com várias superfícies de metal que refletem e espalham a onda eletromagnética sem muitas perdas. Então é provável que o sinal que tenha atravessado a parede na escada se espalhou de uma maneira eficiente por causa dos eletrodomésticos na área, e o resultado deste espalhamento seria um sinal mais forte no ponto 6 do que o previsto com o CGHO-FDTD.

O ponto 7 está realmente muito fora do valor medido com o *laptop* OLPC. O que ocorreu nesta situação é provavelmente devido ao chamado percurso alternativo, ou seja, existe um outro caminho para o sinal com menos perdas do que todos os simulados com o CGHO-FDTD. Este percurso alternativo é muito comum em áreas urbanas com muitos edifícios que refletem as rádio ondas. Mais uma vez, na vida real o prédio simulado é simétrico com relação ao lado esquerdo abaixo na Figura 8.4. Por isso, é possível que a onda, depois de uma reflexão na parte simétrica do prédio, possa entrar pela janela no primeiro andar (perto do ponto 7) depois de ter se propagado por uma distância de aproximadamente 10 m extra.

Mais uma comparação pertinente e importante deveria ser feita entre o CGHO-FDTD e outros modelos. Neste caso seria interessante investigar alguns modelos empíricos que são relativamente fáceis de implementar, e são amplamente utilizados para simular redes sem fio em ambientes fechados. A fim de que se realize esta comparação o modelo de perda de caminho da ITU-R (*“International Telecommunication Union - Radio”*) (ITU-R, 2008), e o modelo de múltiplas paredes de COST231 (FRAIHA et al., 2006) poderiam ser usados. O objetivo do modelo de ITU-R é lidar com cenários de múltiplos andares, e este modelo calcula as perdas na forma seguinte:

$$L_{ITU-R} = 20\log(f_c) + 10n\log(r) + L_f(f) - 28 \quad (8.1)$$

onde f_c (MHz) é a frequência ($f_c = 2400$ MHz neste caso), n é um coeficiente determinado empiricamente, r (m) é a distância, e $L_f(f)$ (dB) representa a perda em função do número de andares atravessado. Foi escolhido usar os parâmetros fornecidos para uma faixa de frequência de 1800 a 2000 MHz em um ambiente do tipo escritório, isto é, $n = 3,0$, e $L_f(0) = 0$ dB e $L_f(1) = 15$ dB.

O modelo de COST231 lida com o número de paredes atravessado, e também tem um termo complexo para calcular o efeito de vários andares. A expressão para a perda pode ser escrita como:

$$L_{COST} = L_f + L_c + \sum_{w=1}^W a_{wi} n_{wi} + a_f n_f^{\frac{n_f+2}{n_f+1} - b} \quad (8.2)$$

onde L_f (dB) é a perda de percurso do espaço livre, L_c (dB) é uma constante empírica (normalmente perto de zero), n_{wi} é o número de paredes do tipo i (é comum usar dois tipos: grossas e finas), a_{wi} (dB) determina a atenuação por parede do tipo i , a_f (dB) representa a perda relacionada ao atravessar um andar, n_f é o número de andares atravessado, e b é um constante empírico. Neste caso n_f é ou zero, ou um, portanto a expressão da exponente pode ser omitida. Para $f = 2,5$ GHz é recomendado aplicar os valores seguintes: $a_{w1} = 4$ dB, $a_{w2} = 8,5$ dB, e $a_f = 21,9$ dB.

A Figura 8.6 mostra o resultado da comparação entre as medidas do OLPC e os três modelos utilizados para prever a potência nos 14 pontos.

Figura 8.6: Comparação entre as medidas do OLPC, o CGHO-FDTD e dois modelos empíricos.

Entre os dois modelos empíricos é visto que o de COST231 funciona melhor no primeiro andar (a imagem à esq.), e o de ITU-R faz previsões melhores no segundo andar. Porém, pode ser concluído desta comparação que o CGHO-FDTD em geral entrega os valores mais exatos (exceto nos pontos 6 e 7 discutidos anteriormente).

Tabela 8.2: Correlação pela norma euclidiana

Modelo	Erro	Erro (ponto 7 excluído)
CGHO-FDTD	30,3	18,0
ITU-R	37,1	35,7
COST231	40,5	40,4

Correlação entre os três modelos utilizados e as medidas do OLPC.

Para determinar um tipo de correlação entre os três modelos e as medidas do OLPC, pode-se calcular uma estimativa do erro pela utilização da norma euclidiana:

$$||\delta x|| = ||\bar{x} - x|| = \left(\sum_{i=1}^n \delta x_i^2 \right)^{1/2} \quad (8.3)$$

onde $\bar{x}$ representa as potências médias do OLPC (P_m) na Tabela 8.1. Os resultados desta comparação são postos na Tabela 8.2. Conclui-se que o CGHO-FDTD tem uma correlação melhor entre os valores medidos. Este resultado será ainda mais enfatizado se o valor do ponto 7 for omitido da comparação (terceira coluna na tabela).

8.5 Conclusões

Os testes e as simulações neste capítulo foram feitos com o objetivo de avaliar o modelo FDTD de alta ordem e malha grosseira (CGHO-FDTD) como uma ferramenta exata e útil para fazer previsões de redes sem fio em ambientes fechados. A conclusão principal deste capítulo é que o modelo CGHO-FDTD desenvolvido neste trabalho é capaz de gerar resultados detalhados e muitos satisfatórios.

Uma maneira muito básica de obter medidas foi utilizar dois computadores portáteis equipados com placas de rede sem fio. Porém, desde que as medidas fossem repetidas várias vezes durante um período de tempo prolongado, constatou-se que o resultado é confiável.

Finalmente, o modelo CGHO-FDTD foi comparado com dois modelos empíricos. Conclui-se desta comparação que o modelo CGHO-FDTD produziu resultados mais precisos.

9 CONCLUSÕES

Este trabalho abordou o problema de facilitar a aprendizagem da área de eletromagnetismo, o que em geral é visto como um tópico muito complicado e abstrato. O método escolhido foi utilizar visualizações no formato de figuras tridimensionais, animações e até visualizações imersivas. Para tanto desenvolvemos uma ferramenta que pode explicar, numa maneira pedagógica e intuitiva, a propagação de ondas eletromagnéticas e alguns dos efeitos físicos relacionados a isto. Para que também atraia os usuários da indústria nós escolhemos desenvolver nossa ferramenta de forma a ser aplicável para simular ondas eletromagnéticas do tipo ondas de rádio que estão se propagando em redes sem fio. Mais especificamente, nós nos concentramos nas redes sem fio denominadas IEEE 802.11 (Wi-Fi).

Nós propusemos o uso de iso-superfícies para que pudéssemos visualizar as frentes de ondas eletromagnéticas que estavam embutidas dentro de conjuntos de dados volumétricos compostos de campos elétricos e magnéticos. Esta abordagem se mostrou bem-sucedida para extrair a informação sobre o espalhamento de ondas de rádio emitidas de um transmissor. Este método também foi visto ser capaz de expor, de uma maneira muito intuitiva, um número grande dos efeitos relacionados à interação entre ondas eletromagnéticas e vários tipos de materiais. Um exemplo disto é mostrado nas figuras do capítulo 6 que foram criadas para avaliar os efeitos de reflexão, difração, transmissão e atenuação. Além disto, o nosso modelo demonstrava a aparência dos campos eletromagnéticos ao redor de um dipolo e a criação de ondas secundárias num ambiente fechado.

A Figura 9.1 mostra um resumo e comparação entre algumas das visualizações de outros grupos de pesquisadores que foram explicadas no capítulo 3, e uma visualização típica obtida utilizando a ferramenta pedagógica desenvolvida neste trabalho (imagem 9.1(d)). Pode ser concluído que além de ser capaz de mostrar por exemplo um comportamento dipolo, bem como reflexão, transmissão, e espalhamento de ondas eletromagnéticas (imagens 9.1(a)–9.1(c)), a nossa ferramenta pode deixar o usuário usufruir a sensação de imersão na CAVERNA Digital.

(a) Comportamento dipolo (MIT, 2003-2007).

(b) Interação entre matéria e campos eletromagnéticos (BOOTHROYD; CHAN; ROBERTSON, 1996).

(c) Espalhamento de radio ondas (LEUNG; CHEN; LEE, 2002).

(d) Ferramenta pedagógica desenvolvido no âmbito deste trabalho.

Figura 9.1: Comparação de visualizações obtidas entre outros grupos de pesquisadores e a ferramenta pedagógica desenvolvida neste trabalho.

Nós também reavaliamos o uso de técnicas bem estabelecidas na área de visualização de volumes, a fim de que obtenhamos visualizações tridimensionais de alguns parâmetros importantes que decidem o desempenho numa rede sem fio. Foi concluído que esta nova maneira de utilizar o método de mapeamento bidimensional de textura, gerou mapas tridimensionais muito detalhadas que podem mostrar o desempenho previsto em uma rede sem fio, e também ajuda a entender a influência no desempenho causada por fontes de ruído ou por materiais diferentes utilizados num prédio.

Um novo modelo discreto e determinístico das equações de Maxwell foi proposto, desenvolvido e avaliado, no caso um algoritmo de diferenças finitas no domínio do tempo de alta ordem e malha grosseira (*Coarse Grid Higher Order Finite-Difference Time-Domain*, CGHO-FDTD). Em comparação com outras versões de FDTD a utilização do modelo de CGHO-FDTD para nossa aplicação de redes sem fio gerou simulações mais rápidas, com

menor demanda computacional, e no mesmo tempo conseguimos soluções mais precisas. A validação deste algoritmo foi realizada comparando nossas previsões de redes sem fio do tipo IEEE 802.11 (Wi-Fi) com medidas feitas em ambientes fechados.

9.1 Contribuições da Tese

Impacto Científico Uma versão aperfeiçoada de FDTD de alta ordem foi desenvolvida neste trabalho. Foi mostrado que este modelo numérico das equações de Maxwell gerou soluções mais exatas do que outros modelos semelhantes, e ao mesmo tempo conseguiu simulações mais rápidas com menos recursos computacionais.

Um *software* livre foi utilizado de maneiras inovativas para visualizar, em um ambiente imersivo, a propagação de ondas eletromagnéticas em redes sem fio, como também a distribuição de parâmetros importantes no planejamento de redes sem fio. No primeiro caso um levantamento mostrou que a percepção geral do conceito de ondas eletromagnéticas aumentou, depois de ter visto animações tridimensionais de ondas de rádio propagando em um ambiente fechado. No segundo caso foi concluído que distribuições tridimensionais muito detalhadas ajudou a entender a influência no desempenho de uma rede sem fio devido a obstáculos e ruído que interferem no sinal desejado.

Trabalhos Publicados Nossos resultados e idéias foram bem aceitos em congressos nacionais e internacionais, o que gerou um total de quatro apresentações em congressos, e uma publicação em uma revista internacional.

BENDZ, J. E.; FERNANDES, H. G.; ZUFFO, M. K. Coarse grid higher-order fdtd algorithm with low dispersion errors. Em: *Proceedings of the 16th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, COMPUMAG 2007*, Aachen, Alemanha. [S.l.]: International Compumag Society, 2007. p. 923–924.

BENDZ, J. E.; FERNANDES, H. G.; ZUFFO, M. K. Visually improved understanding of three-dimensionally propagating electromagnetic fields in wireless networks. Em: *Proceedings of the XX Brazilian Symposium on Computer Graphics and Image Processing, SIBGRAPI 2007*, Belo Horizonte, Brasil. [S.l.]: IEEE Computer Society, 2007. p. 155–162.

BENDZ, J. E.; FERNANDES, H. G.; ZUFFO, M. K. Coarse-grid higher order finite-difference time-domain algorithm with low dispersion errors. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 44, n. 6, p. N.A., jun 2008.

BENDZ, J. E.; FERNANDES, H. G.; ZUFFO, M. K. Fast and accurate finite-difference time-domain method for large three-dimensional simulations. Em: *Proceedings of the*

19th IASTED International Conference on Modelling and Simulation, MS 2008, Quebec, Canadá. [S.l.]: ACTA Press, 2008. p. N.A.

BENDZ, J. E.; FERNANDES, H. G.; ZUFFO, M. K. Modelling indoor electrosmog: an application in the planning of wireless networks. Em: *Proceedings of the 19th IASTED International Conference on Modelling and Simulation, MS 2008*, Quebec, Canadá. [S.l.]: ACTA Press, 2008. p. N.A.

Impacto Tecnológico A utilização do modelo de FDTD, desenvolvido no âmbito desta tese, como uma ferramenta para fazer simulações e previsões exatas em ambientes tridimensionais, demonstrou as possibilidades de aplicar nosso algoritmo na indústria de telecomunicações. A distribuição de potência em um ambiente muito complexo foi simulada com um algoritmo, e medidas efetuadas mostravam uma grande semelhança entre os resultados. Então nós demonstramos que modelos determinísticos baseados em eletromagnetismo têm um grande potencial para se tornar uma escolha para fazer simulações de redes sem fio por exemplo dentro de prédios grandes com estruturas complexas.

No apêndice A explicou-se as condições de contorno absorvente necessárias para simular a extensão do modelo FDTD para infinito. Foi demonstrado como a técnica de CPML pode ser aplicada para nosso modelo FDTD de alta ordem e malha grosseira (CGHO-FDTD), e também uma otimização dos parâmetros foi efetuada para minimizar os reflexos não físicos do contorno.

No apêndice B foi demonstrada uma maneira de calibrar a potência emitida no modelo CGHO-FDTD. A calibração foi feita pela comparação numérica do modelo CGHO-FDTD e uma solução analítica da equação de Friis com ganho do transmissor igual ao ganho de um dipolo Hertziano.

O apêndice C explica como funciona o filtro suavizante desenvolvido no âmbito deste trabalho. Foi visto que sem este filtro, teria sido impossível obter iso-superfícies suaves do pulso gaussiano senoidal que foi usado como fonte de sinal nas simulações.

O apêndice D pesquisou a área de propriedades físicas (permissividade e condutividade) de materiais típicos utilizados na construção de prédios. Estas propriedades são importantes para obter resultados corretos das simulações. Uma tabela de sete materiais comuns e os valores dos parâmetros à frequência 2,4 GHz foi o resultado principal desta apêndice.

O apêndice E explica em detalhes como foi feita a paralelização do algoritmo CGHO-FDTD, utilizando *Message Passing Interface* (MPI) e o aglomerado de computadores na CAVERNA Digital chamado Octopus. Também foi feita uma análise da melhoria de desempenho obtida.

9.2 Trabalhos Futuros

O projeto de pesquisa proposto nesta tese tem sido muito amplo e produtivo. Desta forma, existem várias possibilidades para continuar o desenvolvimento das idéias apresentadas nesta tese. A continuação mais pertinente, de um aspecto pedagógico, seria a criação de interatividade com as visualizações imersivas, isto é, a criação e visualização em tempo real das imagens, e alguma maneira de facilmente alterar o cenário a ser simulado.

Para conseguir a visualização em tempo real alguns parâmetros têm que ser estabelecidos. O mais importante provavelmente é: quantas imagens por segundo são precisas para obter uma visualização aceitável na CAVERNA Digital? Em relação a isto, uma pergunta interessante é: quantas imagens por segundo são possíveis com o modelo atual? Testes dos tempos computacionais têm sido feitos para responder esta última questão. Os vários passos para chegar às visualizações imersivas foram mostrados na Figura 3.7, e são os seguintes: cálculos numéricos do algoritmo CGHO-FDTD, criação de iso-superfícies em VTK, conversão para o formato binário .osb, e finalmente visualização utilizando OpenSG. Neste teste 600 iterações do tempo foram calculadas ($\Leftrightarrow \approx 5.2$ m), e um instantâneo foi exportado do algoritmo CGHO-FDTD a cada 10 passos de tempo ($\Leftrightarrow \approx 85$ mm). Com estes dados como ponto de partida, algumas sugestões para trabalhos futuros serão discutidas nos próximos parágrafos.

O Algoritmo CGHO-FDTD A simulação de cenário do tamanho da CAVERNA Digital (veja seção 6.5) utilizando o aglomerado de oito computadores demorou $t = 509$ s, ou um instantâneo foi exportado, em média, a cada 8,5 segundos, o que claramente é lento demais para visualização em tempo real. Sugestões para melhorias:

O mais óbvio é diminuir o número de iterações entre a criação dos instantâneos. Além de produzir arquivos mais freqüentemente, o resultado final provavelmente seria uma visualização mais suave. Por exemplo uma imagem depois três iterações poderia ser exportada aproximadamente a cada 3 segundos.

Cada computador no aglomerado tem quatro cores (dois CPUs *dual-core*), mas hoje em dia apenas um destes é usado (LAM/MPI). A inclusão de por exemplo, OpenMP no algoritmo CGHO-FDTD pode tirar proveito de todos os 32 núcleos existentes. Com uma implementação bem efetuada de OpenMP, a expectativa seria simulações quatro vezes mais rápidas, ou seja, uma imagem a cada 0.75 segundos.

O Algoritmo no VTK O tempo para a criação das iso-superfícies é bem proporcional à distribuição da onda eletromagnética. No início da propagação a energia é localizada perto o transmissor e a extração das iso-superfícies é rápida, mas este processo fica mais lento com o espalhamento da energia em todo o domínio. O processo total é dividido em três passos: ler o arquivo .txt do algoritmo CGHO-FDTD (0.3–0.8 s), extrair as iso-superfícies (1.0–4.4 s), escrever o arquivo .wrl (0.0–0.2 s), onde o tempo maior nos três passos é relacionado à última imagem produzida na simulação. Sugestões para melhorias:

A fim de que se diminua o tamanho dos arquivos .wrl foi implementado um filtro para decimar a informação contida em uma iso-superfície. Este gerou arquivos com um décimo do tamanho original, mas ao mesmo tempo aumentou o tempo para extrair as iso-superfícies aproximadamente dez vezes. Então uma análise poderia ser feita para que avaliem as maneiras de ler e escrever dados, e tentar otimizar o grau de decimação.

Outra solução é utilizar paralelismo para extrair as iso-superfícies. Uma versão paralela foi implementada neste projeto, com a abordagem de extrair cada uma das iso-superfícies em computadores diferentes. A solução (“*ParallelIso*”) funcionou da forma mestre/escravo, e o ganho foi limitado ao tempo para extrair a maior iso-superfície, em combinação com o tempo para ler e escrever os arquivos. Porém, outras soluções mais elaboradas poderiam ser desenvolvidas para por exemplo, dividir os arquivos em um número de pedaços, relacionado ao número de nós existentes no aglomerado.

Conversão e OpenSG Mesmo com a redução dos arquivos .wrl vindo do VTK, ainda demora 0.03–3.0 s para ler e converter cada arquivo para o formato .osb. Porém com este passo feito, apenas leva 0.01–0.07 s para abrir os binários (.osb) em OpenSG. Sugestão para melhoria:

Explorar a nova versão OpenSG v2.0 na CAVERNA Digital. Esta deveria suportar arquivos .vtk, ou seja, a conversão para .wrl pode ser omitida. Porém é difícil saber qual seria o ganho, uma vez que alguma conversão para o formato .osb ainda tenha que ser feita.

Criação de Cenários No modelo CGHO-FDTD atual, o cenário para ser simulado é importado por arquivos .txt que contém todas as paredes, as janelas, as portas, etc, na forma de cubos, escritos manualmente por coordenadas cartesianas $(x_1, x_2, y_1, y_2, z_1, z_2)$. Sugestão para melhoria:

Implementar suporte para ler por exemplo arquivos de plantas do tipo AutoCAD, ou algum formato livre. Este facilitará muito a construção de cenários novos, ou a simulação de prédio onde já existem plantas prontas no formato AutoCAD ou semelhante.

APÊNDICE A – CONDIÇÕES DE CONTORNO ABSORVENTE

No algoritmo do FDTD uma camada absorvente artificial tem que ser acrescentada ao limite do domínio elétrico para que simule a extensão da malha à infinidade. Se ao invés o domínio estivesse finalizado por fixar todos os valores ao valor zero, isto seria igual a implementar um condutor elétrico perfeito (PEC) no limite do domínio e conseqüentemente todos os sinais seriam refletidos dentro do domínio simulado.

As exigências básicas do contorno absorvente são que deveriam absorver ondas planas de ângulos de incidência diferentes, assim que polarização e frequência diferentes. Há vários modos diferentes para realizar isto (TAFLOVE; HAGNESS, 2005), e o método chamado “*Convolutional Perfectly Matched Layers*” (CPML) é o utilizado neste projeto.

O CPML é um esquema muito efetivo que conduz a um desempenho geralmente bom sob as circunstâncias mais severas. É um desenvolvimento adicional do método original chamado “*Perfectly Matched Layers*” (PML) mas é considerado por requerer menos memória de computador do que o método original e outros métodos geralmente usados. Como todos os esquemas de PML, o contorno de CPML é casado perfeitamente ao domínio simulado no espaço contínuo. Porém, no domínio discretizado há alguns erros que deterioram o desempenho dele. Estes erros serão avaliados neste apêndice e algumas simulações serão feitas para achar a melhor solução para este projeto de pesquisa. Além disto, o esquema do CPML sugerido em (TAFLOVE; HAGNESS, 2005) é suposto ser usado para o algoritmo de FDTD original (YEE, 1966). Neste apêndice um esquema ligeiramente diferente será avaliado para o caso de FDTD de alta ordem.

A.1 O Tensor CFS

Uma derivação completa do método de CPML é feita em (TAFLOVE; HAGNESS, 2005), por isso a teoria não será repetida aqui. Porém, para aperfeiçoar o desempenho

do contorno absorvente para uma certa aplicação, é preciso ter uma compreensão do coeficiente do tensor “*Complex Frequency-Shifted*” (CFS) eq.(A.1) que é uma parte importante do contorno absorvente de CPML. Para a direção x em um sistema de coordenadas cartesiano, este tensor CFS pode ser escrito do seguinte modo:

$$s_x = \kappa_x + \frac{\sigma_x}{a_x + j\omega\epsilon_0}. \quad (\text{A.1})$$

Aqui κ_x pode ser usado para ampliar a atenuação física da onda propagando no CPML. O valor de κ_x é fixado para ser igual a um na região que esta sendo simulada, mas pode ser maior do que um dentro do CPML. O parâmetro a_x é introduzido a fim de que se evite reflexões grandes para frequências muito baixas, desde que sem o parâmetro a_x , o valor do coeficiente s_x chegará à infinidade quando a frequência estiver se aproximando do valor zero. O valor do a_x é zero fora do CPML. Finalmente, σ_x é a condutividade dentro do CPML.

Devido à discretização do domínio, os parâmetros κ_x , a_x e σ_x não podem ser constantes, mas devem ser inclinados de algum modo. A inclinação polinomial seguinte dentro do contorno de CPML foi escolhida por ser adequada:

$$\kappa_x(x) = 1 + (\kappa_{x,max} - 1) \left(\frac{x}{d}\right)^m \quad (\text{A.2a})$$

$$\sigma_x(x) = \left(\frac{x}{d}\right)^m \sigma_{x,max} \quad (\text{A.2b})$$

$$a_x(x) = a_{x,max} \left(\frac{d-x}{d}\right)^{m_a} \quad (\text{A.2c})$$

onde d é a espessura do contorno de CPML. Tipicamente os valores das potências nas equações acima podem ser os seguintes: $3 \leq m \leq 4$ e $m_a \geq 1$. Assim pode ser visto que $\sigma_x(x)$ e $\kappa_x(x)$ alcançam os valores máximos deles à interface entre a região simulada e o CPML, isto é, quando $x = d$. Para $a_x(x)$ este comportamento é o oposto.

Uma escolha otimizada e geral para $\sigma_{x,max}$ e a inclinação polinomial pode ser a seguinte:

$$\sigma_{x,opt} = \frac{0,8(m+1)}{\eta_0 \Delta \sqrt{\epsilon_{r,eff} \mu_{r,eff}}} \quad (\text{A.3})$$

onde η_0 é a impedância do espaço livre ($\eta_0 = 120\pi$), Δ é a discretização do domínio, e $\epsilon_{r,eff}$ e $\mu_{r,eff}$ são os valores médios da permissividade relativa e da permeabilidade relativa usados na simulação. Na otimização do desempenho do CPML a seguir, uma relação entre $\sigma_{x,max}$ e $\sigma_{x,opt}$ é utilizado, por exemplo: $\sigma_{x,max} = n \cdot \sigma_{x,opt}$.

A.2 Otimização do Tensor CFS

Uma otimização geral do tensor CFS tem que ser feita de acordo com o ambiente de simulação que o contorno de CPML terminará. Neste projeto de pesquisa o interesse principal é a simulação de ondas eletromagnéticas propagando em redes sem fio. Assim as ondas estarão propagando principalmente no ar e então uma otimização razoável pode ser feita utilizando um ambiente de espaço livre, isto é, $\epsilon_{r,eff} = 1,0$ e $\mu_{r,eff} = 1,0$.

Com a finalidade de minimizar as reflexões não-físicas no contorno, o procedimento de otimização é conduzido por uma simulação inicial de uma região de referência maior, terminada por um contorno de CPML com uma espessura muito maior do que a normalmente usada. Depois disto, uma região muito menor com o CPML desejado é simulada que cabe nesta primeira região de referência. Por comparação dos valores de campos elétricos entre as duas simulações a certos pontos de referência dentro da região menor, um valor do erro relativo, relacionado à reflexão do contorno de CPML, pode ser calculado como

$$\text{Rel.erro}|_{i,j,k}^n = \left| E_z|_{i,j,k}^n - E_{z, ref}|_{i,j,k}^n \right| / \left| E_{z, ref.max}|_{i,j,k} \right| \quad (\text{A.4})$$

onde $E_{z, ref.max}$ é a amplitude máxima do ponto de interesse (i,j,k).

A região do espaço livre, utilizada para a otimização, foi discretizada com $N_\lambda = 7$ e as simulações foram conduzidas usando o método de FDTD de alta ordem e malha grosseira (CGHO-FDTD). Considerando o fato que uma malha uniforme é aplicada, o tensor CFS será o mesmo em todas as três direções cartesianas. Isto significa que todos os parâmetros também serão uniformes, por exemplo $\sigma_x = \sigma_y = \sigma_z \equiv \sigma$. A região de referência foi acertada para ser $3 \text{ m} \times 3 \text{ m} \times 3 \text{ m}$, usando um CPML com a espessura de 15 pontos da malha. A região de otimização foi escolhida para ser $1 \text{ m} \times 1 \text{ m} \times 1 \text{ m}$, com um CPML correspondente composto de 10 pontos da malha. A localização da fonte do sinal foi no centro das duas regiões e teve a aparência do pulso Gaussiano senoidal abaixo:

$$E_z|_{i_s}^n = E_0 e^{-[(n-n_0)/n_w]^2} \sin[2\pi f_0(n-n_0)\Delta t] \quad (\text{A.5})$$

com os parâmetros seguintes: $n_w = 16$, $n_0 = 48$, $f_0 = 2,4 \text{ GHz}$, e $\Delta t = 28,9 \text{ ps}$.

Três pontos de referência foram usados nesta otimização. Eles foram localizados dentro da parte do volume de interesse e a distância de dois pontos de malha do interface do CPML. As localizações deles relativas à fonte do sinal estavam ao longo das três direções seguintes: $\vec{n}_1 = (1, 0, 0)$, $\vec{n}_2 = (1, 1, 0)$, e $\vec{n}_3 = (1, 1, 1)$.

Tabela A.1: Otimização do parâmetro m

m	Ref 1	Ref 2	Ref 3
4,0	$4,1 \cdot 10^{-4}$	$7,9 \cdot 10^{-4}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$
3,5	$1,9 \cdot 10^{-4}$	$3,6 \cdot 10^{-4}$	$6,4 \cdot 10^{-4}$
3,0	$7,7 \cdot 10^{-5}$	$2,4 \cdot 10^{-4}$	$5,6 \cdot 10^{-4}$
2,5	$1,5 \cdot 10^{-4}$	$2,6 \cdot 10^{-4}$	$6,2 \cdot 10^{-4}$

Reflexões do interface do CPML em função do parâmetro m na inclinação polinomial de σ e κ .

Várias combinações dos dois parâmetros σ_{max} e a_{max} foram avaliadas no primeiro passo da otimização, enquanto $\kappa_{max} = 1$ foi mantido constante. Na realidade, para o caso de σ_{max} , a relação entre σ_{max} e σ_{opt} em eq.(A.3) é o parâmetro que estava sendo otimizado. Podem ser vistos os erros relativos resultantes aos três pontos de referência em Figura A.1, em que os valores nos contornos esboçados mostram os valores dos erros em escala de decibel. O eixo x mostra o logarítmico do a_{max} onde seu valor está dentro do intervalo seguinte: $0,0001 \leq a_{max} \leq 0,1$. É visto que erros pequenos são obtidos para valores de a_{max} muito baixos. Para o caso da relação $\sigma_{max}/\sigma_{opt}$ é observado que um valor de 0,7 é satisfatório para os três pontos de referência.

Esta otimização foi repetida para as outras duas combinações de parâmetros: $\sigma_{max}/\sigma_{opt}$ contra κ_{max} com $a_{max} = 0,001$, Figura A.2, e κ_{max} contra a_{max} com $\sigma_{max}/\sigma_{opt} = 0,8$, Figura A.3. Em Figura A.2 é observado que um valor de $\kappa = 1$ é o preferido, e novamente $\sigma_{max}/\sigma_{opt} = 0,7$ é uma boa estimativa para todos os três pontos de referência. Finalmente, de Figura A.3 é concluído que os valores mais baixos possíveis para ambos o a_{max} e o κ_{max} geram as mais baixas reflexões do contorno de CPML.

Para que se investigue o impacto da inclinação polinomial para o conjunto de equações eq.(A.2), algumas simulações foram executadas para vários valores de m , enquanto m_a foi mantido a um valor constante ($m_a = 1,0$) e os outros parâmetros do tensor CFS como os seguintes: $\sigma_{max}/\sigma_{opt} = 0,6$, $\kappa = 1,0$ e $a_{max} = 1 \cdot 10^{-4}$. Tabela A.1 mostra os erros relativos medidos nos três pontos de referência em função de m . É visto que $m = 3,0$ é a melhor escolha para a inclinação polinomial das funções.

Como o valor otimizado para a_{max} foi determinado para ser pequeno, nenhum teste foi feito para tentar achar um valor melhor para m_a .

Figura A.1: Reflexões do interface do CPML em função de $a_{\max}$ e $\sigma_{\max}/\sigma_{\text{opt}}$ medidas nos três pontos de referência.

Figura A.2: Reflexões do interface do CPML em função de κ_{max} e $\sigma_{max}/\sigma_{opt}$ medidas nos três pontos de referência.

Figura A.3: Reflexões do interface do CPML em função de $\kappa_{\max}$ e $a_{\max}$ medidas nos três pontos de referência.

Tabela A.2: Avaliação da espessura do CPML

Camadas	Ref 1	Ref 2	Ref 3
9	$6,7 \cdot 10^{-5}$	$6,6 \cdot 10^{-5}$	$9,4 \cdot 10^{-5}$
8	$9,8 \cdot 10^{-5}$	$1,3 \cdot 10^{-4}$	$1,9 \cdot 10^{-4}$
7	$2,4 \cdot 10^{-4}$	$4,3 \cdot 10^{-4}$	$6,5 \cdot 10^{-4}$

Reflexões do CPML em função da espessura do contorno. $N_\lambda = 7$.

Para resumir a otimização do tensor CFS para o caso de ondas eletromagnéticas que se propagam em espaço livre, foi mostrado que os parâmetros otimizados deveriam ser escolhidos como os seguintes: $\sigma_{max}/\sigma_{opt} = 0,7$, $\kappa = 1,0$ e $a_{max} = 1 \cdot 10^{-4}$. Além disto foi mostrado que a inclinação das funções em eq.(A.2) deveria ser feita com $m = 3,0$ e $m_a = 1,0$.

A.3 Espessura do Contorno de CPML

Há algumas preocupações finais quando o contorno absorvente é implementado finalmente no modelo de FDTD. Os erros relacionados às reflexões não-físicas no contorno de CPML não deveriam ser maiores do que os erros numéricos da simulação da onda eletromagnética. Assim a espessura do contorno de CPML pode ser escolhida para produzir um erro relativo menor do que os erros de dispersão numérica esperados. Porém, para cada camada extra de contorno absorvente, há uma necessidade de que sejam mantidos mais valores na memória de computador, e mais cálculos do processador têm que ser efetuados.

Algumas simulações foram executadas para investigar os erros relativos eq.(A.4) em função da espessura de CPML. Para este caso os parâmetros aperfeiçoados da seção prévia foram usados. A Tabela A.2 mostra os erros relativos medidos para os três pontos de referência em função do número de camadas usado no contorno absorvente, caso $N_\lambda = 7$. Os erros de dispersão numérica para o modelo de FDTD de alta ordem e malha grosseira em três dimensões estão na ordem de 10^{-4} , então pode se concluir que um CPML que consiste em pelo menos oito camadas, preferencialmente nove camadas deveriam ser utilizadas nas simulações.

Tabela A.3: Avaliação da espessura do CPML

Camadas	Ref 1	Ref 2	Ref 3
9	$3,7 \cdot 10^{-5}$	$6,5 \cdot 10^{-5}$	$8,7 \cdot 10^{-5}$
8	$5,1 \cdot 10^{-5}$	$8,2 \cdot 10^{-5}$	$1,3 \cdot 10^{-4}$
7	$8,1 \cdot 10^{-5}$	$1,4 \cdot 10^{-4}$	$3,2 \cdot 10^{-4}$

Reflexões do CPML em função da espessura do contorno. $N_\lambda = 10$.

Também é interessante investigar o desempenho do contorno absorvente quando o tensor CFS previamente aperfeiçoado for usado em um volume discretizado com $N_\lambda = 10$. Tabela A.3 resume os erros relativos medidos para este cenário, e pode ser visto que o tensor CFS que foi aperfeiçoado para o caso de $N_\lambda = 7$ produz resultados ligeiramente melhores em uma malha mais fina.

A.4 Uso de Memória

Uma quantia extra de valores tem que ser mantida na memória de computador para todos os pontos de malha que são uma parte do contorno absorvente. Além disto, na extremidade do domínio, os valores de campo elétricos são fixados para serem zero, isto é, igual a um condutor elétrico perfeito (PEC). Considerando que o método de FDTD de alta ordem e malha grosseira (CGHO-FDTD) é um algoritmo que usa um operador de diferença central de quatro pontos, os dois pontos mais próximos a beirada da malha têm que ser fixos ao valor zero. Este procedimento pode ser visto na Figura A.4, que mostra uma seção do plano xy. Os campos elétricos fixados ao valor zero podem ser encontrados ao longo das linhas pontilhadas, isto é, E_x com índices de $y = 0$ e 1 , e E_y com índices de $x = 0$ e 1 .

Então uma onda eletromagnética viajando do lado direito na figura vai começar a ser absorvida pela redução do campo elétrico E_x na chegada do índice $y = 6$ (a linha pontilhada grossa). No próximo passo o campo magnético H_z no índice $y = 5$ será afetada, e assim por diante até que a onda chegue à absorção do E_x com índice $y = 2$, e do H_z com índice $y = 1$. Assim a absorção pode acontecer somente nas camadas que são dentro os pontos de PEC e a divisa entre o CPML e o volume por interesse. Neste caso, isto significa que um contorno absorvente de CPML de cinco camadas, consiste de fato em sete pontos de malha (E_x com índices de 0 para 6).

Figura A.4: Uma seção do plano xy que mostra os pontos da malha para o caso do uso de CPML e FDTD de alta ordem.

Há em total seis regiões de contorno que cercam o domínio tridimensional. Cada região tem que ter um número de valores apropriados para alterar os campos elétricos e magnéticos a fim de que obtenha a absorção desejada. Porém só valores de campo ortogonais ao normal de uma certa região é de interesse, por exemplo no caso da região normal à direção y, isto significa os campos: E_x , E_z , H_x e H_z .

O número total de pontos de malha necessário para um contorno absorvente de oito camadas em um volume do tamanho $N \times N \times N$ pode ser calculado para ser: 6 regiões $\cdot$ 4 campos $\cdot$ (8 + 2) pontos de malha $\cdot N \cdot N = 240N^2$ pontos de malha. Este valor tem que ser comparado ao valor de $\approx 10N^3$ pontos de malha usados pelo algoritmo de FDTD, ou seja: a relação entre o tamanho do contorno absorvente e o tamanho do outras matrizes é: $24/N$. Para o caso de um volume de $3 \text{ m} \times 3 \text{ m} \times 3 \text{ m}$, $f = 2,4 \text{ GHz}$ e $N_\lambda = 7$, o número de pontos de malha em uma direção é: $N = 168$. Assim a demanda de memória para o CPML é $24 / (168 + 24) = 0,125$ ($\Leftrightarrow 12.5\%$) da exigência de memória total. Com um tamanho maior do volume para simular, esta relação é vista para diminuir proporcionalmente a N .

APÊNDICE B – CALIBRAÇÃO DA POTÊNCIA

É extremamente interessante que se possa usar o modelo FDTD de alta ordem e malha grosseira (CGHO-FDTD) para que se preveja o desempenho em uma rede sem fio neste trabalho. Para que este objetivo seja realizado, o modelo tem que ser calibrado de forma que valores verdadeiros da distribuição da potência possam ser extraídos das simulações. Um modo para realizar isto pode ser o seguinte: começar a calibrar a potência emitida da fonte, e depois verificar esta calibração através da comparação dos resultados de simulações em espaço livre com valores teóricos exatos obtidos por uma equação analítica.

B.1 Calibração da Potência Emitida

A fim de que simule comportamentos verdadeiros de redes do tipo IEEE 802.11 (Wi-Fi) com o modelo CGHO-FDTD, a fonte de potência tem que ser calibrada para transmitir uma potência equivalente de 100 mW ($\Leftrightarrow$ 20 dBm), que é a potência tipicamente emitida pelo transmissor numa rede IEEE 802.11 real. Esta calibração é feita dentro do algoritmo CGHO-FDTD e é abordada pela montagem de uma caixa imaginária arbitrária ao redor do transmissor. Os lados desta caixa são alinhados com os três eixos cartesianos, assim em cada lado da caixa, apenas a parte do vetor de Poynting que é paralelo ao normal daquele lado dará uma contribuição ao fluxo de potência por aquela área. Por exemplo, para a direção ao longo do eixo x: $P_x = E_y H_z - E_z H_y$. Por este procedimento, são calculadas os fluxos individuais das densidades de potência em todos os pontos da malha que faz parte dum certo lado da caixa. Cada valor é multiplicado com a área correspondente naquele certo ponto da malha, por exemplo $dA = \Delta y \Delta z$ para o caso P_x , e o resultado é acrescido como contribuição à potência total que atravessa aquele lado da caixa. Com uma calibração bem efetuada da amplitude de sinal emitida, a soma dos seis lados da caixa imaginária deverá chegar aos 100 mW desejados.

Tabela B.1: Calibração das fontes

w	Contínua		Gaussiano senoidal	
	P (mW)	P (dBm)	P (mW)	P (dBm)
5	100,0	20,0	97,5	19,9
10	102,2	20,1	99,5	20,0
15	105,2	20,2	99,6	20,0
Amplitude	7738		7906	

A potência calculada emitida em função do tamanho da caixa imaginária.

Duas fontes de energia diferentes foram usadas para a calibração. Uma fonte senoidal contínua com uma frequência de 2,4 GHz foi usada para os primeiros testes. A razão para isto era que estes resultados podem ser relacionados mais facilmente a uma solução analítica exata. Depois com um conceito estabelecido para uma fonte senoidal, este procedimento pode ser repetido para o pulso de Gaussiano senoidal centrado a 2,4 GHz que é a escolha preferida deste projeto.

Para uma implementação correta da calibração, o fluxo total da potência por uma caixa imaginária deveria ser independente de seu tamanho. Assim, para verificar a idéia de medir a potência emitida pelo uso de uma caixa imaginária, o tamanho da caixa foi implementado para ter um tamanho variável. Um cubo com os lados composto de $(2w + 1) \times (2w + 1)$ pontos de malha, foi usado como caixa imaginária. A contribuição para a potência total de cada ponto de malha foi calculada como a seguinte: se o ponto de malha for um ponto de esquina, então sua área correspondente será $dA/4$, se o ponto de malha ficar situado na extremidade, mas não na esquina, então sua área será $dA/2$, mas se estiver localizado em um outro ponto diferente dos mencionados acima, sua área será dA .

Os resultados finais das calibrações da fonte contínua em função do parâmetro w , e os valores correspondentes para o pulso Gaussiano senoidal, são resumidos na Tabela B.1. Pode ser observado que os valores da potência total são aproximadamente constantes embora o tamanho de lados da caixa imaginária varie de $11 \times 11 = 121$ pontos de malha a $31 \times 31 = 961$ pontos de malha. Então conclui-se que o uso de uma caixa imaginária é uma solução viável ao problema de calibrar as fontes.

O valor absoluto correspondente da amplitude usada no modelo CGHO-FDTD para gerar uma potência emitida de 20 dBm, é incluído na última linha. Estes dois valores são ligeiramente diferentes, e isto pode ser explicado pelo fato que o comportamento senoidal

do pulso Gaussiano senoidal faz com que o valor total do pulso chegue a ser zero quando o pulso Gaussiano em si alcançar seu valor máximo. Por isso o valor da amplitude tem que ser aumentado de forma que os dois picos máximos simétricos do pulso (veja Figura 3.8) alcancem um valor ligeiramente mais alto.

B.2 Verificação da Potência Emitida

Depois da calibração da fonte, simulações de propagação em espaço livre têm que ser efetuadas no modelo CGHO-FDTD para verificar se ela se comporta de acordo com uma solução analítica da forma da equação de Friis, eq.(B.3). Esta verificação também nos permitirá determinar o ganho do transmissor, G_T , do algoritmo CGHO-FDTD. Considerando que a fonte está emitindo a energia de um único ponto da malha, é esperado que o ganho seja semelhante ao ganho de um dipolo Hertziano (um dipolo infinitésimo), isto é, $G_T \approx 1,5$ vezes ($\Leftrightarrow 1,76$ dB).

A equação de Friis é usada para calcular a distribuição da potência caso o campo eletromagnético esteja se propagando em um espaço livre tridimensional, ou seja, não há nada que obstrua o caminho dele. O ponto de partida para a derivação da equação de Friis é que toda a energia saindo do transmissor é espalhada uniformemente no espaço (= uma antena isotrópica). Desta maneira a densidade de fluxo de potência simplesmente pode ser calculada pela divisão da potência emitida, P_T , com a área de uma esfera circundante

$$\Phi_R = \frac{P_T}{4\pi R^2} \quad (\text{B.1})$$

onde R é a distância da fonte ao ponto de interesse. O valor da potência da uma receptora, P_R , é então encontrado pela multiplicação da eq.(B.1) com a expressão para a área efetiva de uma antena isotrópica, eq.(5.2), o que resulta na seguinte expressão para a potência recebida:

$$P_R = \frac{P_T}{(4\pi R/\lambda)^2} = \frac{P_T}{L_P} \quad (\text{B.2})$$

onde L_P é chamado a perda de caminho de espaço livre. Observe-se que a perda de caminho está dependendo de ambos: a distância, R , e o comprimento da onda do sinal, λ . Porém, antenas reais não são isotrópicas, elas são projetadas para ter algumas preferências da direção pelas qual elas enviam mais energia e conseqüentemente podem cobrir uma área maior. Isto se refere ao ganho da antena, G . Ambos o transmissor e o receptor podem ter

ganho, e se estes ganhos forem incluídos em eq.(B.2) nós chegaremos à equação de Friis:

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R}{L_P}. \quad (\text{B.3})$$

Ou expressa como uma relação de decibel:

$$P_R(\text{dBm}) = P_T(\text{dBm}) + G_T(\text{dB}) + G_R(\text{dB}) - L_P(\text{dB}). \quad (\text{B.4})$$

Na seção prévia, a fonte foi calibrada para transmitir 100 mW. A fim de que verificasse que as simulações de FDTD realmente gerariam os mesmos resultados como previsto pela equação de Friis, alguns testes complementares foram executados. Para este caso foi organizado um domínio de espaço livre com o seguinte tamanho: 10,0 m $\times$ 3,0 m $\times$ 3,0 m. O transmissor ficava situado a $(x, y, z) = (1,0, 1,5, 1,5)$, assim permitindo a onda eletromagnética viajasse 9 metros na direção x antes de ser absorvida pelo contorno absorvente. O resultado desta simulação pode ser visto na Figura B.1.

Figura B.1: Seção da distribuição de potência calculada ao longo do eixo x. As equações de Friis com e sem ganho igual a 1,5 são incluídas para comparação.

A curva para baixo representa os valores teóricos previstos pela equação de Friis sem qualquer ganho nem para o transmissor, nem para o receptor. Desde que o modelo CGHO-FDTD calcula os valores da potência recebidas pela aplicação de uma antena isotrópica, $G_R = 1,0$ deveria ser usado na eq.(B.3). Porém, o sinal transmitido na simulação de FDTD é aplicado ao campo E_z , portanto é esperado que este tipo de emissão mostre algum tipo de comportamento de antena de dipolo. Teoricamente, o ganho de uma antena de dipolo difere em função da altura da antena. Uma antena de dipolo de meia-onda tem um ganho de 1,64 vezes e uma antena de dipolo Hertziano, até menor em tamanho, tem um ganho

de 1,50 vezes. Conseqüentemente, com a inclusão de $G_T = 1,5$ em eq.(B.3) a distribuição de potência prevista de acordo com a equação de Friis é vista na figura, e corresponde exatamente à distribuição de potência obtida da simulação de FDTD.

Um teste final foi executado para verificar que o sinal transmitido se comportou como um dipolo Hertziano. De acordo com a teoria (YOUNG, 1992), a uma distância da fonte maior do que alguns comprimentos de onda, as magnitudes dos campos elétricos e magnéticos são distribuídas do seguinte modo:

$$E \propto \frac{\sin\theta}{r} \quad (\text{B.5a})$$

$$H \propto \frac{\sin\theta}{r} \quad (\text{B.5b})$$

em que r é a distância da fonte e θ é o ângulo de elevação acertado para ser zero na direção da fonte aplicada, por exemplo $\theta = 0$ ao longo da direção z se a fonte for aplicada ao campo E_z . Isto significa que a distribuição de potência não só é uma função da distância da fonte mas também uma função da elevação:

$$P \propto \frac{\sin^2\theta}{r^2} \quad (\text{B.6})$$

Este comportamento esperado foi confirmado na Figura B.2 comparando valores da potência das simulações de FDTD em uma direção que correspondeu à $\vec{n} = (2, 0, 1)$ (equivalente a $\theta = \arctan(2/1) = 63,4^\circ$) aos valores teóricos da equação de Friis multiplicada com o seguinte fator: $\sin^2\theta = 0,8$.

Figura B.2: Seção da distribuição da potência calculada ao longo da direção $\theta = 63,4^\circ$. A equação de Friis com e sem ganho igual a 1,5 vezes são incluídas para comparação.

APÊNDICE C – O FILTRO SUAVIZANTE

Como foi descrito anteriormente na seção 3.4, a fonte que gera o campo eletromagnético é um pulso Gaussiano senoidal composto de vários máximos e mínimos. Como uma consequência disto, algo tipo de filtro suavizante tem que ser aplicado ao conjunto de dados que representa a onda eletromagnética, antes do algoritmo de cubos marchantes poder ser requisitado. Não há nenhum filtro satisfatório disponível em VTK para esta tarefa, então um novo filtro suavizante teve que ser desenvolvido para este projeto de pesquisa.

C.1 Efeito Geral do Filtro

Para obter uma visualização melhor da densidade de potência calculada que representa a onda que está se propagando, um filtro suavizante que se aproxima a um envelope médio da potência do pulso pode ser incluído como um passo de pós-processamento depois do algoritmo CGHO-FDTD que gera todos os valores de campo eletromagnéticos. Este filtro suavizante pode ser visto como um algoritmo de média móvel que basicamente atravessa todos os pontos no volume, e para todos os pontos de malha executa o seguinte cálculo: use os valores da potência dos seis mais próximos vizinhos em todas as três direções da malha cartesiana, acrescente estes valores a três vezes o valor do ponto de malha atual, e finalmente divida o resultado total da soma por nove. Este processo de média móvel é então repetido até os máximos e mínimos senoidais serem suavizados.

Para verificar o efeito deste filtro suavizante, uma seção dos valores absolutos calculados do vetor de Poynting foi extraída ao longo da direção x de um domínio simulado, Figura C.1. O primeiro gráfico, P_{sm0} , representa os dados não processados e os outros três gráficos demonstram o efeito de aplicar o processo de média móvel três, seis e dez vezes. O efeito deste filtro suavizante é mostrado claramente desde que os mínimos e os máximos sejam basicamente cancelados depois de dez repetições sucessivas.

Figura C.1: O efeito de aplicar o processo de média móvel repetidamente aos valores de potência calculados, antes de exportá-los ao pipeline de visualização.

Também pode ser visto que são calculados os valores médios do pulso e a média alcança um valor final que é igual a metade do valor do pico máximo dos dados não processados, que está de acordo com a teoria.

Uma consequência da utilização do filtro suavizante, é que introduz alguma ampliação do pulso final devido ao procedimento de média móvel. Um valor desta ampliação pode ser calculado pela normalização dos valores dos pulsos em Figura C.1 e depois calcular o valor logarítmico destes gráficos. Desta maneira a ampliação do pulso pode ser estimado visualmente para ser não mais que dois pontos de malha para valores 40-60 dB abaixo do valor máximo. É desejável que também possa mostrar estes valores menores com precisão e localização boa. Então com o resultado da ampliação acima (< 2 pontos de malha) é concluído que visualizações com pouca influência do filtro suavizante pode ser obtidos para valores do pulso eletromagnético dentro de um intervalo igual ou maior que 30 dB, ou seja, iso-valores que variam de $0,001 \cdot MAX$ para $1,0 \cdot MAX$ ($\Leftrightarrow 30$ dB) onde MAX é o valor máximo da densidade de potência no volume naquele certo momento de tempo.

Assim, com a utilização do filtro suavizante, o pulso final que será visualizado, terá um valor da amplitude quase metade do máximo dos dados não processados e além disto haverá um aparecimento ligeiramente mais amplo.

O efeito de usar o filtro suavizante antes e depois de aplicar o algoritmo de cubos marchantes pode ser visto na Figura C.2. As iso-superfícies visualizadas representam um

instantâneo de um pulso que está se propagando para a direita em um espaço livre. As cores diferentes representam a distribuição da intensidade de potência dentro do pulso. O instantâneo à esquerda mostra o conjunto de dados volumétrico não filtrado e o à direita mostra o mesmo conjunto de dados depois de ter aplicado o processo de média móvel dez vezes. No instantâneo à esquerda, pode ser observado que o algoritmo de cubos marchantes cria iso-superfícies ao redor de todos os máximos no pulso que claramente complica a aparência da onda eletromagnética. Uma representação muito melhor é obtida no instantâneo à direita.

Figura C.2: Os dados não filtrados (à esq.), aplicação dez vezes do processo de média móvel (à dir.).

Para o algoritmo de cubos marchantes, valores mínimos e máximos para as iso-superfícies têm que ser escolhidos cuidadosamente, como também o número de iso-superfícies a ser mostrado. O número de iso-superfícies em Figura C.2 foi fixado em quatro. Porém, o número de valores escalares acima do iso-valor mais alto é tão pouco que a quarta iso-superfície é pequena demais para ser vista.

Em cada instantâneo na figura há uma barra de cor incluída que é relacionado à densidade de potência do vetor de Poynting. Os valores classificados de barras de cor mostram que o procedimento de média móvel no filtro suavizante diminui o valor de máximo em aproximadamente 50% do valor original, como é esperado. O alargamento ligeiro do pulso, que previamente foi discutido, não pode ser observado facilmente.

Finalmente, deve ser enfatizado que são apenas os dados ao pipeline de visualização que é exportado ao filtro suavizante. Os cálculos dos valores de campo eletromagnéticos dentro do esquema de CGHO-FDTD nunca são afetados pelo filtro suavizante, assim nenhum erro é introduzido nos cálculos originais.

Tabela C.1: Avaliação do desempenho do filtro

q	Tempo do filtro (s)	Tempo de passo médio (s)	Repetições.
1	0,68	0,69	8
2	0,08	0,67	6
3	0,02	0,68	6

Avaliação e comparação do filtro suavizante usando três conjuntos de dados de tamanhos diferentes.

C.2 Otimização do Filtro

Com a intenção de acelerar o processo de média móvel do filtro suavizante, como também o processo de visualização subsequente, alguns testes foram feitos para avaliar o resultado de extrair menos valores de potência das simulações de FDTD. Por exemplo, só usando o valor absoluto do vetor de Poynting a cada dois pontos de malha nas direções x , y e z , a quantia de dados volumétricos diminuiria $2^3 = 8$ vezes.

Um conjunto de dados reduzido pode ser beneficiário por várias razões. Um exemplo é que menos memória é requerida para um conjunto de dados menores. Também, com menos pontos de dados, o filtro suavizante será muito mais rápido, desde que o processo de média móvel seja feito repetidamente dentro do filtro. Outro efeito é que com o uso de menos pontos de dados, também haverá menos valores entre os picos no pulso de Gaussiano senoidal. Isto tem como uma consequência que os máximos e mínimos podem ser removidos aplicando o processo de média móvel menos vezes.

Tabela C.1 resume as durações computacionais para três conjuntos de dados diferentes. O parâmetro q representa a taxa de redução de pontos de malha ao longo das três direções cartesianas. Por exemplo, $q = 1$ é equivalente ao caso original na Figura C.2, e $q = 2$ significa que somente cada segundo ponto de malha em todas as três direções são usados. O tempo de filtro representa o tempo total da CPU para repetir o processo de média móvel dez vezes. O tempo de passo médio significa o tempo da CPU para completar um ciclo de atualização de todos os valores de campo elétricos e magnéticos dentro do algoritmo de CGHO-FDTD, ou seja, avançar o pulso um passo do tempo, Δt . A coluna final na tabela contém uma estimativa subjetiva de quantas repetições de média móvel que são necessárias para deletar os máximos e mínimos dentro do pulso. Como esperado, o tempo da CPU do filtro é proporcional com o número de pontos no conjunto de dados, por exemplo, com $q = 1$, o conjunto de dados volumétrico é $2^3 = 8$ vezes maior do que com o uso de $q = 2$. Também pode ser observado que o processo suavizante para o

caso $q = 1$ consome um tempo da CPU igual a uma iteração dos cálculos dos campos eletromagnéticos. Isto realmente afetará o tempo total da CPU se o filtro suavizante tiver que ser usado freqüentemente durante uma simulação. Da última coluna da tabela é concluído que são requeridos menos ciclos de média móvel se há menos pontos entre os picos no conjunto de dados volumétrico. Resumindo os resultados na Tabela C.1 é visto que usando um valor de $q > 1$ seria vantajoso, especialmente se o resultado final fosse uma animação que requisesse um múltiplo de instantâneos e assim um uso contínuo do filtro suavizante.

Porém, há uma desvantagem desta otimização do filtro suavizante. Anteriormente foi visto que o processo de média móvel apresentou uma ampliação ao pulso. Desde que os filtros diferentes na tabela usem uma distância cada vez maior entre os pontos nos conjuntos de dados, é esperado que se veja que o alargamento do pulso escala proporcionalmente ao valor q . Medidas foram feitas que confirmaram isto, por exemplo com $q = 2$, o pulso se tornou quatro pontos de malha mais largo, um resultado que pode ser comparado com dois pontos de malha mencionado anteriormente para o caso $q = 1$. Com $q = 3$ o pulso final era 6-7 pontos mais largo. Assim, pode se concluir que utilizando $q = 3$ provavelmente introduzirá uma discrepância muito grande da forma de pulso original.

Uma comparação visual foi finalmente feita para avaliar o resultado da otimização do filtro, Figura C.3. A figura à esquerda mostra o resultado final para um pulso propagando com o filtro suavizante definido em $q = 1$ e oito repetições de média móvel. Os valores correspondentes para a figura à direita eram $q = 2$ e seis repetições.

Figura C.3: Uma comparação visual entre a utilização de $q = 1$ (à esq.) e $q = 2$ (à dir) no filtro suavizante.

Visualiza-se que as duas figuras são razoavelmente semelhantes. Um alargamento ligei-

ramente maior do pulso é sugerido na figura à direita. Porém, a duração do tempo de filtro muito menor em combinação com um processo de renderização mais rápido são duas razões efetivas para escolher um filtro suavizante que usa $q = 2$.

APÊNDICE D – PROPRIEDADES DE MATERIAIS USADOS EM REDES SEM FIO

É importante fornecer um modelo do tipo FDTD com parâmetros corretos dos materiais utilizados no fim de que obtenha resultados exatos e realísticos, por exemplo para o caso de ondas eletromagnéticas que se propagam em um ambiente composto de vários materiais. Para este trabalho, o interesse principal é determinar e usar os parâmetros corretos para materiais típicos de um edifício, como por exemplo concreto, madeira, vidro e tijolo baiano.

Este apêndice dá uma explicação breve ao parâmetro chamado permissividade e resume alguns parâmetros de materiais achados na pesquisa bibliográfica da literatura.

D.1 Permissividade

A permissividade, ϵ , é específico a um material e descreve como o material é influenciado por um campo elétrico externo aplicado. Este impacto particular é relacionado ao material em si e há uma diferença grande entre por exemplo materiais dielétricos e metais (HECHT, 1987). Para o caso de materiais dielétricos, as frequências de ressonância dos elétrons encadernados nos átomos ou moléculas decidem principalmente as características do material. Por outro lado, para metais, o número grande de elétrons livres oscila 180° fora de fase do campo aplicado que resulta em uma reflexão da maior parte do campo.

Além disto, a permissividade não é um constante, mas uma função da frequência do campo eletromagnético aplicado, ou seja, $\epsilon = \epsilon(\omega)$.

Para poder descrever o efeito de absorção dentro de um material, a permissividade pode ser reescrita da maneira complexa seguinte, com uma parte real e uma parte imaginária em que a parte imaginária é a responsável pela absorção:

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''.$$
(D.1)

A parte imaginária em eq.(D.1) pode ser desenvolvida em duas partes conforme (RAMO; WHINNERY; DUZER, 1993), e portanto a permissividade complexa pode ser formulada como:

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' - j\frac{\sigma}{\omega} \quad (\text{D.2})$$

onde ϵ'' é a absorção por causa os elétrons encadernados e σ é a condutividade, que em si é relatada aos elétrons livres no material. Em um material dielétrico há normalmente poucos elétrons livres e então σ é assumido ser quase zero, e assim $\epsilon'' = \epsilon''_b$ é uma aproximação boa da parte imaginária. Para um metal, domina o efeito dos elétrons livres, é assim $\epsilon'' = \sigma/\omega$ pode ser utilizado como a parte imaginária da permissividade.

Os materiais usados neste projeto são nem dielétricos, nem metais. Em (RAMO; WHINNERY; DUZER, 1993) é mostrado que para o caso de frequências do tipo microondas e milímetro-ondas, e sob a condição que os materiais têm condutividade pouca ou moderada ($\sigma \leq 1 \text{ S/m}$), a expressão para a permissividade relativa complexa pode ser escrita como:

$$\epsilon_r^* = \frac{\epsilon'}{\epsilon_0} - j\frac{\sigma}{\epsilon_0\omega} = \epsilon_r - j\frac{\sigma}{\epsilon_0\omega} \quad (\text{D.3})$$

onde ϵ_r é a permissividade relativa ($\epsilon_r = 1,0$ para vácuo), e $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$ é a permissividade do vácuo. Este é um resultado importante, desde a literatura na área de propriedades de materiais usadas para simular redes sem fio, muitas vezes refere à parte imaginária da permissividade em vez da condutividade. A razão para isto é que aquela referência é mais geral desde que dado um valor da permissividade imaginária, a condutividade possa ser calculada para qualquer frequência específica pela relação seguinte:

$$\sigma = \epsilon''\epsilon_0\omega = \epsilon''\epsilon_02\pi f. \quad (\text{D.4})$$

Neste projeto, o objetivo principal é simular redes sem fio com uma frequência de portadora igual à: $f = 2,4 \text{ GHz}$. Assim a expressão na eq.(D.4) pode ser reescrito como:

$$\sigma \approx 0,134\epsilon''. \quad (\text{D.5})$$

Esta expressão será usada na seção seguinte para que possa calcular as condutividades da informação sobre a parte imaginária da permissividade achada na literatura.

Tabela D.1: Propriedades de materiais 1

Material	f (GHz)	ϵ_r	ϵ''	σ (S/m)
Vidro	1,0	6,0	0,05	$6,7 \cdot 10^{-3}$
Concreto reforçado	1,8	5,0	0,4	0,054
Concreto	1,8	3,5	0,9	0,12
Tijolo	1,8	4,0	0,4	0,054
Madeira	1,0	2,5	0,03	$4,0 \cdot 10^{-3}$
Reboco	1,8	2,5	0,3	0,040
Plástico	1,0	4,0	0,4	0,054

Propriedades de materiais utilizadas num software comercial (RADIOPLAN, 1997-2005).

D.2 As Propriedades de Materiais Utilizadas

Para este projeto foram achadas na pesquisa bibliográfica três fontes que proveram informação pertinente. A primeira fonte de informação é a versão estudantil livre do software comercialmente disponível chamada *Radiowave Propagation Simulator* (RPS) da companhia Radioplan (RADIOPLAN, 1997-2005). Este software contém um banco de dados composto de muitos materiais típicos usados na construção de prédios, junto com os parâmetros destes materiais para algumas das frequências típicas usadas em redes sem fio (por exemplo 1,8 GHz). Tabela D.1 resume alguns dados úteis achados neste banco de dados. A segunda coluna na tabela mostra para qual frequência o valor da permissividade relativa, ϵ_r , é válido. Também pode ser visto que este banco de dados provê a parte imaginária da permissividade, ϵ'' , assim eq.(D.5) tem que ser usada para calcular o valor correspondente da condutividade à $f = 2,4$ GHz (última coluna).

A segunda fonte de informação é um artigo que descreve como FDTD pode ser usado para simular a maneira em que a intensidade de um campo de uma onda plana é afetada por uma parede (BAHILLO et al., 2007). Podem ser vistos alguns parâmetros de materiais interessantes deste artigo em Tabela D.2. Os valores para as condutividades eram diretamente dados neste artigo. Porém, o valor da condutividade para tijolo parece muito alto e depois de ter lido o artigo mais rigoroso, é visto que os valores correspondentes para $f = 100$ MHz e $f = 900$ MHz são respectivamente $\sigma = 0,02$ S/m e $\sigma = 0,022$ S/m. Então é possível pensar que o valor da condutividade à $f = 1,8$ GHz deveria ser $\sigma = 0,03$ S/m ao invés de $\sigma = 0,3$ S/m.

Tabela D.2: Propriedades de materiais 2

Material	f (GHz)	ϵ_r	σ (S/m)
Concreto	1,8	4,1	0,13
Tijolo	1,8	5,0	0,3
Madeira	1,8	2,3	$7,0 \cdot 10^{-3}$

Propriedades de materiais duma simulação de FDTD (BAHILLO et al., 2007).

Tabela D.3: Propriedades de materiais 3

Material	f (GHz)	ϵ_r	ϵ''	σ (S/m)
Vidro	“microondas”	4–9	0,035	$4,7 \cdot 10^{-3}$
Concreto 1	3–24	5–7	0,1–0,7	0,013–0,094
Concreto 2	3–24	2–2,5	0,12–0,5	0,016–0,067
Tijolo	1,7	4,6	–	0,017
Tijolo	3	3,7	0,12	0,016
Madeira	0,1–10	1,2–4,5	0,007–0,06	$9,4 \cdot 10^{-4}$ – $8,0 \cdot 10^{-3}$

Propriedades de materiais de uma revisão de vários artigos científicos (STAVROU; SAUNDERS, 2003).

A terceira e última fonte de informação vêm de uma revisão de vários artigos que foram escritos na área de materiais de construção usadas nas simulações de propagação de ondas de rádio (STAVROU; SAUNDERS, 2003). É resumida um pouco da informação daquele artigo relacionada a este projeto de pesquisa em Tabela D.3. Aqui, novamente, todos os valores para as condutividades exceto um, tiveram que ser calculados dos valores imaginários da permissividades providos no artigo. Note que há dois valores para concreto e a diferença entre deles é que Concreto 1 deveria ser igual a concreto normal, mas Concreto 2 tem algo tipo de pó de alumínio acrescentado à massa.

Deveria ser notado que em (STAVROU; SAUNDERS, 2003) era especialmente acentuado que os valores das condutividades para madeira e concreto podem variar amplamente devido ao conteúdo de água dentro dos materiais.

Um material que é comum na criação de prédios no Brasil é o tijolo baiano. O tijolo baiano em geral é visto a ter isolamento térmico e acústico superior aos blocos de concreto, e ao mesmo tempo é um material relativamente barato. Existem vários tipos e dimensões, e alguns deles podem ser vistos na Figura D.1.

Figura D.1: Alguns tipos de tijolo baiano.

Tabela D.4: Propriedades de materiais à $f = 2,4$ GHz

Material	ϵ_r	σ (S/m)
Vidro	6,0	0,01
Concreto	4,0	0,07–0,13
Tijolo	4,0	0,03
Tijolo Baiano	4,0	0,008
Madeira	2,0	0,01
Reboco	2,5	0,04
Plástico	4,0	0,05

Valores estimados das propriedades de materiais
ao ser utilizados para as simulações de FDTD.

Poderia ser achada nenhuma informação sobre a permissividade ou condutividade na literatura, por isso uma estimativa de seus parâmetros baseada da informação em Tabelas D.1–D.3 foi feita. Primeiro pode ser visto que tijolo baiano é um material cerâmico e então sua permissividade relativo, ϵ_r , deveria ser comparável aos valores de tijolo. Por esta razão o valor de permissividade relativo é acertado a ser: $\epsilon_r = 4,0$. Além disto, o tijolo baiano contém muitas cavidades, assim é esperado que absorva menos energia do que um pedaço sólido de tijolo. Da figura é estimado que o tijolo baiano é composto de 25% cerâmica e o resto é oco. Por conseguinte o valor médio da condutividade é acertado para ser 25% do valor médio para tijolo visto nas três tabelas anteriores: $\sigma = 0,25 \cdot 0,033 \approx 0,008$ S/m.

Como um passo final neste apêndice, foi montada uma tabela geral dos parâmetros de materiais pretendidos a ser utilizados nas simulações de FDTD neste projeto, Tabela D.4.

A base para esta tabela era a informação colocada nas Tabelas D.1–D.3, junto com uma es-

timativa subjetiva dos valores à frequência desejada: $f = 2,4$ GHz. A estimativa subjetiva era guiada pela teoria descrita em (HECHT, 1987), em que é mostrado que a permissividade relativo, ϵ_r , tipicamente diminui se a frequência está aumentada. Para o valor da condutividade, σ , esta relação é o oposto.

Nesta tabela foi colocado um intervalo para a condutividade de concreto. A razão para isto é que a atenuação no concreto é o parâmetro que mais afeta a cobertura dentro de um prédio (com paredes feitas de concreto). Por isso, é recomendável que tenha a possibilidade de escolher este parâmetro livremente de acordo com o tipo de concreto utilizado especificamente no cenário a ser simulado. A Figura D.2 mostra a atenuação em uma parede de concreto em função da condutividade, σ .

Figura D.2: Atenuação em função da condutividade.

O modelo FDTD de alta ordem e malha grosseira (CGHO-FDTD) desenvolvido neste trabalho foi utilizado para fazer as simulações. A permissividade relativa foi fixo, $\epsilon_r = 4,0$, e conseqüentemente a atenuação medida (dB) em uma parede de espessura de 200 mm é a combinação da absorção (devido a σ) e da reflexão (devido a ϵ_r). Então esta última figura enfatiza a grande influência da escolha do valor da condutividade.

APÊNDICE E – PARALELIZAÇÃO DO ALGORITMO CGHO-FDTD

O algoritmo geral de Diferenças-Finitas no Domínio do Tempo (FDTD) é muito adequado para ser paralelizado. A razão para isto é que todos os campos de um certo tipo são atualizados num instante, e subseqüentemente os campos de outro tipo são atualizados. Isto significa que os campos elétricos e magnéticos podem ser distribuídos em vários computadores, cada um cuidando um certo sub-volume, e apenas os campos elétricos e magnéticos que ficam nas superfícies entre os sub-volumes têm que ser trocados entre eles. Os objetivos de paralelizar algoritmos do tipo FDTD, são ter acesso a mais memória (RAM) e mais processadores (CPUs), para que possa simular cenários maiores e/ou obter simulações mais rápidas. A idéia de paralelizar o algoritmo FDTD não é nova (MEHMET et al., 2004), (RODRIGUEZ; MIYAZAKI; GOTO, 2006), (GUIFFAUT; MAHDJOUBI, 2001) e o uso de paralelismo para o modelo de FDTD de alta ordem e malha grosseira (CGHO-FDTD) será implementado neste trabalho usando formas básicas do “Message Passing Interface” (MPI), e sua implementação específica chamada “Local Area Multicomputer MPI” (LAM/MPI) desenvolvida pela Universidade de Indiana (INDIANA, 2008).

E.1 A CAVERNA Digital

A máquina a ser usada na CAVERNA Digital é o aglomerado de computadores chamado OCTOPUS, que é composto de oito computadores. Cada um dos computadores tem dois processadores do tipo AMD Dual-Core Opteron 275, que em si tem dois núcleos (*dual core*) da velocidade 2,2 GHz, ou seja, o número total de núcleos no aglomerado é 32. A memória total disponível soma 64 GB, dividida em 8 GB em cada computador. Os computadores são conectados através de uma rede Ethernet de 1 Gbps.

E.2 A Estrutura do Código em Geral

Uma versão muito geral do código do algoritmo CGHO-FDTD pode ser escrito na forma seguinte:

```
for step in range (nsteps):  
    UpdateE ()  
    UpdateH ()
```

onde `UpdateE ()` é uma função que atualizará os dados de campos elétricos, E , e na mesma forma, `UpdateH ()` atualizará os dados de campos magnéticos, H .

Na versão paralela tem que incluir alguma forma de comunicação entre os nós no aglomerado (LAM/MPI). Então com um base da estrutura acima, se torna óbvio que a comunicação deve ocorrer depois de cada uma das duas funções. Então, por exemplo, a função de `UpdateE ()` pode ser elaborada como:

```
def UpdateE ():  
    CalcE ()  
    CommLeft ()  
    CommRight ()
```

onde `CalcE ()` é a função que cuida a atualização dos campos elétricos, e `CommLeft ()` e `CommRight ()` são as funções responsáveis pela comunicação. A razão para ter duas funções é evitar o chamado *deadlock*, que significa que dois nós tentam enviar mensagens entre si ao mesmo tempo. Então a idéia neste trabalho é controlar a comunicação entre os computadores no aglomerado, e esforçar que nós, no primeiro passo, mandam mensagens para vizinhos com um número (identificação) menor, `CommLeft ()`. Então um nó apenas recebe mensagens de nós com um número maior, um procedimento que garante comunicação sem *deadlocks*. Depois disso o caso é o contrário, `CommRight ()`, ou seja, os nós mandam mensagens para os seus vizinhos com uma identificação maior.

As duas funções que cuidam a comunicação, `CommLeft ()` e `CommRight ()`, são compostas de várias tarefas. Antes de comunicar os estados dos campos entre os nós no aglomerado, é preciso que determine quais campos serão mandados. Então além de mandar uma fatia de campos elétricos ou magnéticos situados numa superfície entre os sub-volumes, a informação sobre o tamanho da fatia tem que ser mandada numa outra mensagem. Portanto, o pseudo-código para `CommLeft ()` terá um formato como:

```

def CommLeft ():
    # mandar dados para vizinhos com um número menor
    for ind in Vleft (n):
        p = BldPrism (ind)
        PutPrism (ind, p)
        PutData (ind, p)

    # receber dados de vizinhos com um número maior
    for ind in Vright (n):
        p = GetPrism (ind)
        GetData (ind, p)

```

onde `Vleft ()` contém a informação sobre quais são os vizinhos com um número menor, e `Vright ()` é composto de um conjunto de vizinhos com um número maior. A função `GetPrism ()` faz com que o nó atual (`myid`) receba a estrutura dos dados a ser enviados para `myid`. Com esta informação memória suficiente pode ser alocada para armazenar os campos elétricos (ou magnéticos). Depois disso os dados são recebidos e localizados nas posições corretas (`GetData ()`).

O procedimento de mandar dados é semelhante. A função `BldPrism ()` cria a estrutura a ser enviada, `PutPrism ()` manda esta estrutura, e finalmente `PutData ()` envia a informação contida dentro a(s) fatia(s) de dados descrita pela `BldPrism ()`.

E.3 A Notação em Geral

Em uma aplicação em geral utilizando a ferramenta do MPI, existem N nós em um aglomerado, eles são enumerados de 0 a $N - 1$, onde o valor do N é determinado pelo comando `MPI_Comm_size (MPI_COMM_WORLD, &size)`. Um certo nó é identificado pelo comando: `MPI_Comm_rank (MPI_COMM_WORLD, &myid)` e o valor do `myid` sempre fica no intervalo de 0 a $N - 1$.

O aglomerado OCTOPUS, na CAVERNA Digital, contém oito computadores, por isso uma aplicação óbvia para este projeto é dividir o cenário real a ser simulado em oito pedaços, isto é, dividir o volume original em oito sub-volumes. É convém que relacione os sub-volumes para a numeração binária indicada em Figura E.1. Esta numeração binária será representada pela expressão $(b_2(n) \ b_1(n) \ b_0(n))$, no fim de que indique a sequência de bits que pertence o nó n .

Figura E.1: Numeração do hipercubo utilizado composto de $2^3 = 8$ nós.

A razão para escolher este tipo de configuração é que fica mais fácil achar os vizinhos com que cada nó deve trocar informação. Lembrando que cada nó mandará mensagens para vizinhos com que ele tem uma superfície em comum, fica claro que estes vizinhos são justamente eles que têm um bit único diferente na representação do nó (`myid`) em código binário. Este pode ser formulado em uma outra maneira: cada nó trocará informação com nós que têm dois dígitos binários igual (valor e posição), ou seja, utilizando a operação lógica “Exclusive or” (XOR). A Figura E.2 mostra os oito nós da Figura E.1 em uma representação bidimensional. A parte à esquerda representa a metade inferior do volume, e a parte à direita é relacionada à metade superior.

Figura E.2: Divisão de volume em sub-volumes.

É visto na figura que torna-se mais fácil a relacionar a troca de mensagens com estas duas maneiras de enumerar os nós na mesma figura. Por exemplo, o sub-volume $n = 1$ mandará informação para os sub-volumes 0, 3 e 5. No caso $n = 1$ e $m = 0$ a direção física da troca de mensagem é ao longo a direção z , por isso com esta forma de enumerar os nós, o código binário também poderia indicar em qual direção física será feita a troca de mensagem, se os eixos cartesianos fossem relacionados ao código binário na forma seguinte: $(b_2(n) \ b_1(n) \ b_0(n)) = (x, y, z)$. Conseqüentemente para nosso exemplo, o bit b_0 que é o bit que se diferencia, determina que a direção física da troca de mensagens é ao longo da direção z . Esta informação é muito útil desde que ajude a escolher quais tipos de campos serão mandados nas mensagens, por exemplo, na direção x somente campos do tipo U_y e U_z serão substituídos nas iso-superfícies dos sub-volumes, onde U pode ser ou E , ou H .

E.4 O Tamanho e o Tipo das Mensagens

A informação a ser enviada nas mensagens de LAM/MPI contém os recém-calculados campos elétricos ou campos magnéticos. As mensagens são necessárias para que atualizem os componentes dos campos que são localizados ao longo das linhas pingadas na Figura E.3. Estas linhas indicam as divisas entre os sub-volumes, e sempre ficam localizadas no meio, ou seja, entre os pontos de malha que correspondem a $\frac{n_w}{2} - 1$ e $\frac{n_w}{2}$, onde w pode ser x , y , ou z .

O procedimento para atualizar o campo de E_z é marcado pela cruz ao longo da linha pingada vertical. O esquema de FDTD de alta ordem e malha grosseira (CGHO-FDTD) utiliza um operador de diferenças finitas de quatro pontos, e por isso quatro campos magnéticos (H_y) na direção x , e mais quatro valores (H_x) na direção y são precisos para calcular E_z . Na Figura E.3 é observado a necessidade de fornecer o esquema de atualização com informação sobre os dois valores do campo H_x que são localizados no sub-volume à esquerda (direção y negativa). Também, numa maneira semelhante na mesma divisa, é preciso prover a informação sobre os dois valores do campo H_z , no fim de que atualize os campos E_x . Finalmente, nenhuma informação tem que ser mandada para calcular os campos E_y . A razão para isto é que E_y utiliza os valores H_x na direção z e os valores de H_z na direção x , e todos estes valores já são localizados neste mesmo sub-volume. Então pode ser concluído que no fim de que atualize os campos E_x , E_y , e E_z no sub-volume à direita, duas mensagens de MPI que contém informação sobre os campos magnéticos têm que ser mandadas, onde cada mensagem tem o tamanho igual a $2 \cdot \frac{n_x}{2} \cdot \frac{n_z}{2}$.

Figura E.3: A malha de FDTD de alta ordem.

Porém, deveria ser observado que para o caso de atualizar os campos magnéticos no mesmo sub-volume, somente um valor do campo elétrico tem que ser mandado, ou seja, o tamanho destas mensagens de LAM/MPI são iguais a $1 \cdot \frac{n_x}{2} \cdot \frac{n_z}{2}$. Um exemplo geral que mostra a maneira de calcular o campo H_z é marcado com a semi-cruz para baixo à esquerda na Figura E.3.

O oposto ocorre para a troca de informação na outra direção, ou seja, da direita à esquerda na Figura E.3. Para este caso pode ser visto que uma mensagem com dois valores de E_z é necessária no fim de que calcule o valor certo de H_x , isto é, duas mensagens de LAM/MPI com valores de campos elétricos têm que ser mandados para atualizar os campos de H_x , H_y , e H_z , cada um com o tamanho de $2 \cdot \frac{n_x}{2} \cdot \frac{n_z}{2}$. Porém, apenas mensagens do tamanho igual a $1 \cdot \frac{n_x}{2} \cdot \frac{n_z}{2}$ são precisas para calcular os campos elétricos.

Para uma implementação correta de LAM/MPI foi mostrado que é de grande importância saber em qual direção física (positiva ou negativa) será a troca de mensagens, desde que isto indique o tamanho das mensagens e o tipo de campos a serem enviados.

E.5 Alocação Eficiente da Memória

Há um grande problema com a implementação dos sub-volumes utilizando os índices que indicam a localização dos pontos na malha, como foi feito na seção E.4, por exemplo a parte para cima à direita da Figura E.3 apenas usará índices na direção y de $n_y/2$ a $n_y - 1$. Como uma consequência disto, é preciso alocar memória de 0 para $n_y - 1$ neste processo, mesmo que os índices menor do que $n_y/2$ nunca sejam usados. Este significa uma grande desperdício da memória de computador, e limitará o tamanho máximo dos cenários a serem simulados.

Uma maneira mais eficiente de alocar os índices, é utilizar índices no intervalo de 0 a $n_w - 1$ ($w = x, y$ ou z) em todos os sub-volumes. Figura E.4 mostra esta idéia para o caso $\text{myid} = 0$ e $\text{myid} = 2$. Esta figura é muito similar à Figura E.3, mas os sub-volumes têm sido separados para enfatizar a idéia geral e para mostrar os pontos de malha auxiliares que armazenam a informação que chega das mensagens de LAM/MPI. Também apenas os campos E_z , H_x , e H_y são mostrados, o que é suficiente para demonstrar a atualização do campo E_z .

Figura E.4: Implementação eficiente dos sub-volumes nos processos: $\text{myid} = 0$ (à esq.), $\text{myid} = 2$ (à dir.).

Além dos pontos de malha original, têm sido acrescentados mais pontos auxiliares. Por causa deles mais memória tem que ser alocada, com índices de n_w a $n_w + 1$. Então duas mais fatias de pontos são utilizadas em todas as três direções cartesianas. Porém, pela natureza do método de FDTD de alta ordem e malha grosseira (CGHO-FDTD), nem todos os pontos serão usados nas simulações. Aqueles pontos que são cercados na figura serão omitidos dos cálculos, como também os que ficam no quadrado “4 × 4” fora das duas linhas pingadas.

Esta maneira de alocar a memória é também vantajosa em um outro aspecto. A versão sequencial do código desenvolvida neste trabalho para o algoritmo CGHO-FDTD, somente atualiza, por exemplo, os campos elétricos do índice 2 para o índice $n_w - 3$ (os dois pontos no contorno sempre ficam igual a zero, veja apêndice A). Por isso, alocando a memória como descrito na Figura E.4, faz com que o código original possa ser usado sem muitas alterações.

E.6 Avaliação da Eficiência da Versão Paralela

O ganho ideal utilizando oito computadores ao invés de um, é oito vezes mais rápido o tempo de execução de um programa. Contudo, uma versão paralela de um certo programa é mais elaborado e contém instruções extras para a troca de mensagens, e também precisa ser considerado o tempo para mandar e receber mensagens na rede cabeada (Ethernet de um gigabit). Por isso é importante verificar o código paralelo, e avaliar o ganho real obtido. No fim de que realize esta tarefa, foi escolhido alterar o tamanho do problema (volume), e comparar os tempos totais de execução das duas versões do código CGHO-FDTD, ou seja, a versão sequencial e a versão paralela baseada em LAM/MPI. Esta maneira de avaliar é diferente do que o procedimento normal, onde o código paralelo é avaliado em função do número de processadores (GUIFFAUT; MAHDJOUBI, 2001), (RAMADAN, 2007). A Figura E.5 mostra o resultado de esta outra forma de comparação.

Três áreas interessantes podem ser observadas: volumes pequenos com um ganho menor do que oito vezes, um intervalo com ganho maior do que oito, e finalmente a área de volumes grandes, novamente com um ganho menor do que oito. Para explicar estas três regiões algumas coisas têm que ser consideradas em relação a ambos o software e o hardware.

No caso do software, a versão paralela continuamente manda mensagens entre todos os sub-volumes. Então é importante saber o número total de mensagens, e também o tamanho delas, porque os dois parâmetros afetam o custo total para mandar as mensagens.

Figura E.5: Relação de tempo entre o uso de um ou oito CPUs em função do tamanho do volume simulado.

Na seção E.4 foi mostrada que depois a atualização dos campos, E ou H , duas mensagens que contêm os novos valores têm que ser mandados para cada um dos três vizinhos. Além disto, mais uma mensagens tem que ser enviada que explica o conteúdo das outras mensagens (apenas oito valores do tipo float que representam seis coordenadas e os dois tipos de campo). Durante uma iteração o número total de mensagens é igual a: 8 (computadores) $\cdot$ 3 (vizinhos) $\cdot$ 2 (E e H) $\cdot$ 3 (mensagens) = 144 mensagens. Um terço destas mensagens (48) são aqueles que somente contêm os oito valores, e o tamanho destas mensagens são: $8 \cdot 32 = 256$ bits. Os restantes 96 mensagens têm um tamanho variável que depende do volume. Em média 1.5 fatias de valores são mandadas para os vizinhos (seção E.4), então o tamanho médio das mensagens é igual a: $N_{w1} \cdot N_{w2} \cdot 1,5 \cdot 32$ bits, onde N_{wn} é o número de pontos na malha ao longo uma direção cartesiana (do índice 2 para o índice $n_w - 3$). A Tabela E.1 mostra o tamanho (kB) das mensagens baseadas em uma ou duas fatias de valores, e também o tamanho total (Mbit) das todas as 96 mensagens mandadas durante uma iteração do tempo. O valor na quarta coluna representa o tamanho do CAVERNA Digital (3,0 m $\times$ 3,0 m $\times$ 3,0 m) mais um contorno absorvente (veja apêndice A) de espessura aproximadamente 0,2 m.

Tabela E.1: O custo do LAM/MPI

Volume (m ³)	1,0 ³	1,75 ³	3,5 ³	5,25 ³	7,0 ³
Mensagem - 1 fatia (kB)	2,6	8,6	36	82	147
Mensagem - 2 fatias (kB)	5,3	17,3	72	164	294
Mensagens Total (Mbit)	3,0	9,7	40,5	92,4	165,4

O tamanho das mensagens mandadas durante uma iteração de tempo em função do tamanho do volume.

Utilizando uma rede cabeada de Ethernet de 1 Gbps, é esperado que o tamanho total das mensagens nos volumes maiores gradativamente terão mais e mais impacto no tempo total da execução do código, desde que a rede fica esperando durante a atualização dos campos elétricos e magnéticos, e depois disto as mensagens têm que ser mandadas dentro de um instante curto.

Um efeito muito importante no caso do aglomerado de oito computadores, é o aumento de memória rápida dos tipos cache L1 e L2. Este significa que cada sub-volume tem acesso a 64 kB cache L1 e 1 MB cache L2, e o resultado disto é que oito vezes mais memória muito rápida vai contribuir para acelerar o número de instruções executadas em cada sub-volume. Este aumento de memória rápida pode sob condições favoráveis conduzir a cálculos mais do que oito vezes mais rápidos. Este efeito é normalmente chamado *super-linear speed-up* (GUIFFAUT; MAHDJOUBI, 2001).

Com as considerações feitas acima, uma explicação muito geral da aparência básica da Figura E.5 pode ser feita. Na primeira parte da figura o volume é pequeno, e conseqüentemente os cálculos de cada iteração do modelo CGHO-FDTD são rápidos. Porém, ainda 144 mensagens com pouca informação têm que ser mandadas e recebidas na versão paralela, e este custo fixo fará a versão paralela menos do que oito vezes mais rápida do que a versão sequencial. A segunda área, com ganho maior do que oito vezes, pode ser visto com um intervalo otimizado. Dentro de esta área a contribuição da memória cache rápida gera o efeito de uma aceleração das contas maior do que oito vezes (*super-linear speed-up*). Mas finalmente, quando o tamanho do volume aumentar ainda mais, o tamanho total das mensagens mandadas na rede cabeada diminuirão o desempenho total do aglomerado, que de novo estará menor do que oito vezes mais rápido.

Estas três considerações explicam bem o comportamento em geral. Porém o algoritmo CGHO-FDTD é mais complexo do que descrito nesta parte. Por exemplo depois cada Δn iterações, um arquivo que contém todos os valores das potências de um sub-volume

é exportado (para a criação de iso-superfícies). Este arquivo é automaticamente copiado para as outras máquinas no aglomerado, um procedimento que leva a um congestionamento temporário na rede nestes instantes do tempo. Uma outra implicação é o contorno absorvente do volume. O tamanho deste contorno é meio-fixo em relação ao volume total, e é composto de $n_{w1} \cdot n_{w2} \cdot 12$ pontos (volume total: $n_x \cdot n_y \cdot n_z$). Pode-se ver que a relação entre o tamanho do contorno e o tamanho total é maior para volumes menores. Durante cada iteração estes pontos do contorno são calculados, o que leva a uma análise mais complexa do desempenho do código paralelo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ARDAC, D.; AKAYGUM, S. Effectiveness of multimedia-based instruction that emphasizes molecular representations on students' understanding of chemical change. *J. of Research in Science Teaching*, v. 41, p. 317–337, abr 2004.
- BAHILLO, A. et al. Perturbations of the em-field meters reading caused by flat roof security wall. In: *Proceedings of World Academy of Science, Engineering and Technology*. [S.l.]: WASET, 2007. v. 24, p. 193–198.
- BENDZ, J. E.; FERNANDES, H. G.; ZUFFO, M. K. Coarse grid higher-order fdtd algorithm with low dispersion errors. In: *Proceedings of the 16th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, COMPUMAG 2007*. [S.l.]: International Compumag Society, 2007. p. 923–924.
- BENDZ, J. E.; FERNANDES, H. G.; ZUFFO, M. K. Visually improved understanding of three-dimensionally propagating electromagnetic fields in wireless networks. In: *Proceedings of the XX Brazilian Symposium on Computer Graphics and Image Processing, SIBGRAPI 2007*. [S.l.]: IEEE Computer Society, 2007. p. 155–162.
- BENDZ, J. E.; FERNANDES, H. G.; ZUFFO, M. K. Coarse-grid higher order finite-difference time-domain algorithm with low dispersion errors. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 44, n. 6, p. N.A., jun 2008.
- BENDZ, J. E.; FERNANDES, H. G.; ZUFFO, M. K. Fast and accurate finite-difference time-domain method for large three-dimensional simulations. In: *Proceedings of the 19th IASTED International Conference on Modelling and Simulation, MS 2008*. [S.l.]: ACTA Press, 2008. p. N.A.
- BENDZ, J. E.; FERNANDES, H. G.; ZUFFO, M. K. Modelling indoor electrosmog: an application in the planning of wireless networks. In: *Proceedings of the 19th IASTED International Conference on Modelling and Simulation, MS 2008*. [S.l.]: ACTA Press, 2008. p. N.A.
- BOOTHROYD, S. A.; CHAN, L.; ROBERTSON, W. M. Visualizing coherent light with an electromagnetic wave simulator. *IEEE Trans. on Education*, v. 39, n. 1, p. 29–39, fev 1996.
- CABRAL, B.; LEEDOM, C. Imaging vector fields using line integral convolution. In: *Proc. of SIGGRAPH '93*. [S.l.]: SIGGRAPH, 1993. p. 263–270.
- D-LINK. *D-Link 802.11g/2.4GHz Wireless 108Mbps Router*. 2004–2008. ftp://ftp10.dlink.com/pdfs/products/DI-624/DI-624_ds.pdf.
- D-LINK. *D-Link 802.11g/2.4GHz Wireless 108Mbps Router*. 2005–2008. ftp://ftp10.dlink.com/pdfs/products/DI-624/DI-624_ds_ca.pdf.

D-LINK. *DI-524 Router Data Sheet*. 2006–2007.

ftp://ftp10.dlink.com/pdfs/products/DI-524/DI-524_ds.pdf.

DORI, Y. J.; BLECHER, J. Effect of visualizations and active learning on students understanding of electromagnetism concepts. In: *Annual Meeting of the National Association for Research in Science Teaching, NARST*. [S.l.: s.n.], 2003.

ERCEG, V. et al. An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments. *IEEE J. on Selected Areas in Comm*, v. 17, n. 7, p. 1205–1211, jul 1999.

FANG, J. *Time-Domain Finite Difference Computations for Maxwell's Equations*. Tese (Doutorado) — EECS Dept., University of California at Berkeley, 1989.

FüGEN, T. et al. Capability of 3-d ray tracing for defining parameter sets for the specification of future mobile communications systems. *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, v. 54, p. 3125–3137, nov 2006.

FRAIHA, S. G. C. et al. An empirical model for propagation-loss prediction in indoor mobile communications using the padé approximant. *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 48, n. 2, p. 255–261, fev 2006.

GUIFFAUT, S.; MAHDJOUBI, K. A parallel fdtd algorithm using the mpi library. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 43, n. 2, p. 94–103, abr 2001.

HATA, M. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, v. 29, n. 3, p. 317–325, ago 1980.

HAYKIN, S.; MOHER, M. *Modern Wireless Communication*. USA: Prentice Hall, 2004.

HECHT, E. *Optics*. 2nd. ed. USA: Addison–Wesley Publishing, 1987.

HUANG, M. et al. *Virtual reality visualization of 3-D electromagnetic fields*. ago 1996. <http://citeseer.ist.psu.edu/111951.html>. Argonne National Laboratory.

INDIANA, U. of. *LAM/MPI*. 2008. <http://www.lam-mpi.org/>.

ITU-R. *ITU-R P.1238-1 Path Loss Model*. 2008.

<http://cict.inatel.br/nova2/.../Propagation/Rec.%20ITU-R%20P.1238-1.pdf>.

JEONG, M.; LEE, B. Comparison between path-loss prediction models for wireless telecommunication system design. In: *IEEE Antennas and Propagat. Society International Symposium 2001*. [S.l.]: IEEE, 2001. v. 2, p. 186–189.

JI, Z. et al. Efficient ray-tracing methods for propagation prediction for indoor wireless communications. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 43, n. 2, p. 41–49, abr 2001.

JOSEPH, W.; MARTENS, L. Performance evaluation of broadband fixed wireless system based on ieee 802.16. In: *IEEE Wireless Comm. and Networking Conf, WCNC 2006*. [S.l.]: IEEE Communications Society, 2006. p. 978–983.

LEUNG, W. K.; CHEN, Y.; LEE, Y. S. Em wave simulation: An animated electromagnetic wave teaching package. *Comput. App. in Engineering Education*, v. 9, n. 4, p. 208–219, mar 2002.

- LORENSEN, W. E.; CLINE, H. E. Marching cubes: A high resolution 3d surface construction algorithm. In: *ACM SIGGRAPH Computer Graphics*. [S.l.: s.n.], 1987. v. 21(4), p. 163–167.
- MATHAR, R.; REYER, M.; SCHMEINK, M. A cube oriented ray launching algorithm for 3d urban field strength prediction. In: *IEEE Intern. Conf. on Communications, ICC '07*. [S.l.]: IEEE Communications Society, 2007. p. 5034–5039.
- MEHMET, F. S. et al. A novel fdtd application featuring openmp-mpi hybrid parallelization. In: *Proceedings of International Conference on Parallel Processing, ICPP 2004*. [S.l.]: IEEE Computer Society, 2004. p. 373–379.
- MIT. *Technology Enabled Active Learning at MIT*. 2003–2007. <http://web.mit.edu/8.02t/www/802TEAL3D/teaLtour02.htm>.
- MONTIEL, E.; AGUADO, A. S.; SILLION, F. X. A radiance model for predicting radio wave propagation in irregular dense urban areass. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, v. 51, n. 11, p. 3097–3108, nov 2003.
- MOTOJIMA, K.; KOZAKI, S. Analysis of spatial transfer function by using fdtd for wireless communication. *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, v. 22, n. 6, p. 923–939, 2001.
- OLPC. *One Laptop per Child*. 2005–2008. <http://laptop.org/>.
- OPENSF. *OpenSF*. 2008. <http://opensf.vrsources.org/trac>.
- ORINOCO. *ORINOCO 11b PC Card*. 2003–2008. http://www.proxim.com/learn/library/datasheets/11bpccard_A4.pdf.
- PAL, A. et al. Evaluation of diversity antenna designs using ray tracing, measured radiation patterns, and mimo channel measurements. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, v. 2007, p. ID 58769, 2007.
- RADIOPLAN. *Radiowave Propagation Simulator - Student Edition*. 1997–2005. www.radioplan.com.
- RAMADAN, O. Three dimensional mpi parallel implementation of the pml algorithm for truncating finite-difference time-domain grids. *Parallel Computing*, v. 33, p. 109–115, 2007.
- RAMO, S.; WHINNERY, J. R.; DUZER, T. von. *Fields and Waves in Communication Electronics*. 3rd. ed. USA: John Wiley and Sons, Inc., 1993.
- RODRIGUEZ, G.; MIYAZAKI, Y.; GOTO, N. Matrix-based fdtd parallel algorithm for big areas and its applications to high-speed wireless communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 54, p. 785–796, mar 2006.
- SATO, R.; SHIRAI, H. Simplified analysis for indoor propagation of a wlan channel. In: *2003 IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology*. [S.l.]: IEEE Communications Society, 2003. p. 248–249.

- SCHROEDER, W.; MARTIN, K.; LORENSEN, B. *The Visualization ToolKit*. 2nd. ed. USA: Prentice Hall, 2004.
- SEIDEL, S. Y.; RAPPAPORT, T. S. Site-specific propagation prediction for wireless in-building personal communication system design. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, v. 43, n. 4, p. 879–891, nov 1994.
- SHANNON, C. E. A mathematical theory of communication. *The Bell System Technical Journal*, v. 27, p. 379–423 e 623–656, jul e out 1948.
- SHLAGER, K. L.; SCHNEIDER, J. B. Comparison of the dispersion properties of several low-dispersion finite-difference time-domain algorithms. *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, v. 51, n. 3, p. 642–653, mar 2003.
- SOARES, L. P. *Um ambiente de multiprojeção totalmente imersivo baseado em aglomerados de computadores*. Tese (Doutorado) — Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, 2005.
- STAVROU, S.; SAUNDERS, S. R. Review of constitutive parameters of building materials. *Twelfth Intern. Conf. on Antennas and Propagat.*, v. 1, p. 211–215, mar 2003.
- SUN, G.; TRUMAN, C. Suppression of numerical anisotropy and dispersion with optimized finite-difference time-domain methods. *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, v. 53, n. 12, p. 4121–4128, dez 2005.
- TAFLOVE, A.; HAGNESS, S. *Computational electrodynamics. The finite difference time domain method*. 3rd. ed. MA,USA: Artech House Inc, 2005.
- TRINDADE, J.; FIOLHAIS, C. Students’ visualization and conceptual understanding of atomic orbitals using a virtual environment. In: *Proceedings of the 3rd IEEE International Conference on Advanced Learning Technologies, ICALT’03*. [S.l.]: IEEE Computer Society, 2003. p. 298–299.
- WALLACE, J. W.; JENSEN, M. A. Validation of parameteric directional mimo channel models from wideband fdtd simulations of a simple indoor environment. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003*. [S.l.]: IEEE, 2003. v. 2, p. 535–538.
- WU, H. K.; KRAJCIK, J. S.; SOLOWAY, E. Promoting understanding of chemical representations: Students’ use of a visualization tool in the classroom. *J. of Research in Science Teaching*, v. 38, p. 824–842, jul 2001.
- YANG, B.; BALANIS, C. A. Higher-order (2,4) nonstandard finite difference scheme to improve anisotropy. In: *Antennas and Propagat. Soc. Int. Symposium 2005*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 1A, p. 130–133.
- YANG, X.; CHEN, Q.; SAWAYA, K. Numerical analysis of wall effect on indoor mimo channel capacity by using mom-fdtd hybrid technique. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2006*. [S.l.]: IEEE, 2006. p. 2979–2982.
- YEE, K. S. Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwells equations in isotropic media. *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, AP-14, n. 3, p. 302–307, mai 1966.

YONEZAWA, K. et al. Path loss measurement in 5 ghz macro cellular systems and consideration of extending existing path loss prediction methods. In: *IEEE Wireless Comm. and Networking Conf, WCNC 2004*. [S.l.]: IEEE Communications Society, 2004. p. 279–283.

YOUNG, H. D. *University Physics*. 8th. ed. USA: Addison–Wesley Publishing, 1992. 938-939 p.

ZYGIRIDIS, T.; TSIBOUKIS, T. Low-dispersion algorithms based on the higher order (2,4) fdtd method. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, v. 52, n. 4, p. 1321–1327, abr 2004.

ZYGIRIDIS, T.; TSIBOUKIS, T. Design of optimized fdtd schemes for the accurate solution of electromagnetic problems. *IEEE Trans. on Magnetics*, v. 42, n. 4, p. 811–814, abr 2006.