



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

ANÁLISE DA PROPAGAÇÃO DE ONDAS
ELETROMAGNÉTICAS EM AMBIENTES *INDOOR*:
MODELO DO CAMINHO DOMINHO VERSUS TRAÇADO
DE RAIOS E FDTD

BRUNO WALLACY MARTINS LIMA

DM – 11/2011

UFPA / ITEC / PPGE
Campus Universitário do Guamá
Belém – Pará – Brasil
2011



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

ANÁLISE DA PROPAGAÇÃO DE ONDAS
ELETROMAGNÉTICAS EM AMBIENTES *INDOOR*:
MODELO DO CAMINHO DOMINHO VERSUS TRAÇADO
DE RAIOS E FDTD

BRUNO WALLACY MARTINS LIMA

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

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém – Pará – Brasil
03/2011

L732a Lima, Bruno Wallacy Martins

Análise de propagação de ondas eletromagnéticas em ambientes indoor : modelo do caminho dominante versus traçado de raios e FDTD / Bruno Wallacy Martins Lima; orientador, Victor Dmitriev.- 2011.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Pará, Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Belém, 2011.

1. Ondas eletromagnéticas – transmissão. 2. Diferenças finitas.
I.
Orientador. II. Título.

CDD 22. ed. 539.2



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

**ANÁLISE DE PROPAGAÇÃO DE ONDAS ELETROMAGNÉTICAS EM AMBIENTES
INDOOR: MODELO DO CAMINHO DOMINHO VERSUS TRAÇADO DE RAIOS E FDTD**

AUTOR: BRUNO WALLACY MARTINS LIMA

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

APROVADA EM 11/03/2011.

BANCA EXAMINADORA

Profº Dr. Victor Dmitriev
(ORIENTADOR - UFPA)

Profº Dr. Damilo Teixeira Alves
(MEMBRO – PPGF/UFPA)

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

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

UFPA / PPGEE / ITEC

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

Bruno Wallacy Martins

AGRADECIMENTOS

Todo o esforço deste trabalho é dedicado ao meu orientador, Prof^o Dr. Victor Dmitriev. Sua paciência e insistência, além, é claro, de sua orientação, foram essenciais para o desenvolvimento da dissertação. E como ele mesmo disse: “Isso é apenas o começo. O trabalho ainda está por vir”. Além das orientações acadêmicas, hoje compreendo algumas experiências valiosas de vida que me deram uma nova formação como pessoa.

O agradecimento especial é dedicado àqueles que sempre posso contar, os amigos: Mateus Gomes, Ezequiel Belo, Kleber Rosário, Alessander Sampaio, Dionísio Raony (cuja contribuição foi essencial para desenvolver o código em FDTD), Maronilson, Marcel Ferreira, Samuel, Alessander Sampaio, Alex Cabral, Luiz Fernando, Eduardo Gomes, Elaine Palheta, Kelly e Célia Brás. Os companheiros de laboratório: Francisco Sousa, Marcelo Kawakatsu, Thais Tavares, Clerison, Fernando Gomes e Marcos Costa.

Por fim, devo agradecer a família pelo apoio e por compreender minha ausência. Principalmente minha filha e esposa, Bianca e Marisa, a quem devo recompensar o tempo ausente.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO E ESCOPO DA DISERTAÇÃO	3
1.1 Introdução	3
1.2 Proposta e Método de Análise.....	4
1.3 Descrição dos Capítulos.....	5
2. PROPAGAÇÃO DA ONDA ELETROMAGNÉTICA	6
2.1 Modos de Propagação.....	6
2.1.1 Propagação com Visada Direta (<i>Line of Sight</i>)	6
2.1.2 Propagação sem Visada Direta (<i>Non Line of Sight</i>)	8
2.1.3 Propagação com Obstrução	8
2.2 Efeitos de Propagação como Função da Frequência	9
2.3 Principais Fenômenos Associados à Propagação	10
2.3.1 Perda no Espaço Livre e Campo da Onda Direta	11
2.3.2 Campos Refletidos	12
Determinação do Campo Refletido.....	15
2.3.3 Campos Transmitidos	16
Determinação do Campo Transmitido	20
2.3.4 Coeficientes de Reflexão e Transmissão de Fresnel.....	20
A. Coeficientes de Reflexão de Fresnel	21
B. Coeficientes de Transmissão de Fresnel.....	23
2.3.5 Polarização da Onda Eletromagnética.....	24
2.4 Propagação por Multipercurso em Ambientes Interiores	25
2.4.1 Parâmetro de Dispersão do Canal: Perfil de Retardos de Potência (<i>Power Delay Profile</i>)	26
A. Retardo Excedido Médio (τ_k – <i>mean excess delay</i>)	27
B. Espalhamento Temporal RMS ($\sigma\tau$ – <i>RMS delay spread</i>)	28
C. Espalhamento Temporal Excedido (<i>Excess Delay Spread on Maximum Delay Spread</i>)	28
3. MODELOS DE PROPAGAÇÃO PARA AMBIENTES INDOOR	29
3.1 Características do Canal <i>Indoor</i>	29
3.2 Modelos Empíricos	30
3.2.1 Modelo <i>Multi-Wall</i>	31
3.2.2 Modelo ITU	32
3.3 Modelos Determinísticos	34
3.4 Modelo do Caminho Dominante	36
A. Caminho com Maior Intensidade de Energia	36
B. Algoritmo.....	38
C. Atenuação por Percurso (<i>Path Loss</i>).....	40
3.5 Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD)	41
A. Implementação Teórica do Método FDTD.....	41

B. Técnica das Camadas de Absorção Perfeitamente Casadas (UPML)	45
C. Modelagem da Fonte	47
4. RESULTADOS SIMULADOS	49
4.1 Resultados Obtidos com o Modelo Traçado de Raios	50
4.2 Resultados Obtidos com o Modelo do Caminho Dominante de Energia	56
4.3 Resultados Obtidos com o Método FDTD	59
4.4 Análise e comparação de resultados	65
4.5 Conclusão e propostas de trabalhos Futuros	68

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

PUBLICAÇÕES

Lista de Figuras

- FIGURA 2.1** Raio máximo do primeiro elipsóide de Fresnel r_{1m} em função do comprimento do percurso de frequência f ;
- FIGURA 2.2** Reflexão da onda (com sistema de coordenadas fixo ao raio);
- FIGURA 2.3** Refração da onda: vista do plano de incidência;
- FIGURA 2.4** Raio transmitido através de uma estrutura (vista da seção reta da estrutura);
- FIGURA 2.5** Estruturas para ambientes indoor e outdoor (vista da seção reta da estrutura);
- FIGURA 2.6** Rotação de uma onda plana eletromagnética e sua elipse de polarização em $z = 0$ em função do tempo: (a) Rotação da onda, (b) Elipse de polarização;
- FIGURA 2.7** Características de um canal rádio-móvel típico;
- FIGURA 2.8** Ilustração dos parâmetros do canal rádio – móvel por meio do Perfil de Retardos;
- FIGURA 3.1** Comparação dos diferentes modelos aproximados: modelo de traçado de raios (acima) considera vários raios em contraste com o modelo do caminho dominante que considera apenas os raios mais relevantes;
- FIGURA 3.2** O banco de dados, que descreve o ambiente, deve ser preciso para boa eficiência da simulação no caso de modelos de Traçado de Raios;
- FIGURA 3.3** Layout da análise do caminho para a obtenção da energia de modelos empíricos para ambientes interiores;
- FIGURA 3.4** Cenário com paredes, transmissor e receptor (esquerda) e a estrutura da árvore construída pelo algoritmo (direita);
- FIGURA 3.5** Enumeração dos quartos (lado esquerdo) e identificação das paredes (direito);
- FIGURA 3.6** Árvore para o cálculo dos caminhos com perda mínima de energia para o ambiente indoor;
- FIGURA 3.7** Célula de Yee: posicionamento das componentes dos campos elétrico e magnético em uma célula de dimensões Δx , Δy e Δz ;
- FIGURA 3.8** Esquema geométrico para truncamento do método FDTD usando a UPML em um plano;
- FIGURA 4.1** Identificação das paredes, quartos e sala de um ambiente indoor. O transmissor (Tx) encontra-se no quarto A. RX1, RX2 e RX3 são os pontos no qual o sinal será computado;
- FIGURA 4.2** Distribuição de campo elétrico no ambiente indoor. Ao lado o gráfico de

cores indica a intensidade de campo elétrico no ambiente indoor;

- FIGURA 4.3** Raios computados entre TX e RX1 com o modelo de Traçado de Raios;
- FIGURA 4.4** Raios computados entre TX e RX2, com o modelo de Traçado de Raios;
- FIGURA 4.5** Raios computados entre TX e RX3, com o modelo de Traçado de Raios;
- FIGURA 4.6** Distribuição da Potência no ambiente indoor, dada pelo modelo do Caminho Dominante;
- FIGURA 4.7** Raios de maior intensidade de energia computados na posição RX1;
- FIGURA 4.8** Raios computados para obtenção da Potencia nas posições RX1, RX2 e RX3;
- FIGURA 4.9** Raios que representam maior contribuição de Potência em RX2;
- FIGURA 4.10** Raios que representam a maior (raio 1) e menor (raio 2) contribuições para a intensidade de potência total na posição RX3;
- FIGURA 4.11** Distribuição de campo elétrico utilizando o modelo do Caminho Dominante de Energia;
- FIGURA 4.12** Caminhos dominantes de energia entre transmissor TX e receptores;
- FIGURA 4.13** Distribuição de potência com o modelo do Caminho Dominante;
- FIGURA 4.14** Pulso gaussiano;
- FIGURA 4.15** Simulação da propagação da onda eletromagnética com o método FDTD;
- FIGURA 4.16** Fenômeno de propagação da onda eletromagnética no quarto onde se encontra TX;
- FIGURA 4.17** Propagação da onda em todo o ambiente após 129.63 ns, simulada com o método FDTD;
- FIGURA 4.18** Intensidades de campo elétrico pela variável temporal em RX1, RX2 e RX3;
- FIGURA 4.19** Histórico temporal da intensidade de campo elétrico recebido em RX1;
- FIGURA 4.20** Histórico temporal da intensidade de campo elétrico recebido em RX2;
- FIGURA 4.21** Histórico temporal da intensidade de campo elétrico recebido em RX3;
- FIGURA 4.22** Histórico temporal da intensidade de campo elétrico recebido em RX1, RX2 e RX3.

Lista de Tabelas

- TABELA 3.1** Valores típicos recomendados pelo ITU para o parâmetro N.
- TABELA 3.2** Valores típicos recomendados pelo ITU para a parcela $L_f(n)$, onde n representa o número de andares atravessados.
- TABELA 3.3** Valores recomendados pelo ITU para o desvio padrão σ (dB).
- TABELA 4.1** Valores do campo elétrico nos pontos RX1, RX2 e RX3, com o modelo Traçado de Raios.
- TABELA 4.2** Valores da Potência nos pontos RX1, RX2 e RX3 com o modelo de Traçado de Raios.
- TABELA 4.3** Valores do fator de atenuação por caminho (p).
- TABELA 4.4** Intensidade do Campo Elétrico e o tempo de propagação da onda entre TX e os receptores.
- TABELA 4.5** Intensidade de potência em cada posição considerada no ambiente indoor (Caminho Dominante).
- TABELA 4.6** Intensidade do Campo Elétrico (valores de pico).
- TABELA 4.7** Intensidades de campos elétricos utilizando os métodos Traçado de Raios, Caminho Dominante e FDTD.
- TABELA 4.8** Intensidade da Potência utilizando os métodos Traçado de Raios, Caminho Dominante e FDTD.
- TABELA 4.9** Tempo de propagação da onda eletromagnética entre transmissor e receptor.

Lista de Símbolos

$r_{1[m]}$	Raio máximo do primeiro elipsóide de <i>Fresnel</i>
$L(\text{dB})$	Perda de potência em decibéis
\vec{E}^d	Vetor Campo Elétrico da Onda Direta
\vec{E}^r	Vetor Campo Elétrico da Onda Refletica
\vec{E}^t	Vetor Campo Elétrico da Onda Refratada
\vec{E}	Vetor Campo Elétrico
\vec{H}	Vetor Campo Magnético
\vec{D}	Vetor Densidade de Fluxo Elétrico
\vec{B}	Vetor Densidade de Fluxo Magnético
\vec{J}	Vetor Densidade de Corrente Elétrica
E_x, E_y, E_z	Componentes do Vetor Campo Elétrico
H_x, H_y, H_z	Componentes do Vetor Campo Magnético
D_x, D_y, D_z	Componentes do Vetor Densidade de Fluxo Elétrico
B_x, B_y, B_z	Componentes do Vetor Densidade de Fluxo Magnético
x, y, z	Componentes do Sistema de Coordenadas Cartesiano
n	Índice Temporal
ϵ_0	Permissividade Elétrica do Vácuo
μ_0	Permissividade Magnética do Vácuo
η_0	Impedância no Vácuo
ϵ	Permissividade Elétrica
μ	Permeabilidade Magnética
σ	Condutividade Elétrica
$\gamma_{1,2}$	Constante de Propagação da Onda no Meio 1 (Meio 2)
$\alpha_{1,2}$	Constante de Atenuação da Onda no Meio 1 (Meio 2)

$\beta_{1,2}$	Constante de Fase da Onda no Meio 1 (Meio 2)
ω	Frequência Angular
Γ_s	Coeficiente de Reflexão <i>Soft</i> de <i>Fresnel</i>
Γ_h	Coeficiente de Reflexão <i>Hard</i> de <i>Fresnel</i>
T_s	Coeficiente de Transmissão <i>Soft</i> de <i>Fresnel</i>
T_h	Coeficiente de Transmissão <i>Hard</i> de <i>Fresnel</i>
Ω	Fator Guia de Onda
$\Delta x, \Delta y$	Incrementos Espaciais
Δt	Incremento Temporal
(i, j)	Endereçamento no Espaço Discretizado

RESUMO

Este trabalho trata de alguns modelos de propagação de ondas eletromagnéticas. Primeiramente, foram analisados modelos relacionados com a predição do sinal eletromagnético em ambientes *indoor*. Os modelos utilizados neste trabalho foram o Traçado de Raios, Caminho Dominante de Energia (DPM) e o FDTD. Para os dois primeiros modelos foi, utilizado um *software* comercial e para o método FDTD foi desenvolvido um algoritmo para o qual o sinal é analisado em um ambiente com a mesma geometria utilizada no *software*. Os resultados, para os pontos de recepção analisados, fornecidos pelos três modelos, são concordantes. Verifica-se a influência dos fenômenos de propagação na intensidade do sinal. A relevância deste trabalho encontra-se no fato de não haver, na literatura pesquisada, trabalhos que comparassem os três modelos de predição mencionados, além de propor temas para pesquisas futuras.

Palavras-chave: FDTD, Traçado de Raios, DPM, Propagação *indoor*.

ABSTRACT

This work deals with some models propagation of electromagnetic waves. Were first analyzed models related to the prediction signal electromagnetic indoor environments. The models used in this work were the ray tracing, path dominant Energy (DPM) and the FDTD. For the first two models we used commercial software and the FDTD method was developed an algorithm for which the signal is analyzed in an environment with the same geometry used software. The results for the reception points analysis provided by the three models are very close the values of literature. There is the influence of propagation phenomena in signal strength. The relevance of this work is in fact not there, in the literature, studies that compare the three prediction models mentioned, and to propose topics for future research.

Keywords: FDTD, Ray Tracing, DPM, Propagation Indoor.

Capítulo 1

INTRODUÇÃO E ESCOPO DA DISSERTAÇÃO

1.1 INTRODUÇÃO

Com a crescente demanda de serviços em telecomunicações como, por exemplo, internet sem fio, telefonia celular e a TV Digital, torna-se essencial o desenvolvimento de projetos de sistema de comunicação. Obter informações acerca da distribuição do sinal eletromagnético no ambiente em análise, isto é, antes da execução de projetos é importante conhecer a distribuição da onda eletromagnética no ambiente.

Quando o ambiente considerado for o interior de prédios (ambientes *indoor*), torna-se necessária a predição da distribuição do sinal, pois nesse tipo de ambiente é bastante comum a variação brusca da energia eletromagnética. Devido ao movimento de pessoas ou objetos no interior dos imóveis e a simples ação de fechar e abrir portas ou janelas, mudam-se as características do sinal durante um tempo muito curto ou a certas distâncias. Em muitos casos, não existe uma linha direta de visão entre o transmissor e o receptor no canal *indoor*. Nesse caso, a propagação depende da reflexão, difração, refração e, em menor escala, da dispersão da onda eletromagnética. Além disso, o desvanecimento destes efeitos, individualmente ou em conjunto, pode degradar o sinal. E ainda, a onda pode experimentar despolarização, o que resultará em perda de polarização no receptor.

Para predição do comportamento da onda eletromagnética em sistemas de radiofrequência, principalmente na faixa UHF (300 MHz – 3GHz), foram desenvolvidos vários modelos, largamente estudados e validados [1]. Entre esses modelos disponíveis distinguem-se duas importantes classes: modelos empíricos e modelos teóricos. A primeira será representada, nesta dissertação, pelos modelos Multi-Wall (Cost-232) e ITU, os quais baseiam-se na utilização de experiências e medidas que descrevem a propagação no espaço livre e que são estatisticamente ajustados para os dados coletados no local em estudo. Estes modelos são usualmente fáceis de aplicar, obtendo-se previsões sem recurso a grande processamento computacional.

A segunda classe é aqui representada pelos métodos de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD) e Traçado de Raios, as quais utilizam a teoria eletromagnética de propagação de ondas [2], técnicas baseadas na Óptica Geométrica (GO) [1] ou técnicas numéricas [2] para o cálculo da predição de propagação da onda. Basicamente, o método FDTD utiliza a

solução numérica das equações de Maxwell de propagação de ondas para a predição como, por exemplo, do campo elétrico. Já a técnica de Traçado de Raios é um método assintótico (válido em altas frequências) que combina técnicas de computação gráfica com cálculo numérico eletromagnético. Este método realiza a análise de propagação de ondas de radiofrequência através de um cenário que represente, com razoável fidelidade, um ambiente onde se deseja realizar a predição de campos, levando-se em consideração as diversas interações (reflexão, refração e difração) dos raios com os obstáculos do ambiente. Estes raios representam as ondas eletromagnéticas radiadas por uma antena transmissora. O cálculo do campo é realizado pelo somatório dos campos provenientes dos diversos percursos.

Ainda na classe dos modelos teóricos, existem os modelos semi-determinísticos que utilizam as duas metodologias definidas anteriormente, isto é, mesclam teoria e dados de medição, onde esses dados são utilizados para calibrar o modelo. O modelo do Caminho Dominante pertence a essa classe de modelos de predição. Através de um algoritmo que calcula os possíveis caminhos, entre transmissor e receptor, no qual o sinal eletromagnético possui menos interações com o ambiente, o modelo utiliza uma equação de atenuação por percurso (*Path Loss*) para determinar o caminho em que o sinal tem menor perda de potência.

1.2 PROPOSTA E MÉTODO DE ANÁLISE

No contexto dos parágrafos anteriores, essa dissertação tem como proposta analisar e comparar os resultados fornecidos pelos modelos de predição da onda eletromagnética em ambientes *indoor*. Além disso, para o desenvolvimento de trabalhos futuros, será considerado o modelo que forneça dados confiáveis acerca do sinal eletromagnético e que não dependa de grandes recursos computacionais.

Para a previsão do sinal, serão utilizados três modelos de predição considerando o mesmo ambiente *indoor*. O *software* [3] será utilizado para simular resultados de dois destes modelos: Traçado de Raios e Caminho Dominante. O terceiro modelo, FDTD, será desenvolvido com base na metodologia adotada em [4]. Posteriormente, serão comparados os resultados obtidos em cada modelo.

Para a caracterização do sinal, serão preditas as grandezas campo elétrico e potência. Serão incluídos na simulação fenômenos associados à propagação como reflexão, refração e difração. A frequência utilizada está na faixa de UHF, mas especificamente na ordem de 900 MHz. O uso de frequências de microondas são, geralmente, destinados a comunicação

móvel, de dados e vídeo. Além do que o comprimento de onda, gerado pela frequência utilizada neste trabalho, apresenta amplitude próxima das dimensões de possíveis obstáculos entre a fonte de transmissão e o ponto de recepção.

1.3 DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS

A dissertação está distribuída da maneira que segue:

- Capítulo 2: Propagação da Onda Eletromagnética. Neste capítulo são descritos os modos de propagação, as características da propagação eletromagnética e os fenômenos associados à propagação.
- Capítulo 3: Modelos de Propagação para Ambientes *Indoor*. Neste capítulo, primeiramente, o canal *indoor* é caracterizado. Em seguida, são descritos os modelos empíricos de predição para depois descrever o modelo semi-determinístico, que considera o caminho dominante de energia e o modelo determinístico numérico de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD);
- Capítulo 4: Resultados. São apresentados os resultados simulados utilizando os modelos Traçado de Raios, Caminho Dominante e FDTD para um mesmo ambiente (construído utilizando [3]). Os resultados obtidos são as intensidades de campo elétrico e de potência. Em seguida, faz-se análise e comparação dos resultados. Neste capítulo, também são descritas as conclusões e propostas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

PROPAGAÇÃO DA ONDA ELETROMAGNÉTICA

Nas últimas décadas, houve um avanço significativo no conhecimento dos modos de propagação e nos efeitos que os meios exercem sobre as características das ondas eletromagnéticas. A atenuação no espaço livre, a propagação por multipercurso e as interações que a onda mantém com obstáculos são fenômenos mais relevantes associados à propagação em ambientes interiores (*indoor*). Quando o sinal transmitido chega ao receptor é certo que este esteja alterado por causa destes efeitos.

Os principais fenômenos associados à propagação eletromagnética, para análise do sinal em ambientes interiores, serão apresentados. Neste trabalho, esses fenômenos estão descritos segundo a teoria da Óptica Geométrica em virtude desta técnica ser utilizada na maioria dos modelos de propagação. A seguir serão descritos os modos de propagação da onda que serão usados como parâmetro do modelo de propagação do Caminho Dominante de Energia no Capítulo 3.

2.1 MODOS DE PROPAGAÇÃO

A propagação da onda eletromagnética nos modelos teóricos é descrita pelas equações de Maxwell. Essa teoria afirma que um campo magnético variável no tempo produz campo elétrico e vice-versa. Assim, as ondas eletromagnéticas são capazes de se auto-propagar. Há uma teoria bem desenvolvida sobre a propagação das ondas eletromagnéticas [5]. A seguir, estão os conceitos mais relevantes sobre os modos de propagação eletromagnética, com ênfase ao ambiente *indoor*.

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

Para estabelecer as condições nas quais a propagação entre duas antenas pode ser considerada como espaço livre usam-se as Zonas (ou elipsóides) de *Fresnel* [1]. O interesse dos elipsóides de Fresnel assenta no fato de que é possível demonstrar que a atenuação entre duas antenas, mesmo na presença de obstáculos, é praticamente igual à atenuação em espaço livre, desde que os obstáculos não penetrem o primeiro elipsóide de Fresnel [1]. O cálculo do maior raio r_{1m} do primeiro elipsóide de Fresnel, correspondente ao semi-eixo menor, pode ser feito a

partir de [1]:

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

no qual n é o elipsóide considerado, λ é o comprimento de onda e d a distância entre transmissor e receptor. Adaptando a expressão de forma que a distância d e frequência f venham em km e GHz, respectivamente:

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

Atendendo a condição do primeiro elipsóide de *Fresnel* não ter obstáculo entre transmissor e receptor, designa-se a transmissão como sendo de *Visada Direta (Line of Sight, LOS)*. Sendo assim as perdas de propagação serão análogas as de espaço livre.

Por exemplo, na Fig. 2.1, representa-se a variação do raio máximo do primeiro elipsóide de *Fresnel* r_{1m} em função da distância entre antenas, para diferentes valores de frequência.

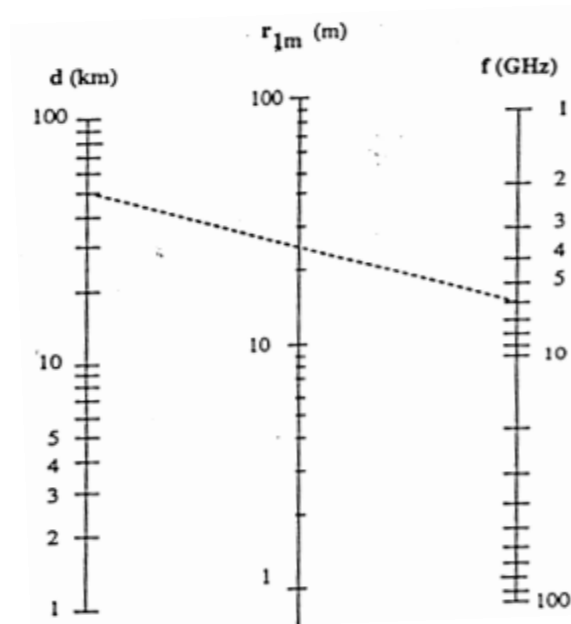


FIGURA 2.1 - Raio máximo do primeiro elipsóide de *Fresnel* r_{1m} em função do comprimento do percurso de frequência f . No exemplo tomou-se $d = 50$ km e $f = 6$ GHz obtendo-se $r_{1m} \approx 25$ m.

Existem vários meios de propagação da onda eletromagnética além da propagação em visada direta (LOS). A seguir serão apresentados dois modos de propagação que serão considerados nos modelos de propagação descritos no Capítulo 3.

2.1.2 Propagação Sem Visada Direta (Non Line-Of-Sight)

Na maioria dos casos, o modo de propagação LOS pode não existir. Geralmente o modo de propagação encontrado refere-se aquele no qual o espaço, entre transmissor e receptor, é totalmente tomado por algum tipo de obstrução. Quando não existe visibilidade direta entre transmissor e receptor, o modo de propagação considerado é o Sem Visada Direta, do inglês *Non Line of Sight* (NLOS).

Os mecanismos de transmissão NLOS variam consideravelmente, com base na frequência de operação. Nas frequências de VHF e UHF, a propagação NLOS é frequentemente utilizada [2]. Exemplos de aplicações desse tipo de transmissão são os telefones celulares, *paggers*, internet sem fio e algumas comunicações militares. Propagação em LOS pode, ou não, existir para estes sistemas. Na ausência de um caminho LOS, difração, refração e/ou reflexão são os modos de propagação dominantes [1].

2.1.3 Propagação com Obstrução

Embora não seja uma definição literal, a propagação indireta é descrita adequadamente pela propagação LOS parcialmente obstruída (OLOS). Em tais casos, reflexões e difrações em obstáculos podem fornecer a força do sinal suficiente para que a comunicação significativa ocorra. O modo de propagação OLOS é geralmente determinado quando o raio do primeiro elipsóide de Fresnel encontra-se, no máximo, 40% obstruído. De modo similar, 0,6 do raio da 1ª Zona de Fresnel está desobstruída [1]. Neste caso, recursos mais sofisticados de cálculo são necessários para estimar a atenuação da propagação [6].

A qualidade da transmissão indireta depende da intensidade dos sinais difratados ou refletidos. A frequência de operação tem impacto significativo sobre a viabilidade da transmissão indireta, com melhor eficiência nas frequências mais baixa.

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

2.2 EFEITOS DE PROPAGAÇÃO COMO FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA

Os efeitos da propagação do sinal eletromagnético variam consideravelmente com a frequência da onda [1]. É interessante considerar os efeitos relevantes e aplicações típicas de várias faixas de frequências. A banda de *frequência muito baixa* (VLF) abrange 3-30kHz. A baixa frequência determina que grandes antenas são necessárias para conseguir uma eficiência razoável. Uma boa regra é que a antena deve ser da ordem de um décimo do comprimento de onda ou maior para proporcionar um desempenho eficiente. A banda VLF só permite larguras de banda estreita para ser utilizada (a largura de banda inteira é só 27 kHz). O modo de transmissão principal na faixa de VLF é a propagação de ondas em terra. VLF foi usado com sucesso com as antenas de metro para a comunicação de submarinos.

As bandas de *baixa* (LF) e *média frequências* (MF), cobrem a faixa de 30 kHz a 3 MHz. Ambas as bandas usam ondas de propagação no solo e algumas ondas no espaço livre. Enquanto os comprimentos de onda são menores do que a banda VLF, essas bandas continuam a exigir grandes antenas. Estas frequências permitem largura de banda ligeiramente maior que a banda VLF. Os usos incluem a transmissão de rádio AM e sinal de referência de tempo WWVB que é transmitido em 60 kHz em relógios automáticos ("atômicos") [1].

A faixa de *alta frequência* (HF), cobre de 3-30 MHz. Estas frequências dão suporte a algumas propagações de ondas em terra, porém a comunicação HF é mais utilizada em comunicações espaciais. Existem ainda alguns usos comerciais devido à falta de viabilidade, mas as ondas em HF eram os principais meios de comunicação de longa distância. Uma exceção é a transmissão internacional em ondas curtas AM, que ainda dependem da propagação ionosférica para alcançar a maioria de seus ouvintes. A banda HF inclui a Banda do Cidadão (CB – *Citizens' Band*) na rádio com 27 MHz. CB rádio é um exemplo de mau planejamento da frequência de reutilização. Embora destinada à comunicação de curto alcance, os sinais CB são facilmente propagados através das ondas no espaço livre e muitas vezes pode ser ouvido a centenas de quilômetros de distância. As vantagens da banda HF incluem equipamentos de baixo custo amplamente disponível e o tamanho razoável das antenas, que foram, provavelmente, a razão para a seleção da frequência CB. Vários segmentos da faixa de HF são usados ainda para radioamadores e para aplicações militares terrestres e de comunicação.

A frequência *muito alta* (VHF) e a frequência *ultra-alta* (UHF) cobrem as faixas de frequências de 30MHz a 3GHz. Nesses intervalos, há pouca propagação ionosférica, o que os torna ideais para reutilização da frequência. Sistemas VHF e UHF podem empregar antenas de tamanho moderado, tornando estas frequências uma boa escolha para comunicações móveis. As

aplicações destas frequências incluem rádio FM, rádio de avião, celular/PCS telefones, a *Family Radio Service* (FRS), *paggers*, rádio de serviço público, como polícia e bombeiros, e o Sistema de Posicionamento Global (GPS). Essas bandas estão na região onde a comunicação via satélite começa, pois seus sinais podem penetrar na ionosfera com perda mínima.

A faixa que compreende a *super-alta frequência* (SHF) está entre 3 e 30GHz e seu uso é estritamente de propagação LOS. Nesta faixa, antenas muito pequenas podem ser empregadas, exceto as antenas direcionais de alto ganho que possuem tamanho moderado. Aplicações da banda SHF incluem comunicações por satélite, televisão por satélite de transmissão direta e conexões ponto-a-ponto. Precipitação e absorção de gases pode ser um problema nestas faixas de frequência, especialmente próximo da extremidade superior do intervalo considerado e em distâncias mais longas.

A banda *extra-alta-frequência* (EHF) abrange 30-300GHz e é frequentemente chamado de ondas milimétricas. Nesta região, larguras de banda muito maiores estão disponíveis. A propagação é estritamente LOS.

As faixas abordadas neste trabalho são VHF, UHF. Funcionam bem para as comunicações móveis devido ao tamanho razoável da antena, mínimo de sensibilidade às condições meteorológicas e penetração nas construção moderada. As aplicações típicas utilizam antenas verticais (polarização vertical).

As bandas SHF e EHF são usadas principalmente para comunicação via satélite e as comunicações ponto-a-ponto. Enquanto elas têm uma maior restrição aos efeitos ambientais, os pequenos comprimentos de onda contribuem para antenas de ganho muito alto.

2.3 PRINCIPAIS FENÔMENOS ASSOCIADOS À PROPAGAÇÃO

Nas últimas décadas, houve avanço significativo no conhecimento dos modos de propagação e nos efeitos que os meios exercem sobre as características da onda eletromagnética. Os fenômenos mais relevantes associados à propagação nos meios naturais são a atenuação no espaço livre, as reflexões na superfície do solo e em obstáculos, refração e difração em obstáculos e a polarização da onda. Todos esses fenômenos são dependentes da frequência. Quando o sinal transmitido chega ao receptor estará atenuado por causa destes efeitos em seu trajeto. Para analisar o comportamento do sinal eletromagnético nos ambientes *indoor* é necessário entender esses fenômenos do ponto de vista geométrico e analítico.

2.3.1 Perda no Espaço Livre e Campo da Onda Direta

Considera-se como espaço livre a região completamente desobstruída (LOS). Embora a propagação em espaço livre seja uma situação bastante particular, o seu entendimento e cálculo são úteis para que se desenvolvam expressões mais complexas e que possam melhor definir a propagação em diferentes ambientes e para diferentes sistemas. Além disso, sua expressão pode servir como uma base de comparação com expressões mais complexas e realistas.

A perda (atenuação) de propagação é determinada pela relação entre a potência recebida e a potência transmitida. Seu valor é dado pela fórmula de transmissão de Friis ou equação das telecomunicações [7]:

$$P_R = P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (2.3)$$

onde P_R é a potência na antena receptora, P_T é a potência da antena transmissora, G_T e G_R são os ganhos das antenas de transmissão e recepção, respectivamente, λ é o comprimento de onda do sinal transmitido e r a distância entre as antenas. Esta fórmula é muitas vezes reescrita para representar a atenuação do trajeto, relacionando a potência transmitida com a recebida. Com uma manipulação algébrica simples, expressando a frequência em megahertz e gigahertz, a distância em quilômetros, a atenuação e os ganhos em decibéis, obtêm-se:

$$L(\text{dB}) = 32,44 + 20 \log f(\text{MHz}) + 20 \log r(\text{Km}) - G_T(\text{dB}) - G_R(\text{dB}) \quad (2.4a)$$

$$L(\text{dB}) = 92,44 + 20 \log f(\text{GHz}) + 20 \log r(\text{Km}) - G_T(\text{dB}) - G_R(\text{dB}) \quad (2.4b)$$

Observar que esta atenuação não representa perda de potência por dissipação no meio, mas pelo fato das antenas, transmissora e receptora, não possuírem diretividade infinita. Isto é, a transmissora não concentra a emissão em uma única direção e a receptora não é capaz de selecionar a captação nessa mesma direção. Nota-se também que a atenuação aumenta com a frequência. Todavia, em frequências muito altas, além das vantagens relativas ao aumento na capacidade dos sistemas, é possível a construção de antenas com ganhos elevados, compensando o aumento da perda pelo espalhamento.

Associado às propriedades que a onda possui no espaço livre está o campo da onda direta. Este campo existe quando o transmissor e o receptor estão numa situação de visibilidade (visada direta), sem obstrução do raio direto entre os mesmos. Em campo distante, o campo elétrico calculado a uma distância d de uma antena transmissora é dado por [6]:

$$\mathbf{E}^d(d) = \mathbf{E}_A(\theta, \phi) \frac{e^{-jk_0 d}}{d} \quad (2.5)$$

onde

$$\mathbf{E}_A(\theta, \phi) = \sqrt{\frac{\eta_0 P_T G_T}{2\pi}} \mathbf{E}_0(\theta, \phi) \quad (2.6)$$

é o fator de excitação da onda esférica em [V/m], com:

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \cong 120\pi \text{ é a impedância do espaço livre } [\Omega];$$

$\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12}$ é a permissividade elétrica no espaço livre [F/m];

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ é a permeabilidade magnética no espaço livre [H/m];

P_T é a potência de transmissão [W];

G_T é o ganho de potência máximo da antena transmissora;

$\mathbf{E}_0(\theta, \phi) = E_0(\theta, \phi) \hat{\mathbf{a}}$ é o fator da antena;

$E_0(\theta, \phi)$ é o ganho de campo normalizado da antena transmissora na direção (θ, ϕ) , relativo ao sistema de coordenadas esféricas centrado na antena transmissora;

$\hat{\mathbf{a}}$ é o vetor polarização do campo elétrico na região de campo distante.

2.3.2 Campos Refletidos

O fenômeno da reflexão causa alteração no campo elétrico propagante (amplitude, fase, polarização e direção de propagação). Para o cálculo dos campos associados com o mecanismo de reflexão usa-se a Óptica Geométrica (GO). As condições necessárias para aplicação da GO são [1,6,7]:

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

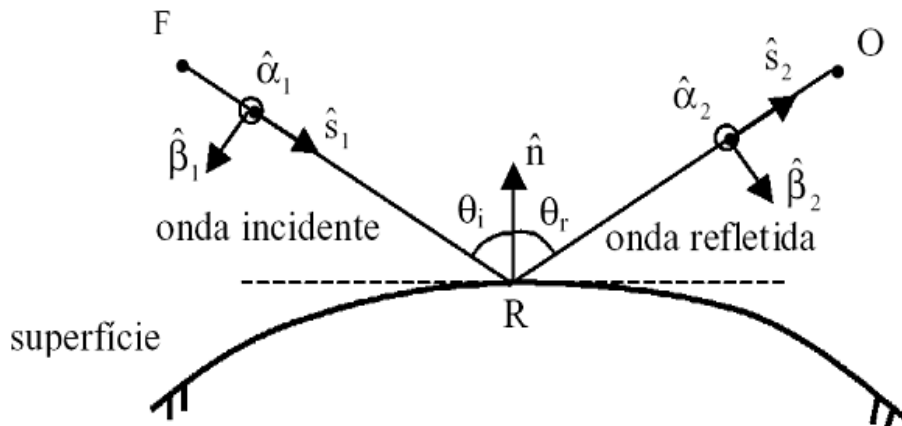


FIGURA 2.2 – Reflexão da onda (com sistema de coordenadas fixo ao raio)[6].

A solução do problema da reflexão baseada na GO pode ser formulada a partir da Fig. 2.3. Nesta, é possível identificar [6]:

Vetores:

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

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

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

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

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

Plano de incidência:

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

Ângulo de incidência (θ_i):

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

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

Ângulo de reflexão (θ_r):

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

Sistema fixo ao raio (Reflexão)

Sistema montado escolhendo-se um de seus eixos ao longo do próprio raio (incidente ou refletido), e os dois eixos restantes perpendiculares ao raio, em direções condizentes com a decomposição usual dos coeficientes de reflexão (paralela e perpendicular ao plano de incidência). Para campos da GO não há componente na direção de propagação, sendo a decomposição dos campos feita apenas nas duas direções perpendiculares ao raio, definidas pelo sistema fixo ao raio (Fig. 2.2). Para reflexão, o sistema fixo ao raio possui os seguintes eixos:

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

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

$$E_{\alpha_{1,2}}^{i,r} = \vec{E}^{i,r} \cdot \hat{\alpha}_{1,2} = \text{componente } soft \text{ (componente perpendicular)} \quad (2.7 \text{ a})$$

$$E_{\beta_{1,2}}^{i,r} = \vec{E}^{i,r} \cdot \hat{\beta}_{1,2} = \text{componente } hard \text{ (componente paralela)} \quad (2.7 \text{ b})$$

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

$$\hat{s}_2 = \frac{\hat{s}_1 - 2(\hat{n} \cdot \hat{s}_1)\hat{n}}{|\hat{s}_1 - 2(\hat{n} \cdot \hat{s}_1)\hat{n}|} \quad (2.8)$$

$$\hat{\alpha}_1 = \frac{\hat{s}_1 \times \hat{n}}{|\hat{s}_1 \times \hat{n}|} \quad (2.9)$$

$$\hat{\beta}_1 = \hat{s}_1 \times \hat{\alpha}_1 \quad (2.10)$$

$$\hat{\alpha}_2 = \frac{\hat{s}_2 \times \hat{n}}{|\hat{s}_2 \times \hat{n}|} \quad (2.11)$$

$$\hat{\beta}_2 = \hat{s}_2 \times \hat{\alpha}_2 \quad (2.12)$$

Determinação do Campo Refletido – O campo refletido relaciona-se ao incidente no ponto de reflexão R (ver Fig. 2.2) através da seguinte expressão [1,6]:

$$\vec{E}^r(R) = \vec{E}^i(R) \cdot \bar{R} \quad (2.13)$$

onde:

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

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

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

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

$$\vec{E}^i(R) = E_{\alpha_1}^i(R)\hat{\alpha}_1 + E_{\beta_1}^i(R)\hat{\beta}_1 \quad (2.14)$$

$$\vec{E}^r(R) = E_{\alpha_2}^r(R)\hat{\alpha}_2 + E_{\beta_2}^r(R)\hat{\beta}_2 \quad (2.15)$$

$$\bar{R} = \Gamma_s \hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 + \Gamma_h \hat{\beta}_1 \hat{\beta}_2 \quad (2.16)$$

com Γ_s e Γ_h representando os coeficientes de reflexão de *Fresnel soft* e *hard*, respectivamente. Os mesmos serão definidos, posteriormente, com o mecanismo de refração (transmissão).

O campo refletido no ponto de observação O, Fig. 2.2, pode ser expresso por [1,6]:

$$\vec{E}^r(O) = \vec{E}^i(R) \cdot \bar{R} A^r e^{-jk_0 d_2} \quad (2.17)$$

onde:

k_0 = número de onda no espaço livre;

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

$e^{-jk_0 d_2}$ é o fator de fase;

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

2.3.3 Campos Transmitidos

A onda eletromagnética, ao incidir sobre a superfície de separação entre dois meios, além de gerar a onda refletida, gera também uma onda refratada (transmitida), conforme ilustrado na Fig 2.3. Esse fenômeno também causa alterações na amplitude, fase e direção do campo transmitido.

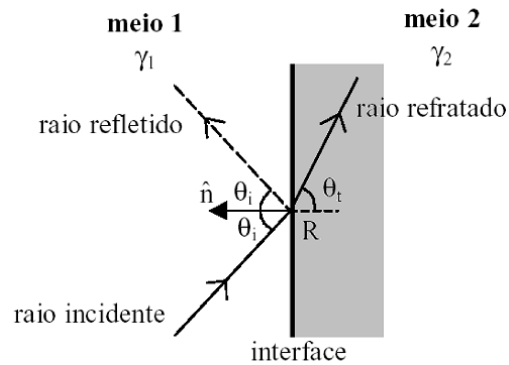


FIGURA 2.3 – Refração da onda: vista do plano de incidência [6].

na Fig. 2.3 é possível identificar:

\hat{n} = vetor unitário normal à interface no ponto de reflexão R;

θ_i = Ângulo agudo de incidência formado entre a direção da onda incidente e o vetor normal \hat{n} ($0 \leq \theta_i \leq \pi/2$).

θ_t = Ângulo agudo de refração formado entre a direção da onda refratada e o vetor normal \hat{n} ($0 \leq \theta_t \leq \pi/2$).

O plano de incidência é o plano que contém o raio incidente (direção de propagação da onda incidente) e a normal \hat{n} . Os raios, incidente e refratado, estão em um mesmo plano (plano de incidência).

A direção da onda refratada é regida pela Lei de Snell da Refração, dada por:

$$\gamma_1 \sin \theta_i = \gamma_2 \sin \theta_t \quad (2.18)$$

No qual:

$\gamma_1 = \alpha_1 + j\beta_1 \rightarrow$ constante de propagação da onda no meio 1;

$\gamma_2 = \alpha_2 + j\beta_2 \rightarrow$ constante de propagação da onda no meio 2;

com a constante de atenuação dos meios 1 e 2 [Np/m] dada por [6]:

$$\alpha_{1,2} = \omega \sqrt{\mu_{1,2}\epsilon_{1,2}} \left\{ \frac{1}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma_{1,2}}{\omega \epsilon_{1,2}} \right)^2} - 1 \right] \right\}^{1/2} \quad (2.19)$$

e a constante de fase nos meios 1 e 2 [rad/m] dada por [6]:

$$\beta_{1,2} = \omega \sqrt{\mu_{1,2}\epsilon_{1,2}} \left\{ \frac{1}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma_{1,2}}{\omega \epsilon_{1,2}} \right)^2} + 1 \right] \right\}^{1/2} \quad (2.20)$$

onde $\omega = 2\pi f$ é a frequência angular [rad/s] e f é a frequência [Hz];

$\sigma_{1,2}$ → condutividade elétrica nos meios 1 e 2 [Siemens/m]

$\epsilon_{1,2}$ → permissividade elétrica nos meios 1 e 2 [F/m];

$\mu_{1,2}$ → permeabilidade magnética nos meios 1 e 2 [H/m];

A constante de propagação γ pode ser relacionada com a constante definida como número de onda k da seguinte forma:

$$\gamma = jk = j\omega \sqrt{\mu\epsilon \left(1 - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon} \right)} = j(\beta - j\alpha) \quad (2.21)$$

Para meios sem perdas ($\sigma = 0$), a constante de fase β e o número de onda k se equivalem, ou seja:

$$k = \beta = \omega \sqrt{\mu\epsilon} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.22)$$

que resulta em uma constante de propagação γ puramente imaginária.

Expressões mais simples podem ser obtidas para a constante de propagação γ dependendo da relação $(\sigma/\omega\epsilon)^2$. Meios cuja relação $(\sigma/\omega\epsilon)^2 \ll 1$ são referidos como bons dielétricos e aqueles com a relação $(\sigma/\omega\epsilon)^2 \gg 1$ são referidos como bons condutores. As simplificações são [1,7]:

- para bons dielétricos: $(\sigma/\omega\epsilon)^2 \ll 1$:

$$\alpha_{1,2} \cong \frac{\sigma_{1,2}}{2} \sqrt{\frac{\mu_{1,2}}{\epsilon_{1,2}}} \quad (2.23a)$$

$$\beta_{1,2} \cong \omega \sqrt{\mu_{1,2}\epsilon_{1,2}} \quad (2.23b)$$

- para bons condutores: $(\sigma/\omega\epsilon)^2 \gg 1$:

$$\alpha_{1,2} = \beta_{1,2} \cong \sqrt{\frac{\omega\mu_{1,2}\sigma_{1,2}}{2}} \quad (2.24)$$

As situações de interesse neste trabalho envolverão ambientes nos quais γ_1 será um número imaginário puro (número de onda k_1 real), pois o meio 1 basicamente será o ar ($\alpha_1 = 0$) e, em geral, γ_2 será um número complexo completo (com parte real e imaginária, tendo portanto um número de onda k_2 complexo), pois o meio 2 será basicamente formado por paredes, portas, janelas, etc; materiais estes que apresentam perdas ($\alpha_2 \neq 0$). Então, torna-se evidente que o ângulo de refração θ_t calculado através da *Lei de Snell da Refração* será um ângulo complexo. O ângulo assim obtido não tem significado físico, sendo necessário outro procedimento de cálculo para que se determine o ângulo real de refração (trajetória real do raio refratado) [6]. Em [7] o ângulo real de refração (denominado aqui de θ_z), determinado pela direção de propagação da onda, dado pelo ângulo cujo:

$$\cos \theta_z = \frac{q}{\sqrt{(\beta_1 \sen \theta_i)^2 + q^2}} \quad (2.25a)$$

e

$$\sen \theta_z = \frac{\beta_1 \sen \theta_i}{\sqrt{(\beta_1 \sen \theta_i)^2 + q^2}} \quad (2.25b)$$

onde

$$q = s \left\{ \frac{1}{2} \left[\alpha_2^2 \left(1 - \frac{1 - (a^2 - b^2) \sen^2 \theta_i}{s^2} \right) + \beta_2^2 \left(1 + \frac{1 - (a^2 - b^2) \sen^2 \theta_i}{s^2} \right) \right] + \alpha^2 \beta^2 \sen 2v \right\}^{1/2}$$

com

$$s = \left[\frac{2a b \sen^2 \theta_i}{\sqrt{\frac{A^2}{A^2 + 1}}} \right]^{1/2}$$

$$a = \frac{\beta_1 \beta_2}{\alpha_2^2 + \beta_2^2}$$

$$b = \frac{\beta_1 \alpha_2}{\alpha_2^2 + \beta_2^2}$$

$$\text{sen } 2v = -\sqrt{\frac{A^2}{A^2 + 1}}$$

$$A^2 = \left[\frac{-2 a b \text{sen}^2 \theta_i}{1 - (a^2 - b^2) \text{sen}^2 \theta_i} \right]^2$$

O mecanismo de transmissão de ondas através de estruturas é melhor esquematizado por meio da Fig. 2.4. Na situação geral, os raios (e os pontos I e S) não estarão na mesma seção reta, mas sim em um plano oblíquo à estrutura (plano de incidência, que contém os raios incidente, refratado na primeira interface e refratado na segunda interface, ou seja, transmitido). O raio transmitido é o raio oriundo da segunda refração na estrutura e, é esse o raio (e campo associado) de interesse para o método de Traçado de Raios (*Ray Tracing*) no que diz respeito ao mecanismo de refração através de paredes.

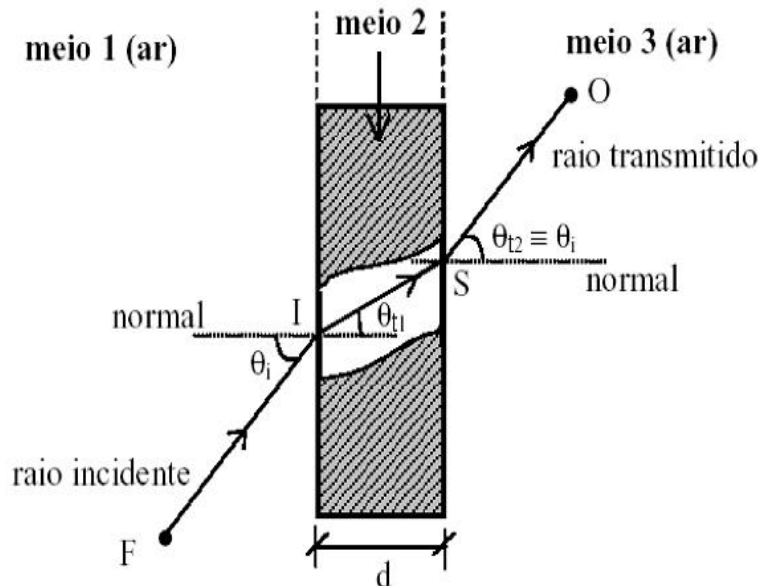


FIGURA 2.4 – Raio transmitido através de uma estrutura (vista da seção reta da estrutura)[6].

Na maioria das situações práticas, os raios atravessarão as estruturas (paredes, portas, janelas, mobílias, etc...) e passarão para um meio igual ao meio de origem (ar). Esta situação já é considerada na Fig. 2.4, onde os meios 1 e 3 são os mesmos (ar) e, dessa forma, os ângulos de incidência θ_i e de saída θ_{t2} são iguais. Isso faz com que o raio transmitido seja paralelo ao raio incidente, o que simplifica a determinação do campo transmitido, já que os vetores do sistema fixo ao raio transmitido serão os mesmos do sistema fixo ao raio incidente (\hat{s}_1 , \hat{a}_1 e $\hat{\beta}_1$). Os coeficientes de reflexão e de transmissão que serão apresentados na seção 2.3.4 também já consideram essa particularidade.

Determinação do Campo Transmitido – Considerando a particularidade prática descrita anteriormente (meio 1 e 3 iguais) e com base na geometria da Fig. 2.4, o campo transmitido através de uma estrutura no ponto de observação O relaciona-se ao incidente no ponto I mediante a seguinte expressão [6,7]:

$$\vec{E}^t(O) = \vec{E}^i(I) \cdot \bar{T}A^t e^{-jk_0 d_2} \quad (2.26)$$

com:

$\vec{E}^t(O) = E_{\alpha_1}^t(O)\hat{\alpha}_1 + E_{\beta_1}^t(O)\hat{\beta}_1 \rightarrow$ campo elétrico transmitido no ponto de observação O ;

$\vec{E}^i(I) = E_{\alpha_1}^i(I)\hat{\alpha}_1 + E_{\beta_1}^i(I)\hat{\beta}_1 \rightarrow$ campo elétrico incidente no ponto de incidência I ;

$\bar{T} = T_s\hat{\alpha}_1\hat{\alpha}_1 + T_h\hat{\beta}_1\hat{\beta}_1 \rightarrow$ diática dos coeficientes de transmissão da estrutura;

$T_{s,h} \rightarrow$ coeficientes de transmissão de *Fresnel soft* e *hard*, respectivamente. Estão definidos na seção 2.3.4 em conjunto com os coeficientes de reflexão de *Fresnel*;

$d_2 \rightarrow$ distância em metros entre o ponto de saída S do raio e o ponto de observação O .

$A^t = \frac{d_1}{d_1+d_2} \rightarrow$ fator de divergência do tubo de raios para ondas esféricas e faces planas, onde d_1 é a distância em metros entre o ponto fonte F e o ponto de incidência I . Representa o raio principal de curvatura da frente de onda transmitida, no ponto de incidência I , e d_2 é distância que pode ser aproximada pela distância entre o ponto de incidência I e o ponto de observação O . A transmissão por superfícies planas não altera a forma da onda incidente no obstáculo.

2.3.4 Coeficientes de Reflexão e Transmissão de Fresnel

Os coeficientes que serão apresentados a seguir já consideram os meios, 1 e 3, como sendo os mesmos e suas propriedades aproximadas pelas do vácuo (representada com o índice “0”). Adicionalmente, os coeficientes de reflexão e transmissão foram obtidos assumindo duas condições básicas [8]:

- O meio que constitui a estrutura (meio 2 da Fig. 2.4) é homogêneo e isotrópico;
- As duas interfaces (os dois lados da estrutura) são paralelas entre si.

A. Coeficientes de Reflexão de Fresnel

Os coeficientes de reflexão de Fresnel não são os mesmos para ambientes *indoor* e *outdoor*. Para ambientes *indoor*, a estrutura refletora (parede, divisória ou piso entre andares) é tratada como possuindo espessura finita d , como de fato possui. Em ambientes *outdoor*, o meio que constitui a estrutura é considerado como sendo infinito (interface única), ou seja, os raios transmitidos não retornam ao ambiente original. A Fig. 2.5 ilustra as considerações mencionadas:

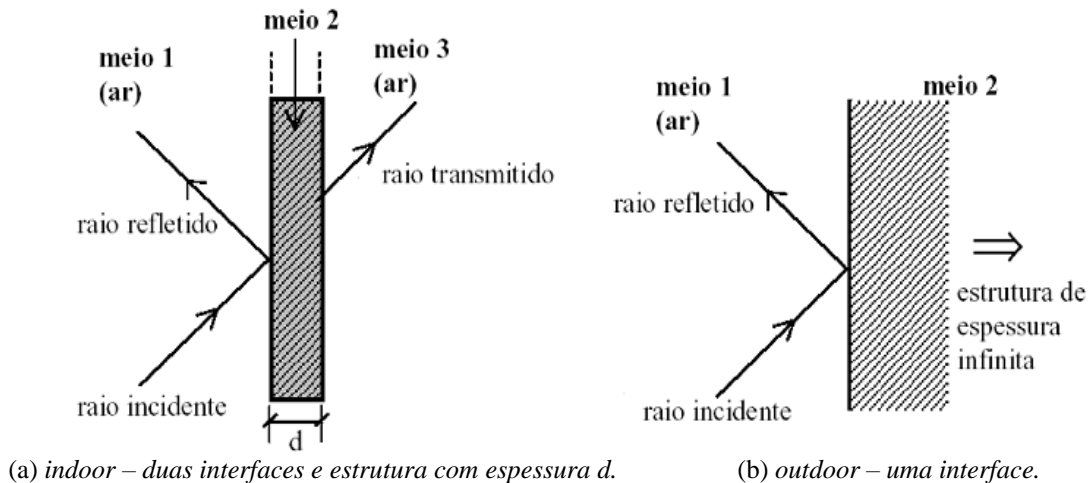


FIGURA 2.5 – Estruturas para ambientes *indoor* e *outdoor* (vista da seção reta da estrutura) [6].

Em cenários *indoor*, espera-se que a constituição de paredes internas e divisórias não seja muito distinta entre os ambientes e que a espessura dessas estruturas seja bem definida. Os coeficientes de reflexão em ambientes *indoor* foram obtidos através das seguintes considerações [8]:

- são desprezadas múltiplas reflexões no interior das estruturas (reflexões entre as duas interfaces que delimitam o meio 2);
- a estrutura é considerada eletricamente distante de qualquer outra, de forma a não haver interação entre elas.

Define-se então, os coeficientes de reflexão de Fresnel, para ambientes *indoor* (meio 2 finito). As expressões dos coeficientes são apresentadas a seguir [7]:

- coeficientes de reflexão *soft*:

$$\Gamma_s(\theta_i) = \frac{Z_{2s} - (\eta_0/\cos\theta_1)}{Z_{2s} + (\eta_0/\cos\theta_1)} \quad (2.27)$$

- coeficiente de reflexão *hard*:

$$\Gamma_h(\theta_i) = \frac{Z_{2h} - (\eta_0 \cos \theta_1)}{Z_{2h} + (\eta_0 \cos \theta_1)} \quad (2.28)$$

e ainda

$$Z_{2s} = \left(\frac{\eta_2}{\cos \theta_{r1}} \right) \frac{(\eta_0 / \cos \theta_i) + (\eta_2 / \cos \theta_{r1}) \tanh(\gamma_2 d \cos \theta_{r1})}{(\eta_2 / \cos \theta_{r1}) + (\eta_0 / \cos \theta_i) \tanh(\gamma_2 d \cos \theta_{r1})} \quad (2.29)$$

é a componente *soft* da impedância de entrada $[\Omega]$ da estrutura vista da interface 1-2 e

$$Z_{2h} = \left(\frac{\eta_2}{\cos \theta_{r1}} \right) \frac{(\eta_0 \cos \theta_i) + (\eta_2 \cos \theta_{r1}) \tanh(\gamma_2 d \cos \theta_{r1})}{(\eta_2 \cos \theta_{r1}) + (\eta_0 \cos \theta_i) \tanh(\gamma_2 d \cos \theta_{r1})} \quad (2.30)$$

é a componente *hard* da impedância de entrada $[\Omega]$ da estrutura vista da interface 1-2.

$$\eta_2 = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{efr2}}} \rightarrow \text{impedância da onda no meio 2 } [\Omega];$$

$$\epsilon_{efr2} = \frac{\epsilon_2 - j \frac{\sigma_2}{\omega}}{\epsilon_0} \rightarrow \text{permissividade elétrica efetiva relativa do meio 2};$$

$$\epsilon_2 \rightarrow \text{permissividade elétrica do meio 2 } [\text{F/m}];$$

$$\sigma_2 \rightarrow \text{condutividade elétrica do meio 2 } [\text{Siemens/m}];$$

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \rightarrow \text{impedância da onda no espaço livre (meio 1) } [\Omega];$$

$$\theta_i \rightarrow \text{ângulo de incidência, definido na figura 2.3};$$

$$\cos \theta_{r1} = \sqrt{1 - \left(\frac{\gamma_0}{\gamma_2} \right)^2 \text{sen}^2 \theta_i} \rightarrow \text{obtido através da Lei de Snell da refração, equação (2.18)};$$

$$\gamma_0 = j\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \rightarrow \text{constante de propagação do meio 1};$$

$$\gamma_2 = j\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_{ef2}} \rightarrow \text{constante de propagação do meio 2};$$

$$\epsilon_{ef2} = \epsilon_2 - j \frac{\sigma_2}{\omega} \rightarrow \text{permissividade elétrica efetiva do meio 2};$$

$$d \rightarrow \text{espessura da estrutura}$$

B. Coeficientes de Transmissão de Fresnel

Os coeficientes de transmissão *indoor* foram obtidos através das mesmas considerações feitas para os coeficientes de reflexão. As expressões dos coeficientes são apresentadas abaixo [7]:

- Coeficiente de transmissão de Fresnel *soft* :

$$T_s(\theta_i) = T_{1s} \cdot T_{2s} \quad (2.31)$$

onde

$$T_{1s} = \frac{1 + \Gamma_{s1}}{e^{\gamma_2 d \cos\theta_{r1}} + \Gamma_{s2} \cdot e^{-\gamma_2 d \cos\theta_{r1}}} \quad (2.32)$$

$$T_{2s} = \frac{2(\eta_0/\cos\theta_i)}{(\eta_2/\cos\theta_{r1}) + (\eta_0/\cos\theta_i)} \quad (2.33)$$

com: $\Gamma_{s1} = \Gamma_s(\theta_i)$ para ambientes *indoor* dado pela equação (2.27) e

$$\Gamma_{s2} = \frac{(\eta_0/\cos\theta_i) - (\eta_2/\cos\theta_{r1})}{(\eta_0/\cos\theta_i) + (\eta_2/\cos\theta_{r1})}$$

onde os parâmetros restantes são conforme definidos na determinação dos coeficientes de reflexão.

- Coeficiente de transmissão de Fresnel *hard*:

$$T_h(\theta_i) = T_{1h} \cdot T_{2h} \quad (2.34)$$

onde

$$T_{1h} = \frac{1 + \Gamma_{h1}}{e^{\gamma_2 d \cos\theta_{r1}} + \Gamma_{h2} \cdot e^{-\gamma_2 d \cos\theta_{r1}}} \quad (2.35)$$

$$T_{2h} = \frac{2(\eta_0 \cos\theta_i)}{(\eta_2 \cos\theta_{r1}) + (\eta_0 \cos\theta_i)} \quad (2.36)$$

com $\Gamma_{h1} = \Gamma_h(\theta_i)$ para ambientes *indoor* dado pela equação (2.28) e

$$\Gamma_{h2} = \frac{(\eta_0 \cos\theta_i) - (\eta_2 \cos\theta_{r1})}{(\eta_0 \cos\theta_i) + (\eta_2 \cos\theta_{r1})}$$

onde os parâmetros restantes são conforme definidos na determinação dos coeficientes de reflexão.

2.3.5 Polarização da Onda Eletromagnética

A polarização da onda radiada é definida como “a propriedade de uma onda eletromagnética que descreve a direção e a amplitude, variantes no tempo, do vetor campo elétrico; especificamente, é a curva traçada, em função do tempo, pela extremidade do vetor em um ponto fixo no espaço e o sentido em que é traçada, sendo observada ao longo da direção de propagação”. Polarização é, portanto, a curva traçada pela extremidade da seta (vetor) que representa o campo elétrico instantâneo. O Campo deve ser observado ao longo da direção de propagação. As Fig. 2.6 (a) e (b) mostram uma curva típica em função do tempo [6].

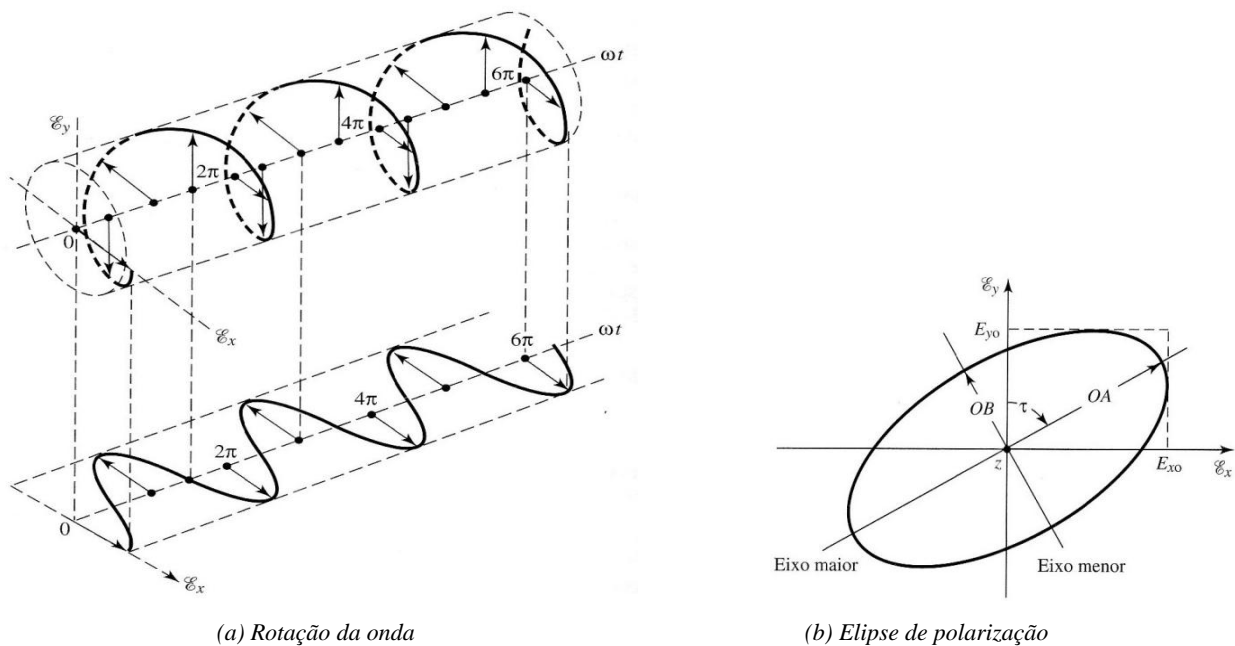


FIGURA 2.6 – Rotação de uma onda plana eletromagnética e sua elipse de polarização em $z = 0$ em função do tempo [9].

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

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

ou

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} \mathbf{E} \times \frac{\mathbf{H}}{\eta_0} \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad (2.37)$$

onde η_0 foi definida anteriormente como

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

que também pode ser expressa como

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

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

A polarização pode ser classificada como linear, circular ou elíptica. Se o vetor que descreve o campo elétrico em um ponto no espaço como uma função do tempo estiver sempre direcionado ao longo de uma linha reta, o campo é dito *linearmente polarizado*. Em geral, entretanto, a figura descrita pelo campo elétrico é uma elipse e o campo é dito *elipticamente polarizado*. Polarizações linear e circular são casos especiais de polarização elíptica, e pode ser obtidas quando a elipse se torna uma linha reta ou um círculo, respectivamente [9].

2.4 PROPAGAÇÃO POR MULTIPERCURSO EM AMBIENTES INTERIORES

Para analisar o fenômeno da propagação por multipercurso consideram-se sistemas de comunicação móvel por neste o fenômeno se apresentar mais significativamente. Um sinal típico recebido por uma estação móvel em sistemas de comunicação móvel é apresentado na Fig. 2.7 [10]. Verificam-se dois comportamentos distintos que são existentes no sinal recebido. As flutuações rápidas denominadas de desvanecimento em pequena escala e são associadas ao multipercurso. As variações mais suaves (representadas no gráfico pela linha mais espessa) são conhecidas como desvanecimento de larga escala, o qual está associado ao sombreamento por obstáculos [8].

O multipercurso nos sistemas de comunicações deve-se ao grande número de caminhos distintos percorridos pelas ondas eletromagnéticas. Estes percursos resultam de diversas interações das ondas com os obstáculos. Assim, uma estação móvel recebe sinais de

inúmeras direções, sendo os raios refletidos no ambiente os principais causadores do multipercurso.

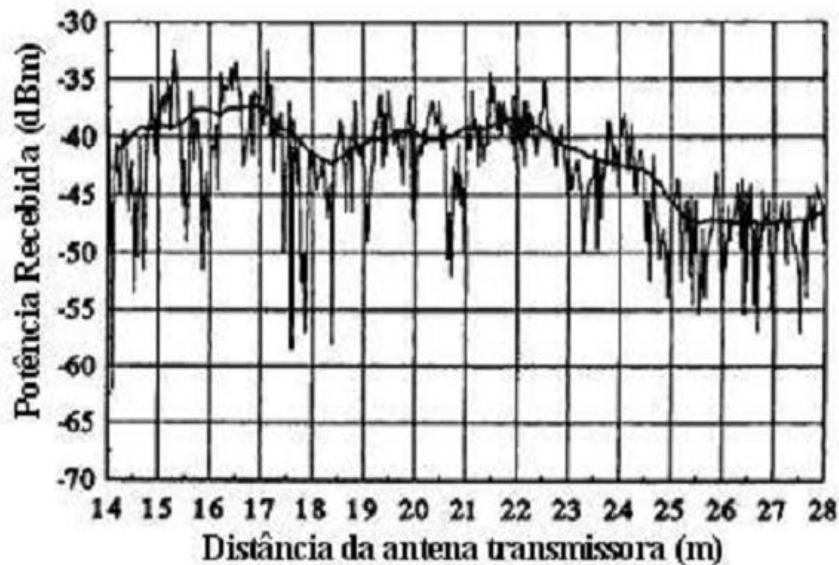


FIGURA 2.7 – Características de um canal rádio-móvel típico [10]

O multipercurso provoca desvanecimentos de pequena escala devido à interferência entre duas ou mais versões do sinal que partem do transmissor e chegam ao receptor em tempos ligeiramente diferentes. Os três principais efeitos do multipercurso são [10]:

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

2.4.1 Parâmetro de Dispersão do Canal: Perfil de Retardos de Potência (Power Delay Profile)

Na análise do desempenho de canais de rádio, são utilizados alguns parâmetros para avaliar a qualidade do canal. Nesta avaliação, o principal parâmetro considerado é o **Perfil de Retardos de Potência (Power Delay Profile)**: Como já mencionado, o tempo de chegada do sinal no receptor é distinto para os diferentes trajetos percorridos pelas ondas. Assim, o sinal recebido será o somatório de um conjunto de versões da onda radiada pela antena transmissora, possuindo retardos umas em relação às outras. Este fenômeno é geralmente representado pelo

perfil de retardos. A Fig. 2.8 ilustra esse fenômeno em um ambiente *indoor* [11] e define os parâmetros que caracterizam a *dispersão temporal do canal* e seu perfil de retardos.

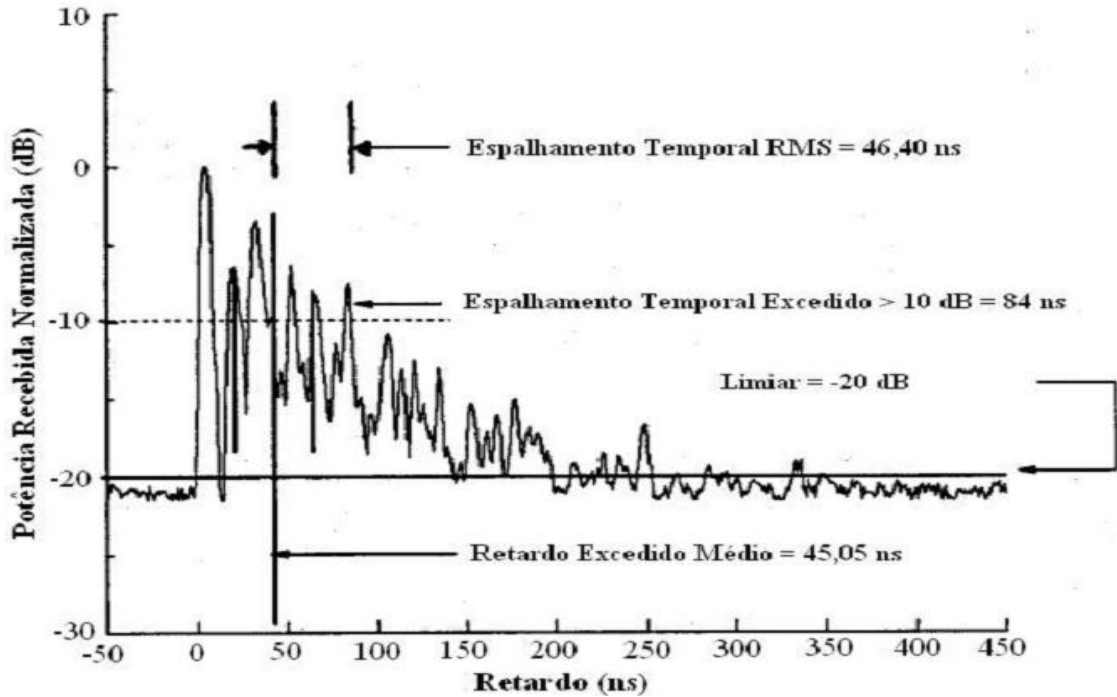


FIGURA 2.8 – Ilustração dos parâmetros do canal rádio – móvel por meio do Perfil de Retardos [12].

Este perfil mostra, portanto, as componentes de potência chegando em tempos distintos na antena receptora. A partir do perfil de retardos de potência, são definidos alguns parâmetros importantes [12]:

A. Retardo Excedido Médio (τ_k – mean excess delay)

O retardo excedido médio determina o atraso de chegada médio das componentes em relação à primeira componente que chega ao receptor.

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

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

B. Espalhamento Temporal RMS (σ_τ – RMS delay spread)

O espalhamento temporal rms é a medida do espalhamento temporal do perfil de retardos em torno do retardo excedido médio (valores típicos são da ordem de microsegundos em canais móveis exteriores – *outdoor* – e da ordem de nanosegundos em canais móveis confinados – *indoor*):

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2}$$

com

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

onde $P(\tau_k)$ = potência (linear) da componente k de multipercurso, τ_k = atraso de propagação da k -ésima onda em relação à incidência do primeiro sinal e τ = retardo excedido médio.

C. Espalhamento Temporal Excedido (Excess Delay Spread ou Maximum Delay Spread)

O espalhamento temporal excedido indica o retardo máximo, relativo à primeira componente recebida, no qual a energia decai X dB (estipulado) abaixo do maior nível recebido, sendo definido como:

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

onde τ_0 é o tempo de chegada do primeiro sinal, τ_X o tempo de chegada do último sinal com nível de potência ainda acima do limite X dB e abaixo do sinal de maior amplitude (não necessariamente o primeiro sinal detectado) [12].

O espalhamento temporal excedido (*Excess Delay Spread*) define a extensão temporal do canal rádio acima de um determinado limiar de recepção. O valor de τ_X é algumas vezes chamado de tempo de espalhamento da intensidade de potência, mas em todos os casos deve ser relatado como um limiar que relaciona o ruído com as componentes máximas recebidas do multipercurso [12]. Na prática, valores para estes parâmetros de dispersão temporal dependem da escolha do limiar de ruído usado para processar o nível de potência recebida $P(\tau_k)$. O limiar a ser adotado não deve ser muito baixo para que o ruído não seja processado como componente de multipercurso, aumentando assim os valores dos espalhamentos [11].

Capítulo 3

MODELOS DE PROPAGAÇÃO EM AMBIENTES *INDOOR*

A obtenção de modelos de predição das perdas de propagação eletromagnética é essencial na especificação de um sistema, possibilitando a determinação da cobertura do sinal e permitindo encontrar posições adequadas para o transmissor.

Existe atualmente alguma variedade de modelos já largamente estudados e validados. Dentre as opções de modelação do canal *indoor* disponíveis distinguem-se duas grandes classes: modelos empíricos e modelos teóricos. O primeiro baseia-se na utilização de modelos que descrevem a propagação em espaço livre e que são *estatisticamente ajustados* para os dados coletados no local em estudo (obtidos a partir de medições e experiências). Neste caso, estes modelos são usualmente fáceis de aplicar obtendo-se previsões sem recurso a extensivo processamento computacional. Os modelos empíricos conseguem apenas modelar fenômenos de propagação que não variam muito em relação à propagação em LOS.

A segunda metodologia de modelagem da propagação – modelos teóricos (determinísticos) – utiliza a teoria eletromagnética de propagação de ondas. Outra técnica de modelos determinísticos é o Traçado de Raios [6] que consideram fenômenos de propagação definidos pela GO (*Geometrical Optics*) e pela UTD (*Uniform Theory of Diffraction*), tais como reflexão, refração e difração. Estas técnicas oferecem maior precisão à custa de elevado cálculo computacional [6].

Na seção 3.1 são feitos comentários sobre as características do ambiente *indoor* e na seção 3.2 este tipo de ambiente é analisado segundo os modelos empíricos, referindo-se as suas principais vantagens e desvantagens. A seção 3.3 introduz os modelos determinísticos explicitando os pontos positivos e negativos. As seções 3.4 e 3.5 descrevem os modelos Caminho Dominante e FDTD, respectivamente, que serão utilizados nas simulações.

3.1 CARACTERÍSTICAS DO CANAL *INDOOR*

Com o aparecimento dos sistemas de comunicação pessoal (PCS), tornou-se importante a caracterização da propagação em ambientes fechados. A propagação *indoor* é dinâmica, pois suas propriedades variam no espaço (movimentação da unidade móvel no interior do edifício) e no tempo (movimentação de pessoas e objetos ao redor do móvel). O conhecimento

das características do sinal recebido quanto ao nível de potência e quanto à estatística associada são importantes no projeto de uma rede sem fios. O desempenho, nesse tipo de propagação, é afetado pelo fenómeno conhecido como desvanecimento por multipercursos (*multipath fading*) – apresentado na seção 2.3 – típico de ambientes interiores. Devido à reflexão, difração e espalhamento do sinal pelas estruturas no interior de edifícios, o sinal transmitido chega ao receptor por vários caminhos. As componentes deste sinal chegando por caminhos indiretos, aliadas à componente direta, se combinam para formar o sinal recebido, o qual será uma versão distorcida do sinal transmitido.

Por ter origem em processos aleatórios, pouco se pode fazer para eliminar os distúrbios devido ao desvanecimento por multipercursos. Entretanto, se o canal *indoor* for bem caracterizado, os efeitos das distorções e atenuações podem ser minimizados através do projeto e especificações adequadas do transmissor e receptor. Consta-se, na prática, que a propagação em edifícios é influenciada por aspectos específicos tais como sua arquitetura e pelos materiais usados na construção [6]. No contexto de uma rede *wireless*, um ambiente *indoor* difere do ambiente *outdoor* em dois aspectos: menor raio de cobertura e maior variabilidade no ambiente. Assim, uma caracterização do canal de propagação é essencial ao projeto de sistema de comunicações para ambientes *indoor*.

Nas últimas décadas foram desenvolvidos e aperfeiçoados vários modelos que consideram as características do ambiente *indoor*. Por exemplo, os modelos semi-determinísticos no qual contabilizam tão corretamente quanto possível as características dos materiais dos ambientes, do número de paredes atravessadas, etc.

Apresentam-se a seguir os modelos empíricos *Multi-Wall* e ITU, bastante utilizados na literatura; o modelo semi-determinístico que considera o caminho com maior intensidade de energia entre transmissor e receptor chamado de modelo do Caminho Dominante e o modelo determinístico que utiliza a teoria eletromagnética na análise da propagação da onda, chamado de Modelo das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (*Finite Difference Time Domain* – FDTD).

3.2 MODELOS EMPÍRICOS

Os modelos empíricos baseiam-se em fórmulas simples e fáceis de aplicar, cujos parâmetros podem ser ajustados através de um número reduzido de medidas efetuadas no local em estudo. A sua principal vantagem é a baixa complexidade de cálculo, o que permite obter

resultados de forma rápida e simples, e não consideram efeitos da teoria de propagação das ondas eletromagnéticas. A desvantagem está no fato de ter que caracterizar, previamente, o local em estudo de modo a calibrar os parâmetros ao modelo em questão. Após a caracterização do local é possível proceder às simulações para previsões de nível do sinal em cada ponto do ambiente. Existem, também, modelos empíricos que não necessitam de qualquer trabalho de campo prévio, baseando-se em parâmetros típicos recomendados. A seguir apresentam-se os modelos *Multi-Wall* e ITU. O primeiro é do tipo *site-specific* e o segundo pertence aos modelos do tipo *site-general*, como será descrito a seguir.

3.2.1 MODELO MULTI-WALL

O modelo *Multi-Wall*, também designado de modelo COST-231 [13] para ambientes *indoor*, é um dos modelos empíricos mais aceitos e mais utilizados para a análise de propagação em ambientes fechados. Este se insere na classe dos modelos do tipo *site-specific* uma vez que leva em conta, no cálculo da atenuação do percurso, características específicas do local em estudo [14]. Para a previsão da atenuação de percurso o modelo recorre à expressão clássica definida para a propagação em espaço livre, adicionando parcelas que contemplam as perdas devido ao atravessamento de paredes e andares pelo raio direto que viaja entre o emissor e o receptor. O modelo considera unicamente o trajeto direto entre o emissor e o receptor ignorando questões como reflexão, difração, e dispersão em obstáculos. Como inconveniente surge à necessidade da caracterização dos diferentes obstáculos que o sinal pode atravessar consistindo na associação de um fator de atenuação a cada um dos obstáculos. Refira-se, contudo, que o número de medidas a realizar será sempre limitado, não constituindo este fato uma desvantagem relevante.

Em seguida apresenta-se a expressão numérica para o modelo que permite obter a atenuação associada ao percurso entre o emissor e o receptor [14]:

$$L = L_{FS} + \sum_{i=1}^I k_{wi} L_{wi} + k_f \left[\frac{k_f + 2}{k_f + 1} - b \right] L_f \quad (dB) \quad (3.1)$$

com

$$L_{FS} = 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) \quad (dB) \quad (3.2)$$

sendo a expressão da perda no espaço livre entre o emissor e o receptor;

k_{wi} é o número de paredes atravessadas pelo sinal;

k_f é o número de andares atravessados

L_{wi} é perda associada à parede (obstáculo) tipo i ;

L_f é a perda entre andares adjacentes;
 b é um parâmetro empírico;
 I é o número de tipos de paredes;
 d é a distância que separa emissor do receptor.

A segunda parcela na equação 3.1 expressa a perda total devido ao atravessamento de paredes contabilizadas entre o emissor e o receptor. Por razões práticas o número, dos diferentes tipos de paredes, deve ser reduzido. Um máximo, de dois tipos é o normalmente utilizado. Importa destacar que os fatores de atenuação apresentados nessa equação não correspondem a perdas físicas das paredes, assumindo-se como coeficientes que são otimizados através de medidas no local em estudo. Consequentemente, os fatores de perda incluem implicitamente os efeitos da presença de mobiliário assim como efeitos devido à propagação de percursos do sinal através de corredores ou de outros fenômenos de propagação. As medidas que vão caracterizar o parâmetro já incluem todos esses fenômenos. Para o caso da atenuação introduzida pela propagação através de andares verifica-se experimentalmente que esta é uma função não-linear do número de andares atravessados pelo sinal. Esta característica é incorporada no modelo através do parâmetro b [14].

3.2.2 MODELO ITU

Este modelo é denominado de *site-general* já que requer pouca informação sobre o local em análise, sendo apenas necessário identificar o tipo de ambiente. De modo a possibilitar a previsão do nível de sinal sem necessidade de conhecimento específico do local em estudo, são fornecidos pela ITU (*International Telecommunication Union*) um conjunto de valores típicos para os parâmetros do modelo [14]. Os valores indicados variam de acordo com o ambiente para o qual se pretende fazer a análise de propagação. Neste modelo, o fato do sinal de Rádio Frequência (RF) poder atravessar paredes ou outro tipo de obstáculos é contemplado pelo parâmetro N indicado na equação 3.3. Os valores que se obtêm através desta equação são apenas valores médios previstos para a atenuação por percurso. Associado a este valor médio existe um determinado desvio padrão. São igualmente indicados pela ITU um conjunto de valores que caracterizam este parâmetro estatístico para diferentes ambientes. O conhecimento de ambos os parâmetros permite caracterizar a distribuição normal assumida pelo modelo para a atenuação de percurso. O referido modelo apresenta-se sob a forma da seguinte equação linear [15]:

$$L_{TOTAL} = 20 \log_{10} f + N \log_{10} d + L_f(n) - 28 \text{ (dB)} \quad (3.3)$$

com N sendo o coeficiente de perda de potência com a distância, f é a frequência (MHz), d é a separação entre o emissor e o receptor ($d > 1$ m), L_f é o fator de atenuação associado à propagação entre andares (em dB) e n é o número de andares que separam o emissor do receptor.

Tal como referido anteriormente a ITU fornece um conjunto de parâmetros associados a diferentes ambientes de operação que permitem estimar a Atenuação por Caminho (*Path Loss*) sem um conhecimento profundo do local de instalação da rede wireless [15]. As tabelas 3.1, 3.2 e 3.3 apresentam as indicações fornecidas pela recomendação Rec. ITU-R P.1238-2 [15] para um conjunto de ambientes *indoor* e gamas de frequência, considerando os diferentes parâmetros do modelo.

TABELA 3.1 Valores típicos recomendados pelo ITU para o parâmetro N .

Frequência	Residencial	Escritório	Comercial
900 MHz	26	33	20
1.2 – 1.3 GHz	-	32	22
1.8 – 2 GHz	28	30	22
4 GHz	-	28	22
5.2 GHz	-	31	-
60 GHz	-	22	17

TABELA 3.2 Valores típicos recomendados pelo ITU para a parcela $L_f(n)$, onde n representa o número de andares atravessados.

Frequência	Residencial	Escritório	Comercial
		9 (1 andar)	
900 MHz	-	19 (2 andares)	-
		24 (3 andares)	
1.8 – 2 GHz	$4n$	$15+4(n-1)$	$6+3(n-1)$
5.2 GHz	-	16 (1 andar)	-

TABELA 3.3 Valores recomendados pelo ITU para o desvio padrão σ (dB)

Frequência	Residencial	Escritório	Comercial
1.8 – 2 GHz	8	10	10
5.2 GHz	-	12	-

Nota-se que o caso específico da banda 2.4 GHz (banda de operação das redes 802.11b) não está diretamente contemplado nos valores apresentados. Porém, como se pode constatar pelas tabelas acima, os valores dos diferentes parâmetros variam suavemente com a frequência, o que permite considerar para o caso de uma rede wireless 802.11b os valores recomendados para a banda de frequência mais próxima, neste caso a 1.8 – 2 GHz.

Além dos valores apresentados nas tabelas anteriores a recomendação ITU-R P.1238-2 apresenta algumas indicações quanto às características de propagação em ambientes *indoor* verificadas para diferentes situações:

- *Propagação com visada direta*, entre o receptor e o emissor, é dominada pelas perdas verificadas em espaço livre. Neste caso deve-se utilizar para o parâmetro N o valor 20;
- Para compartimentos de grande área com predominância da condição de visada direta são igualmente dominadas pelos fatores envolvidos na propagação em espaço livre. Neste caso deve-se utilizar o valor 20 para o parâmetro N do modelo;
- Para a *propagação em corredores* verifica-se o chamado efeito de Guia de Onda resultando numa atenuação do sinal inferior à que se verifica em espaço livre. Neste caso considera-se 18 o valor para N ;
- *Propagação com visada obstruída* e paredes adiciona perdas consideráveis que podem aumentar o coeficiente N até cerca de 40 para um ambiente típico.

Foram apresentadas duas metodologias de modelação existentes no contexto de ambientes *indoor*. Dentro da classe de modelos empíricos descreveu-se os modelos *Multi-Wall* e ITU. O primeiro representa um dos modelos empíricos mais utilizados no âmbito da previsão de nível do sinal para ambientes *indoor*. O segundo é recomendado pela ITU-R (*International Telecommunication Union – Regulacion*) e personaliza uma forma simples de obter previsões para a Atenuação por Percurso (*path loss*) sem ter que efetuar a caracterização “exaustiva” do local alvo da análise. Ambos os modelos consideram unicamente o trajeto direto entre o emissor e o receptor, mas não consideram questões como reflexão, difração, ou dispersão.

3.3 MODELOS DETERMINÍSTICOS

Os modelos teóricos, baseados na teoria eletromagnética, possuem vantagem em termos de confiabilidade dos parâmetros preditos, quando comparados aos modelos empíricos. Além disso, outra característica favorável a estes modelos é que pela sua própria natureza, eles podem ser aplicados sem maiores restrições aos mais variados tipos de ambientes.

Dentre os modelos teóricos de predição eletromagnética existem os modelos determinísticos que caracterizam a propagação do sinal de Rádio Frequência (RF) do ponto de vista eletromagnético. Os modelos determinísticos têm base na teoria de propagação de ondas

eletromagnéticas, que considera aspectos como reflexão, difração e dispersão. Também podem utilizar um conjunto de técnicas tais como o Traçado de Raios (*Ray-Tracing*) [6], Óptica Geométrica (GO), Teoria Geométrica da Difração, GTD (*Geometrical Theory of Diffraction*), Teoria Uniforme da Difração, UTD (*Uniform Theory of Diffraction*) [6], o Método de diferenças finitas no domínio do tempo, FDTD (*Finite-Difference Time-Domain*), o método de elementos finitos FEM (*Finite Element Method*), entre outros [2].

As principais desvantagens dos modelos determinísticos são: maior dificuldade de implementação em relação a modelos empíricos e a exigência de recursos computacionais significativos, em termos de memória e tempo de processamento. Estes modelos conduzem a um aumento da complexidade de cálculo e da exigência quanto ao processamento necessário para efetuar as previsões de nível do sinal.

A descrição do cenário que se deseja realizar a predição de cobertura por meio de modelos determinísticos deve, em princípio, ser fielmente reproduzida para que o cálculo dos níveis do sinal seja confiável. Nas simulações, tanto a geometria quanto as características eletromagnéticas dos materiais encontrados no ambiente devem ser o mais próximo possível da realidade. Em um ambiente *indoor*, a inserção de uma mobília metálica, por exemplo, pode alterar completamente a distribuição do sinal eletromagnético no ambiente.

Contudo, não é possível uma representação exata, pois ambientes reais são complexos, possuindo obstáculos das mais variadas formas e tipos de materiais. Um modelo tridimensional deveria ser utilizado para reproduzir fielmente o ambiente. Entretanto, aproximações para duas dimensões podem garantir bons resultados, diminuindo consideravelmente o tempo de processamento computacional [4].

A escolha de um método para análise e desenvolvimento de um modelo determinístico, depende da relação entre o comprimento de onda e as dimensões dos objetos do ambiente em estudo.

Outro tipo de modelo teórico são os modelos semi-determinísticos caracterizados por mesclar teoria e dados derivados de medições. Esses dados são utilizados na calibração desse tipo de modelo, como é o caso do modelo do Caminho Dominante que será apresentado na próxima secção.

A seguir serão apresentados dois modelos: o modelo semi-determinístico que considera o caminho Dominante de energia entre transmissor e receptor e o modelo determinístico FDTD baseado na teoria eletromagnética que considera as equações de Maxwell.

3.4 MODELO DO CAMINHO DOMINANTE

Como alternativa para minimizar o tempo de processamento e consumo de memória computacional nos modelos de previsão determinísticos, é proposto um modelo em [6] que se concentra no caminho dominante entre o receptor e o transmissor. Este método não se concentra apenas no raio direto (como modelos empíricos) e não considera centenas de raios em um único pixel (como em técnicas que utilizam Traçado de Raios), ele considera o caminho em que a energia tem maior intensidade.

A. Caminho com maior intensidade de energia

A Fig. 3.1 mostra como os raios são lançados a partir dos Modelos de Traçado de Raios [6] e Caminho Dominante [16]. No caso do Traçado de Raios, até centenas de raios podem ser computados para cada receptor. As contribuições de todos os raios são superpostas para obter a energia recebida. Mas, na maioria dos casos, apenas 2 ou 3 raios estão contribuindo com até 95% da energia, ou seja, considerando apenas esses raios a precisão seria suficiente para previsão [17]. É nesse fato que se concentra o modelo do caminho dominante.

Os parâmetros destes caminhos dominantes são determinados (por exemplo, como o comprimento do percurso (*Path Length*), o número e o tipo de interações, as propriedades do material dos objetos ao longo do trajeto, etc) e utilizados na predição da atenuação do percurso entre o transmissor e o receptor. Adiante, ver-se que o tempo de processamento computacional, nesse modelo, é muito inferior ao método de Traçado de Raios e aproximadamente igual ao da gama de modelos empíricos. E ainda, a precisão do modelo do Caminho Dominante em ambientes muito complexos (onde ocorrem múltiplas interações) é ainda maior do que a precisão do modelo de Traçado de Raios por conta da limitação, deste último, no número de interações consideradas.

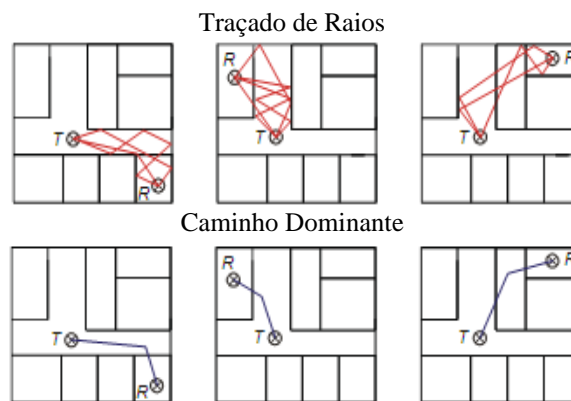


FIGURA 3.1 Comparação dos diferentes modelos aproximados: modelo de traçado de raios (acima) considera vários raios em contraste com o modelo do caminho dominante que considera apenas os raios mais relevantes.

A técnica de Traçado de Raios possui boa precisão [6]. Porém, possui grande tempo de processamento e consumo de memória computacional. Isso tudo é devido, na maior parte, a computação de uma gama extensa de raios. Analisam-se todas as possibilidades de direções dos raios entre transmissor e receptor e muitos destes raios são desprezíveis no cálculo da energia total recebida.

Outro fato importante, para a precisão da simulação, está na dependência do banco de dados que descreve o ambiente. Estes dados fornecem uma alta precisão, mas os erros nas definições do material ou nas coordenadas levam a erros significativos em modelos de propagação de Traçado de Raios e FDTD [2] (ver Fig. 3.2). Portanto, há uma demanda por modelos que sejam rápidos e que consideram múltiplas interações (difrações, por exemplo) - mas que não dependam de cada detalhe do vetor do banco de dados.

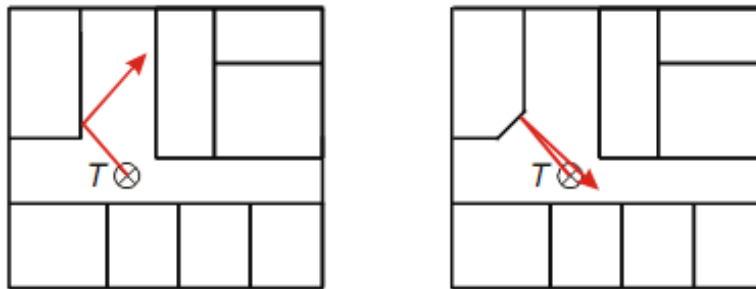


FIGURA 3.2 O banco de dados, que descreve o ambiente, deve ser preciso para boa eficiência da simulação no caso de modelos de Traçado de Raios;

No caso de modelos empíricos (apresentado no capítulo 2), onde se considera o raio direto entre transmissor e receptor, o problema da propagação em cenários fechados é mostrado na Fig. 3.3. Esse raio direto para a computação da energia recebida é, muitas vezes, bastante atenuado e, também, não é o caminho de maior energia. Focalizando um modelo sobre este caminho é bem provável que se tenha erros em quase todas as previsões, pois, esse caminho possui pouca contribuição para a energia total do sinal recebido.

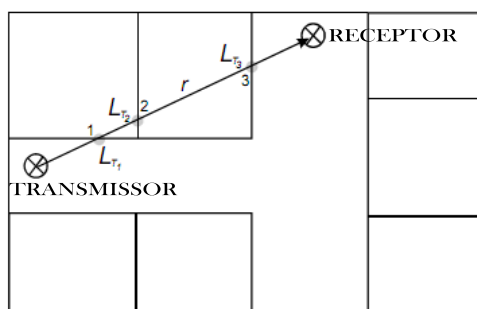


FIGURA 3.3 Layout da análise do caminho para a obtenção da energia de modelos empíricos para ambientes interiores.

Uma última observação é sobre a calibração do modelo com dados de referência, por exemplo, medições de determinado tipo de ambiente. A precisão dos modelos de previsão pode ser analisada, comparando os resultados da simulação com campanhas de medição. Portanto, o modelo deve oferecer a possibilidade de importar dados de medição e comparar com resultados de previsão. Além de analisar a precisão dos modelos de previsão, dados de medição também podem ser usados para calibrar os modelos de propagação de ondas em ambientes específicos.

B. Algoritmo

Depois de analisar as restrições de modelos, empíricos e determinísticos, sobre a propagação de raios, os requisitos para um novo modelo devem centrar-se no caminho dominante entre o transmissor (T) e receptor (R), pois este caminho leva a maior parte da energia; não deve considerar centenas de caminhos irrelevantes; não deve depender de pequenos detalhes do banco de dados que descreve o ambiente simulado; deve ter a possibilidade de calibração simples, com dados de referência, por exemplo, de medições. Considerando esses requisitos o algoritmo do modelo do Caminho Dominante foi desenvolvido e pode ser subdividido em duas etapas [18]:

- Determinação do Caminho Dominante (Geometria);
- Previsão da atenuação do percurso (*Path Loss*) ao longo dos trajetos.

Na primeira etapa, o caminho dominante é determinado. A Fig. 3.4 (lado esquerdo) mostra um cenário onde o transmissor (T) está localizado em um corredor. As informações sobre o arranjo das paredes são usadas para determinar os tipos de cantos. O caminho dominante entre T e R deve levar em conta cantos convexos via receptor. Uma árvore com todos os cantos convexos é computada. Todos os cantos visíveis a partir do canto examinado são novos ramos da árvore. A Fig. 3.4 (lado direito), mostra que a árvore começa nos cantos visíveis a partir de T. O receptor R também é incluído na árvore. Cada vez que o receptor é encontrado na árvore, os cantos ao longo do caminho são determinados pelo ramo seguinte de volta à T [16]. A Fig. 2 mostra que existe mais de um caminho entre T e R.

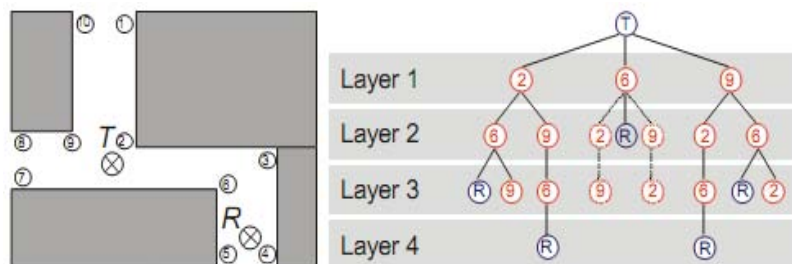


FIGURA 3.4 Cenário com paredes, transmissor e receptor (esquerda) e a estrutura da árvore construída pelo algoritmo (direita).

Para receptores em NLOS outro tipo de árvore é calculada [16]. As Figs. 3.5 e 3.6 são esboços de como se procede a computação de todos os quartos do cenário. A raiz da árvore corresponde à sala em que o transmissor é colocado. O primeiro ramo da árvore contém todos os quartos vizinhos. Se houver diferentes paredes entre a sala do transmissor e as salas vizinhas (por exemplo, as paredes C e D entre os ambientes 1 e 3), a sala vizinha é colocada neste ramo da árvore tantas vezes quantas forem às paredes comuns entre os quartos. Após esse primeiro ramo da árvore, o segundo ramo é determinado de forma semelhante, ou seja, todos os quartos vizinhos (e paredes comuns) são ramos das salas correspondentes do primeiro ramo. A árvore contém tantos ramos quanto necessário para a integralidade, ou seja, cada sala do prédio deve ocorrer na árvore pelo menos uma vez.

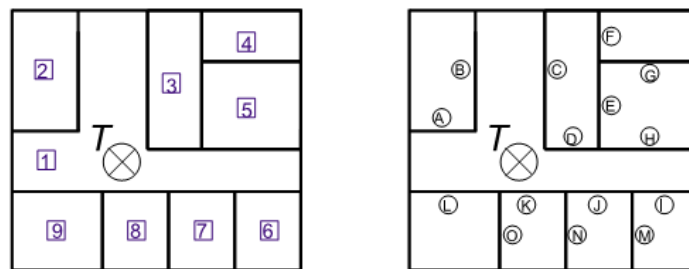


FIGURA 3.5 Enumeração dos quartos (lado esquerdo) e identificação das paredes (direito).

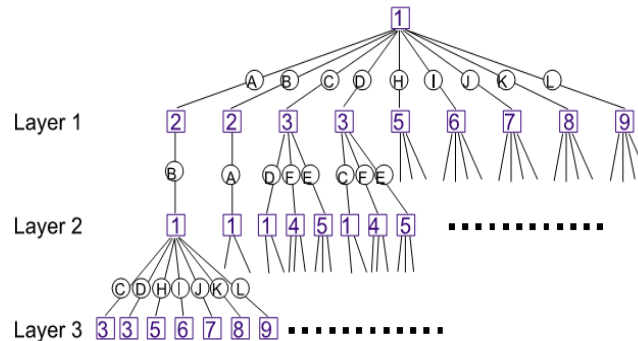


FIGURA 3.6 Árvore para o cálculo dos caminhos com perda mínima de energia para o ambiente indoor [16].

Após a determinação da árvore, os caminhos dominantes entre o transmissor e o receptor podem ser facilmente calculados, pois a árvore representa em seus ramos todos os caminhos dominantes possíveis e a seqüência dos quartos que foi utilizada para encontrar o receptor. Se o receptor está localizado no quarto i , a árvore só deve ser analisada para o quarto i . O caminho dominante correspondente pode ser determinado seguindo todos os ramos do quarto de volta para a raiz da árvore a partir de i . Mais informações sobre a árvore e a determinação dos caminhos é dada em [19].

C. Atenuação por Percurso (Path Loss)

Após o cálculo da árvore, o algoritmo tem de decidir qual caminho tem a menor perda de propagação. Isto é feito através das perdas entre os diferentes caminhos. O melhor caminho é chamado de Caminho Dominante com Perda Mínima (*Minimum-Loss Dominant Path – MLDP*). A previsão da atenuação do percurso ao longo do trajeto é feita usando a seguinte equação [16-19]:

$$L = 20 \log \left(\frac{4\pi}{\lambda} \right) + 10 p \log(d) + \sum_{i=1}^n f(\varphi, i) + \sum_{j=1}^m t_j - \Omega \quad (3.4)$$

Em que L é a perda de energia do caminho em dB, em um percurso de comprimento d (em metros). λ é o comprimento de onda e Ω o fator guia de onda (descrito abaixo); $f(\varphi, i)$ é uma função que determina a *perda por interação* em dB, ou seja, a perda quando se muda a direção de propagação. O ângulo entre a direção anterior e a nova direção de propagação é φ_i . Onde i é o número da interação, por exemplo, $i = 2$, representa a segunda interação nesse caminho de propagação. A perda de interação aumenta linearmente com o ângulo, começando com um deslocamento β_1 . A linearidade termina no ângulo φ_2 e a perda será constante em β_2 de outros ângulos maiores do que φ_1 . Perdas devido a mudanças horizontal e vertical na direção de propagação são determinadas de forma independente.

O fator p depende da visibilidade entre o pixel atual e o transmissor – é o fator de perda de sinal. O valor de p depende da situação de propagação atual. Nos edifícios com móveis (que não está incluído na modelagem do ambiente), é sugerido $p = 2,3$ enquanto que em edifícios vazios $p = 2,0$ é razoável. Adaptar p para a situação permite diferentes valores de perda de energia por caminho, dependendo das condições LOS (*Line of Sight*), OLOS (*obstrução Line of Sight*) e NLOS (*Non Line of Sight*).

Para a consideração da reflexão (e espalhamento) em corredores, um fator determinado empiricamente é introduzido [18]. O fator *guia de onda* Ω leva em conta, que uma onda se propagando em um corredor próximo será refletido nas paredes levando a uma menor atenuação em relação ao espaço livre. Assim, os efeitos do Guia de Onda pode ser expressa como um ganho adicional em dB. O fator *guia de onda* Ω depende das características do material da parede (perda por reflexão), da orientação (ângulo de reflexão) e da distância entre o caminho e a parede. A perda de reflexão nas paredes ao longo do caminho e a distância entre a parede e o caminho possuem influência em β . Quanto mais o caminho dominante estiver próximo a parede,

menor a perda de reflexão e maior o fator guia de onda. O ganho por guia de onda é determinado para cada pixel antes do início da previsão. Durante a previsão esse ganho é acumulado ao longo do caminho de propagação.

Ainda para a determinação da *atenuação por percurso* em cenários interiores, as transmissões através das paredes devem ser consideradas adicionalmente. A parcela t_j significa a *perda por transmissão* da parede j , ou seja, t_2 é a perda de transmissão da segunda parede que foi penetrada pelo raio que representa o caminho dominante.

A validação do modelo do Caminho Dominante foi feita comparando seus resultados com campanhas de medições em diferentes ambientes indoor. A comparação mostra uma boa precisão do modelo [16,19].

3.5 MÉTODO DAS DIFERENÇAS FINITAS NO DOMÍNIO DO TEMPO (FDTD)

O método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) tem sido amplamente utilizado no estudo da propagação e irradiação de ondas eletromagnéticas. Isto se deve principalmente à facilidade oferecida por esta técnica numérica em abordar problemas de valores de contorno e de valor inicial. Por este método, as equações de Maxwell, escritas na forma diferencial e no domínio do tempo, são reduzidas por aproximação a simples equações de diferenças algébricas. Dessa forma, as soluções pertencentes a uma região contínua são aproximadas utilizando um grupo de pontos para discretizar a região. Vale ressaltar que o tempo é também tratado de forma discreta. Entretanto, estes cálculos podem envolver milhares de iterações [4].

O método FDTD baseia-se na resolução numérica das equações de Maxwell quando aplicado em simulações de propagação de ondas eletromagnéticas. Foi inicialmente proposto por Kane Yee em 1966 [20], sendo uma forma simples e elegante de discretização das equações de Maxwell temporais na forma diferencial. O método permite o estudo da onda em todo seu espectro de frequências e em ambientes complexos, sendo baseado em diferenças centradas, utilizando aproximações classificadas como sendo de segunda ordem tanto no tempo quanto no espaço para as derivadas [21,22].

A. Implementação teórica do método FDTD

O método FDTD baseia-se na resolução numérica das equações de Maxwell quando aplicado na simulação da propagação de ondas eletromagnéticas. Nesse método, as

componentes dos campos, elétrico e magnético, são dispostas no espaço de forma a satisfazerem as equações rotacionais de Maxwell, em meio isotrópico, são dadas por:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (3.5a)$$

e

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3.5b)$$

nas quais as relações dos campos com as propriedades do meio (relações constitutivas) são dadas por [22]:

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (3.6a)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (3.6b)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (3.6c)$$

Onde $\varepsilon = \varepsilon(r)$ é a *permissividade elétrica*, μ é a *permeabilidade magnética* do espaço livre e $\sigma = \sigma(r)$ a *condutividade elétrica* – as quais dependem somente da posição espacial indicadas por r . Os efeitos devido à presença de materiais magnéticos não serão considerados em todo esse trabalho.

Em coordenadas cartesianas as equações (3.5a) e (3.5b) podem ser representadas (em três dimensões) como segue [22]:

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \right), \quad (3.7a)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \right), \quad (3.7b)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \right), \quad (3.7c)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (3.8a)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (3.8b)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3.8c)$$

O conjunto de equações diferenciais parciais (3.7a) à (3.8c) são a base para o algoritmo da técnica FDTD em três dimensões. As componentes dos campos são dispostas no espaço de modo a formarem células, denominadas de células de Yee: os campos, elétrico e magnético, são posicionados de forma a sempre haver, em um mesmo plano, quatro componentes de um dos campos circundando ao redor da componente perpendicular do outro campo [20].

A Fig. 3.7 [23] representa uma célula com dimensões, Δx , Δy e Δz , e endereço espacial (i, j, k) , onde i, j e k são números inteiros. Cada componente do campo elétrico é circundada por componentes do campo magnético e vice-versa. As componentes do campo elétrico estão localizadas, paralelamente, nos pontos centrais das arestas do paralelepípedo; as componentes do campo magnético estão localizadas, perpendicularmente, nos pontos centrais das faces do mesmo paralelepípedo. Yee estabeleceu o que mais tarde receberia o nome de *célula de Yee*.

Computacionalmente, os valores de campo são atualizados evoluindo no tempo. Isto é feito ao aplicar o método das diferenças finitas nas equações de Maxwell (3.7) e (3.8), que podem ser escritas utilizando a notação indexada por células de Yee [22].

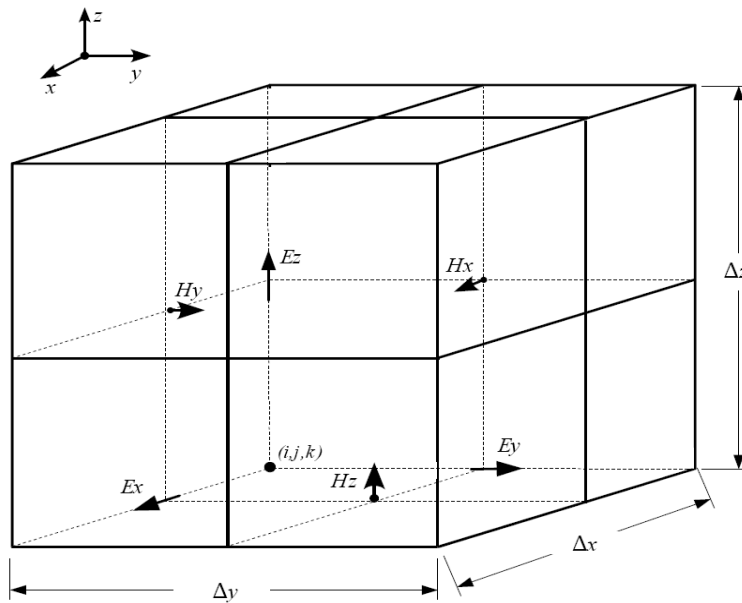


FIGURA 3.7 Célula de Yee: posicionamento das componentes dos campos elétrico e magnético em uma célula de dimensões Δx , Δy e Δz [23].

Considerando que a geometria, que delimita o ambiente analisado no Capítulo 4, é bidimensional pode-se simplificar as equações anteriores em coordenadas cartesianas utilizando o modo Transverso Magnético (TM_z, ou seja, $H_z = 0$) em um meio linear e isotrópico. Assim, para ondas TM_z, tem-se [22]:

$$H_z = E_x = E_y = 0$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3.9a)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (3.9b)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} \right) \quad (3.9c)$$

O ambiente é modelado no espaço bidimensional, por questões de simplicidade, sem haver perdas de precisão [4] para o caso analisado. Explicitando o modo TM_z em relação a formulação computacional com endereço espacial (i, j) , considerando $\sigma = 0$.

$$E_z^n(i, j) = E_z^{n-1}(i, j) + \frac{\Delta t}{\varepsilon} \left(\frac{H_y^{n-1}(i, j) - H_y^{n-1}(i-1, j)}{\Delta x} - \frac{H_x^{n-1}(i, j) - H_x^{n-1}(i, j-1)}{\Delta y} \right) \quad (3.10 a)$$

$$H_x^{n+1}(i, j) = H_x^n(i, j) - \frac{\Delta t}{\mu} \left(\frac{E_z^n(i, j+1) - E_z^n(i, j)}{\Delta y} \right) \quad (3.10 b)$$

$$H_y^{n+1}(i, j) = H_y^n(i, j) + \frac{\Delta t}{\mu} \left(\frac{E_z^n(i+1, j) - E_z^n(i, j)}{\Delta x} \right) \quad (3.10 c)$$

A relação que define a estabilidade computacional do método FDTD para o caso de uma onda que se propaga em uma célula elementar, Fig. 3.7, é conhecida como *condição de Courant* [23], cuja forma bidimensional é dada por [4]:

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{max}} \left(\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.11)$$

sendo v_{max} o valor máximo que pode ser obtido para a velocidade da onda em todo o volume numérico. Esta condição permite que haja estabilidade nas soluções das equações (3.9 a) e (3.9 b) evitando que estas cresçam indefinidamente em suas amplitudes.

A seleção do incremento relativo ao tempo implica na estabilidade numérica da solução. Os incrementos espaciais (Δx e Δy) devem ser escolhidos de forma que o campo eletromagnético não possua variações significativas. A redução da dispersão numérica será possível se os incrementos possuírem apenas uma fração do comprimento de onda, ou seja,

$$\Delta_{x,y} \leq \frac{\lambda_{min}}{10} \quad (3.12)$$

O comprimento de onda deve ser representado por no mínimo dez células. Muitos estudos têm sido realizados para avaliar e melhorar o desempenho numérico do método FDTD. Um maior aprofundamento no assunto pode ser encontrado em [23, 24, 25].

B. Técnica das camadas de absorção perfeitamente casadas (UPML)

Em uma simulação por FDTD, quando problemas abertos são tratados, há a necessidade de impor, nos limites do volume numérico de interesse, condições de absorção da onda analisada [24]. Se tais condições não forem impostas, é necessário considerar a propagação da onda ao infinito, o que requer uma quantidade infinita de memória e de processamento computacionais, tornando o método FDTD irrealizável. Se a região for simplesmente truncada sem os cuidados de uma região de absorção, haverá problemas de reflexão. A absorção nos limites numéricos deve ter a máxima eficiência possível, evitando a inserção de erros (por reflexão) nos cálculos realizados na região de análise efetiva. Essas condições, conhecidas como condições de fronteira absorvente (ABCs) [24], tornam mais eficientes as simulações pelo método FDTD. A idéia é absorver ondas que chegam aos limites da região em análise de maneira a simular sua propagação para o infinito, sem reflexões que alterem a propagação na região de interesse. Uma idéia geral de implementação usando o método FDTD truncado por UPML (*Uniaxial Perfectly Matched Layers*), a qual termina com planos condutores perfeitos (PEC), é ilustrada pela Fig. 3.8 [23].



FIGURA 3.8: Esquema geométrico para truncagem da malha, tempo e espaço, usando a UPML em um plano [23].

O que se deseja é que a onda comece a ser atenuada independente da frequência, do ângulo de incidência e da polarização no momento em que esta atinge a região de absorção. Estas condições buscam eliminar possíveis reflexões na região limite do ambiente computacional. Isso garante resultados aceitáveis obtidos dentro da região de análise efetiva, isto é, tais condições

permitem considerar a onda se propagando fora do domínio de análise, indo para o infinito.

Dessa maneira, a região de análise é truncada com um meio dispersivo, com níveis de atenuação graduais, dada pela anisotropia do meio. Este, também, é provido de casamento perfeito de impedância para evitar reflexões que venham a influenciar a região de análise. Essa técnica é conhecida como *Perfectly Matched Layers* (PML), ou o caso especial deste trabalho, a PML uniaxial ou UPML. Pesquisas de modelagem de meios absorventes vêm evoluindo e aumentando a eficácia do método FDTD [25].

Na região de análise são especificadas as características constitutivas do meio de interesse e aplicadas às equações de Maxwell discretas, atualizando os campos, elétrico e magnético, a cada iteração. Na região de UPML, são definidos os parâmetros de atenuação e aplicadas as equações especiais de propagação com perdas [24]. Essa região é ainda envolvida por uma parede condutora elétrica para anular os pequenos campos elétricos tangenciais que chegam à essa região. É importante observar que as reflexões desses campos na parede elétrica externa serão rapidamente atenuadas pela UPML no caminho de volta.

A simulação da propagação da onda eletromagnética utilizando o método FDTD é totalmente baseada na teoria desenvolvida em [23,24]. Vê-se que estes trabalhos possuem resultados com suficiente precisão para o caso considerado no Capítulo 4 (simulação da propagação eletromagnética em 2D). O principal objetivo é impor as condições de propagação de maneira que a onda seja totalmente transmitida para a região de UPML e, ao mesmo tempo, atenuada por ela. Então, no modo TM_z, considerando as regiões absorventes, as equações (3.10) são escritas na forma abaixo, as quais serão utilizadas na região de fronteiras absorventes (Fig. 3.8) [23]:

$$E_z^{n+1}(i,j) = E_z^n(i,j) \left(\frac{1 - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{1}{\varepsilon_0 \varepsilon_r (1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0})} \left[D_z^{n+\frac{1}{2}}(i,j) \left(1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0} \right) - D_z^{n-\frac{1}{2}}(i,j) \left(1 - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0} \right) \right] \quad (3.13 \text{ a})$$

$$D_z^{n+\frac{1}{2}}(i,j) = D_z^{n-\frac{1}{2}}(i,j) \left(\frac{1 - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{(1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0})} \left[\frac{Hy_{i+\frac{1}{2},j}^{n+\frac{1}{2}} - Hy_{i-\frac{1}{2},j}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta x} + \frac{Hx_{i,j+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - Hx_{i,j-\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right] \quad (3.13 \text{ b})$$

$$H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) = H_x^{n-\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) \left(\frac{1 - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}}{1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) + \frac{1}{\mu_0 (1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0})} \left[B_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) \left(1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0} \right) - B_x^{n-\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) \left(1 - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0} \right) \right] \quad (3.13 \text{ c})$$

$$B_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j) = B_x^{n-\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) \left(\frac{1-\frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}}{1+\frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{\left(1+\frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}\right)} \left[\frac{E_z^n(i+1,j) - E_z^n(i,j)}{\Delta y} \right] \quad (3.13 \text{ d})$$

$$H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) = H_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left(\frac{1-\frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0}}{1+\frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{\mu_0 \left(1+\frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0}\right)} \left[B_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) \left(1 + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0}\right) - B_y^{n-1/2}(i+\frac{1}{2},j) \left(1 - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0}\right) \right] \quad (3.13 \text{ e})$$

$$B_y^{n+1/2}(i+1/2,j) = B_y^{n-1/2}(i+1/2,j) \left(\frac{1-\frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}}{1+\frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}} \right) + \frac{\Delta t}{\left(1+\frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}\right)} \cdot \left(\frac{E_z^n(i+1,j) - E_z^n(i,j)}{\Delta x} \right) \quad (3.13 \text{ f})$$

Nas equações acima os parâmetros σ_x , σ_y e σ_z representam as condutividades do meio para as direções x , y e z , respectivamente.

O desenvolvimento das equações (3.5), sobre o domínio da frequência, para formulação detalhada dos parâmetros constitutivos do meio dissipativo UPML e a implementação computacional estão descritos de forma didática em [24].

C. Modelagem da Fonte

Para a simulação de ondas planas com o método FDTD, será utilizado um pulso Gaussiano. A vantagem desse tipo de fonte está na facilidade em controlar a frequência desejada. No domínio do tempo, a função que define uma fonte de excitação é dada apenas por $f(t)$. Esta função é representada por uma componente de campo particular, definida de maneira mais específica pelas condições do problema.

A função $f(t)$ foi modelada como função gaussiana e posicionada na célula do *gap* da fonte isotrópica, equação (3.13). A grandeza τ é utilizada para controle da largura do pulso:

$$f(t) = \exp \left[-\frac{(t - 3\tau)^2}{\tau^2} \right] \quad (3.14)$$

ou na forma na qual foi implementada computacionalmente (Capítulo 4). Sendo $t = n\Delta t$, onde n é a iteração do tempo e Δt o intervalo de tempo calculado pela condição de Courant.

A maneira adequada de formular as equações de Maxwell discretizadas por diferenças centradas considerando uma fonte é tratada em [23]. Esta fonte pode ser inserida de duas formas que, na terminologia inglesa, são conhecidas como *soft source* e *hard source*. Esta

última é a excitação direta da componente de campo pela função $f(t)$. Por outro lado, a fonte *soft* considera a atualização da componente de campo elétrico excitada, levando-se em conta o rotacional do campo magnético.

O correto posicionamento da fonte influencia diretamente no desempenho do programa [4]. A onda é introduzida no domínio computacional como condição inicial. Isto é feito através da correta relação espaço-temporal entre os campos, elétrico e magnético. Ao se fazer o posicionamento da onda como condição inicial, deve-se atentar para o fato de que, para a grade FDTD, as componentes dos campos, elétrico e magnético, não pertencem ao mesmo tempo e espaço simultaneamente [23].

Capítulo 4

RESULTADOS SIMULADOS

Na simulação da propagação da onda eletromagnética, será considerado o ambiente *indoor* dado pela Fig. 4.1. O ambiente escolhido representa um ambiente real. Serão calculadas as intensidades de campo elétrico e de potência nas posições indicadas na Fig. 4.1. Essas grandezas serão obtidas considerando os modelos Traçado de Raios, Caminho Dominante e FDTD. Nessa simulação foi utilizado um PC com processador Intel[®] Core Quad (2,66 GHz e 3,25 GB de RAM).

No ambiente mostrado na Fig. 4.1 as paredes são enumeradas e os quartos são identificados com as letras de A até H. O transmissor (*Tx*) está posicionado no quarto A, enquanto as posições *RX1*, *RX2* e *RX3* identificam a localização dos receptores onde será feito o registro das intensidades de campo elétrico e de potência. A posição de *Tx* e dos pontos de recepção foram escolhidos de forma a proporcionar um número maior de interações da onda eletromagnética com as paredes. O ambiente maior (G) é a sala e, para as simulações, todos os cômodos estão sem mobílias.

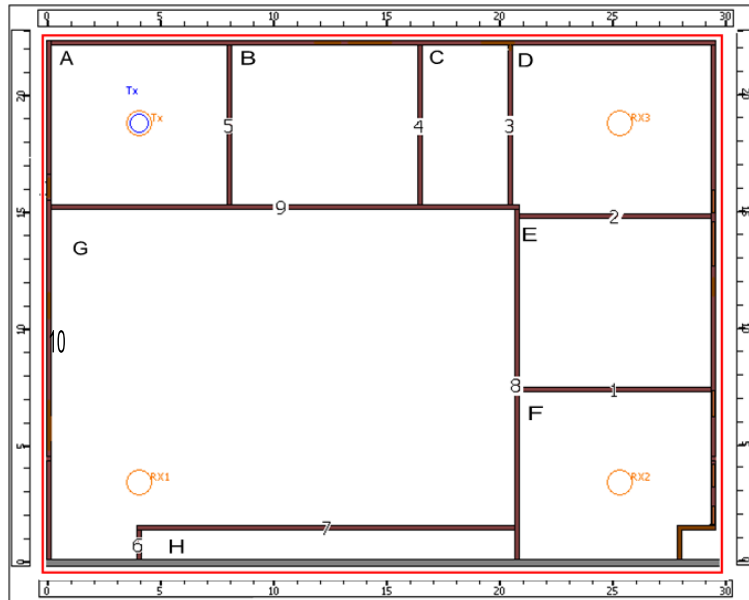


FIGURA 4.1 Identificação das paredes, quartos e sala de um ambiente indoor. O transmissor (*Tx*) encontra-se no quarto A. *RX1*, *RX2* e *RX3* são os pontos no qual o sinal será computado.

Foi construído um banco de dados em [3] para representar a geometria do ambiente, no qual leva em consideração as propriedades elétricas e magnéticas das paredes. Modelou-se o ambiente com dimensões iguais a 29,67 x 22,51 metros, constituído essencialmente de cimento, tijolos e paredes de espessura igual a 12 centímetros. Para o cálculo da perda de

propagação nas paredes, são utilizados valores que variam com a frequência. Por exemplo, com frequências próximas de 900 MHz, a perda de potência por cada transmissão e reflexão é da ordem de 10 dB e a perda mínima por difração é de 8 dB e a máxima é de 15 dB. Esses valores foram obtidos empiricamente utilizando o modelo *Multi-Wall*, descrito no Capítulo 3, e estão incluídos em [3]. Os parâmetros eletromagnéticos das paredes são a permeabilidade relativa (1,0), a condutividade (0,01 S/m) e a permissividade relativa (4,0).

Para a simulação com os modelos de Traçado de Raios, Caminho Dominante e FDTD (ambiente 2-D) utilizou-se um radiador omnidirecional como transmissor. A potência de transmissão considerada é igual a 1 watt (30 dBm). A frequência utilizada é de 900 MHz e a onda irradiada está polarizada verticalmente. A posição do transmissor foi escolhida de forma a proporcionar o maior número de interações possíveis com o ambiente.

Os valores da intensidade de campo elétrico e de potência serão obtidos, no ambiente indoor, através dos métodos de propagação: Traçado de Raios, Caminho Dominante de Energia (ambos utilizando o *software* [3]) e FDTD. As intensidades dessas grandezas serão preditas em cada um dos pontos *RX1*, *RX2* e *RX3* do ambiente da Fig. 4.1.

4.1 RESULTADOS COM O MODELO DE TRAÇADO DE RAIOS

Na simulação com o modelo de Traçado de Raios foi pré-definido o número de interações de cada raio com o ambiente. São consideradas no máximo 8 transmissões, 3 reflexões, 3 difrações. E também, serão considerados no máximo 3 reflexões e difrações consecutivas por raio. Com essa configuração, as interações dos raios com o ambiente possuem maior complexidade em relação à maioria dos casos encontrados na literatura [6,10]. Deve-se considerar, também, um valor máximo para a perda de propagação. A direção que o raio deve seguir não deve ter uma atenuação maior que um valor estipulado, ou seja, o raio será excluído caso tenha perda maior que um valor pré-definido. Aqui, considera-se que cada raio tem atenuação de no máximo 200 dB. Outro fator importante é o número de raios que cada pixel deve considerar. Este número influencia tanto na precisão quanto no tempo de processamento da simulação. Serão incluídos no cálculo 20 raios por pixel, o que garante uma gama muito extensa de raios quando se considera todo o ambiente.

Dada a configuração do modelo de Traçado de Raios, faz-se a simulação da distribuição do campo elétrico no ambiente *indoor*. O menor e o maior valores de campo elétrico, em todo o ambiente são, respectivamente, 33,75 e 138,77 dB $\mu V/m$. Isto fornece a média de 88,22

$dB \mu V/m$. O tempo utilizado na simulação foi de 18 minutos e 36 segundos. Os gráficos correspondentes a distribuição do campo elétrico são dados pelas Figs. 4.2 a 4.5 e os valores dessa grandeza, nas posições $RX1$, $RX2$ e $RX3$, são descritos na tabela 4.1.

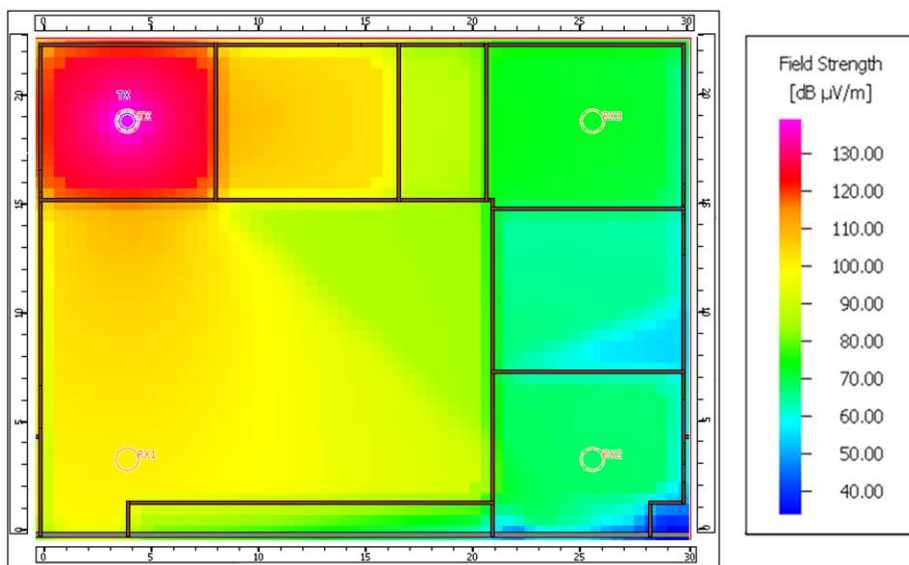


FIGURA 4.2 Distribuição de campo elétrico no ambiente indoor. Ao lado o gráfico de cores indica a intensidade de campo elétrico no ambiente indoor.

TABELA 4.1 Valores do campo elétrico nos pontos $RX1$, $RX2$ e $RX3$, com o modelo Traçado de Raios.

LOCAL	CAMPO ELÉTRICO ($dB \mu V/m$)
RX1	99,37
RX2	68,96
RX3	74,18

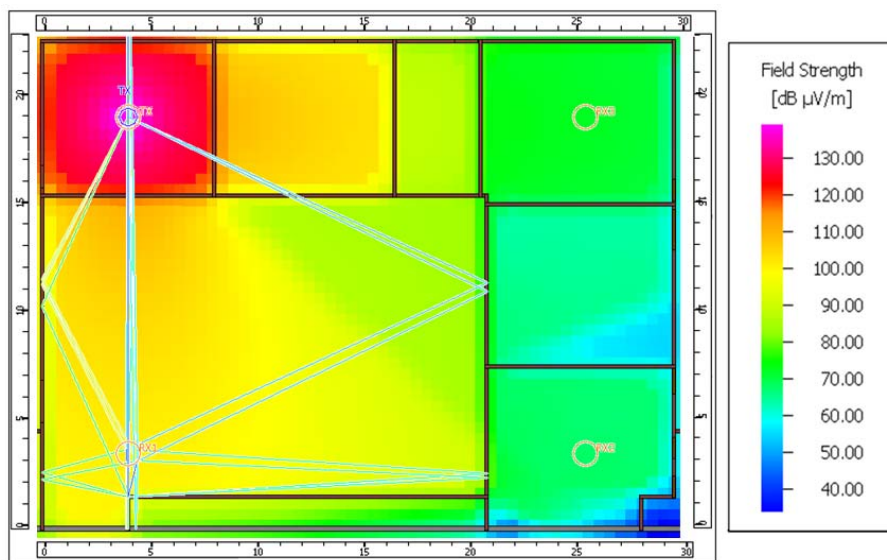


FIGURA 4.3 Raios computados entre TX e RX1.

Os raios computados para a predição do campo elétrico em *RX1*, mostrados na Fig. 4.3, possuem até 5 interações entre reflexão, difração e transmissão. O tempo de propagação do primeiro raio computado em *RX1* foi de 51,83 *nanosegundos (ns)* e o último raio computado foi de 170,25 *nanosegundos*. O raio que contribui com maior intensidade de campo elétrico possui 103,90 *dB μV/m* e tem perda devido a uma refração na parede 9. O raio que tem a maior perda contribui com 43,54 *dB μV/m* para o campo elétrico total, e tem 5 interações com o ambiente dentre as quais três reflexões, uma difração, uma refração. O valor descrito na tabela 4.1 para o campo elétrico na posição *RX1* é obtido através da superposição linear de todos os raios computados para esta posição.

Os raios computados para a predição do campo elétrico em *RX2*, de acordo com a Fig. 4.4, possuem intensidade de campo elétrico no quarto *F* (onde está localizado *RX2*) menor do que no quarto *G* (onde se encontra *RX1*), devido ao maior número de paredes entre transmissor e receptor. A Fig. 4.4 mostra os raios e os fenômenos associados à propagação: reflexão, refração e difração.

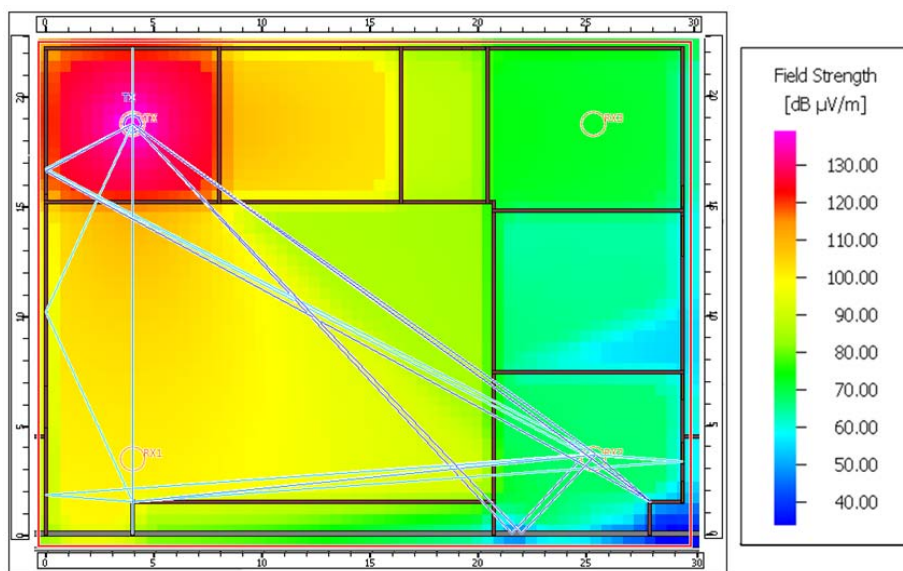


FIGURA 4.4 Raios computados entre *TX* e *RX2*.

O raio que contribui com maior intensidade de campo elétrico em *RX2* possui 69,08 *dB μV/m*, tem uma reflexão e duas transmissões, e tempo de propagação de 130,39 *ns*. O raio que tem a maior perda contribui com 26,35 *dB μV/m* para o campo elétrico total, e têm duas reflexões, duas transmissões, uma difração e tempo de propagação de 176,46 *ns* entre *TX* e *RX2*.

O raio que contribui com maior intensidade de campo elétrico em *RX3* possui 64,00 *dB μV/m*, tem uma reflexão, três refrações e tempo de propagação igual a 71,86 *ns*. O raio que contribui com menor intensidade de campo elétrico, nesta posição, possui 41,52 *dB μV/m*,

tem 5 interações com as paredes dentre as quais uma difração, uma reflexão, três refrações e tempo de propagação igual a 134,62 ns entre TX e RX3.

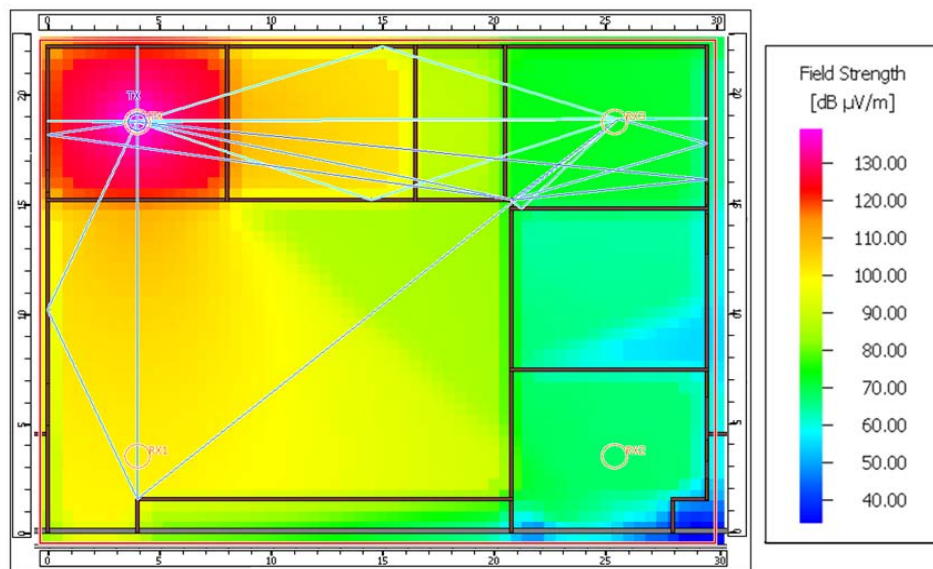


FIGURA 4.5 Raios computados entre TX e RX3.

É importante lembrar que, no modelo de traçado de raios, existem raios com maior número de interações que podem ter maior intensidade de campo elétrico que outros raios com menos interações. Isso se deve ao tipo de interação que estes raios mantêm com o ambiente. A maior perda de propagação deve-se aos raios difratados.

Para os cálculos dos valores da potência, considera-se a relação com o campo elétrico segundo as equações descritas nos Capítulos 2 e 3. Lembrando que em TX existe um irradiador isotrópico de potência igual a 1 W (30 dBm). A distribuição de potência no ambiente *indoor* está representada pela Fig. 4.6. Nesta, à direita, mostra-se o gráfico que relaciona a intensidade de potência com cores que indicam o nível de potência no ambiente. O menor nível de potência obtido no ambiente foi de $-101,51$ dBm e o maior foi de $-0,85$ dBm, ficando o valor médio absoluto igual a 48,07 dBm. As intensidades de potência nas três posições estão descritas na tabela 4.2.

TABELA 4.2 Valores da Potência nos pontos RX1, RX2 e RX3 com o modelo de Traçado de Raios.

POSIÇÃO	POTÊNCIA (dBm)
RX1	-31,50
RX2	-60,75
RX3	-54,86

A potência predita em RX1, com o modelo de Traçado de Raios, possui dois raios,

Fig. 4.7, que são responsáveis por mais de 95% da energia transmitida. Lembrando que, na secção 3.4, foi mencionado que são nos raios de maior energia que se concentra boa parte do desenvolvimento do modelo do Caminho Dominante.

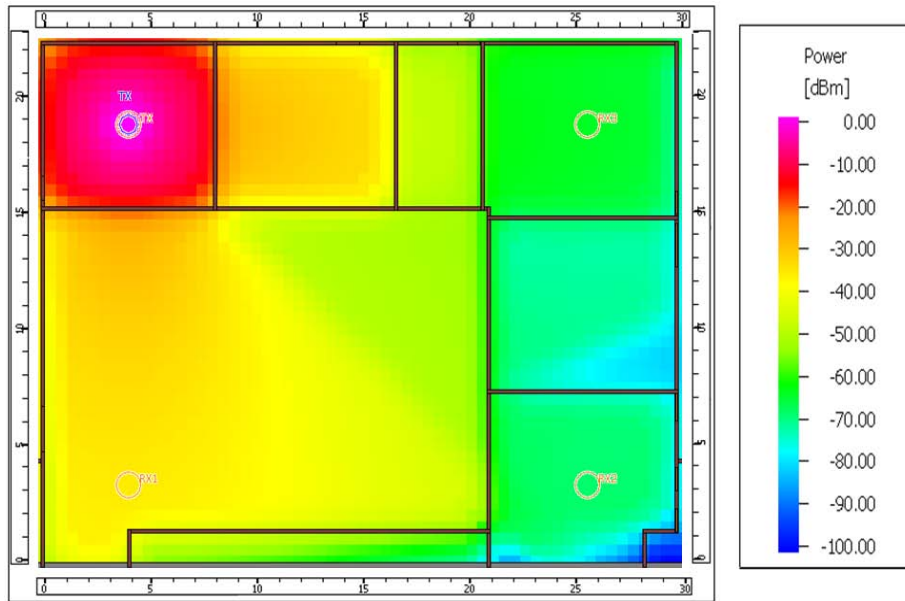


FIGURA 4.6 Distribuição da Potência no ambiente indoor.

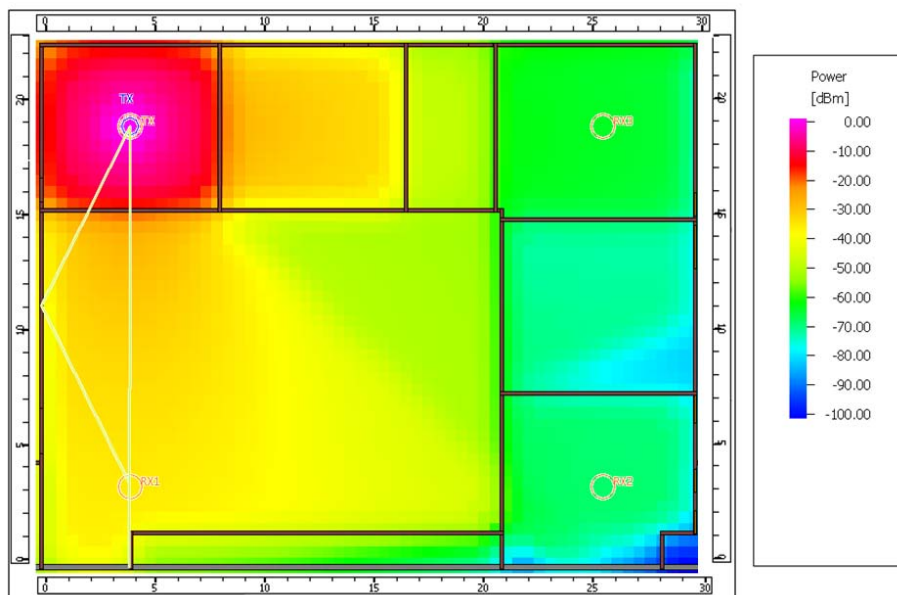


FIGURA 4.7 Raios de maior intensidade de energia computados na posição RX1.

A Fig. 4.8 mostra os raios computados para cada posição. Os raios que contribuem com menor intensidade de potência possuem os valores $-109,86\text{ dBm}$ e $-94,77\text{ dBm}$, em RX2 e RX3, respectivamente. Os raios que contribuem com maior intensidade de potência possuem $-54,29\text{ dBm}$ e $-59,16\text{ dBm}$, nessas mesmas posições.

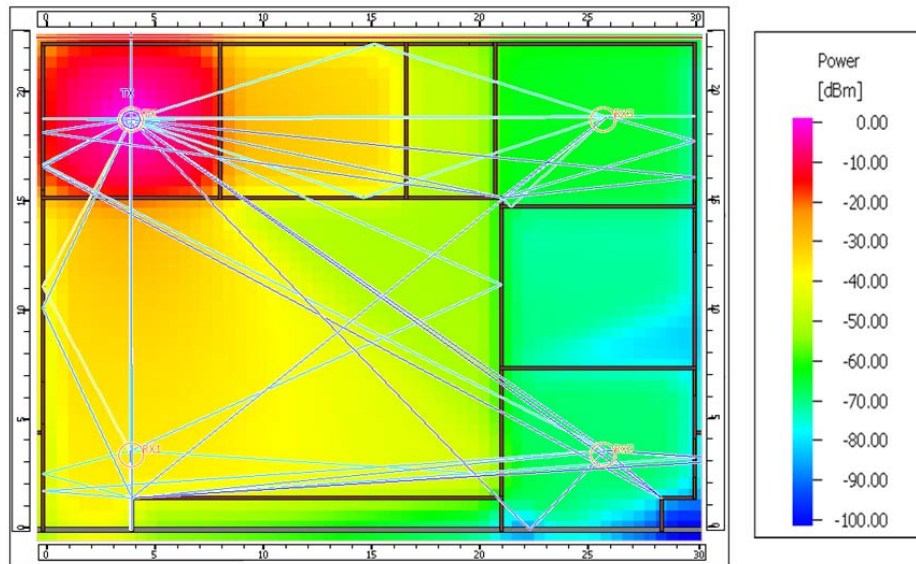


FIGURA 4.8 Raios computados para obtenção da Potência nas posições RX1, RX2 e RX3.

A Fig. 4.9 mostra dois raios e os fenômenos de propagação associados a cada raio. Esses raios são responsáveis pelo maior nível de energia em RX2, segundo o modelo de Traçado de Raios. Os fenômenos de propagação associados ao raio 1, indicado na Fig. 4.9, são dados por duas transmissões e uma reflexão e os associados ao raio 2 são dados por duas transmissões, uma reflexão e uma difração.

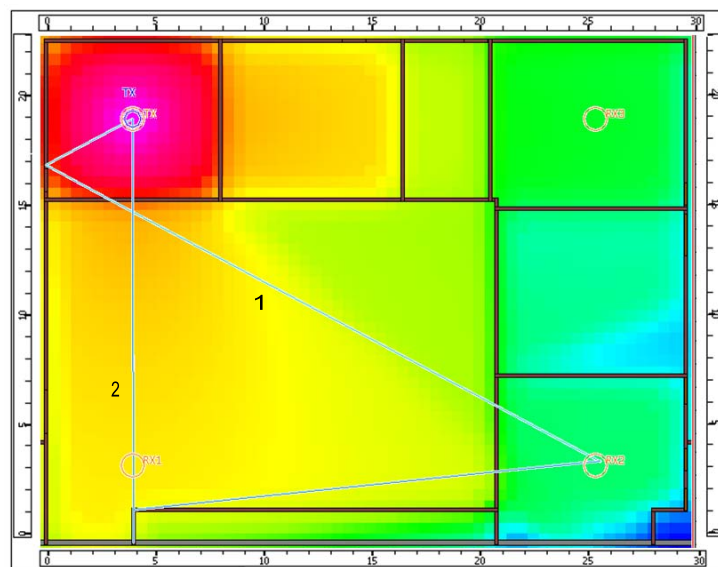


FIGURA 4.9 Raios que representam maior contribuição de Potência em RX2.

Para posição RX3, a Fig. 4.10 mostra dois raios. Para a potência total nessa posição o raio 1 contribui com $-60,16 \text{ dBm}$ e o raio 2 contribui com $-54,15 \text{ dBm}$. O raio 1 possui tempo de propagação igual a $69,81 \text{ ns}$ e os fenômenos de propagação associados a este raio são uma reflexão e três refrações. O raio 2 possui tempo de propagação igual a $134,62 \text{ ns}$ e os fenômenos

de propagação associados a este raio são três refrações, uma reflexão e uma difração. O raio 1 é responsável pela maior contribuição para obtenção da potência total, enquanto que o raio 2 tem a menor contribuição devido o maior número de interações.

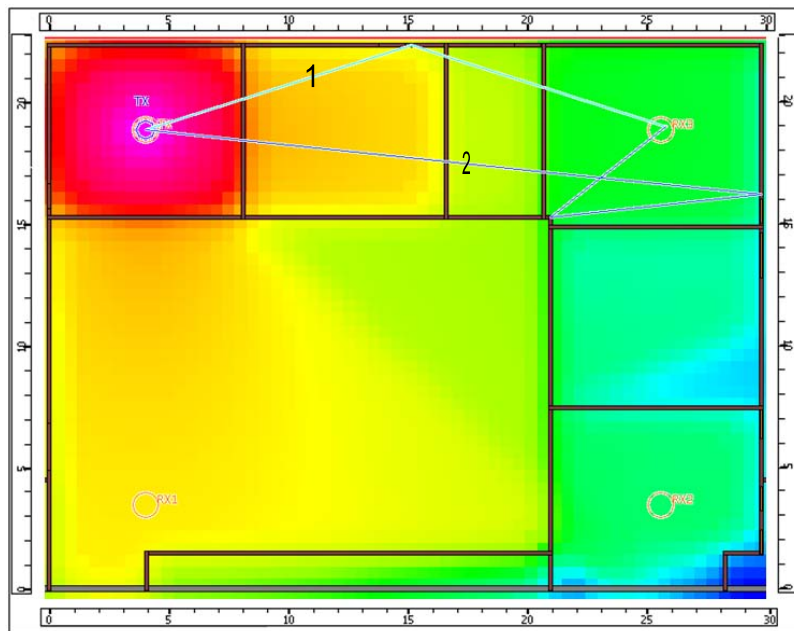


FIGURA 4.10 Raios que representam a maior (raio 1) e menor (raio 2) contribuições para a intensidade de potência total na posição RX3.

4.2 RESULTADOS COM O MODELO DO CAMINHO DOMINANTE

Para simulações das intensidades de campo elétrico e de potência com o modelo do Caminho Dominante, alguns ajustes precisam ser feitos no *software* [3]. Considera-se o mesmo banco de dados (propriedades elétricas, *layout* das paredes e ambiente sem móveis) que caracterizaram o ambiente *indoor* na predição com o método de Traçado de Raios. São incluídos alguns parâmetros necessários para predição. O fator de atenuação por caminho (*Path Loss Exponent - p*) apresentado na equação (3.4) e seus valores considerados para cada situação – LOS, NLOS e OLOS – estão descritos na tabela 4.3. Caso se incluísse móvel no ambiente, o fator de perda a partir de $p = 2,1$ seria adequado.

TABELA 4.3 Valores do fator de atenuação por caminho (p).

	Fator de Atenuação por Caminho - p
LOS	2,0
OLOS	2,1
NLOS	2,2

Outro parâmetro que deve ser considerado é a perda por transmissão t_j devido as paredes, computado através da equação de *Fresnel* (equação (2.26) e [6]). Esta mesma equação foi utilizada pelo método de Traçado de Raios para calcular a perda devido à refração do raio em cada parede.

Primeiramente, serão calculados os valores da intensidade de campo elétrico nas três posições *RX1*, *RX2* e *RX3* e, em seguida, os valores da intensidade de potência utilizando o modelo do Caminho Dominante.

A Fig. 4.11, mostra a distribuição das intensidades de campo elétrico no ambiente *indoor*. A máxima e a mínima intensidades de campo, nesse ambiente, possuem os valores 134,30 *dB* $\mu\text{V}/\text{m}$ e 67,30 *dB* $\mu\text{V}/\text{m}$, respectivamente. O valor médio no ambiente vale 92,93 *dB* $\mu\text{V}/\text{m}$. E o tempo para o processamento da simulação, necessário para o modelo do Caminho Dominante, é de aproximadamente dois segundos.

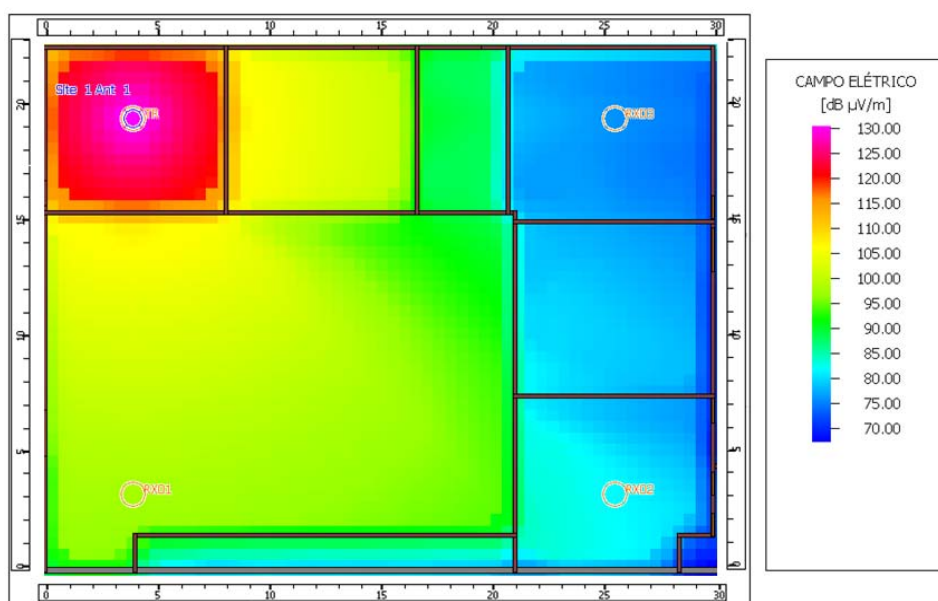


FIGURA 4.11 Distribuição de campo elétrico utilizando o modelo do Caminho Dominante de Energia.

A Tabela 4.4 descreve os valores da intensidade de campo elétrico em cada posição e o tempo de propagação da onda eletromagnética entre *TX* e cada receptor. A Fig. 4.12 mostra os caminhos dominantes, que possuem maior intensidade de energia, computado com o modelo do Caminho Dominante. Pode-se verificar que o caminho escolhido para a predição em *RX2* exclui duas possíveis difrações. A primeira difração poderia ter ocorrido na intersecção das paredes 5 e 9 e, a segunda, poderia ter ocorrido na intersecção das paredes 1 e 8. O caminho entre *TX* e *RX2* dado pelo modelo DPM é pouco atenuado em comparação com os resultados os outros modelos (secção 4.4), uma vez que estes últimos consideram o fenômeno da difração nesse caminho.

TABELA 4.4 Intensidade do Campo Elétrico e o tempo de propagação da onda entre TX e os receptores.

POSIÇÃO	INTENSIDADE DE CAMPO ELÉTRICO	TEMPO DE PERCURSO DA ONDA
RX1	94.19 dB μ V/m	57.61 ns
RX2	80.66 dB μ V/m	92.22 ns
RX3	72.77 dB μ V/m	73.37 ns

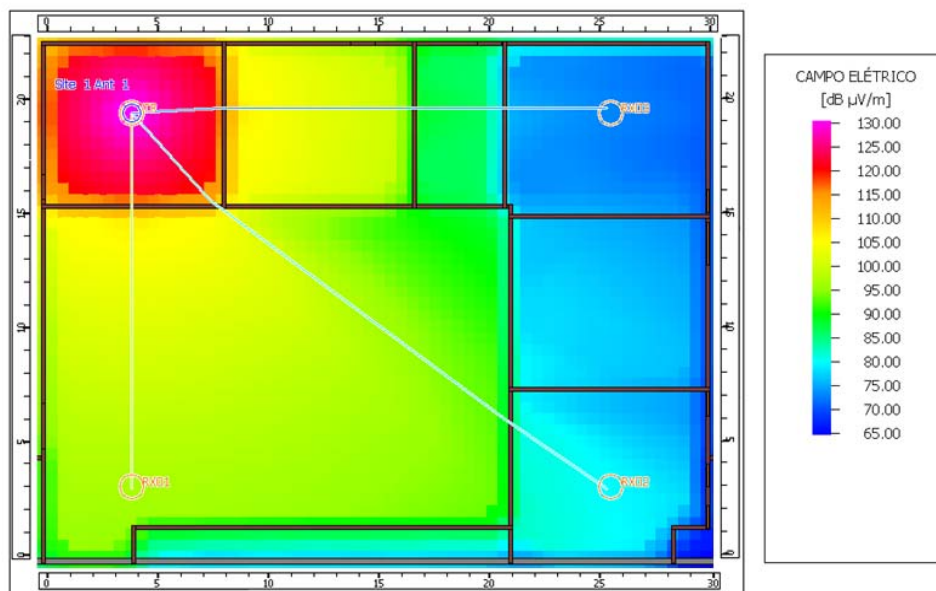


FIGURA 4.12 Caminhos dominantes de energia entre transmissor TX e receptores.

O cálculo da intensidade de potência é realizado a partir das intensidades de campo elétrico [3]. A Fig. 4.13 mostra a distribuição de potência predita com o modelo do Caminho Dominante. A máxima intensidade de potência no ambiente é igual a $-2,76$ dBm e a mínima é igual a $-106,55$ dBm.

De acordo com a Fig. 4.13, o sinal calculado na posição RX3 é atenuado devido a três refrações dadas nas paredes 5, 4 e 3 (sentido de TX para RX3). Neste cálculo são consideradas as perdas por transmissão e atenuação no espaço livre. Percebe-se também, que é no quarto D o local onde o sinal está mais atenuado. Na tabela 4.5 estão os valores da intensidade de potência em cada posição RX1, RX2 e RX3.

TABELA 4.5 Intensidade de potência em cada posição considerada no ambiente indoor (Caminho Dominante).

POSIÇÃO	POTÊNCIA (dBm)
RX1	- 39,64
RX2	- 56,41
RX3	- 63,27

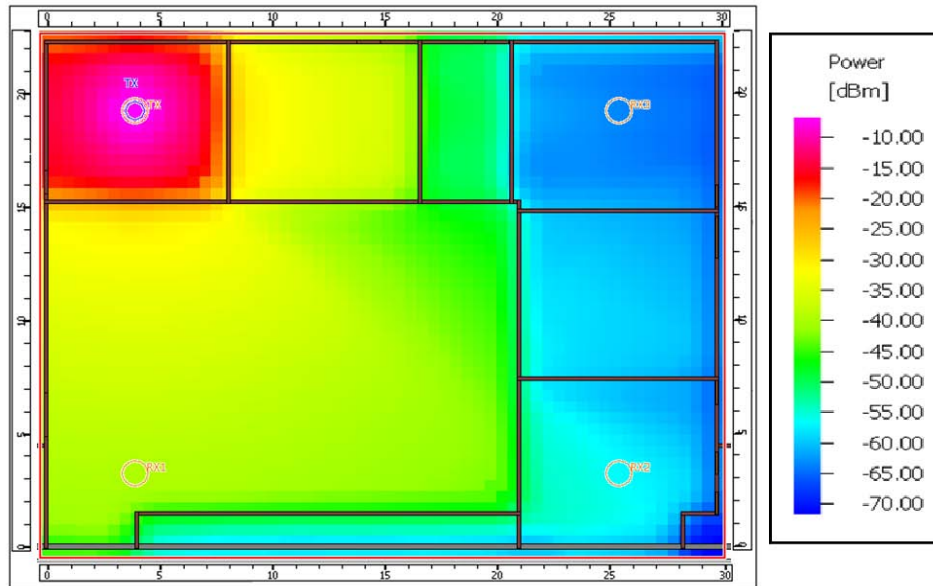


FIGURA 4.13 Distribuição de potência com o modelo do Caminho Dominante

4.3 RESULTADOS OBTIDOS COM O MÉTODO FDTD

A base de implementação do programa, utilizado para gerar as simulações, está descrita no Capítulo 3 e em [23 e 24]. Com o propósito de comparar os resultados aqui obtidos com os resultados simulados nas seções 4.1 e 4.2, o ambiente de análise continua o mesmo, inclusive os parâmetros eletromagnéticos do ambiente ($\epsilon_r = 4$, $\sigma = 0,01$ e $\mu_r = 1$). Optou-se por utilizar o valor máximo para a aresta da célula de Yee, ou seja, um décimo do comprimento de onda. Assim, a discretização espacial do problema é dada por Δx e Δy iguais a 0,033 metros, aproximadamente. O ambiente foi modelado computacionalmente por uma malha de 677×884 células. O meio considerado para a propagação da onda é o espaço livre, portanto, é oportuno utilizar o valor de $3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ para a velocidade da luz. A simulação utilizando o método FDTD, em 2D, fornece resultados suficientemente satisfatório [4] para o caso estudo aqui.

A discretização temporal Δt é considerada a 60% de seu valor máximo de acordo com a condição de *Courant*, dada pela equação (3.7). A excitação da antena transmissora (ponto de transmissão *TX*) foi aplicada com uma fonte omnidirecional na frequência de 900 MHz e, computacionalmente, modelada como um pulso gaussiano descrito pela equação (3.13). A Fig. 4.14 representa o pulso gaussiano utilizado como fonte de excitação da onda.

A amplitude e a largura do pulso são 1 volt e $\tau_0 = 0,5 \cdot 10^{-9}$, respectivamente. Ambas utilizadas na equação (3.13). Com base na seção 3.5, utilizou-se 10 células para compor a UPML e um espaçamento de 25 células entre a UPML e o ambiente analisado.

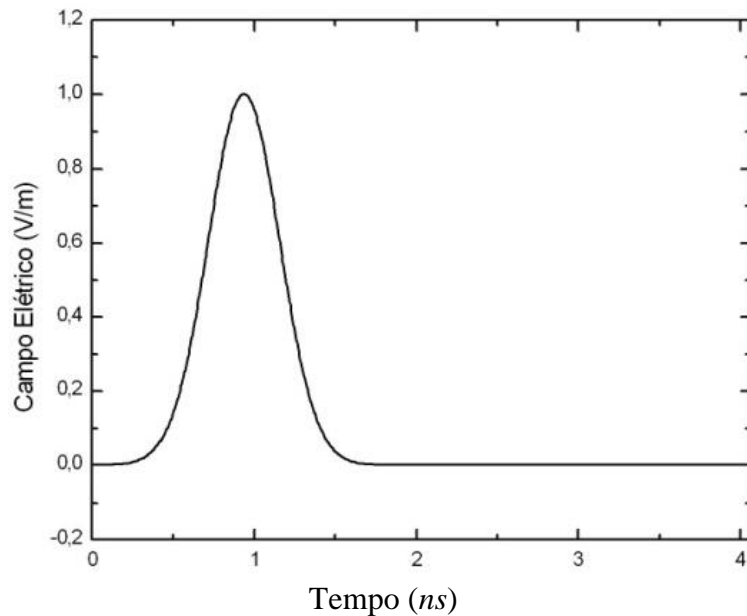


FIGURA 4.14 Pulso gaussiano.

Dada a configuração do método FDTD, utilizada nas simulações, apresentam-se os valores da intensidade do campo elétrico e da potência nas mesmas posições, consideradas anteriormente com os modelos de Traçado de Raios e Caminho Dominante. A Fig. 4.15 mostra a distribuição da onda eletromagnética (campo \vec{E}) no ambiente após 76,60 ns. A borda amarela é a frente da onda, distorcida devido à interação com as paredes. Percebe-se que essa frente de onda é totalmente absorvida pela região de UPML, após sofrer várias interações com as paredes do ambiente.

A Fig. 4.16 mostra os fenômenos associados à propagação da onda dentre os quais reflexões, difrações e refrações, após 23,57 ns. Pode-se observar que no quarto A esses fenômenos são mais nítidos, pois é nesse quarto que está posicionado o transmissor (TX) e, portanto, onde concentra a maior intensidade de energia da onda neste instante. Destacando-se as reflexões visíveis na Fig. 4.16 e que contribuem para novas versões do sinal após, este, deixar o transmissor.

A Fig. 4.17 mostra a distribuição da onda após 129,63 ns. Nesse momento o sinal eletromagnético está bastante difuso. Vê-se que o sinal é menos intenso nos quartos D, E e F, devido às inúmeras interações que ele mantém com as paredes para chegar a esses quartos. É nesse instante que o pulso, que saiu de TX, está melhor distribuído em todo o ambiente.

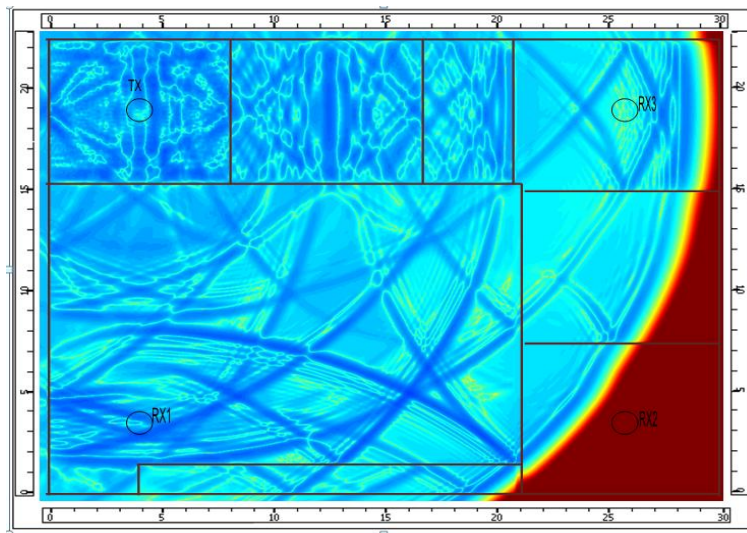


FIGURA 4.15 Simulação da propagação da onda eletromagnética com FDTD ($t = 76,60$ ns).

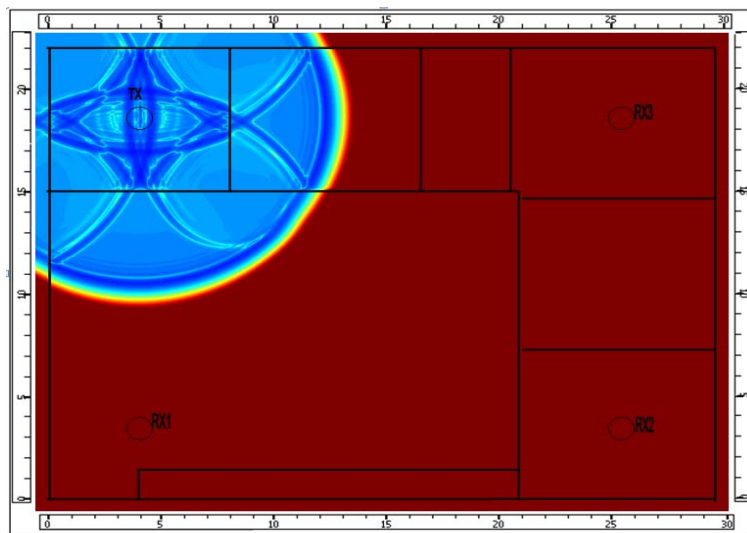


FIGURA 4.16 Fenômenos de propagação da onda eletromagnética no quarto onde se encontra TX ($t = 23,57$ ns).

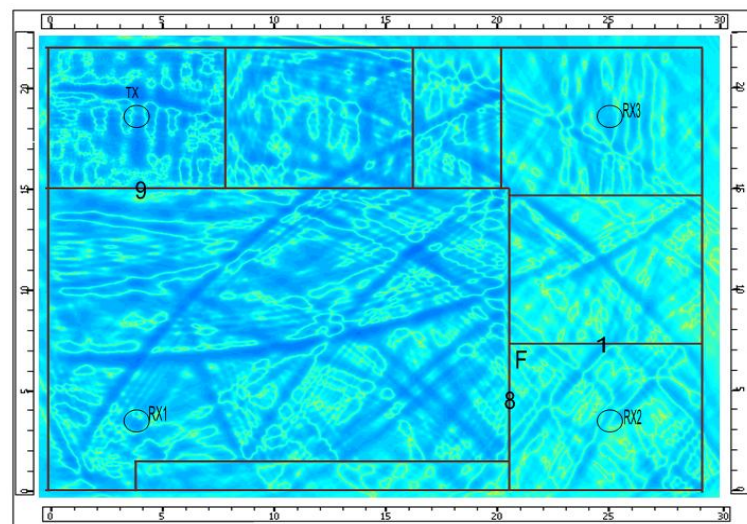


FIGURA 4.17 Propagação da onda em todo o ambiente após 129,63 ns.

O campo elétrico recebido nas posições *RX1*, *RX2* e *RX3*, em um intervalo de tempo de 130 ns (4000 interações) está representado na Fig. 4.18. Observa-se que, com o modelo FDTD, o sinal eletromagnético é mais intenso em *RX1* (ver Tabela 4.6), certamente por haver apenas uma obstrução (parede 9) entre *TX* e *RX1*. Para a posição que teve a menor intensidade de campo elétrico, *RX2*, o sinal tem maior atenuação devido, principalmente, a distância e reflexões. Outro fator que contribui para atenuação é a refração da onda que ocorre na intersecção da parede 1 com a parede 8 localizadas no quarto F.

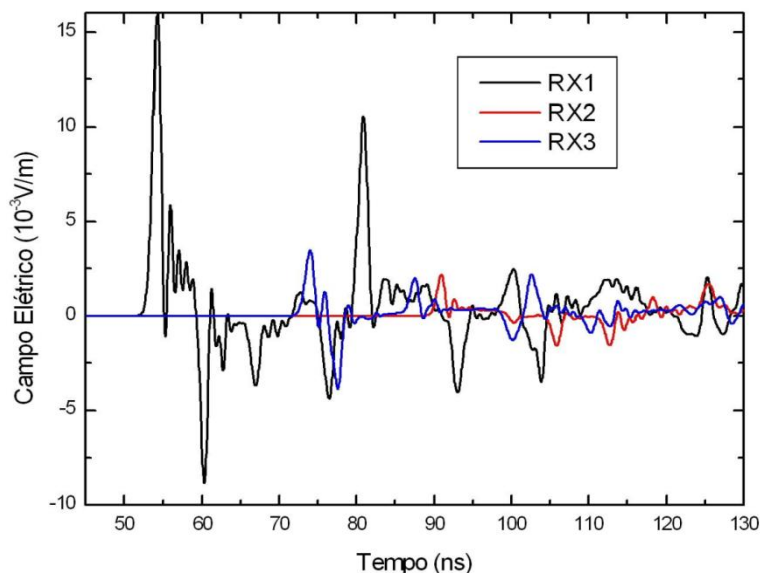


FIGURA 4.18 Intensidades de campo elétrico pela variável temporal em *RX1*, *RX2* e *RX3*.

As Figs. 4.19 à 4.21 representam os campos elétricos recebidos individualmente em cada posição *RX1*, *RX2* e *RX3* calculados com FDTD. Na Fig. 4.19, o primeiro sinal em *RX1* chega após 54 ns e o segundo em 61 ns, na mesma posição. O histórico temporal da componente E_z do campo elétrico recebido em *RX1*, mostra que chegam várias versões do sinal com intensidades entre 70 e 80 dB $\mu V/m$ devido às inúmeras reflexões com as paredes do ambiente. Levando-se em consideração esse fato o sinal, nesta posição, é pouco atenuado em comparação as outras posições consideradas.

Os valores da intensidade de campo elétrico (componente E_z), em *RX1*, *RX2* e *RX3*, calculadas usando a equação (3.10), estão descritas na tabela 4.6.

TABELA 4.6 Intensidade do Campo Elétrico (valores de pico).

POSIÇÃO	CAMPO ELÉTRICO (dB $\mu V/m$)
<i>RX1</i>	84,11
<i>RX2</i>	66,65
<i>RX3</i>	72,41

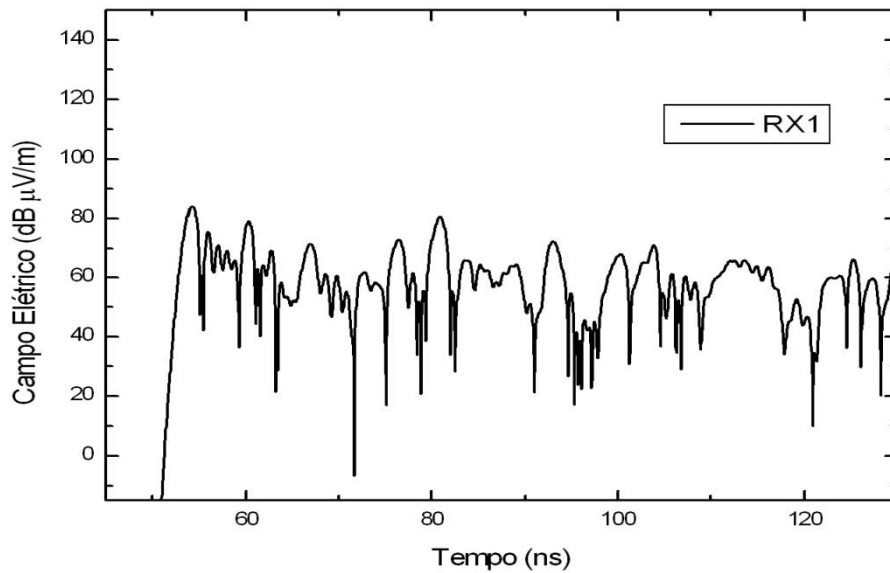


FIGURA 4.19 Histórico temporal da intensidade de campo elétrico recebido em RX1.

O primeiro sinal que chega em RX2, Fig. 4.20, leva 91 ns e depois desse instante o sinal é atenuado devido às obstruções entre transmissor e receptor. Uma segunda versão do sinal chega em RX2 após 106 ns devido às reflexões do sinal com a parede 7 (Fig. 4.1) e, também, pelo fato de existirem apenas duas paredes entre transmissor e receptor. Outros sinais significativos chegam, porém, é mais conveniente dizer que são versões devido à multipercursos.

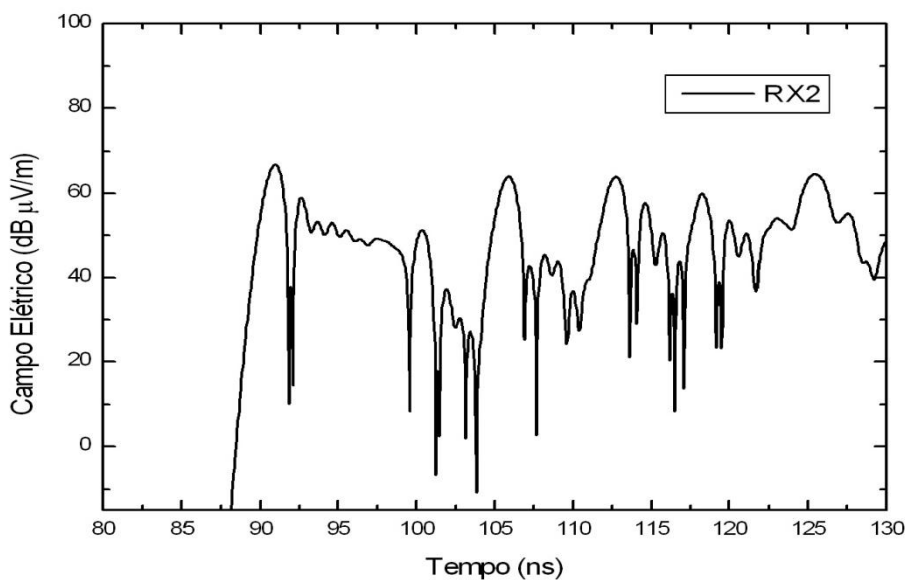


FIGURA 4.20 Histórico temporal da intensidade de Campo Elétrico recebido em RX2.

Em RX3 o campo elétrico, de acordo com a Fig. 21, é detectado após 74 ns. Nesta posição o sinal é bastante atenuado e a contribuição das versões deste sinal é mínima devido a muitas interações que este mantém com o ambiente, ou seja, as variáveis de multipercurso (seção 2.4) são dominantes.

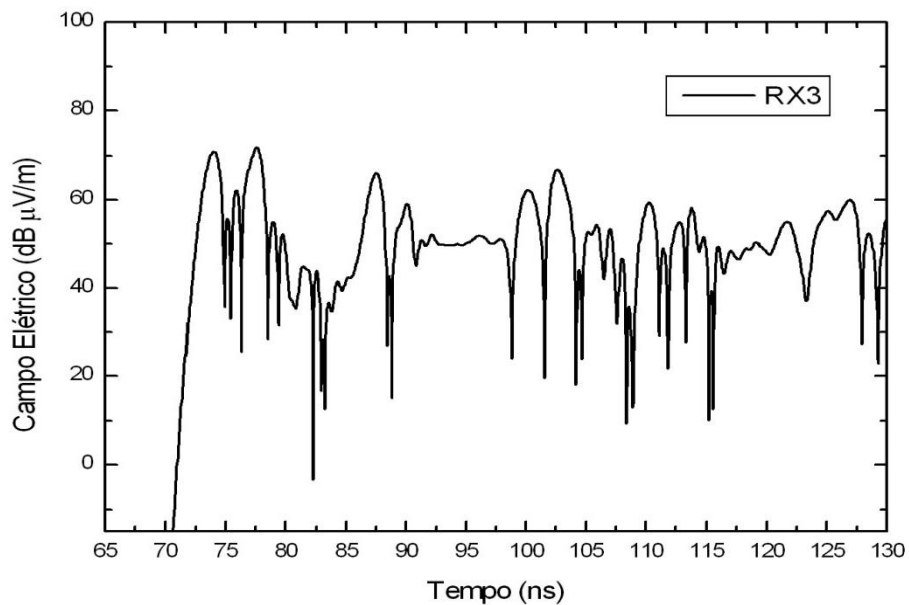


FIGURA 4.21 Histórico temporal da intensidade de Campo Elétrico recebido em RX3.

A distribuição e a intensidade da potência em cada posição são mostradas na Fig. 4.22. O maior nível de potência, entre as posições consideradas, é encontrado em *RX1*. Na posição *RX2* foi identificado o menor nível de potência. A potência é calculada a partir dos valores do campo elétrico e existe uma relação direta entre essas grandezas, portanto, as considerações do sinal eletromagnético com relação à potência são análogas aquelas feitas para o campo elétrico.

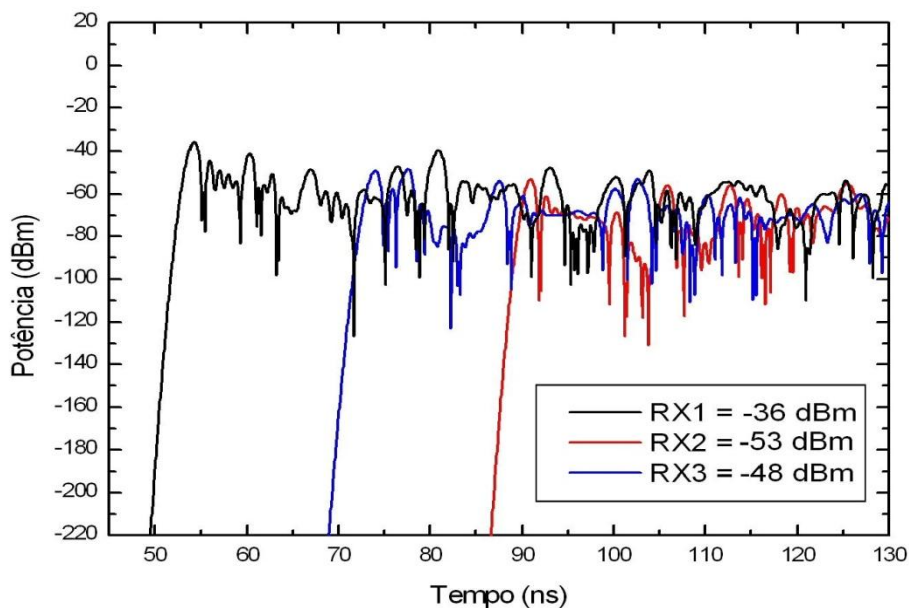


FIGURA 4.22 Histórico temporal da intensidade de Campo Elétrico recebido em RX1, RX2 e RX3.

4.4 ANÁLISE E COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS

Considerando as simulações descritas nas seções 4.1, 4.2 e 4.3 serão feitas observações a respeito do comportamento do sinal e do desempenho dos métodos utilizados; análise e comparação dos resultados fornecidos pelos modelos de predição da onda eletromagnética no ambientes *indoor* (Fig. 4.1). O objetivo também é verificar a eficiência do modelo do Caminho Dominante em relação ao método FDTD, na literatura disponível e utilizada neste trabalho não se procedeu tal verificação. Para tanto, a tabela 4.7 mostra os resultados das intensidades de campo elétrico, anteriormente obtidos, utilizando os três métodos.

TABELA 4.7 Intensidades de campos elétricos utilizando os métodos Traçado de Raios, Caminho Dominante e FDTD.

POSIÇÃO	CAMPO ELÉTRICO ($dB \mu V/m$)		
	TRAÇADO DE RAIOS	CAMINHO DOMINANTE	FDTD
<i>RX1</i>	99,37	94,19	84,11
<i>RX2</i>	68,96	80,66	66,65
<i>RX3</i>	74,18	72,77	72,41

Entre *TX* e *RX1*, a parede 9 se apresenta como obstrução para a propagação da onda eletromagnética. No mínimo o sinal, recebido em *RX1*, será atenuado devido à perda por refração nessa parede. As diferenças entre as intensidades de campo elétrico preditos para esta posição devem-se às particularidades de cada modelo empregado ao considerar as perdas do sinal entre *TX* e *RX1*.

Com o modelo de Traçado de Raios, os raios computados para a intensidade de campo elétrico em *RX1* possuem perdas por reflexão dada em sua maioria nas paredes 7, 8 e 10 conforme a Fig. 4.3. Também se inclui no cálculo a perda por difração devido ao “canto” formado pelas paredes 6 e 7, além de possuir perda por refração mencionada no parágrafo anterior. O valor predito pelo modelo do Caminho Dominante de Energia é devido ao raio direto entre *TX* e *RX1* tendo somente perda por refração na parede 9. Ainda para o sinal recebido em *RX1*, agora com o método FDTD: a intensidade de campo elétrico é menor, pois quando a onda é refratada na parede 9 a amplitude do sinal decai bastante e também o método considera a perda por propagação devido ao espaço livre. O método FDTD possui a maior perda por transmissão (refração) entre os outros métodos considerados neste trabalho. Este fato, ocorrido aqui, não quer dizer imprecisão do método, muito pelo contrário, o método é validado e bastante empregado para a predição do sinal eletromagnético [4,23].

A predição do sinal eletromagnético na posição *RX2* com os modelos de Traçado de Raios e FDTD difere da predição com o modelo do Caminho Dominante em aproximadamente $15 \text{ dB } \mu\text{V}/\text{m}$. A predição do sinal em *RX2*, com o modelo de Traçado de Raios, leva em consideração perdas por refração, reflexão e difração (ver Fig. 4.4). Este último fenômeno de propagação apresenta maior perda que as outras duas. A predição com FDTD também leva em consideração estes mesmos fenômenos de propagação. Assim sendo, o sinal é atenuado devido a difrações ocorridas no canto superior esquerdo do quarto F (intersecção entre as paredes 8 e 1) e no canto inferior direito do quarto F. Com FDTD a perda por difração também é maior que as perdas por reflexão e refração. A predição da intensidade de campo elétrico com o modelo do Caminho Dominante forneceu resultado maior que os outros dois modelos. De acordo com a Fig. 4.12 o sinal recebido em *RX2* tem perda de propagação devido a duas refrações, isto é, o sinal eletromagnético é menos atenuado quando se considera apenas o caminho dominante de energia. Esse fato ocasiona certa imprecisão no modelo que deve ser estudada e sanada em trabalhos futuros. Uma saída seria incluir maior perda de propagação quando os cantos convexos estiverem na linha de visada entre transmissor e receptor.

As intensidades de campo elétrico na posição *RX3*, obtidas utilizando os três modelos de predição, são bastante próximas do valor $72 \text{ dB } \mu\text{V}/\text{m}$ de acordo com a tabela 4.7. As simulações da propagação da onda eletromagnética com os modelos Traçado de Raios e FDTD mostram, de acordo com as Figs. 4.5 e 4.15, que nessa direção de propagação a onda tem comportamento semelhante a guia de onda. A simulação da propagação da onda eletromagnética com o modelo do Caminho Dominante tem a intensidade de campo elétrico computada levando em consideração perdas por três refrações. O fator guia de onda Ω do modelo do Caminho Dominante, equação 3.4, não foi considerado, pois na configuração da simulação, este efeito só seria computado caso existisse corredores sem obstrução a partir de 3 metros de comprimento.

A tabela 4.8 mostra as intensidades de potência nas posições consideradas da Fig. 4.1. Para verificar a precisão dos métodos seriam necessários valores de medição de campo. Porém, considerando a precisão do método FDTD dado em [23] e [24], considera-se suficiente a aproximação dos valores da tabela 4.8 para a análise da eficiência do modelo do Caminho Dominante, uma vez que este modelo foi validado em [16 – 19].

Analisando o tempo de propagação da onda eletromagnética registrados entre *TX* e as posições *RX1*, *RX2* e *RX3*, nota-se que os três modelos fornecem resultados bem próximos. O desvio padrão, para os instantes de tempo em *RX1*, é igual a 2,89. Este é um dado que mostra a semelhança entre os resultados dos modelos considerados. Para a obtenção do tempo de

propagação com o modelo de Traçado de Raios, considerou-se o tempo do raio com maior intensidade de campo elétrico entre transmissor e receptores.

TABELA 4.8 Intensidade da Potência utilizando os métodos Traçado de Raios, Caminho Dominante e FDTD.

POSIÇÃO	POTÊNCIA (dBm)		
	TRAÇADO DE RAIOS	CAMINHO DOMINANTE	FDTD
RX1	- 35,50	- 39,64	-36,89
RX2	- 60,75	- 56,41	- 53,95
RX3	-54,86	- 63,27	- 48,05

TABELA 4.9 Tempo de propagação da onda eletromagnética entre transmissor e receptor.

POSIÇÃO	TEMPO DE PROPAGAÇÃO (ns)		
	TRAÇADO DE RAIOS	CAMINHO DOMINANTE	FDTD
RX1	51,83	57,61	54,51
RX2	89,04	92,22	91,89
RX3	71,25	73,37	74,04

4.5 CONCLUSÃO E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

O que se deseja é prever o comportamento do sinal eletromagnético em ambientes *indoor* com boa precisão e baixo consumo de memória e tempo computacional. Os métodos Traçado de Raios [6,10] e FDTD [4,23] são bastante conhecidos e utilizados na literatura para a propagação em ambientes *indoor*. Sabe-se que o método FDTD possui boa eficiência, porém a custa de tempo e memória computacional [4,23], e ainda requer que o ambiente simulado represente fielmente o ambiente real. Já o modelo de Traçado de Raios, tem a vantagem de incluir as informações relevantes de banda larga nas simulações. No entanto, a precisão do método de Traçado de Raios diminui quando o tamanho de espalhadores é da mesma ordem do comprimento de onda de operação ou o receptor está localizado perto de espalhadores [26].

Uma alternativa para as limitações apresentadas por métodos determinísticos é o método do Caminho Dominante de Energia, pois este não requer grande dependência computacional em relação ao banco de dados representativo do ambiente a ser simulado. Além disso, na literatura pesquisada, não foi encontrado trabalhos que abordassem os métodos

Caminho Dominante de Energia e FDTD no qual definiu mais um objetivo para o desenvolvimento deste trabalho.

De acordo com os resultados obtidos e a literatura consultada [3, 4, 6, 10, 23], verificou-se que a previsão do comportamento do sinal eletromagnético com o modelo do Caminho Dominante possui boa concordância com os modelos determinísticos. Sendo assim, é seguro proceder a simulações com o modelo do Caminho Dominante de Energia, pois este fornece resultados confiáveis sem excessiva perda de tempo e consumo de memória computacional.

Esse trabalho disponibiliza ferramentas e direciona os estudos para trabalhos futuros, ampliando o campo de pesquisa atual para ambientes *outdoor* e florestais. Além disso, a análise da propagação com um novo modelo, no qual considera o caminho dominante de energia, tem vantagens de processamento rápido e não afastar sua precisão de valores ótimos.

Para trabalhos futuros, a análise da propagação da onda eletromagnética com o modelo do Caminho Dominante, também deve ser estendida a ambientes mais complexos, com móveis e considerando o modo 3D do modelo. E ainda, obter a localização ótima de transmissores e receptores. Pretende-se, também, fazer a análise estatística da propagação em ambientes *indoor*, uma vez que a propagação por multipercurso é dominante nesse tipo de ambiente.

REFERÊNCIAS

- [1] SEYBOLD, JOHN S., “*Introduction to RF Propagation*”. New Jersey, John Wiley & Sons, 2005.
- [2] SADIKU, M. N. O, “*Numerical Techniques in Eletromagnetics*”, 2ª Ed. New York: CRC Press, 2001.
- [3] *Software Tool WinProp for the Planning of Mobile Communication Networks* (incl. Demo version): <http://www.awe-communications.com>, Jun 2010.
- [4] BELÉM, A. N., “*Caracterização Bidimensional de Canais Rádio através de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo*”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte 2001.
- [5] JACKSON, J. D., *Eletrodinâmica Clássica*. 3ª Ed. Wiley: New York, 2001.
- [6] A. M. CAVALCANTE, “*Estratégias Computacionais Aplicadas em Técnicas de Traçado de Raios 3D para o Aumento da Eficiência na Caracterização de Canais de Propagação de Redes Sem Fio*,” Tese de Doutorado, Instituto de Tecnologia – UFPA, Belém, 2007.
- [7] BALANIS, C. A., “*Advanced Engineering Electromagnetics*”. New York: Wiley, 1989.
- [8] RODRIGUES, M. E. C., “*Técnicas de Traçado de Raios em Três Dimensões para Cálculo de Campos em Ambientes Interiores e Exteriores*,” Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica - PUC/RIO, Rio de Janeiro, Abril de 2000.
- [9] BALANIS, C. A., *Teoria de Antena: Análise e Síntese*. 3ª Ed., Rio de Janeiro, LTC, 2009.
- [10] STEVAN GRUBISIC, “*Predição de Campos em Ambientes Interiores Utilizando a Técnica de Traçado de Raios*,” Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – UFSC, Florianópolis, Março de 2005.
- [11] RAPPAPORT, T. S., “*Wireless Communications – Principles and Practice*”. New Jersey: Prentice Hall PTR, 2001.
- [12] HOMAYOUN HASHEMI, “*The Indoor Radio Propagation Channel*”. Proceedings of the IEEE. Vol. 81, No. 7, July 1993.
- [13] LAHTEENMAKI, JAAKKO, “*Cost-231 Final Report, 4.7 – Indoor Propagation Models*”, VTT Information Technology, Finland.
- [14] R. P. OLIVEIRA, R. L. CAMPOS, “*Projecto de Redes Locais Sem Fios 802.11b – Análise e Localização*,” Faculdade de Engenharia – Universidade do Porto, Portugal, Porto, 2003.
- [15] ITU- *International Telecommunication Union*, “Rec. ITU-R P.1238-2.”

- [16] G. WÖELFLE and F.M. LANDSTORFER, “*Dominant Paths for the Field Strength Prediction.*” 48th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) 1998, Ottawa, Ontario, Canada, May 1998, pp 552-556.
- [17] R. GAHLEITNER, *Radio Wave Propagation in and into Urban Buildings*, PhD Thesis, Technical University of Vienna, 1994.
- [18] G. WÖELFLE and F.M. LANDSTORFER, *Field Strength Prediction with Dominant Paths and Neural Networks for Indoor Mobile Communications.* MIOP 1997, 22-24. April 1997, Sindelfingen, Germany, pp. 216-220, Apr. 1997.
- [19] G. WÖELFLE, F. M. LANDSTORFER, R. GAHLEITNER, E. BONEK, “*Extensions to the Field Strength Prediction Technique Based on Dominant Paths Between Transmitter and Receiver in Indoor Wireless Communications,*” in 2nd European Personal and Mobile Communications Conference 1997, Bonn, Germany, pp. 10 –18, Sept. 1997.
- [20] YEE, K.S., “*Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems involving Maxwell’s Equations in Isotropic Media,*” IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 14, pp. 302-307, 1966.
- [21] TAFLOVE, A., and BRODWIN, M.E., “*Numerical Solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell’s equations,*” IEEE Trans. On Microwave Theory Tech., vol. 23, pp. 623-630, 1975.
- [22] A. TAFLOVE, “*Finite Difference Time Domain Methods for Eletrodynamic Analysis*”. New York: Artech,1998.
- [23] RODRIGO M. S. DE OLIVEIRA, “*Estudo Tridimensional da Propagação Eletromagnética em Canais Outdoor Através do Método de Implementação B-FDTD com Processamento Paralelo*”, Dissertação de Mestrado, Instituto de Tecnologia – UFPA, Belém, 2004.
- [24] J. FELIPE ALMEIDA, C. LEÔNIDAS SOBRINHO e R. O. SANTOS, “*Técnica Computacional para Implementação de Condições de Fronteira Absorvente UPML - por FDTD: Abordagem Completa*”, IEEE América latina, vol. 3, Dez. 2005.
- [25] <http://www.fdt.org>;
- [26] YAN ZHAO, YANG HAO AND CLIVE PARINI, “*Two Novel FDTD Based UWB Indoor Propagation Models*”, IEEE International Conference on Ultra-Wideband, ICU 2005.

PUBLICAÇÕES

- [1] MARTINS, B.W., VICTOR DMITRIEV, M.L.GOMES, D.R.RIBEIRO. “*Análise de Propagação Eletromagnética com os Modelos de Predição Caminho Dominante e FDTD para Ambientes Indoor*”. I2TS, RIO DE JANEIRO, 2010.
- [2] MARTINS, B.W., VICTOR DMITRIEV, M.L.GOMES. “*Análise e Comparação de alguns Modelos de Propagação de Ondas Eletromagnéticas em Ambientes Internos (Indoor) na faixa de Microondas*”. XII Simpósio de Aplicações Operacionais em Área de Defesa, São José Dos Campos-SP, 2010.
- [3] MARTINS, B.W., VICTOR DMITRIEV, M.L.GOMES. “*Modelo do Caminho Dominante para Análise de Propagação de Ondas Eletromagnéticas em Ambiente Interior*”. BTS’1 “Interactivity and Middleware on Digital TV”.Brazilian Technology Symposium, Campinas-SP, 2010.
- [4] M.L.GOMES, MARTINS, B.W., VICTOR DMITRIEV. “*Predição de Perda de Propagação de Ondas de Rádio em Ambientes Florestais*”, XII Simpósio de Aplicações Operacionais em Área de Defesa, São José Dos Campos/SP, 2010.