

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

TÍTULO DO TRABALHO

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

NOME DO AUTOR

André Mendes Cavalcante

TD_03/2007

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2007

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

NOME DO AUTOR

André Mendes Cavalcante

TÍTULO DO TRABALHO

**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**

TD_03/2007

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2007

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

NOME DO AUTOR

André Mendes Cavalcante

TÍTULO DO TRABALHO

**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 submetida à Banca Examinadora
do Programa de Pós-graduação em
Engenharia Elétrica da UFPA para
a obtenção do Grau de Doutor em
Engenharia Elétrica.

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2007

**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**

C376e Cavalcante, André Mendes

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 / André Mendes Cavalcante; orientador, João Crisóstomo Weyl Albuquerque Costa.-2007.

Tese (Doutorado) -Universidade Federal do Pará, Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belém, 2007.

1.Ondas de rádio - propagação. 2. Ondas de rádio - simulação por computador. 3. Dispositivos de redes sem fio. I. Título.

CDD - 21. ed. 621.38411

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

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

AUTOR: ANDRÉ MENDES CAVALCANTE

TESE DE DOUTORADO 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 DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE TELECOMUNICAÇÃO.

APROVADA EM 24/08/2007

BANCA EXAMINADORA:

.....
Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl Albuquerque Costa (ORIENTADOR - UFPA)

.....
Prof. Dr. Carlos Renato Lisboa Francês (MEMBRO - UFPA)

.....
Prof. Dr. Rubem Gonçalves Farias (MEMBRO - UFPA)

.....
Prof. Dr. Licínus Dimitri Sá de Alcântara (MEMBRO - UFPA)

.....
Prof. Dr. Fernando José da Silva Moreira (MEMBRO EXTERNO - UFMG)

.....
Prof. Dr. Michel Daoud Yacoub (MEMBRO EXTERNO - UNICAMP)

VISTO:

.....
Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes COORDENADOR DO PPGEE/ITEC/UFPA

A Deus,
aos meus pais
Gervásio e Sandra,
às minhas irmãs
Luciana e Cristiana,
ao meu filho
Fábio,
e a minha namorada e amiga
Lilian,
com amor. . .

Agradecimentos

Gostaria de agradecer primeiramente à Deus, pela vida, pela família, pelos amigos, pelas oportunidades e por todas as coisas a qual fui agraciado. Meu sincero amor e agradecimento.

Em seguida, deixo o meu imenso agradecimento à todas as pessoas que colaboraram nesta minha caminhada. Especialmente, àquele que abraçou a causa e me deu a honra de ser seu orientado. Assim, fica o meu sincero agradecimento ao Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl A. Costa pelo suporte, orientação, esforço e amizade. Deixo a minha admiração por este amigo (professor e pesquisador) que nunca desistiu de lutar para dotar cada vez mais de competência a nossa instituição e o nosso Estado. A você professor, muito obrigado mesmo.

Devo muito ainda aos professores Dr. Mário Jorge Moreira Leitão e Dr. António Augusto de Sousa, que possibilitaram o meu estágio de doutorado no Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores do Porto (INESC-Porto) na cidade do Porto, em Portugal. Fica o meu obrigado pelas orientações e o grande suporte técnico disponibilizado.

Fica o meu obrigado também aos integrantes, pesquisadores e funcionários do INESC-Porto por propiciar-me um ambiente agradável de trabalho. Em particular aos amigos Hermes, Abrantes e Pedro Fortuna, por tornarem o ambiente de trabalho bem mais agradável e por terem me ajudado de certa forma a minimizar a saudade de minha terra, de meus familiares e de meus amigos no período em que estive lá. Agradeço ainda as secretárias Ana Isabel, Luíza e Renata, sempre muito solícitas e agradáveis.

Gostaria de agradecer também ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal do Pará por possibilitar o desenvolvimento deste trabalho. Agradeço ainda aos professores e funcionários desse programa que tomaram parte deste trabalho.

Agradeço ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo suporte financeiro durante os anos de desenvolvimento deste trabalho.

Devo também um obrigado aos colegas de estudo do LEA pela grande amizade e pelas conversas sempre muito bem humoradas e que tornaram o desenvolvimento de minha Tese de Doutorado uma tarefa mais fácil e menos árdua (se é que se pode dizer isto). Em especial aos amigos Marco Sousa, Lilian (minha namorada), Lamartine, Josiane, Simone, Hermíno, Glaucio, Cleide, Igor, Eder, Jacklyn, Edson, Vinícius, Roberto, Liane, Dilermando, Adriana, Cynthia, André, Fábio, Bruno, Anderson, Jorge Andrey, Claudinha, Elaine Sena Lelis, etc. Com certeza, como sempre, esqueci alguém, porém, mesmo assim, fica um muito obrigado.

Fica o meu agradecimento especial ao meu grande amigo Marco José de Sousa, pelo companheirismo, pela amizade, pela ajuda em várias questões técnicas, pelo compartilhamento de problemas e soluções, tanto na vida profissional quanto na pessoal. Enfim, fica aqui meu registro para essa pessoa que posso dizer que teve um papel fundamental no desenvolvimento deste trabalho. Obrigado Marcolino, vulgo *Slow*, o estilo Marconiano de ser é a sua força!!!

Agora nada disso seria realmente possível sem a minha família maravilhosa. Assim, ao meu papai Gervásio e minha mamãe Sandra, é um orgulho, uma honra e uma felicidade enorme ser filho de vocês. Tenho meu pai como um exemplo de vida, de homem e de pai de família. Me ensinou a tratar os problemas sempre com trabalho, perseverança, honestidade, simplicidade e com muita alegria. A minha mamãe, sempre preocupada comigo, dando amor e o suporte familiar que tanto precisamos. Enfim, a estas duas pessoas que me deram uma base, uma vida, uma educação e uma família feliz, meu muito obrigado. Vocês foram e são fundamentais na minha vida. Amo vocês.

Agradeço a minhas irmãs Luciana e Cristiana por serem pessoas totalmente distintas, fazendo com que eu aprendesse várias coisas por dois pontos de vista diferentes. Pela grande amizade e amor, um grande beijo a vocês. Amo vocês também.

Um super agradecimento ao meu querido e amado filho Fabinho, por ser a razão da minha vida, minha fonte de inspiração, minha alegria, meu aprendizado de vida e meu amadurecimento contínuo. É uma honra e orgulho imenso ser seu pai. A você meu filho, obrigado por existir e fazer minha vida ter o sentido que tem. Te amo muito, beijos.

Queria deixar uma lembrança e um agradecimento especial a minha querida vizinha Almerinda (chamada por todos de Mãezinha). Exemplo de vida, de mulher e de mãe. Criou todos seus filhos quase sozinha, conseguiu educá-los e criá-los com dificuldades, mas nunca desistiu. Ensinou-me que com nada pode-se fazer pouco e com pouco pode-se fazer muito. Saudades minha vó, você está no meu coração.

Deixo ainda um agradecimento muito especial à minha querida namorada Lilian, pelo apoio incondicional, pelo companheirismo, pela amizade, pelas palavras de incentivo nos momentos certos, pelos carinhos, pelo amor, enfim, por tudo. Tenho muito a te agradecer, fizeste parte de vários momentos importantes da minha vida e contribuiste muito para o meu sucesso perante várias adversidades. Ao teu lado sinto paz e luz. Você é meu anjinho da guarda que Deus me deu. Te amo!

Meus agradecimentos a todos os meus amigos de escola, de universidade, de rua, conhecidos, etc que fizeram parte deste período no qual a tese foi realizada, que mesmo sem nenhuma contribuição técnica ao trabalho tiveram a função social da amizade, e o melhor de tudo, não atrapalharam o desenvolvimento da mesma.

Por fim, sinto-me muito a vontade de retirar um trecho dos agradecimentos da tese de meu amigo Glaucio, pois expressa com fidelidade o nosso real sentimento de gratidão para com o nosso Senhor:

“Sem tu senhor, meu Deus e fiel amigo, não sou nada, nem mesmo pó. Então te agradeço todos os dias por me conceder o dom da vida, a graça de poder viver com pessoas boas, honestas, e colocar no meu caminho adversidades e ao mesmo tempo me proveres de meios para vencê-las e assim me tornar um homem melhor. Pai divino, mesmo sem merecermos como filhos, agradeço-te, pois, por meio do teu filho o mundo ficou puro novamente, do teu espírito ganhamos a sabedoria e do teu amor ganhamos a vida.”

Resumo

Este trabalho tem como objetivo principal o desenvolvimento e uso de estratégias computacionais aplicadas em técnicas de traçado de raios tridimensionais (3D), principalmente relacionadas ao pré-processamento da base de dados do cenário e à paralelização do algoritmo de traçado de raios, que viabilizem o aumento de eficiência do processo de caracterização de canais de propagação em redes sem fio. Tais estratégias são destinadas principalmente a técnicas referidas como SBR (*Shooting-and-Bouncing-Rays*) *Full 3D*, por serem mais gerais e requererem elevados recursos computacionais. Neste sentido, a modelagem completa de uma técnica SBR *Full 3D* é realizada, sendo desenvolvidos mecanismos eficientes para mapeamento dos raios no espaço tridimensional, em especial no caso das difrações. O tratamento eletromagnético dado ao modelo adota como base as abordagens clássicas feitas pela Óptica Geométrica (GO) e pela Teoria Uniforme da Difração (UTD), com refinamentos em relação ao mecanismo da difração em arestas de condutividade finita e a problemas com múltiplas difrações. Novos mecanismos, tais como o de espalhamento difuso e de propagação de ondas em ambientes com vegetação são também modelados e incorporados à técnica. A validação das propostas apresentadas é realizada através de simulações sob uma arquitetura computacional paralela (*cluster* de PCs) ou comparações com medidas de campo. Os resultados obtidos mostram que as estratégias adotadas permitem reduzir drasticamente os recursos computacionais exigidos por tais técnicas, o que favorece a incorporação de fenômenos adicionais e a eliminação de várias restrições anteriormente impostas por questões práticas, principalmente relacionadas à difração. Adicionalmente, possibilitam a utilização de algoritmos de traçado de raios *Full 3D* com uma densidade de raios iniciais lançados muito elevada, o que contribui em muito ao aumento da precisão de predição gerada pelo modelo.

PALAVRAS-CHAVES: Traçado de raios, Rádio-propagação, Processamento paralelo.

Abstract

This work has as main objective the development and use of computational strategies applied in propagation models based on 3D ray-tracing techniques, mainly related to scenario database pre-processing and to the parallelization of the ray-tracing code, in order to provide the increase of the computational and prediction efficiency of such models in the wireless channel modeling process. Such strategies are mainly developed to techniques referred as Shooting-and-Bouncing-Rays (SBR) Full 3D, due to be more general ones and request high computational resources. Then, the complete modelling of a full 3D ray-tracing technique is accomplished, being developed efficient mechanisms for ray mapping in the three-dimensional space, especially in the diffraction cases. The electromagnetic treatment given to the model adopts as base the classical approaches done by Geometrical Optics (GO) and Uniform Theory of Diffraction (UTD), with some refinements on diffraction mechanism in edges with finite conductivity and problems related to multiple diffractions. New mechanisms, such as the one of scattering diffuse and wave propagation in areas with vegetation are also modeled and incorporated to the model. The validation of the presented proposals is performed by simulations under a parallel computational architecture (cluster of PCs) or comparisons to field measurements. The obtained results show that the adopted strategies allow reducing drastically the computational resources demanded by such techniques, which contribute to the incorporation of additional phenomena and the elimination of several restrictions previously imposed due to practical subjects, mainly related to the diffraction mechanism. Additionally, these strategies make possible the use of full 3D ray-tracing algorithms with a very high density of launched initial rays, that favor a lot to the increase of the prediction accuracy generated by the model.

KEYWORDS: Ray-Tracing, Radiopropagation, Parallel processing.

Sumário

Lista de Figuras	v
Lista de Tabelas	1
1 Introdução	2
1.1 Contexto da Tese	2
1.2 Objetivos da Tese	5
1.3 Trabalhos Relacionados	6
1.4 Contribuições da Tese	7
1.5 Estrutura da Tese	8
Referências Bibliográficas	9
2 Tratamento Eletromagnético	14
2.1 Introdução	14
2.2 Conceito de Onda Localmente Plana	15
2.3 Óptica Geométrica	16
2.3.1 Campos da Onda Direta	19
2.3.2 Campos Refletidos	19
2.3.2.1 Determinação do Campo Refletido	22
2.3.3 Campos Transmitidos	23
2.3.3.1 Determinação do Campo Transmitido	27
2.3.4 Coeficientes de Reflexão e Transmissão de <i>Fresnel</i>	28
2.3.4.1 Coeficientes de Reflexão de <i>Fresnel</i>	28
2.3.4.2 Coeficientes de Transmissão de <i>Fresnel</i>	32
2.4 Teoria Uniforme da Difração	33

2.4.1	Campos Difractados	34
2.4.1.1	Fronteiras de Sombra	37
2.4.1.2	Determinação do Campo Difractado	38
2.4.1.3	Difração de Primeira Ordem	39
2.4.1.4	Coefficientes de Difração de Primeira Ordem	40
2.4.1.5	Difração de Segunda Ordem (<i>Slope Diffraction</i>)	45
2.4.1.6	Difrações Múltiplas	46
2.5	Espalhamento Difuso	48
2.5.1	Modelo de Rugosidade Efetiva (ER)	49
2.5.1.1	Espalhamento Difuso para Paredes “Próximas”	49
2.5.1.2	Espalhamento Difuso para Paredes “Distantes”	53
2.5.1.3	Comentários Adicionais	54
2.6	Propagação em Ambientes Florestais	58
2.6.1	Modelo Biofísico	59
2.7	Conclusões do Capítulo	62
Referências Bibliográficas		63
3 Traçado de Raios		68
3.1	Introdução	68
3.2	Técnica <i>SBR Full 3D</i>	69
3.2.1	Estágio de Lançamento de Raios	70
3.2.2	Estágio de Recepção de Raios	73
3.2.2.1	Metodologia de Recepção	74
3.2.3	Estágio de Rastreamento de Raios	78
3.2.3.1	Interseção Raio-Aresta no Espaço Tridimensional	79
3.2.3.2	Procedimento de Identificação de uma Aresta Difratora	80
3.3	Algoritmo SBR Tridimensional	86
3.3.1	Etapa 1: Definições Gerais	86
3.3.2	Etapa 2: Procedimento de Lançamento de Raios	88
3.3.3	Etapa 3: Procedimento de Rastreamento e Recepção de Raios	88
3.3.4	Etapa 4: Determinação de Campos	91

3.4	Raios Provenientes do Mecanismo de Espalhamento Difuso	92
3.4.1	Algoritmo de Espalhamento Difuso	93
3.4.2	Agrupamento de Resultados SBR e ER	94
3.5	Conclusões do Capítulo	95
Referências Bibliográficas		96
4	Técnicas de Aceleração Computacional	98
4.1	Introdução	98
4.2	Pré-processamento da Base de Dados do Cenário	99
4.2.1	BSP (<i>Binary Space Partition</i>)	99
4.2.2	SVP (<i>Space Volumetric Partition</i>)	100
4.2.3	Algoritmo Angular <i>Z-buffer</i>	100
4.2.4	Volumes Envolventes (<i>Bounding Volumes</i>)	100
4.2.5	Simplificação do Cenário (<i>Foot-Print Simplification</i>)	104
4.2.6	Redução de Testes de Recepção	105
4.3	Processamento Paralelo	110
4.3.1	Concepção do Modelo Paralelo de Traçado de Raios 3D	112
4.3.2	Implementação do Modelo Paralelo de Traçado de Raios 3D	116
4.3.2.1	Comentários Adicionais (Distribuição Aleatória de Raios e Rx's)	122
4.4	Conclusões do Capítulo	124
Referências Bibliográficas		125
5	Estudos de Casos	127
5.1	Introdução	127
5.2	Estudo de Caso 01: Espalhamento Difuso	128
5.3	Estudo de Caso 02: Redução de Testes de Interseção	137
5.4	Estudo de Caso 03: Estratégias de Paralelização	142
5.5	Estudo de Caso 04: Ambiente <i>Indoor</i> 1	158
5.6	Estudo de Caso 05: Ambiente <i>Indoor</i> 2	163
5.7	Conclusões do Capítulo	168

Referências Bibliográficas	169
Conclusões do Trabalho	171
Publicações Oriundas da Pesquisa	175

Lista de Figuras

2.1	O conceito de ondas localmente planas.	15
2.2	Tubo de raios astigmáticos.	17
2.3	Reflexão (sistema de coordenadas fixo ao raio).	20
2.4	Transmissão (Refração) - vista do plano de incidência.	23
2.5	Raio transmitido através de uma estrutura (vista da seção reta da estrutura).	26
2.6	Estruturas para ambientes <i>indoor</i> e <i>outdoor</i> (vista da seção reta da estrutura).	28
2.7	Difração de aresta (cone de difração e sistema fixo ao raio para a difração).	34
2.8	Vista de um plano normal à aresta.	36
2.9	Onda incidente em uma aresta (vista de um plano normal à aresta).	37
2.10	Comportamento da Função de Transição de <i>Fresnel</i> (módulo e fase).	41
2.11	Configuração de um par de arestas e sistemas de coordenadas fixadas ao raio.	47
2.12	Dois terminais de rádio, a parede “próxima” e um elipsóide de <i>Fresnel</i> : a interseção entre a parede e o elipsóide é a região “ativa” da parede para a reflexão especular.	50
2.13	Sistema do espalhamento difuso: (a) vista de elemento genérico de superfície com os diferentes fluxos de potência e (b) vista 2-D no plano xy com o elemento de superfície dS localizado na distância x do ponto de reflexão.	50
2.14	Diagramas de radiação de espalhamento para os padrões da Tabela 2.2 ($\theta_r = \pi/4$, $\hat{\mathbf{i}}$ = diretor do raio incidente, $\hat{\mathbf{r}}$ = diretor do raio refletido e $\hat{\mathbf{n}}$ = normal à superfície).	52
2.15	Geometria para determinação dos raios dos elipsóides de <i>Fresnel</i>	55
2.16	Geometria para determinação dos raios dos elipsóides de <i>Fresnel</i> em pontos potenciais de obstrução (vértices da face da parede).	56

2.17	Representação da folhagem como sendo uma coleção de cilindros e discos espalhadores aleatoriamente orientados.	60
3.1	Esfera e icosaedro de lançamento.	70
3.2	Aumento da resolução de raios lançados através do icosaedro.	71
3.3	Conceito de raios adjacentes (os pontos “x” são “transmissores virtuais”).	73
3.4	Esfera de recepção.	74
3.5	Distância total percorrida por raio e descendentes.	75
3.6	Geometria para a obtenção do raio da esfera de recepção.	75
3.7	Correção de fase no método SBR.	77
3.8	Conceito de cilindro de recepção.	80
3.9	Determinação do ponto de difração quando o raio incidente é oriundo de uma difração.	82
3.10	Determinação do ponto de difração quando os raios ancestrais são oriundos apenas de mecanismos de reflexão.	83
3.11	Determinação do ponto de difração quando os raios ancestrais são oriundos de mecanismos mistos envolvendo reflexão e difração.	85
4.1	Representação da proposta de esfera envolvente expandida para englobar os cilindros de recepção de arestas difratoras (vista 2D).	101
4.2	Determinação da dimensão da esfera envolvente para englobar os cilindros de recepção.	102
4.3	Hierarquia de envoltórios.	103
4.4	Simplificação do <i>footprint</i> de um objeto.	105
4.5	Conceito de cilindro envolvente.	107
4.6	Geometria para análise da estratégia de redução de testes de recepção.	109
4.7	Geração de novos raios de acordo com os mecanismos de propagação.	113
4.8	Distribuição espacial de raios iniciais entre os nós de uma arquitetura paralela.	114
4.9	Modelo de paralelização do algoritmo SBR 3D.	116
4.10	Conteúdo dos arquivos de raios (<i>rays files</i>) e de tabelas (<i>tables files</i>).	119
5.1	Cenário: Interseção de ruas no formato de “T”.	128

5.2	Potência recebida ao longo do percurso em $x = 240$ m para diversas posições do Tx: (a) $x = 40$ m, (b) $x = 80$ m, (c) $x = 120$ m, (d) $x = 160$ m e (e) $x = 200$ m.	132
5.3	Diferença de nível de potência [dB] ($P_{ER} - P_{UTD}$).	133
5.4	Raios espalhados (modelo ER).	133
5.5	Espalhamento temporal rms considerando apenas a contribuição da GO/UTD	134
5.6	Espalhamento temporal rms considerando as contribuições da GO/UTD + ER	134
5.7	Potência recebida através da contribuição da ER para vários critérios de divisão de faces	135
5.8	Recursos computacionais consumidos pelo procedimento de espalhamento difuso: (a) Tempo de processamento e (b) Volume de dados gerado.	136
5.9	Geometria de quatro prédios usada para avaliação das estratégias computacionais	137
5.10	Potência recebida ao longo do percurso AB.	140
5.11	Mapa de uma área da cidade de Ottawa.	142
5.12	Fatores de <i>speed-up</i> para 655362 raios lançados pela fonte (<i>Full 3D</i>).	145
5.13	Perda de propagação ao longo dos percursos de recepção considerados.	152
5.14	Componentes de multipercurso para o ponto central de cada percurso de recepção.	153
5.15	Perda de propagação ao longo da Laurier st. com destaque para o trecho que apresenta uma condição de quase visibilidade entre o Tx e os receptores. . . .	154
5.16	Mapas do cenário do estudo de caso 03 (Ottawa)	155
5.17	Perda de propagação ao longo da Laurier st.	156
5.18	<i>Layout</i> do ambiente <i>indoor</i> de dois pavimentos usado nas simulações	158
5.19	Fator de <i>speed-up</i> para 655.362 raios lançados por cada fonte (total de 1.310.724 raios lançados)	160
5.20	<i>Layout</i> do ambiente <i>indoor</i> usado nas simulações (vide [11]): (a) Vista superior. (b) Vista lateral (ao longo do eixo x). (c) Vista lateral (ao longo do eixo y). (d) Parâmetros elétricos dos materiais (900 MHz).	164
5.21	Potência recebida ao longo do percurso de recepção	166
5.22	Componentes de multipercurso para o ponto central do percurso de recepção. .	167

Lista de Tabelas

2.1	Ângulos envolvidos no cálculo dos coeficientes de difração.	43
2.2	Constante K para diversos padrões de espalhamento	52
5.1	Parâmetros de simulação usados no estudo de caso 01	129
5.2	Parâmetros de simulação usados no estudo de caso 02	138
5.3	Resultados de simulação do estudo de caso 02	139
5.4	Análise de erro entre os modelos SBR 3D e FDTD $2D^{1/2}$	141
5.5	Parâmetros de simulação usados no estudo de caso 03	144
5.6	Métricas de avaliação de balanceamento de carga (Laurier st.)	146
5.7	Métricas de avaliação de balanceamento de carga (Albert st.)	146
5.8	Métricas de avaliação de balanceamento de carga (Queen st.)	147
5.9	Métricas de avaliação de balanceamento de carga (Bank st.)	147
5.10	Métricas de avaliação de desempenho (Laurier st.)	148
5.11	Métricas de avaliação de desempenho (Albert st.)	148
5.12	Métricas de avaliação de desempenho (Queen st.)	149
5.13	Métricas de avaliação de desempenho (Bank st.)	149
5.14	Análise de erro entre o modelo SBR <i>Full 3D</i> e medidas [4]	153
5.15	Análise de erro entre o modelo SBR <i>Full 3D</i> e medidas [4] (Laurier st.)	156
5.16	Parâmetros de simulação usados no estudo de caso 04	159
5.17	Raios processados (balanceamento de carga)	161
5.18	Tempo de processamento [s]	161
5.19	Métricas de avaliação de desempenho	162
5.20	Parâmetros de simulação usados no estudo de caso 05	165
5.21	Análise de erro entre o modelo SBR 3D e medidas [11]	166

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto da Tese

Nos últimos anos, o expressivo crescimento das comunicações sem fio e a necessidade de novos serviços móveis vêm requerendo o desenvolvimento de novas metodologias de avaliação rápidas e precisas para modelos de canais de rádio. A predição eficiente do canal sem fio imprime um importante papel na determinação de vários parâmetros de rede, tais como, cobertura, taxa de dados transmitidos, localização ótima dos rádios-transmissores, diagramas de irradiação das antenas, etc [1]. A necessidade de modelos eficientes de canais sem fio é ainda mais evidente quando se aumenta o interesse pela provisão de serviços móveis em ambientes complexos (*indoor*, com espalhadores, vegetação, etc) e segundo as modernas técnicas de transmissão sem fio (*e.g.* *Multiple Inputs Multiple Outputs* - MIMO [2], antenas inteligentes [3]), onde são estabelecidos outros padrões para o comportamento do sinal.

Na literatura em geral, existem basicamente três abordagens na modelagem do canal sem fio: os modelos empíricos, os modelos estatísticos e os modelos teóricos (determinísticos). Na abordagem por modelos empíricos, têm-se como grande vantagem a praticidade e rapidez de uso, porém, por tais modelos serem derivados de medições realizadas em determinadas localidades específicas, podem falhar ao serem aplicados em ambientes significativamente diferentes. A abordagem por modelos estatísticos exige uma eficiente parametrização dos mesmos para geração de resultados precisos, necessitando, na maioria dos casos, de várias campanhas de medições para se extrair uma amostra significativa do comportamento do sinal em um determinado ambiente, o que pode tornar o processo de predição oneroso e dispendioso temporalmente [4]. Adicionalmente, modelos estatísticos clássicos geralmente não conduzem a resultados precisos nos modernos sistemas de comunicações, necessitando assim, de novos

modelos mais refinados [1]. Por fim, encontram-se os modelos determinísticos, que têm como mérito o fato de empregarem a teoria eletromagnética diretamente ao ambiente analisado e, portanto, gerarem uma predição que considera sempre as características específicas da localidade. Esses apresentam como principais desvantagens a complexidade envolvida gerada na aplicação das condições de contorno e a menor velocidade de execução, quando comparados aos modelos empíricos, especialmente para grandes (e complexas) regiões de cobertura. Porém, com a crescente demanda por modelos de predição em ambientes microcelulares e picocelulares, que possuem dimensões reduzidas, e com as novas técnicas de aceleração computacional, em especial as que utilizam paradigmas de computação paralela, os modelos teóricos passaram a ser uma importante alternativa à predição eficiente da propagação nesses ambientes [5].

Apesar de sua importância, o estudo da rádio-propagação de forma determinística é um problema eletromagnético extremamente complicado. A complexidade do ambiente (aleatório em certos aspectos) torna quase que impossível a modelagem do canal sem fio com um alto grau de precisão [5]. Além disso, dependendo das características do mesmo, certas técnicas podem ou não ser tão adequadas. Dentre as diversas técnicas que têm sido usadas em modelos de propagação determinísticos e semi-determinísticos (modelos que se utilizam de algum princípio físico combinado com alguma abordagem empírica, chamados também de semi-empíricos), destacam-se as baseadas na Teoria Geométrica da Difração (*Geometrical Theory of Diffraction* - GTD) na sua versão uniforme (*Uniform Theory of Diffraction* - UTD) [5], na Óptica Física (*Physical Optics* - PO) [5], e com menos frequência, técnicas numéricas como o da Equação Integral (*Integral Equation* - IE) [5], Matriz de Linha de Transmissão (*Transmission Line Matrix* - TLM) [6] e o das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (*Finite-Difference Time-Domain* - FDTD) [7, 8].

Embora técnicas numéricas serem inegavelmente as que apresentam os resultados mais precisos (pois são modelos intrinsecamente de onda completa oriundos diretamente das equações de Maxwell), são limitadas principalmente pelo tamanho elétrico dos obstáculos envolvidos nos ambientes. Tais modelos requerem uma discretização dos obstáculos em elementos com dimensões menores que uma fração do comprimento de onda (em geral 1/8) [5]. O número de elementos resultantes para um cenário típico (urbano ou *indoor*) nas frequências de operação de redes de comunicações pessoais (PCNs), torna-se extremamente grande. Conseqüentemente, a quantidade de recursos computacionais requerida (quantidade de memória e processamento) torna estas abordagens quase que impraticáveis na modelagem de canal sem fio em grandes ambientes tridimensionais (3D). Mesmo com o uso de arquiteturas de computação paralela ou distribuída, os recursos requeridos ainda permanecem elevados, sendo estes então, o principal fator limitante para o uso de tais técnicas na modelagem de canais sem fio. Nesse contexto, técnicas numéricas apresentam-se como solução para pequenos

ambientes *indoor* e *outdoor* e de preferência com alguma característica de simetria [7, 8]. Adicionalmente, tais técnicas são úteis para predizer efeitos de objetos eletricamente pequenos no ambiente, onde técnicas menos rigorosas perdem sua validade [5].

A maioria dos modelos de predição determinísticos e semi-determinísticos utilizam métodos assintóticos em alta frequência¹ tais como a GTD na sua versão uniforme (UTD) e a PO, devido a tais métodos serem os que melhor combinam do ponto de vista prático, precisão de predição com recursos computacionais requeridos [5]. A GTD/UTD é uma abordagem baseada nas técnicas de traçado de raios (*ray-tracing*) e tem sido bastante usada nos últimos anos para predição determinística de propagação em ambiente *outdoor* [9]-[18], *indoor* [19]-[29] e rural [30], apresentando bons resultados. As referências bibliográficas mostram que modelos baseados em GTD/UTD tornam-se mais precisos quando se é disponibilizada uma adequada descrição do ambiente (cenário). Adicionalmente, tais modelos tendem aos resultados preditos por modelos rigorosos quando a condição de alta frequência é satisfeita [31]. Nas frequências de operação de redes de comunicações pessoais (comprimento de onda $\lambda < 0,5$ m), esta condição é naturalmente atendida na maioria dos obstáculos apresentados em cenários típicos urbanos e *indoor*, excetuando-se evidentemente, a pequenas mobílias e pequenos objetos. Em [20], é mostrado que a GTD/UTD consegue ainda apresentar bons resultados frente a modelos rigorosos mesmo para obstáculos com frações do comprimento de onda.

Apesar de modelos de traçados de raios baseados em GTD/UTD serem ordens de grandeza menos custosos computacionalmente que métodos numéricos tais como os baseados em FDTD, é reconhecido que os mesmos ainda exigem recursos (processamento e memória) consideráveis. Nesse contexto, é comum modelos baseados em traçado de raios levarem horas para gerarem predições em áreas geográficas de aproximadamente 1 km² [32]. Várias abordagens têm sido propostas para reduzir o tempo computacional gasto por tais modelos de predição. A complexidade da base de dados dos prédios, por exemplo, pode ser reduzida pela simplificação da planta-baixa (*footprint*) do cenário [1]. Técnicas de filtragens de dados e de aproximação de procedimentos foram propostas em [33, 34]. Em [33], um subconjunto de percursos de raios são processados baseados em diferentes requisitos de precisão da predição. Já em [34], diferentes fenômenos físicos tais como difrações no plano vertical, multipercursos, e existência de vegetação são explorados para oferecer um balanço entre precisão de predição e tempo computacional.

¹ Por alta frequência pode-se entender que os campos estão sendo analisados em ambientes onde a variação das propriedades do meio de propagação ou dos obstáculos espalhadores de energia é desprezível ao longo de um intervalo da ordem de um comprimento de onda.

Outro aspecto importante é que a dimensionalidade da técnica de traçado de raios também impõe um compromisso entre precisão de predição e de recursos computacionais requeridos [1]. Técnicas bidimensionais (2D) possuem um tempo de processamento menor ao custo da degradação da precisão. Já modelos tridimensionais (3D) são mais precisos, porém, ao custo de um elevado custo computacional. Apesar de diversos trabalhos terem relatado o uso de técnicas de traçado de raios empregados em bases de dados tridimensionais, os mesmos sempre a utilizam com algum nível de aproximação de procedimentos ou limitação nos raios considerados [13]-[29],[32]-[34]. Adicionalmente, a maioria dessas abordagens empregam algum pré-processamento da base de dados do cenário [1, 16, 27]. A adoção dessas estratégias em modelos 3D visam principalmente ponderar o compromisso acima mencionado.

No contexto apresentado, modelos de predição baseados em técnicas de traçado de raios se apresentam como soluções promissoras, podendo ser muito úteis no projeto, análise e desenvolvimento de sistemas sem fio. Entretanto, o compromisso entre precisão de predição e recursos computacionais requeridos se apresenta como o principal fator limitante para o uso de tais técnicas, sendo portanto, uma área potencial de pesquisa. Em modelos 3D, este fator é ainda mais crítico, sendo mais evidente a necessidade de criação de estratégias para melhorar o referido compromisso. Recentemente, algumas estratégias computacionais têm sido propostas para tentar reduzir o tempo computacional requerido sem comprometer o requisito precisão da predição [32],[35]-[37]. Estas novas estratégias fazem uso principalmente de paradigmas da computação paralela e distribuída.

1.2 Objetivos da Tese

Este trabalho tem como objetivo principal o desenvolvimento de estratégias computacionais aplicadas em técnicas de traçado de raios tridimensionais pleno (*Full 3D*), principalmente fazendo-se uso de paradigmas da computação paralela e distribuída, que viabilizem o aumento de eficiência do processo de caracterização de canais sem fio. As estratégias propostas permitem reduzir ou até mesmo eliminar várias restrições anteriormente impostas em tais modelos por razões práticas (custo computacional elevado), favorecendo assim, ao aumento da precisão de predição e a incorporação de novos mecanismos adicionais, tais como o espalhamento difuso [17, 32] e a propagação em ambientes florestais [30, 38].

1.3 Trabalhos Relacionados

Para endereçar problemas que sejam computacionalmente intensivos, arquiteturas e estratégias de computação paralela ou distribuída têm sido usadas em uma grande gama de áreas de aplicação, incluindo sistemas de banco de dados de grande porte, computação gráfica, multimídia, predição de propagação de ondas, simulações de sistemas (e.g. sistemas de telecomunicações), etc [32].

Especificamente na área de sistemas de telecomunicações, têm sido feitos esforços no sentido de paralelizar/distribuir tarefas intensivas de simulação que requerem alto-desempenho. Em [39, 40], um modelo de propagação *outdoor* para microcélulas foi paralelizado usando um supercomputador Cray T3E, fazendo uso de paradigmas de passagem de mensagens e *pool* de trabalho (*workpool*) para comunicação e balanceamento de cargas entre os nós. Entretanto, os experimentos mostraram que o fator de aceleração do modelo paralelo (referido na literatura em geral como fator de *speedup*) alcançado nessa estratégia foi distante do linear. Em [23, 41, 42], um sistema de traçado de raios paralelo foi usado para otimizar o posicionamento dos transmissores em um sistema de comunicação sem fio em um ambiente *indoor*. Uma arquitetura NOW (*Network of Workstations*) Beowulf de 200 nós, com cada processador tendo localmente uma cópia completa da base de dados dos prédios foi empregada para realizar a otimização considerando apenas reflexões e transmissões.

Descrições mais explícitas a respeito de estratégias computacionais adotadas são feitas nos trabalhos [32] e [35]-[37]. Em [32], a estratégia de paralelização faz uso de bibliotecas de passagem de mensagens e de paradigmas de computação como o de mestre/escravo (*manager/workers*) e o de fases paralelas (*phase parallel*), para distribuir a carga de trabalho entre os nós de um *cluster* de estações de trabalho (COW - *Cluster of Workstations*). Experimentos relatados na mesma referência mostraram que essa abordagem apresenta um *speedup* próximo do linear para a maioria dos casos simulados. Entretanto, ela utiliza sempre um nó adicional (denominado de mestre) para fazer a gerência do processo de paralelização inteiro. Além disso, a complexidade estrutural da mesma faz com que sua implementação computacional não seja trivial. Essa abordagem apresenta também uma forte dependência com os algoritmos de traçado de raios adotados. Em [35, 36], a estratégia de paralelização proposta foi aplicada em um modelo de traçado de raios totalmente 3D. Entretanto, tal abordagem foi avaliada somente no estágio denominado de processamento de raios. Simulações realizadas com essa abordagem em um ambiente *outdoor* simples exibiram um *speedup* próximo do linear para casos com uma alta densidade de raios lançados. O modelo proposto neste trabalho é a extensão da proposta apresentada em [35, 36], sendo aplicada em todos os estágios do processo.

A nova abordagem apresenta as seguintes vantagens: a) fácil implementação computacional, sendo baseada apenas no sistema de arquivos de rede da arquitetura paralela adotada, não necessitando de bibliotecas de passagem de mensagens ou de paradigmas da computação paralela mais complexos, b) pode ser facilmente adaptada para a maioria dos algoritmos baseados em lançamento de raios, 2D ou 3D, e para ambientes *outdoor* ou *indoor*, c) permite reduzir ou até mesmo eliminar várias restrições impostas em outros modelos de traçado de raios devido ao custo computacional, d) permite melhorar a precisão de predição através do uso de técnicas totalmente 3D e da incorporação de novos mecanismos de propagação, como espalhamento difuso [17, 32] e propagação em ambientes com vegetação [30, 38], e) possibilita a análise de estruturas mais complexas (cenários com maiores dimensões e com muitos objetos).

1.4 Contribuições da Tese

Como principal contribuição tem-se o desenvolvimento ou uso de estratégias computacionais simples que tornam modelos de propagação determinísticos baseados nas técnicas de traçado de raios tridimensionais (3D) mais eficientes na caracterização de canais sem fio. A mesma pode ser estruturada segundo três tratamentos:

- **Tratamento Eletromagnético:** Neste contexto, são relatadas algumas limitações apresentadas por uma modelagem eletromagnética de raios feita puramente pela GO e pela UTD clássica. Algumas soluções são sugeridas, principalmente em relação ao mecanismo da difração em arestas de condutividade finita, como a proposição de outros coeficientes de difração, e a problemas com múltiplas difrações, como o uso de um fator de divergência geral para se descrever o efeito da arbitrariedade das orientações das arestas. Adicionalmente, é implementada a incorporação de dois mecanismos adicionais, o de espalhamento difuso, através do uso de um modelo de rugosidade efetiva (ER) e o de propagação de ondas em ambientes com vegetação, através de um modelo Biofísico. Todas estas abordagens, em conjunto, favorecem ao aumento de precisão provida por modelos de traçados de raios, pois promovem a descrição dos principais efeitos presentes em ambientes reais;
- **Tratamento Geométrico:** Neste aspecto, a contribuição principal é a apresentação e o desenvolvimento completo de um modelo de traçado de raios denominado de SBR (*Shooting-and-Bouncing-Rays*) *Full 3D* em todo seu contexto (lançamento de raios, interseção de raios com objetos e recepção de raios). Como técnicas SBR *Full 3D* são pouco relatadas na literatura, foi necessária, então, a criação de estratégias para mapeamento dos raios no espaço tridimensional, em especial no caso das difrações;

- **Tratamento Computacional:** Dentro deste aspecto, várias propostas de estratégias computacionais para reduzir os recursos computacionais (processamento e memória) de técnicas de traçado de raios SBR *Full 3D* são apresentadas. Em especial, estratégias relacionadas ao pré-processamento da base de dados do cenário, com o uso do conceito de esferas envolventes, árvores de envoltórios e cilindros de recepção, e à paralelização do algoritmo de traçado de raios, com o desenvolvimento completo de um modelo paralelo para ser usado em uma arquitetura computacional paralela (*cluster* de PCs).

As estratégias adotadas permitem reduzir drasticamente os recursos computacionais (tempo de processamento e memória) exigidos por técnicas de traçado de raios baseadas na abordagem SBR, o que favorece a incorporação de fenômenos adicionais e a eliminação de várias restrições anteriormente impostas por questões práticas, principalmente relacionadas à difração. Adicionalmente, estas estratégias possibilitam a utilização de algoritmos de traçado de raios tridimensionais no sentido pleno (referidos na literatura como *Full 3D*) com uma densidade de raios iniciais lançados muito elevada, o que favorece em muito ao aumento da precisão de predição gerada pelo modelo.

1.5 Estrutura da Tese

O texto deste trabalho está organizado da seguinte maneira:

- Capítulo 2 - aborda aspectos relacionados ao tratamento eletromagnético dado aos raios no modelo de propagação desenvolvido;
- Capítulo 3 - trata do modelo de propagação no aspecto geométrico. Esse capítulo envolve a descrição da modelagem geométrica da técnica de traçado de raios 3D desenvolvida;
- Capítulo 4 - apresenta os aspectos computacionais do modelo de propagação desenvolvido. Esse capítulo envolve a descrição das técnicas de aceleração computacional desenvolvidas ou utilizadas;
- Capítulo 6 - são mostrados estudos de casos realizados para a validação das abordagens propostas nesta tese, principalmente em aspectos relacionados com custo computacional e com a precisão da predição;
- Capítulo 7 - as conclusões e propostas para prosseguimento do trabalho são apresentadas.

Referências Bibliográficas

- [1] Chen, Z., Delis, A. and Bertoni, H.L. , “Building footprint simplification techniques and their effects on radio propagation predictions,” *Comput. J.*, 47 (1) (January 2004) 103-133.
- [2] Cerasoli, C., “The use of ray tracing models to predict MIMO performance in urban environments,” *Military Communications Conference - MILCOM 2006*, Washington, pp.1-8, Oct. 2006.
- [3] Nasr, K.M., Costen, F., Barton, S.K., “A downlink pattern optimisation algorithm for a smart antenna in an indoor infrastructure WLAN,” *PIMRC 2004. 15th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004*, vol. 2 , 5-8 Sept. 2004, pp. 935 - 939.
- [4] Loew, K., “Comparison of urban propagation models with CW-measurements,” *Proceedings of Vehicular Technology Conference*, May, 1, pp. 936-942, 1992.
- [5] Cátedra, M. F. and Arriaga, J. P., *Cell Planning for Wireless Communications*, Artech House - Mobile Communications Series, 1999.
- [6] Russer, P., “The transmission line matrix method,” In *Applied Computational Electromagnetics*, NATO ASI Series, pages 243-269. Springer, Cambridge, Massachusetts, London, England, 2000.
- [7] Oliveira, R. M. S., Santos, R. O., and Sobrinho, C. L. S. S., “Electromagnetic scattering analysis in indoor and outdoor environments by applying FDTD method,” *International Conference on Applied Electromagnetics and Communications*, pp. 241-244, 2003.
- [8] Schuster, J. and Luebbers, R., “FDTD techniques for evaluating the accuracy of ray-tracing propagation models for microwaves,” *16th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, Naval Postgraduate School, Monterey, CA, March, pp. 20-24, 2000.

-
- [9] Ponce, F. J., Pallares, M., Juan-Llácer, L., and Cardona, N., "Educational software tool based on a geographical information system (GIS) for radio wave propagation analysis," *IEEE Trans. on Education*, vol. 44, n0.42, pp. 355-364.
- [10] Iskander, M. F. and Yun, Z., "Propagation prediction models for wireless communications systems," *IEEE Transactions on Microwave and Techniques*, vol. 50, no. 3, March 2002.
- [11] Iskander, M. F. and Yun, Z., "A ray-tracing method based on the triangular grid approach and application to propagation in urban environments," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no.5, May 2002.
- [12] Schettino, D. N. e Moreira, F. J. S., "Um algoritmo eficiente para o traçado de raios na predição de cobertura radioelétrica em ambientes urbanos," *X Conferência Brasileira de Microondas e Optoeletrônica*, Recife, PE, Brasil, pp. 196-200. Agosto de 2002.
- [13] Wölfe, G., Hoppe, R. and Rautiainen, T., "Verifying path loss and delay spread predictions of a 3D ray tracing propagation model in urban environment," *Vehicular Technology Conference, 2002. Proceedings. VTC 2002-Fall. 2002 IEEE 56th*, vol.4, 24-28 Sept. 2002.
- [14] Rossi, J.P. and Gabillet, Y., "A mixed ray launching/tracing method for full 3D UHF propagation modeling and comparison with wide-band measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no.4, April 2002.
- [15] Richter, J., Al-Nuaimi, M.O., Ivrisimtzis, L.P., "Optimization of radio coverage in urban microcells using a UTD based ray-tracing model," *2004 Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, vol. 151, Issue: 3, 21 June 2004, pp. 187 - 192.
- [16] Degli-Esposti, V., Fuschini, F., Amorini, M., "Database simplification for field prediction in urban environment," *Antennas and Propagation Society Symposium, IEEE*, vol. 2 , 20-25, June 2004, pp. 1619 - 1622.
- [17] Degli-Esposti, V., Guiducci, D., de'Marsi, A., Azzi, P., Fuschini, F., "An advanced field prediction model including diffuse scattering," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, Issue: 7, July 2004, pp. 1717 - 1728.
- [18] Yannick, C., Yannis, P., Rodolphe, V., "A spatio-temporal radio channel characterization with a 3D ray tracing propagation model in urban environment," *PIMRC 2004. 15th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 4, 5-8 Sept. 2004, pp. 2341 - 2345.

-
- [19] Wang, Y. and Safavi-Naeini, S., "A hybrid technique based on combining ray tracing and fdtd for site-specific modeling of indoor radio wave propagation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no.5, May 2000.
- [20] Remley, K.A., Anderson, H.R., Weisshaar, A., "Improving the accuracy of ray-tracing techniques for indoor propagation modeling," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no.6, November 2000.
- [21] Li, B.H., Ji, Z., Wang, H. X., Chen, H. and Sarkar, T. K. , "Efficient ray-tracing methods for propagation prediction for indoor wireless communications," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, no. 2, Ap. 2001.
- [22] Shaikh, A.E., Majeed, F., Zeeshan, M., Rabbani, T., Sheikh, I., "Efficient implementation of deterministic 3-D ray tracing model to predict propagation losses in indoor environments," *13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 3 , 15-18 Sept. 2002, pp. 1208 - 1212.
- [23] Bae, K.K., Jing Jiang, Tranter, W.H., Anderson, C.R., Rappaport, T.S., Jian He, Verstak, A., Watson, L.T., Ramakrishnan, N., Shaffer, C.A., "WCDMA STTD performance analysis with transmitter location optimization in indoor systems using ray-tracing technique," *Radio and Wireless Conference, 2002. RAWCON 2002. IEEE* , 11-14 Aug. 2002, pp. 123 - 127.
- [24] Wertz, P., Wolfle, G., Hoppe, R. and Landstorfer, F.M.; "Deterministic propagation models for radio transmission into buildings and enclosed spaces," *Microwave Conference, 2003. 33rd European*, vol. 3 , 7-9 Oct. 2003, pp. 1147 - 1150.
- [25] Yao, R., Zhu, W. and Chen, Z., "An efficient time-domain ray model for UWB indoor multipath propagation channel," *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Fall. 2003 IEEE 58th*, vol. 2 , 6-9 Oct. 2003, pp 1293 - 1297.
- [26] Lu, D. and Rutledge, D.; "Indoor wireless channel modeling from 2.4 to 24 GHz using a combined E/H-Plane 2D ray tracing method," *Antennas and Propagation Society Symposium, 2004. IEEE* , vol. 4 , 20-25 June 2004, pp. 3641 - 3644.
- [27] Aryanfar, F., Sarabandi, K., "3D wave propagation simulation in complex indoor structures," *Antennas and Propagation Society Symposium, 2004*, vol. 2, 20-25 June 2004, pp 1635 - 1639.
- [28] Ameer, M., Humbert, C., Sylvain, M., "Methods for reducing the computing time in indoor 3D ray shooting simulations," *Antennas and Propagation Society Symposium, 2004. IEEE*, vol. 2 , 20-25 June 2004, pp. 1664 - 1667.

-
- [29] Kipp, R.A. and Miller, M.C., "Shooting-and-bouncing ray method for 3D indoor wireless propagation in WLAN applications," *Antennas and Propagation Society Symposium, 2004*, vol. 2, 20-25 June 2004, pp 1639 - 1642.
- [30] Bertoni, H. L., *Radio propagation for modern wireless systems*, Prentice-Hall - Wireless Communications Series, 2000.
- [31] Balanis, C. A., *Advanced Engineering Electromagnetics*, New York: Wiley, 1989.
- [32] Chen, Z., Delis, A. and Bertoni, H.L., "Radio-wave propagation predictions using ray-tracing techniques on a network of workstations (NOW)," *J. Parallel Distrib. Comput.*, 64 (2004) 1127-1156.
- [33] Chen, Z., Bertoni, H.L. and, Delis, A., "Progressive and approximate techniques in ray-tracing based radio wave propagation prediction models," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, 52 (1) (January 2004) 240-251.
- [34] Kurner, T. and Méier, A., "Prediction of outdoor and outdoor-to-indoor coverage in urban areas at 1.8 GHz," *IEEE J. Selected Areas Comm.*, 20 (3) (April 2002) 496-506.
- [35] Cavalcante, A. M., Costa, J. C. W. A., Francês, C. R. L., Souza, L. V., Sousa, M. J. and Cavalcante, G. P. S., "Computational parallelization strategy applied in 3D ray-tracing to modeling of radio mobile channel," (in Portuguese) *Momag (XI Brazilians Symposium of Microwave and Optoelectronic -SBMO and VI Brazilians Congress of Electromagnetism -CBMag) 2004*, São-Paulo - SP, Brazil.
- [36] Cavalcante, A. M., Sousa, M. J., Sales Jr, C. S., Costa, J. C. W. A., Francês, C. R. L., and Cavalcante, G. P. S., "Computational parallelization strategy applied in full 3D ray-tracing wireless channel modeling," *International Microwave and Optoelectronic Conference - IMOC'2005*, Brasília - DF, Brazil, July 2005.
- [37] Cavalcante, A. M., Sousa, M. J., Sales Jr, C. S., Costa, J. C. W. A., Francês, C. R. L., and Cavalcante, G. P. S., "A new computational parallel model applied in 3D ray-tracing techniques for radio-propagation prediction," *2006 Asia Pacific Microwave Conference - APMC 2006*, Yokohama, Japan, Dec 2006.
- [38] Cavalcante, G.P.S, Rogers, D. A. and Giarola, A. J., "Radio loss in forests using a model with four layered media," *Radio Science*, vol. 18, pp. 691-695, 1983.
- [39] Huttunen, P., Ikonen, J., Porras, J. and, Sipila, K., "Parallelization of propagation model simulation," *Science Technology: Science and Art. 10th European Simulation Symposium'98*, Nottingham, UK, October 1998.

- [40] Huttunen, P., Porras, J., Ikonen, J., Sipila, K., "Using cray T3E for the parallel calculation of cellular radio coverage," *Proceedings of the Eurosim'98*, Helsinki, Finland, April 1998, pp. 27-32.
- [41] He, J., Verstak, A., Watson, L.T., Rappaport, T.S., Anderson, C.R., Ramakrishnan, N., Shaffer, C.A., Tranter, W.H., Bae, K. and Jiang, J., "Global optimization of transmitter placement in wireless communication systems," A. Tentner (Ed.), *Proceedings of the High Performance Computing Symposium 2002. Society for Modeling and Simulation International*, San Diego, CA, 2002.
- [42] Verstak, A., He, J., Watson, L.T., Rappaport, T.S., Anderson, C.R., Bae, K., Jiang, J. and Tranter, W.H., "S⁴W: globally optimized design of wireless communication systems," *Proceedings of the International Parallel and Distributed Processing Symposium (IPDPS'02)*, Fort Lauderdale, Florida, April 2002.

Capítulo 2

Tratamento Eletromagnético

2.1 Introdução

Para a implementação de modelos de propagação determinísticos ou semi-determinísticos, algumas teorias e abordagens são apresentadas na literatura. Entre estas, destacam-se a Óptica Geométrica (GO) [1], Teoria Geométrica da Difração (GTD) e sua versão uniforme (UTD) [1]-[3], Óptica Física (PO) [1, 2], método da Matriz de Linha de Transmissão (*Transmission Line Matrix* - TLM) [4] e, com menor frequência, métodos rigorosos como técnicas baseadas na Equação Integral (IE) [1] ou Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD) [5, 6].

A grande maioria dos modelos teóricos usa métodos assintóticos para altas frequências, como a GTD e a sua versão uniforme, a UTD, bem como a PO. Essas escolhas devem-se ao fato de que, do ponto de vista prático, esses métodos são os que melhor combinam precisão de resultados com eficiência computacional [2].

O tratamento eletromagnético dado à técnica de traçado de raios proposta neste trabalho é composto por um modelo baseado em GO/UTD para descrever os mecanismos clássicos (raio direto, reflexão, transmissão e difração), por um modelo denominado de Rugosidade Efetiva (ER) [7] para descrever o mecanismo de espalhamento difuso e por um modelo semi-determinístico, referido como modelo Biofísico [8], para descrever a propagação de ondas em ambientes florestais. A descrição destas abordagens juntamente com os conceitos teóricos necessários para embasamento das mesmas serão apresentados a seguir. É importante enfatizar que apenas o formalismo no domínio fasorial (termo $e^{j\omega t}$ suprimido das equações) para o campo elétrico será mostrado, podendo o campo magnético ser obtido facilmente pela equação rotacional de Maxwell.

2.2 Conceito de Onda Localmente Plana

Uma onda plana uniforme pode ser totalmente caracterizada por uma das componentes de seus vetores campo (elétrico ou magnético), por seu número de onda complexo e pela sua direção de propagação. Como uma onda plana não pode ser gerada na realidade, seu conceito só pode ser empregado quando se é feita a consideração de que o ponto de observação esteja suficientemente afastado da fonte (região de campo distante), onde as ondas esféricas resultantes neste ponto podem ser localmente aproximadas por uma onda plana em uma pequena porção da superfície da esfera (Fig.2.1). Um critério para definição de campo distante (região de Fraünhoffer) é que as distâncias entre os pontos de observação e qualquer fonte sejam maiores que $2D^2/\lambda$, onde D denota a maior dimensão da antena transmissora e λ é o comprimento de onda.

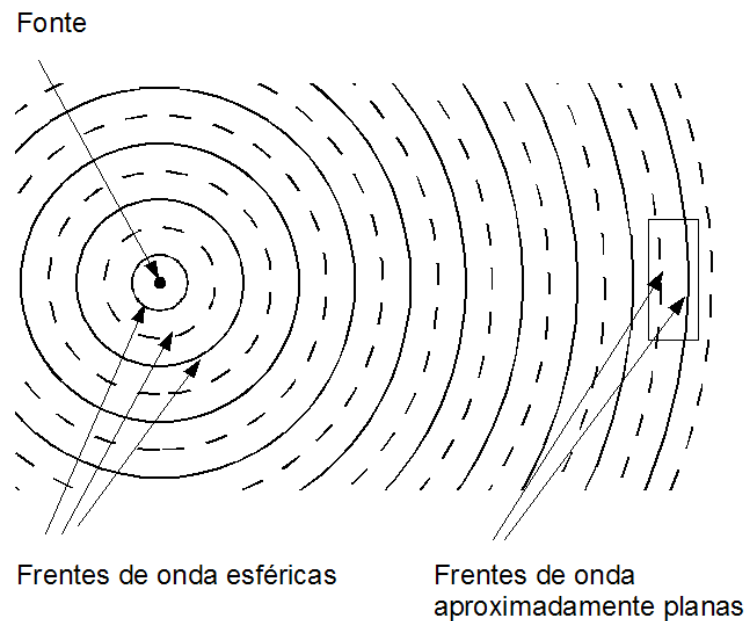


Figura 2.1: O conceito de ondas localmente planas.

Considerando este conceito de onda localmente plana, a dependência da amplitude e da fase da mesma com a distância da fonte pode ser caracterizada através da Óptica Geométrica (GO) e pela expansão assintótica de *Luneberg-Kline* [1]. O percurso de propagação da onda neste caso pode ser definido através de um raio propagando-se perpendicularmente às frentes de onda.

2.3 Óptica Geométrica

A Óptica Geométrica (GO) é um método assintótico (ou seja, para altas frequências), usado para a determinação da propagação de onda para campos incidentes, refletidos e refratados. Neste regime (em altas frequências) os campos tendem a ter um comportamento de ondas localmente planas e TEM (Transversa Elétrica e Magnética) [1], cujas trajetórias são representadas por raios ópticos. Devido à utilização do conceito de raios, o método também é referido como Óptica dos Raios (RO) [1]. Na GO clássica, o transporte de energia entre dois pontos é conseguido através do uso da conservação do fluxo de energia em um conjunto de raios, referido como tubo de raios (vide Fig.2.2). Se o meio for homogêneo (como assumido neste trabalho para o ar), as trajetórias dos raios são linhas retas perpendiculares às frentes de onda. O transporte de energia ocorre ao longo dessas trajetórias, não havendo transporte de energia transversalmente a um raio (exceto para ondas evanescentes). Assim, o fluxo de potência por qualquer seção transversal do tubo tem que permanecer constante [1] (vide Fig.2.2), ou seja:

$$W_0 dA_0 = W dA \quad (2.1)$$

onde:

W_0 = densidade de potência irradiada em um ponto de referência $d = 0$ [W/m²]

W = densidade de potência irradiada em um ponto $d = d$ [W/m²]

dA_0 = área da seção transversal do tubo no ponto de referência $d = 0$ [m²]

dA = área da seção transversal do tubo no ponto $d = d$ [m²]

Para ondas eletromagnéticas TEM numa região suficientemente afastada das fontes (região de campo distante), a intensidade de campo elétrico pode ser relacionada com a densidade de potência irradiada W por [1]:

$$W = \frac{1}{2\eta} |\mathbf{E}|^2 \quad (2.2)$$

que resulta de (2.1) em

$$\frac{|\mathbf{E}|^2}{|\mathbf{E}_0|^2} = \frac{dA_0}{dA} \quad (2.3)$$

Para o tubo de raios astigmáticos (configuração mais geral de um tubo de raios) mostrado na Fig.2.2, tem-se que (2.3) resulta em

$$\frac{|\mathbf{E}|}{|\mathbf{E}_0|} = \sqrt{\frac{dA_0}{dA}} = \sqrt{\frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + d)(\rho_2 + d)}} \quad (2.4)$$

onde ρ_1 e ρ_2 são, respectivamente, os raios de curvatura nos planos principais da frente de onda em $d = 0$ em relação aos pontos de referência Q e P , enquanto $(\rho_1 + d)$ e $(\rho_2 + d)$ são os raios de curvatura na distância $d = d$ para os respectivos pontos de referência Q' e P' . Para um raio de curvatura positivo a onda está divergindo e para um raio negativo a onda está convergindo, ou seja, a energia é concentrada.

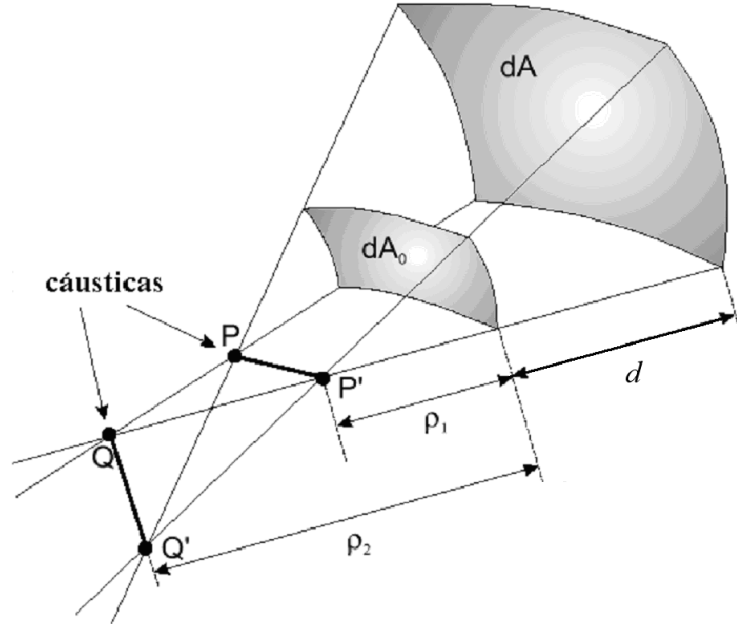


Figura 2.2: Tubo de raios astigmáticos.

É importante enfatizar que todos os raios do tubo de raios astigmáticos passam através das mesmas linhas PP' e QQ' , que são chamadas cáusticas. O campo nestas linhas é, em princípio, infinito, dado que um número infinito de raios passa através delas. Este comportamento pode ser também demonstrado através da Eq.(2.4). Nas cáusticas (que podem ser um ponto, uma linha ou uma superfície), a avaliação quantitativa do campo através da GO não é válida, embora qualitativamente, a concentração de energia pode apenas ser experimentalmente verificada [9]. Para frentes de onda esférica, cilíndrica e plana, os raios de curvatura se tornam $(\rho_1 = \rho_2 = \rho_0)$, $(\rho_1 = \infty, \rho_2 = \rho_0$ ou $\rho_1 = \rho_0, \rho_2 = \infty)$ e $(\rho_1 = \rho_2 = \infty)$, respectivamente. Tem-se então, que a relação de amplitude dos campos dada pela Eq.(2.4) reduz-se respectivamente para frentes de onda esférica, cilíndrica e plana para:

$$\frac{|\mathbf{E}|}{|\mathbf{E}_0|} = \frac{\rho_0}{\rho_0 + d} \quad (2.5)$$

$$\frac{|\mathbf{E}|}{|\mathbf{E}_0|} = \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho_0 + d}} \quad (2.6)$$

$$\frac{|\mathbf{E}|}{|\mathbf{E}_0|} = 1 \quad (2.7)$$

As expressões de (2.3) a (2.7) relacionam apenas as amplitudes dos campos elétricos entre duas frentes de onda. Outras propriedades importantes da onda como fase e polarização podem ser incluídas adotando-se a expansão em altas frequências de *Luneberg e Kline* [1]. O primeiro termo desta expansão, representativo de uma onda plana local, passa a ser dominante, que em combinação com a GO clássica conduz a [1]:

$$\mathbf{E}(d) = \mathbf{E}'_0(0)e^{j\phi_0(0)} \sqrt{\frac{\rho_1\rho_2}{(\rho_1+d)(\rho_2+d)}} e^{-jk_0d} \quad (2.8)$$

onde:

$\mathbf{E}(d)$ é o campo elétrico no ponto $d = d$;

$\mathbf{E}'_0(0)$ é o campo elétrico no ponto de referência ($d = 0$);

$\phi_0(0)$ é a fase do campo no ponto de referência ($d = 0$);

$\sqrt{\frac{\rho_1\rho_2}{(\rho_1+d)(\rho_2+d)}}$ é a atenuação espacial (fator de divergência ou de espalhamento);

e^{-jk_0d} é o fator de fase;

$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$ é o número de onda no espaço-livre [rad/m] e

λ_0 é o comprimento de onda no espaço-livre [m].

A Equação (2.8) é válida somente no regime da GO, ou seja, para campos com comportamento de raio óptico e com as dimensões de todos os obstáculos grandes comparadas com o comprimento de onda. Nas frequências de rádio móvel ($\lambda_0 < 0,5$ m), esta consideração é naturalmente satisfeita, excetuando-se o espalhamento sobre pequenos objetos.

2.3.1 Campos da Onda Direta

Estes campos existem 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 [2]:

$$\mathbf{E}^d(d) = \mathbf{E}_A(\theta, \phi) \frac{e^{-jk_0d}}{d} \quad (2.9)$$

onde:

$\mathbf{E}_A(\theta, \phi) = \sqrt{\frac{\eta_0 P_{Tx} G_{Tx}}{2\pi}} \mathbf{E}_0(\theta, \phi)$ é o fator de excitação da onda esférica [V/m];

com:

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

$\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12}$ 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_{Tx} é a potência de transmissão [W];

G_{Tx} 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. As condições necessárias para aplicação da GO são as seguintes [1]:

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

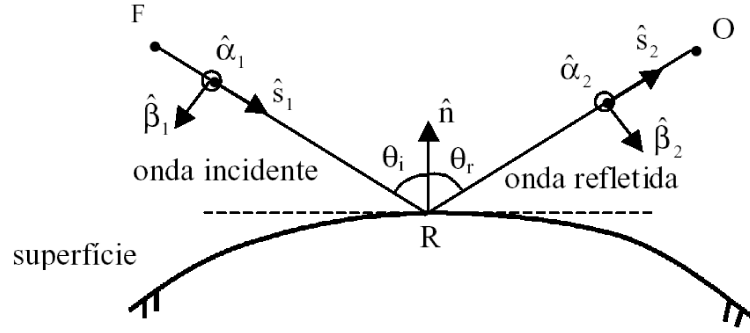


Figura 2.3: Reflexão (sistema de coordenadas fixo ao raio).

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

Vetores:

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

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

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

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

$\hat{\alpha}_2, \hat{\beta}_2, \hat{\mathbf{s}}_2$: 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 $\hat{\mathbf{s}}_1$), o raio refletido (direção de propagação da onda refletida $\hat{\mathbf{s}}_2$) e a normal $\hat{\mathbf{n}}$;

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

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

Ângulo de reflexão (θ_r): Ângulo agudo formado entre a direção da onda refletida ($\hat{\mathbf{s}}_2$) e o vetor normal $\hat{\mathbf{n}}$ ($0 \leq \theta_r \leq \pi/2$). 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.2.3).

Para a reflexão, o sistema fixo ao raio é um sistema de três eixos no qual:

- um eixo está ao longo do raio; na Fig.2.3, corresponde aos unitários $\hat{\mathbf{s}}_1$ e $\hat{\mathbf{s}}_2$ ao longo dos raios incidente e refletido, respectivamente;
- um eixo é perpendicular ao plano de incidência; na Fig.2.3, corresponde aos unitários $\hat{\alpha}_1$ e $\hat{\alpha}_2$, respectivamente;
- e um terceiro está sobre o plano de incidência; na Fig.2.3, 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:

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

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

Os vetores unitários envolvidos neste sistema são relacionados por:

$$\hat{\mathbf{s}}_2 = \frac{\hat{\mathbf{s}}_1 - 2(\hat{\mathbf{n}} \cdot \hat{\mathbf{s}}_1)\hat{\mathbf{n}}}{|\hat{\mathbf{s}}_1 - 2(\hat{\mathbf{n}} \cdot \hat{\mathbf{s}}_1)\hat{\mathbf{n}}|} \quad (2.10)$$

$$\hat{\alpha}_1 = \frac{\hat{\mathbf{s}}_1 \times \hat{\mathbf{n}}}{|\hat{\mathbf{s}}_1 \times \hat{\mathbf{n}}|} \quad (2.11)$$

$$\hat{\beta}_1 = \hat{\mathbf{s}}_1 \times \hat{\alpha}_1 \quad (2.12)$$

$$\hat{\alpha}_2 = \frac{\hat{\mathbf{s}}_2 \times \hat{\mathbf{n}}}{|\hat{\mathbf{s}}_2 \times \hat{\mathbf{n}}|} \quad (2.13)$$

$$\hat{\beta}_2 = \hat{\mathbf{s}}_2 \times \hat{\alpha}_2 \quad (2.14)$$

2.3.2.1 Determinação do Campo Refletido

O campo refletido relaciona-se ao incidente no ponto de reflexão R (vide Fig.2.3) através da seguinte expressão [1]:

$$\mathbf{E}^r(R) = \mathbf{E}^i(R) \cdot \overline{\mathbf{R}} \quad (2.15)$$

onde:

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

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

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

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

$$\begin{aligned} \mathbf{E}^i(R) &= E_{\alpha_1}^i(R)\widehat{\alpha}_1 + E_{\beta_1}^i(R)\widehat{\beta}_1 \\ \mathbf{E}^r(R) &= E_{\alpha_2}^r(R)\widehat{\alpha}_2 + E_{\beta_2}^r(R)\widehat{\beta}_2 \\ \overline{\mathbf{R}} &= \Gamma_s\widehat{\alpha}_1\widehat{\alpha}_2 + \Gamma_h\widehat{\beta}_1\widehat{\beta}_2 \end{aligned} \quad (2.16)$$

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);

Com o uso das equações (2.8) e (2.15) o campo refletido no ponto de observação O (vide Fig.2.3) pode ser expresso por [1]:

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

onde:

k_0 = número de onda no espaço livre, já definido em (2.8);

d_2 = distância em [m] entre o ponto de reflexão R e o ponto de observação O ;

$$A^r = \frac{d_1}{d_1 + d_2}$$

= fator de divergência do tubo de raios para ondas esféricas e faces planas, onde d_1 é a distância em [m] 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.¹

¹A reflexão em uma superfície plana não altera a forma da frente de onda incidente (seus raios de curvatura não são modificados) e, quanto à divergência do tubo de raios, o fenômeno é equivalente a uma fonte localizada na imagem da fonte real em relação à superfície refletora.

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.2.4. Esse fenômeno também causa alterações na amplitude, fase e direção do campo transmitido.

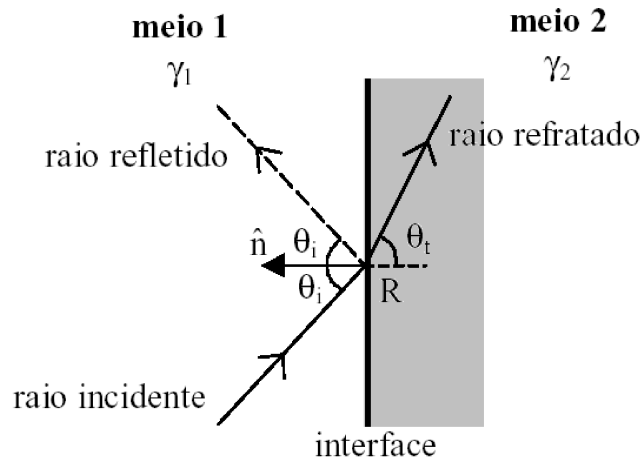


Figura 2.4: Transmissão (Refração) - vista do plano de incidência.

Na Fig.2.4, é possível identificar:

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

θ_i = Ângulo 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 de refração (transmissão) 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 (transmitido) estão em um mesmo plano (plano de incidência).

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

$$\gamma_1 \operatorname{sen}\theta_i = \gamma_2 \operatorname{sen}\theta_t \quad (2.18)$$

onde:

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

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

com:

$$\alpha_{1,2} = \text{constante de atenuação dos meios 1 e 2 [Np/m]}$$

$$= \omega \sqrt{\mu_{1,2} \varepsilon_{1,2}} \left\{ \frac{1}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma_{1,2}}{\omega \varepsilon_{1,2}} \right)^2} - 1 \right] \right\}^{1/2} ;$$

$$\beta_{1,2} = \text{constante de fase nos meios 1 e 2 [rad/m]}$$

$$= \omega \sqrt{\mu_{1,2} \varepsilon_{1,2}} \left\{ \frac{1}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma_{1,2}}{\omega \varepsilon_{1,2}} \right)^2} + 1 \right] \right\}^{1/2} ;$$

$$\omega = 2\pi f$$

$$= \text{frequência angular [rad/s], onde } f \text{ é a frequência [Hz];}$$

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

$$\varepsilon_{1,2} = \text{permissividade elétrica nos meios 1 e 2 [F/m];}$$

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

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

$$\gamma = jk = j\omega \sqrt{\mu\varepsilon \left(1 - j \frac{\sigma}{\omega\varepsilon} \right)} = j(\beta - j\alpha) \quad (2.19)$$

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

$$k = \beta = \omega \sqrt{\mu\varepsilon} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.20)$$

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 $(\sigma/\omega\varepsilon)^2$. Meios cuja relação $(\sigma/\omega\varepsilon)^2 \ll 1$ são referidos como bons dielétricos e aqueles com a relação $(\sigma/\omega\varepsilon)^2 \gg 1$ são referidos como bons condutores. As simplificações são [1]:

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

$$\alpha_{1,2} \cong \frac{\sigma_{1,2}}{2} \sqrt{\frac{\mu_{1,2}}{\varepsilon_{1,2}}} \quad (2.21)$$

$$\beta_{1,2} \cong \omega \sqrt{\mu_{1,2}\varepsilon_{1,2}} \quad (2.22)$$

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

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

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

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 também 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 (transmissão) θ_t calculado através da Lei de *Snell* da Refração será um ângulo complexo. O ângulo assim obtido não tem significado físico, sendo necessário um outro procedimento de cálculo para que se determine o ângulo real de refração (trajetória real do raio refratado). De acordo com [1], tem-se que o ângulo real de refração (denominado aqui de θ_z) é determinado pela direção de propagação da energia da onda, dado pelo ângulo cujo:

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

onde:

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

com:

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

$$a = \frac{\beta_1 \beta_2}{\alpha_2^2 + \beta_2^2} \quad \text{e} \quad b = \frac{\beta_1 \alpha_2}{\alpha_2^2 + \beta_2^2}$$

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

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

O mecanismo de transmissão de ondas através de estruturas é melhor esquematizado por meio da Fig.2.5. 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 (transmissão) através de paredes.

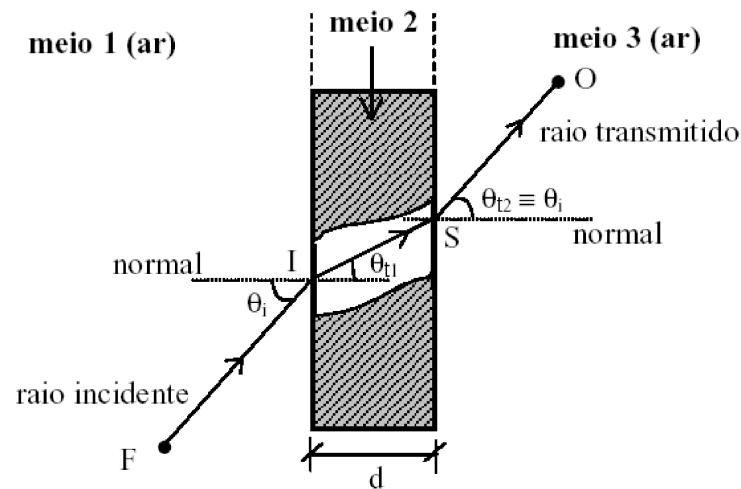


Figura 2.5: Raio transmitido através de uma estrutura (vista da seção reta da estrutura).

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.2.5, onde os meios 1 e 3 são os mesmos (ar) e, dessa forma, os ângulos de incidência θ_i e de saída θ_{t_2} 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 ($\widehat{\mathbf{s}}_1$, $\widehat{\alpha}_1$ e $\widehat{\beta}_1$). Os coeficientes de reflexão e de transmissão que serão apresentados adiante também já consideram essa particularidade.

2.3.3.1 Determinação do Campo Transmitido

Considerando a particularidade prática descrita anteriormente (meio 1 e 3 iguais) e com base na geometria da Fig.2.5, o campo transmitido através de uma estrutura no ponto de observação O relaciona-se ao incidente no ponto I mediante a seguinte expressão:

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

com:

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

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

$\overline{\mathbf{T}} = T_s\widehat{\alpha}_1\widehat{\alpha}_1 + T_h\widehat{\beta}_1\widehat{\beta}_1$ = diádica dos coeficientes de transmissão da estrutura;

$T_{s,h}$ = coeficientes de transmissão de *Fresnel soft* e *hard*, respectivamente. Serão definidos na próxima seção em conjunto com os coeficientes de reflexão de *Fresnel*;

d_2 = distância em [m] entre o ponto de saída do raio, S , e o ponto observação O ;

$$A^t = \frac{d_1}{d_1 + d_2}$$

= fator de divergência do tubo de raios para ondas esféricas e faces planas, onde d_1 é a distância em [m] 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 .²

² A transmissão por superfícies planas não altera a forma da onda incidente no obstáculo.

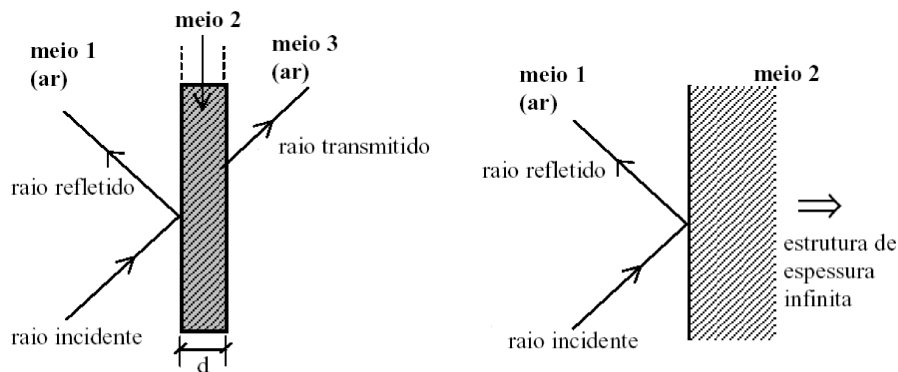
2.3.4 Coeficientes de Reflexão e Transmissão de *Fresnel*

Os coeficientes que serão apresentados a seguir já consideram os meios 1 e 3 como sendo os mesmos, sendo suas propriedades aproximadas pelas do vácuo (representada com o índice “0”). Adicionalmente, os coeficientes de reflexão e transmissão foram obtidos assumindo-se duas condições básicas [10]:

- o meio que constitui a estrutura (meio 2 da Fig.2.5) é homogêneo e isotrópico;
- as duas interfaces (os dois lados da estrutura) são paralelas entre si.

2.3.4.1 Coeficientes de Reflexão de *Fresnel*

Os coeficientes de reflexão de *Fresnel* não são os mesmos para ambiente *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.2.6 ilustra as considerações mencionadas acima:



(a) *indoor* - duas interfaces e estrutura com espessura d (b) *outdoor* - uma interface

Figura 2.6: Estruturas para ambientes *indoor* e *outdoor* (vista da seção reta da estrutura).

As justificativas para que se considere uma estrutura refletora, para ambientes *outdoor*, como possuindo uma espessura infinita (uma única interface), são as seguintes [10, 11]:

- a diversidade de materiais de construção e revestimento das paredes externas de edifícios, aliada à existência de porções envidraçadas em algumas construções, faz com que se torne difícil o conhecimento da espessura d das paredes dos edifícios em cenários *outdoor*;

- este fato, aliado ao desconhecimento das características do interior do prédio, especialmente nas proximidades (em termos de comprimento de onda, ou seja, proximidade elétrica) da estrutura (como mobiliário encostado na estrutura em questão, por exemplo), dificulta a determinação de coeficientes de reflexão e refração que possam ser aplicados ao campo incidente.

Para cenários *outdoor*, a proposta é, portanto, de que se aplique a expressão de coeficiente de reflexão em uma única interface, onde as características elétricas a serem utilizadas são as do material que compõe a maior parte da estrutura considerada. Uma outra sugestão é de que se utilizem coeficientes obtidos a partir de medições realizadas em diferentes tipos de edificações. Neste caso, seria possível, inclusive, a consideração de raios transmitidos, já que os coeficientes de transmissão poderiam também ser obtidos empiricamente. O conhecimento do cenário *indoor* seria necessário, para que fosse determinada a contribuição de campo que emergiria da edificação (sentido *indoor-outdoor*) devido aos raios transmitidos para o interior da edificação (sentido *outdoor-indoor*). Como última possibilidade, poder-se-ia, alternativamente, empregar as expressões de coeficientes de reflexão e transmissão existentes para o caso de duas interfaces (com espessura d entre elas), como será apresentado para ambientes *indoor*, e inserir alguma adaptação baseada em dados empíricos, gerando expressões semi-empíricas para os coeficientes.

Já 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 mais bem definida. Os coeficientes de reflexão *indoor* foram obtidos através das seguintes considerações:

- são desprezadas múltiplas reflexões no interior da estrutura (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) e para ambientes *outdoor* (meio 2 infinito). As expressões dos coeficientes são apresentadas a seguir [10]:

- **Indoor**

- coeficiente de reflexão *soft*: $\Gamma_s(\theta_i) = \frac{Z_{2s} - (\eta_0 / \cos \theta_i)}{Z_{2s} + (\eta_0 / \cos \theta_i)}$ (2.27)

- coeficiente de reflexão *hard*: $\Gamma_h(\theta_i) = \frac{Z_{2h} - (\eta_0 \cos \theta_i)}{Z_{2h} + (\eta_0 \cos \theta_i)}$ (2.28)

- **Outdoor**

- coeficiente de reflexão *soft*: $\Gamma_s(\theta_i) = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\varepsilon_{efr_2} - \text{sen}^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\varepsilon_{efr_2} - \text{sen}^2 \theta_i}}$ (2.29)

- coeficiente de reflexão *hard*: $\Gamma_h(\theta_i) = \frac{\varepsilon_{efr_2} \cos \theta_i - \sqrt{\varepsilon_{efr_2} - \text{sen}^2 \theta_i}}{\varepsilon_{efr_2} \cos \theta_i + \sqrt{\varepsilon_{efr_2} - \text{sen}^2 \theta_i}}$ (2.30)

onde:

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

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

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

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

- $\eta_2 = \frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_{efr_2}}}$ = impedância da onda no meio 2 $[\Omega]$;
- $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$ = impedância da onda no meio 1 $[\Omega]$. Já definida em (2.9);
- $\varepsilon_{efr_2} = \frac{\varepsilon_2 - j \frac{\sigma_2}{\omega}}{\varepsilon_0}$ = permissividade elétrica efetiva relativa do meio 2;
- ε_2 = permissividade elétrica do meio 2 [F/m];
- σ_2 = condutividade elétrica do meio 2 [Siemens/m];
- $\omega = 2\pi f$ = definido em (2.18);
- θ_i = ângulo de incidência, definido na Fig.2.3;
- $\cos \theta_{r1} = \sqrt{1 - \left(\frac{\gamma_0}{\gamma_2}\right)^2 \text{sen}^2 \theta_i}$;
- $\gamma_0 = j\omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$ = constante de propagação do meio 1;
- $\gamma_2 = j\omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_{ef2}}$ = constante de propagação do meio 2;
- $\varepsilon_{ef2} = \varepsilon_2 - j \frac{\sigma_2}{\omega}$ = permissividade elétrica efetiva do meio 2;
- d = espessura da estrutura [m].

Rugosidade:

Uma das considerações requeridas para a aplicação dos coeficientes de *Fresnel* Γ_s e Γ_h é que as superfícies refletoras sejam planas (lisas). Neste caso, a onda incidente será refletida apenas na direção especular. No caso de superfícies rugosas, nem toda energia será concentrada na direção especular, e uma porção da energia da onda incidente será refletida em outras direções. Quando os coeficientes de *Fresnel* são aplicados para superfícies rugosas, deve-se esperar uma superestimação da amplitude do campo refletido na direção especular. Alguns autores [12] propõem a correção da amplitude do campo pela multiplicação dos coeficientes de *Fresnel* por um fator de rugosidade da superfície refletora (ρ). Esse fator é inversamente proporcional à rugosidade da superfície, pois quanto maior a rugosidade, maior o espalhamento.

Seguindo o critério de *Rayleigh*, uma superfície é considerada rugosa se as variações máxima e a mínima da superfície (h) satisfazem a inequação [1, 2]

$$h > \frac{\lambda}{8 \cos \theta_i} \quad (2.31)$$

com λ sendo o comprimento de onda do campo incidente e θ_i o ângulo de incidência. Este é um critério usual e é derivado considerando-se que as alturas da superfície são normalmente distribuídas (distribuição de Gauss).

Um dos fatores de rugosidade bastante utilizado na prática é o dado por [2, 12]:

$$\rho = \exp \left[-8 \left(\frac{\pi \sigma_h \cos \theta_i}{\lambda} \right)^2 \right] \quad (2.32)$$

onde σ_h é o desvio padrão da altura da superfície. Uma expressão mais sofisticada (e precisa) para o fator de rugosidade pode ser encontrado em [12]. É importante atentar para o fato de que, embora esse fator corrija a amplitude do raio refletido, ele não computa a energia refletida fora da direção especular (energia espalhada). A modelagem do campo espalhado, denominado de espalhamento difuso, será abordado na Seção 2.5.

2.3.4.2 Coeficientes de Transmissão de *Fresnel*

Conforme já justificado, os coeficientes de transmissão (refração) de *Fresnel* só são aplicados em ambientes *indoor*. Os coeficientes de transmissão *indoor* foram obtidos através das mesmas considerações feitas para os coeficientes de reflexão.

As expressões dos coeficientes são apresentadas abaixo [10]:

- Coeficiente de transmissão de *Fresnel soft*:

$$T_s(\theta_i) = T_{1s} \cdot T_{2s} \quad (2.33)$$

onde:

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

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

com:

$$\Gamma_{s1} = \Gamma_s(\theta_i) \text{ para ambientes } \textit{indoor} \text{ dado por (2.27)}$$

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

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:

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

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

com:

$$\Gamma_{h1} = \Gamma_h(\theta_i) \text{ para ambientes } \textit{indoor} \text{ dado por (2.28)}$$

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

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

2.4 Teoria Uniforme da Difração

A difração é, em geral, o mecanismo de espalhamento eletromagnético na borda de uma superfície, na aresta formada pela junção (quina) de duas superfícies, no vértice de um sólido ou, ainda, devido à incidência rasante sobre uma superfície. Um método no qual o fenômeno da difração pode ser descrito e interpretado em termos geométricos foi primeiramente proposto por *Joseph B. Keller* [1]. Esse trabalho foi a base para a chamada Teoria Geométrica de Difração (GTD). Estudando a difração na borda de um semi-plano condutor perfeito de maneira assintótica, *Keller* introduziu raios difratados que se comportam como raios ópticos ao partirem dessa borda. Estes raios têm seus percursos determinados pela lei da difração (descrita adiante). Os campos difratados são então adicionados aos campos da GO para que, em conjunto, eles possam determinar o comportamento assintótico do campo espalhado.

No entanto, a GTD proposta por *Keller* apresenta algumas deficiências, dentre elas o fato de que as expressões só são válidas para regiões afastadas das fronteiras de sombra (descrita em detalhes adiante). Ao cruzar tais fronteiras, o campo predito pela GO cai abruptamente para zero e o campo predito pela GTD se torna infinito (exatamente sobre a fronteira). Ou seja, o campo da GTD é descontínuo nessas regiões limites. Para lidar com esse problema, foi proposta uma solução uniforme para a GTD, conhecida como UTD (Teoria Uniforme da Difração) [1]-[3]. Ela é, portanto, uma teoria assintótica uniforme que fornece uma solução contínua em todo o espaço. Embora a UTD consiga superar as limitações da GTD na fronteiras de sombra, ela ainda apresenta algumas limitações, como nos casos onde o campo incidente não pode ser descrito como óptico e quando a reflexão e difração não puderem ser consideradas como fenômenos locais. Entretanto, a UTD pode ser considerada, do ponto de vista prático, a teoria que melhor combina precisão de resultados com eficiência computacional [2].

A seguir, serão apresentados os principais conceitos referentes ao cálculo de campos difratados de interesse neste trabalho baseados na UTD.

2.4.1 Campos Difratados

Será considerada neste trabalho a *difração de aresta*, por ser a mais importante no estudo das técnicas de Traçado de Raios (*Ray-Tracing*) em ambientes móveis de comunicação (difração em esquinas e topo de prédios, em ambientes *outdoor*, e difração em cruzamentos de corredores, em ambientes *indoor*, por exemplo). A partir deste ponto, as superfícies formadoras das arestas serão denominadas de faces.

O detalhamento dos parâmetros e sistemas de coordenadas envolvidos no cálculo da difração são mostrados na Fig.2.7 para faces planas³ e aresta reta. Esta consideração é representativa na maioria dos ambientes de comunicação de interesse, onde os obstáculos serão representados por facetas planas tangentes às superfícies.

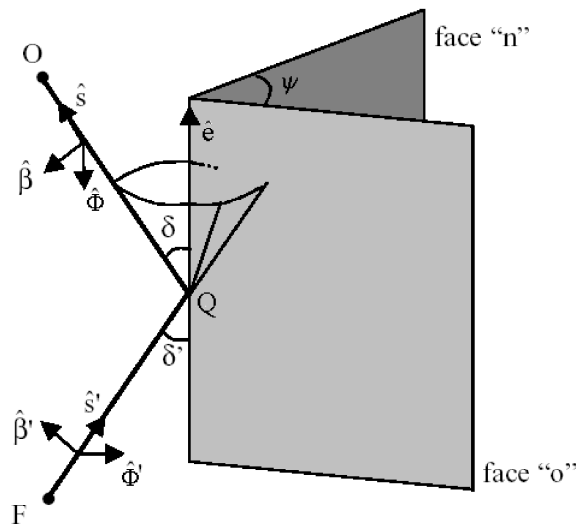


Figura 2.7: Difração de aresta (cone de difração e sistema fixo ao raio para a difração).

A incidência de um raio gera, além do(s) raio(s) refletido(s) nas faces, um cone de raios difratados. O cone assim gerado, denominado *Cone de Keller*, possui o semi-ângulo de abertura (δ) igual ao ângulo segundo o qual o raio incidente atinge a aresta (ângulo δ') e vértice coincidente com o ponto de difração Q . O cone pode ser definido da seguinte forma [1]-[3]:

$$\hat{\mathbf{s}}' \cdot \hat{\mathbf{e}} = \hat{\mathbf{s}} \cdot \hat{\mathbf{e}} \quad (2.35)$$

³As faces que compõem uma aresta são denominadas “0” e “n”, escolhidas arbitrariamente. Esta nomenclatura das faces será adotada a partir deste ponto.

Na Fig.2.7, é possível identificar:

$\hat{\mathbf{e}}$ = vetor unitário tangente à aresta no ponto de difração Q . Para arestas retas, o vetor está ao longo da própria aresta;

δ' = $\arccos(\hat{\mathbf{s}}' \cdot \hat{\mathbf{e}})$
= ângulo agudo formado entre a onda incidente $\hat{\mathbf{s}}'$ e o vetor da $\hat{\mathbf{e}}$ aresta;

δ = δ
= ângulo agudo formado entre a onda difratada $\hat{\mathbf{s}}$ e o vetor da $\hat{\mathbf{e}}$ aresta;

ψ = ângulo de abertura entre as faces;

Plano de incidência fixo à aresta: Plano que contém o raio incidente (direção de propagação da onda incidente, $\hat{\mathbf{s}}'$) e o vetor $\hat{\mathbf{e}}$;

Plano de difração fixo à aresta: Plano que contém um raio difratado (direção de propagação da onda difratada, $\hat{\mathbf{s}}$) e o vetor $\hat{\mathbf{e}}$. Como são gerados infinitos raios difratados, existem infinitos planos de difração.

Sistema fixo ao raio (Difração): Sistema de três eixos no qual:

- um eixo está ao longo do raio; na Fig.2.7, corresponde aos unitários $\hat{\mathbf{s}}'$ e $\hat{\mathbf{s}}$ ao longo dos raios incidente e difratado, respectivamente;
- um eixo é perpendicular ao plano de incidência / difração fixo à aresta; na Fig.2.7, corresponde aos unitários $\hat{\Phi}'$ e $\hat{\Phi}$, respectivamente;
- e um terceiro está sobre o plano de incidência / difração fixo à aresta; na Fig.2.7, corresponde aos unitários $\hat{\beta}'$ e $\hat{\beta}$, respectivamente.

As componentes perpendiculares ao plano de incidência / difração fixo à aresta são também denominadas componentes *hard*. As componentes sobre os planos (componentes paralelas), são conhecidas por *soft*. Assim, seja \mathbf{E}^d o campo elétrico difratado:

$\mathbf{E}^i \cdot \hat{\beta}'$ e $\mathbf{E}^d \cdot \hat{\beta}$ = componentes *soft*;

$\mathbf{E}^i \cdot \hat{\Phi}'$ e $\mathbf{E}^d \cdot \hat{\Phi}$ = componentes *hard*;

Os vetores unitários envolvidos neste sistema são dados por:

$$\hat{\Phi}' = -\frac{\hat{\mathbf{e}} \times \hat{\mathbf{s}}'}{|\hat{\mathbf{e}} \times \hat{\mathbf{s}}'|} \quad (2.36)$$

$$\hat{\beta}' = \hat{\Phi}' \times \hat{\mathbf{s}}' \quad (2.37)$$

$$\hat{\Phi} = \frac{\hat{\mathbf{e}} \times \hat{\mathbf{s}}}{|\hat{\mathbf{e}} \times \hat{\mathbf{s}}|} \quad (2.38)$$

$$\hat{\beta} = \hat{\Phi} \times \hat{\mathbf{s}} \quad (2.39)$$

$$\hat{\mathbf{s}} = \frac{\mathbf{s}}{|\mathbf{s}|} \quad (2.40)$$

onde:

$$\mathbf{s} = (\cos \delta') \hat{\mathbf{e}} + \sin \delta' \left\{ (\cos \phi) \hat{\mathbf{f}} + (\sin \phi) \hat{\mathbf{n}}_0 \right\} \quad (2.41)$$

com:

$\hat{\mathbf{f}}$ = normal a $\hat{\mathbf{e}}$, sobre o plano tangente à face “0” no ponto de difração Q .

Para faces planas, $\hat{\mathbf{f}}$ estará sobre a face “0” (Fig.2.8);

$\hat{\mathbf{n}}_0$ = normal à face “0” no ponto de difração Q (Fig.2.8);

ϕ = ângulo entre a projeção do raio difratado sobre o plano normal à aresta no ponto de difração Q e o plano tangente à face “0” no ponto de difração. Na situação de interesse, ou seja, para faces planas, ϕ será o ângulo entre a projeção descrita e a face “0” (Fig.2.8)

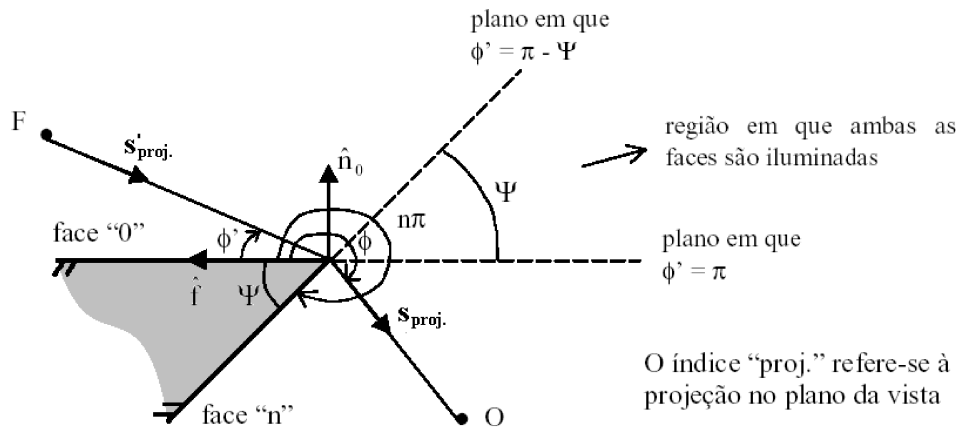


Figura 2.8: Vista de um plano normal à aresta.

2.4.1.1 Fronteiras de Sombra

Um importante conceito envolvido na teoria de difração é o de fronteiras de sombra. As fronteiras de sombra podem ser em relação ao raio incidente ou ao raio que é refletido na aresta, sendo denominadas, respectivamente, fronteira de sombra de incidência (ISB - *Incident Shadow Boundary*) e fronteira de sombra de reflexão (RSB - *Reflection Shadow Boundary*). Seja o exemplo da Fig.2.9, que apresenta uma aresta iluminada pela sua face “0”, visualizada segundo um plano perpendicular à aresta.

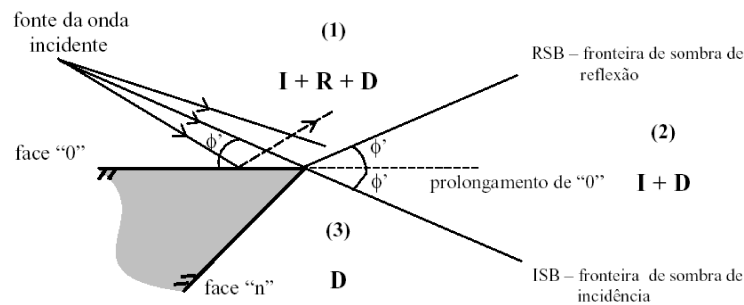


Figura 2.9: Onda incidente em uma aresta (vista de um plano normal à aresta).

Conforme mostrado na Fig.2.9, as fronteiras de incidência e sombra em relação à face “0” determinam três regiões. Fisicamente, as fronteiras são planos que demarcam uma alteração na composição do campo total. A constituição do campo total em cada região é a seguinte:

- **região (1):** campo incidente + campo refletido na face “0” + campo difratado na aresta;
- **região (2):** campo incidente + campo difratado na aresta;
- **região (3):** campo difratado na aresta.

Tem-se então que a fronteira de sombra de reflexão (RSB) tem a direção do último raio refletido na face “0”, e que a fronteira de sombra de incidência (ISB) tem a direção do último raio que não é bloqueado pela face “0” (prolongamento do raio que incide na aresta).

Se o problema fosse analisado apenas através da GO, o campo na região não iluminada (3) cairia abruptamente a zero e haveria também uma variação abrupta entre as regiões (1) e (2) pela inexistência de campo refletido em (2). Tais fatos não são observados na natureza e, embora os campos nas regiões (2) e (3) sejam, em geral, menos intensos, há uma variação gradual de intensidade ao se percorrer regiões iluminadas e de sombra.

Embora a GTD represente grande evolução sobre a GO pura, pois permite o cálculo de campos (difratados) na região de sombra da GO, ela ainda tem deficiências. A principal delas é o fato da GTD ser válida apenas em regiões afastadas das fronteiras. Nas proximidades das fronteiras, regiões denominadas regiões de transição, a solução da GTD tende ao infinito; sobre as fronteiras a solução é singular e, ao cruzar fronteiras, ocorre descontinuidade. A explicação simplista para essa ocorrência é a seguinte:

- A base da criação da GTD (teoria original de *Keller*) é formulada sobre a matemática dos métodos assintóticos. Nesses métodos, existem regiões (fronteiras) e suas respectivas vizinhanças (regiões de transição) nas quais as soluções se alteram abruptamente. Em problemas de difração, as vizinhanças das fronteiras de sombra constituem-se nesse tipo de região (de transição). Logo, A GTD é válida apenas fora das regiões de vizinhança de fronteira.

As expressões assintóticas válidas em qualquer ponto, inclusive nas vizinhanças de fronteiras de sombra da GO e sobre estas, são conhecidas por soluções uniformes. As soluções uniformes para o cálculo de campos difratados fazem parte do que se denomina Teoria Uniforme da Difração (UTD - *Uniform Theory of Diffraction*). As soluções previstas pela UTD sempre convergem para as da GTD nas regiões onde esta última é válida, isto é, a UTD pode ser utilizada em substituição à GTD em todas as circunstâncias [1]. Tanto a GTD como a UTD, entretanto, não são válidas nas vizinhanças de cáusticas, onde ocorre a convergência de tubos de raios, implicando erroneamente, em valores infinitos para o campo eletromagnético.

2.4.1.2 Determinação do Campo Difratado

O campo difratado em uma aresta, observado em um ponto O , é fruto da contribuição de infinitas ordens de difração. As mais relevantes são as duas primeiras ordens de difração. A primeira delas é denominada difração de primeira ordem e corresponde, na maioria dos casos, à principal contribuição ao campo total difratado. A segunda contribuição (segundo a UTD) é denominada difração de segunda ordem ou *slope diffraction*.

A difração de primeira ordem apresenta dependência direta com o campo incidente na aresta, enquanto que a difração de segunda ordem (*slope diffraction*) tem dependência com a derivada do campo incidente (*slope*) em relação a uma direção perpendicular à aresta. Em algumas situações, como por exemplo, quando um raio incidente parte da fonte segundo uma direção (θ, ϕ) correspondente a um nulo (ou próximo) do diagrama de radiação da antena transmissora ou mesmo quando um raio que atinge a aresta apresenta um baixo nível de campo associado devido à própria propagação, as expressões de campo difratado de primeira ordem resultam em um campo difratado nulo, ou com um nível desprezível. Nessas situações, o efeito secundário provido pela *slope diffraction* pode fornecer uma contribuição importante para o campo total difratado.

2.4.1.3 Difração de Primeira Ordem

Com base na geometria da Fig.2.7, o campo difratado no ponto de observação O relaciona-se ao incidente no ponto Q mediante a seguinte expressão [1]:

$$\mathbf{E}^d(O) = \mathbf{E}^i(Q) \cdot \bar{\mathbf{D}} A^d e^{-jk_0 d_2} \quad (2.42)$$

com:

$$\mathbf{E}^d(O) = E_{\beta}^d(O) \hat{\beta} + E_{\Phi}^d(O) \hat{\Phi} = \text{campo elétrico difratado no ponto de observação } O;$$

$$\mathbf{E}^i(Q) = E_{\beta'}^i(Q) \hat{\beta}' + E_{\Phi'}^i(Q) \hat{\Phi}' = \text{campo elétrico incidente no ponto de incidência } Q;$$

$$\bar{\mathbf{D}} = -D_s \hat{\beta}' \hat{\beta} - D_h \hat{\Phi}' \hat{\Phi} = \text{diádica dos coeficientes de difração de primeira ordem};$$

$D_{s,h}$ = coeficientes de difração *soft* e *hard*, respectivamente (definidos a seguir);

d_2 = distância em [m] entre o ponto de difração Q e o ponto de observação O ;

$$A^d = \sqrt{\frac{d_1}{d_2(d_1+d_2)}}$$

= fator de divergência do tubo de raios para ondas esféricas e faces planas, onde

d_1 é a distância em [m] entre o ponto fonte F e o ponto de difração Q , e d_2 é

a distância já definida anteriormente. ⁴

⁴Os termos d_1 e d_2 representam o primeiro e segundo raios principais de curvatura da frente de onda difratada, respectivamente. O primeiro raio é medido no ponto de difração Q e o segundo a partir de Q (a cáustica deste raio de curvatura está sobre a aresta e o ponto Q é escolhido como sendo o ponto de referência).

2.4.1.4 Coeficientes de Difração de Primeira Ordem

No caso de arestas formadas por material condutor elétrico perfeito, os coeficientes de difração consistem em soluções assintóticas obtidas a partir da solução exata. Os coeficientes assim obtidos são apresentados em [3]. Para faces de condutividade finita, será adotada uma solução heurística, intuitiva, derivada da solução para condutores perfeitos basicamente pela substituição dos coeficientes de reflexão. Então, pode-se definir de uma forma geral os coeficientes de difração $D_{s,h}$, *soft* e *hard*, respectivamente, da seguinte forma [13]:

$$D_{s,h}(L, \phi, \phi', \delta, n) = G_{0_{s,h}}(D_1 + \Gamma_{0_{s,h}}D_2) + G_{n_{s,h}}(D_3 + \Gamma_{n_{s,h}}D_4) \quad (2.43)$$

onde:

$$\begin{aligned} D_1 &= \frac{-e^{j\pi/4}}{2n\sqrt{2k_0\pi} \operatorname{sen}\delta} \cot \left[\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n} \right] F [k_0La^- (\phi - \phi')] \\ D_2 &= \frac{-e^{j\pi/4}}{2n\sqrt{2k_0\pi} \operatorname{sen}\delta} \cot \left[\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n} \right] F [k_0La^- (\phi + \phi')] \\ D_3 &= \frac{-e^{j\pi/4}}{2n\sqrt{2k_0\pi} \operatorname{sen}\delta} \cot \left[\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n} \right] F [k_0La^+ (\phi - \phi')] \\ D_4 &= \frac{-e^{j\pi/4}}{2n\sqrt{2k_0\pi} \operatorname{sen}\delta} \cot \left[\frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n} \right] F [k_0La^+ (\phi + \phi')] \end{aligned} \quad (2.44)$$

com:

- ϕ = já definido na apresentação de (2.40);
- ϕ' = ângulo entre a projeção do raio incidente sobre o plano normal à aresta no ponto de difração e o plano tangente à face “0” no ponto de difração. Na situação de interesse, ou seja, para faces planas, ϕ' será o ângulo entre a projeção descrita e a face “0” (Fig.2.8);
- δ = conforme já definido na descrição da Fig.2.7;
- n = $\frac{2\pi - \psi}{\pi}$;
- = fator de abertura da aresta;

$$\begin{aligned} \psi &= \pi - \arccos(\hat{\mathbf{n}}_0 \cdot \hat{\mathbf{n}}_n); \\ &= \text{ângulo interior da aresta (ângulo de abertura entre as faces)};^5 \\ \hat{\mathbf{n}}_0 &= \text{vetor unitário normal à face designada como "0"}; \\ \hat{\mathbf{n}}_n &= \text{vetor unitário normal à face designada como "n"}; \\ F(X) &= \text{Função de Transição de Fresnel} = 2j\sqrt{X}e^{jX} \int_{\sqrt{X}}^{\infty} e^{-j\tau^2} d\tau;^6 \end{aligned}$$

A Fig.2.10 mostra o comportamento da função de transição de *Fresnel*.

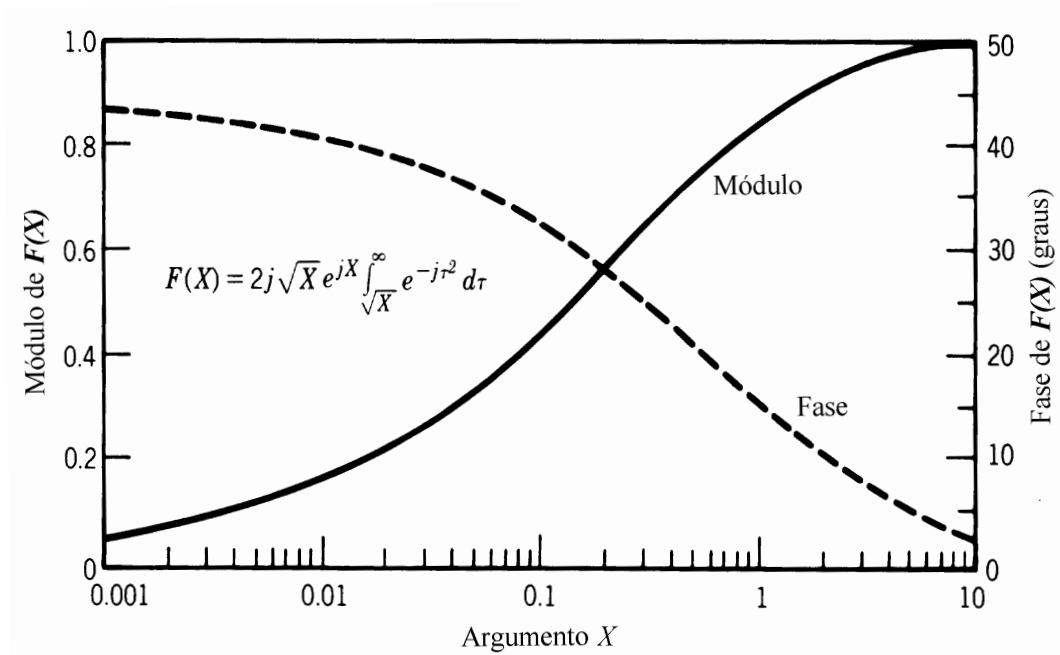


Figura 2.10: Comportamento da Função de Transição de *Fresnel* (módulo e fase).

⁵ Neste trabalho será considerada a difração exterior, ou seja, difração em arestas cujo ângulo de abertura entre suas faces esteja dentro da faixa ($0 \leq \psi < \pi$) (Fig.2.7). Isto corresponde a um fator de abertura da aresta assumindo valores entre ($1 < n \leq 2$). Em [3] são feitos comentários a respeito das difrações interiores, e é verificado que a contribuição da GO (campos incidentes e refletidos) nestes casos, são dominantes, logo, a situação de interesse nas técnicas de traçados de raios se restringe à difração exterior.

⁶ Existem diversas funções aproximadas que podem representar $F(X)$ [1, 2], sendo interessantes do ponto de vista computacional.

L = parâmetro de distância que satisfaz a condição de continuidade do campo ao longo das regiões de sombra. Para a situação de interesse (incidência de ondas esféricas e faces planas), o parâmetro L pode ser expresso por [2]:

$$L = \frac{d_1 d_2 \sin^2 \delta}{(d_1 + d_2)} \quad (2.45)$$

com d_1 e d_2 conforme já definidos em (2.42)

$a^\pm(\xi)$ = representa uma medida da separação angular entre o ponto de observação e uma fronteira de incidência ou reflexão, sendo expresso por [1, 2]:

$$a^\pm(\xi) = 2 \cos^2 \left(\frac{2n\pi N^\pm - \xi}{2} \right) \quad (2.46)$$

onde $\xi = \phi \pm \phi'$ [rd] ⁷

N^\pm = são os inteiros que satisfazem o mais próximo possível às seguintes equações:

$$2\pi n N^+ - (\xi^\pm) = +\pi \quad (2.47)$$

$$2\pi n N^- - (\xi^\pm) = -\pi \quad (2.48)$$

$\Gamma_{0,s,h}$ = coeficientes de reflexão em relação à face “0”, descrito em detalhe adiante;

$\Gamma_{n,s,h}$ = coeficientes de reflexão em relação à face “n”, descrito em detalhe adiante;

$G_{0,s,h}$ = fatores de incidência rasante para a face “0”, descrito em detalhe adiante;

$G_{n,s,h}$ = fatores de incidência rasante para a face “n”, descrito em detalhe adiante.

A seguir, serão feitos alguns comentários a respeito dos coeficientes de reflexão Γ e o fator G de incidência rasante usados nos coeficientes de difração descritos em (2.43).

⁷ A notação usual do ângulo ξ é na forma $\xi^\pm = \phi \pm \phi'$, para denotar a soma e a subtração envolvendo os ângulos ϕ e ϕ' . Na expressão (2.46), entretanto, ξ é apresentado sem o sobrescrito “ \pm ” apenas para ressaltar a inexistência de relação entre o sobrescrito de ξ e os sobrescritos “ \pm ” de $a^\pm(\xi)$ e de N^\pm , estes sim, relacionados.

Coeficientes de reflexão Γ

Os coeficientes de reflexão de *Fresnel* a serem utilizados nos coeficientes de difração heurísticos são os mesmos definidos pelas expressões (2.29) e (2.30), ou seja, são os coeficientes para reflexão *outdoor*. Os ângulos de incidência a serem usados para a face iluminada e para a face não iluminada são normalmente obtidos de forma heurística, pelo fato de não se dispor de uma solução exata a partir da qual se desenvolva uma formulação assintótica para o cálculo da difração em arestas formadas por faces dielétricas (de condutividade finita). Normalmente o que se tem encontrado na literatura são soluções que estendem, mesmo que de forma intuitiva, o significado físico presente no caso de faces perfeitamente condutoras. Uma das abordagens heurísticas mais clássicas apresentadas na literatura é a proposta por Luebbers [13], porém, essa abordagem apresenta falhas quando a direção do raio difratado se aproxima das paredes formadoras da aresta ($\phi \rightarrow 0$ ou $\phi \rightarrow n\pi$) [14]. Adicionalmente, o modelo proposto por Luebbers viola o princípio da reciprocidade, ou seja, o resultado depende de como as faces denominadas de “0” e “n” são definidas [14]. Recentemente, foram propostas diferentes modificações no modelo original de Luebbers, a fim de corrigir tais problemas. Dentre as quais podem-se destacar os trabalhos de Holm [15], de Lavergnat *et al* [16] e de Anderson *et al* [17]. Em [14], são feitas comparações entre o modelos de Luebbers, de Holm e de Lavergnat, sendo proposto ainda, um modelo híbrido entre os modelos de Holm e Lavergnat.

A abordagem adotada neste trabalho está baseada *a priori* no modelo clássico proposto por Luebbers [13]. A Tabela 2.1 mostra a definição dos ângulos de incidência (em relação às faces iluminadas e não iluminadas) usados em tal abordagem, mostrando também a comparação em relação à abordagem apresentada em Anderson *et al* [17]:

Tabela 2.1: Ângulos envolvidos no cálculo dos coeficientes de difração.

Região	Luebbers [13]		Anderson <i>et al</i> [17]	
	θ_0	θ_n	θ_0	θ_n
$\phi' < \pi$, iluminada	ϕ'	$n\pi - \phi$	$-\phi'$	$-(\phi + \phi')$
$\phi' < \pi$, sombra	ϕ'	$n\pi - \phi$	ϕ'	$n\pi - (\phi + \phi')$
$\phi' > \pi$, iluminada	ϕ'	$n\pi - \phi$	ϕ'	$n\pi - (\phi + \phi')$
$\phi' > \pi$, sombra	ϕ'	$n\pi - \phi$	$n\pi - \phi'$	ϕ

Fatores G para incidência rasante

Os fatores $G_{0,n}$ são acrescidos ao coeficiente de difração para que o campo difratado seja determinado corretamente na situação de incidência rasante, ou seja, quando o ângulo ϕ' for igual a 0 (zero) ou igual a $n\pi$.

A necessidade deste tratamento especial dado à incidência rasante, através do fator $G_{0,n}$, pode ser compreendida através da seguinte explicação. Na expressão dos coeficientes de difração $D_{s,h}$ dados na expressão (2.43), duas parcelas são referentes à contribuição do campo incidente enquanto que as outras duas constituem-se na contribuição do campo incidente multiplicado por um coeficiente de reflexão ($\Gamma_{s,h}$). Quando a incidência é rasante, se nenhum fator de correção (fator G) fosse inserido na expressão de $D_{s,h}$, estar-se-ia computando uma contribuição associada a uma reflexão inexistente do campo incidente rasante a uma das faces da cunha. O fator G surge, então, para que se elimine essa contribuição, sendo dado, portanto, pela razão entre o campo incidente e o campo incidente mais o campo da contribuição associada à reflexão [10, 13].

Os fatores podem, então, ser expressos na forma [10, 13]:

$$G_{0,s,h} = \begin{cases} \frac{1}{1+\Gamma_{0,s,h}} & , \phi' = 0, |1 + \Gamma_{0,s,h}| > 0 \\ 1/2 & , \phi' = n\pi \\ 1 & , \text{qualquer outro caso} \end{cases} \quad (2.49)$$

$$G_{n,s,h} = \begin{cases} \frac{1}{1+\Gamma_{n,s,h}} & , \phi' = n\pi, |1 + \Gamma_{n,s,h}| > 0 \\ 1/2 & , \phi' = 0 \\ 1 & , \text{qualquer outro caso} \end{cases} \quad (2.50)$$

Nas expressões anteriores, o termo $1/(1 + \Gamma_{0,n,s,h})$ representa a relação entre o campo incidente e (campo incidente mais o campo da contribuição relacionada à reflexão), conforme explicado anteriormente. O fator 1/2 é introduzido para que o campo total permaneça contínuo [13].

2.4.1.5 Difração de Segunda Ordem (*Slope Diffraction*)

Com base na geometria da Fig:2.7, a contribuição de segunda ordem da difração (*slope diffraction*) no ponto de observação O relaciona-se com a derivada do campo incidente no ponto Q , e pode ser expressa por [1, 2]:

$$\mathbf{E}^{sd}(O) = \frac{\partial \mathbf{E}^i(Q)}{\partial n} \bar{\mathbf{d}} A^d e^{-jk_0 d_2} \quad (2.51)$$

com:

$\mathbf{E}^{sd}(O) = E_{\beta}^{sd}(O) \hat{\beta} + E_{\Phi}^{sd}(O) \hat{\Phi} =$ campo elétrico difratado de segunda ordem no ponto O ;

$\mathbf{E}^i(Q) = E_{\beta'}^i(Q) \hat{\beta}' + E_{\Phi'}^i(Q) \hat{\Phi}' =$ campo elétrico incidente no ponto de incidência Q ;

$\bar{\mathbf{d}} = -d_s \hat{\beta}' \hat{\beta} - d_h \hat{\Phi}' \hat{\Phi} =$ diádica dos coeficientes de difração de segunda ordem;

$d_{s,h} =$ coeficientes de difração de segunda ordem *soft* e *hard*, respectivamente;

com:

$$d_{s,h} = \frac{1}{jk_0 \text{sen} \delta} \frac{\partial D_{s,h}}{\partial \phi'} \quad (2.52)$$

$$\frac{\partial D_{s,h}}{\partial \phi'} = \frac{-e^{j\pi/4}}{4n^2 \sqrt{2\pi k_0} \text{sen} \delta} [(D_1^{sd} + D_2^{sd}) - \Gamma_{s,h} (D_3^{sd} + D_4^{sd})] \quad (2.53)$$

$$D_1^{sd} = + \text{csc}^2 \left(\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n} \right) F_s [k_0 L a^+ (\phi - \phi')] \quad (2.54)$$

$$D_2^{sd} = - \text{csc}^2 \left(\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n} \right) F_s [k_0 L a^- (\phi - \phi')] \quad (2.55)$$

$$D_3^{sd} = + \text{csc}^2 \left(\frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n} \right) F_s [k_0 L a^+ (\phi + \phi')] \quad (2.56)$$

$$D_4^{sd} = - \text{csc}^2 \left(\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n} \right) F_s [k_0 L a^- (\phi + \phi')] \quad (2.57)$$

$$F_s(X) = 2jX [1 - F(X)] \quad (2.58)$$

O operador $\partial/\partial n$ significa a derivada direcional no ponto de difração (Q) na direção perpendicular ao plano de incidência, ou seja, na direção $\hat{\phi}'$. Logo, pode ser expressa por:

$$\frac{\partial}{\partial n} = \frac{1}{d_1} \frac{\partial}{\partial \phi'} \quad (2.59)$$

Os demais parâmetros apresentados nas equações anteriores são os mesmos definidos para a difração de primeira ordem.

Outras abordagens mais refinadas para o tratamento da difração de segunda ordem (*slope diffraction*) podem ser encontradas em [10, 13] e [14].

2.4.1.6 Difrações Múltiplas

Um dos problemas enfrentados pela UTD clássica é relacionado com múltiplas difrações, pois pode acontecer de um raio difratado por uma aresta em uma região de transição (região ao redor das fronteiras de sombra) agir como um raio incidente na interação seguinte. Como um raio oriundo de uma fronteira de transição não possui um comportamento óptico, a abordagem puramente pela UTD convencional pode produzir erros [18]. Em [18], foi realizada uma extensão dos coeficientes convencionais de difração para resolver este problema. Essa abordagem entretanto, é limitada a apenas duas difrações (difração dupla), o que em muitos casos práticos é suficiente. Apesar da UTD não ser estritamente precisa para múltiplas difrações devido ao problema já exposto, suas equações são facilmente estendidas para incluir difrações de ordens superiores. Esta extensão pode ser baseada na abordagem clássica descrita por Luebbers [19], que consiste em ir concatenando as difrações de modo análogo ao procedimento que realizado para se contabilizar múltiplas reflexões.

No caso de interesse prático, ou seja, em uma configuração de difração dupla, outro aspecto pouco relatado na literatura é relativo à arbitrariedade das orientações das arestas envolvidas no percurso de propagação. Na literatura em geral [13, 20], as arestas formadoras de uma configuração de difração dupla são consideradas paralelas ou perpendiculares. No caso geral, a orientação das arestas alteram os raios de curvatura das frentes de onda, refletindo diretamente no fator de divergência (espalhamento) dos raios.

Para convenientemente descrever o efeito da arbitrariedade das orientações das arestas em uma configuração de difração dupla, dois sistemas de coordenadas fixadas ao raio [3, 21] devem ser introduzidos, um com a origem no ponto de difração Q_1 da primeira aresta e outro com a origem no ponto de difração Q_2 da segunda aresta, conforme esquematizado na Fig.2.11. Nesses sistemas, o eixo z é disposto ao longo das arestas e o eixo x ao longo de uma das faces, sendo o campo calculado em um ponto de observação genérico O e excitado por uma fonte esférica em um ponto F (vide Fig.2.11). Desde que as duas arestas desta configuração não sejam co-planares, entre o par de vetores unitários de “saída” $(\hat{\beta}_{12}, \hat{\Phi}_{12})$ da primeira difração e o par de vetores unitários de “entrada” $(\hat{\beta}'_{12}, \hat{\Phi}'_{12})$ da segunda difração, é definido um ângulo de rotação θ_e (vide Fig.2.11).

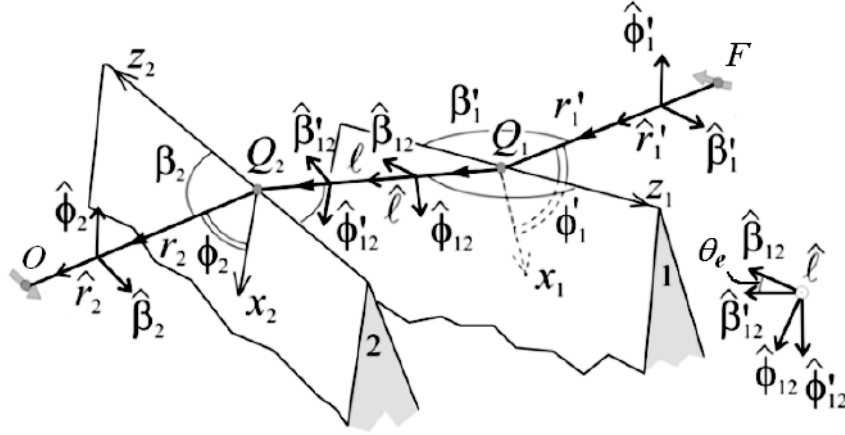


Figura 2.11: Configuração de um par de arestas e sistemas de coordenadas fixadas ao raio.

Com base no sistema apresentado na Fig.2.11, o fator de divergência (espalhamento) resultante de uma configuração de difração dupla com orientações arbitrárias de arestas pode ser expresso por [21]:

$$A^{dd} = \frac{\sqrt{r'_1}}{\sqrt{lr_2} \sqrt{r'_1 + l + r_2 + \frac{r'_1 r_2}{l} \sin^2 \theta_e}} \quad (2.60)$$

com

$$\theta_e = \arctan \frac{\hat{z}_2 \times \hat{z}_1 \cdot \hat{l}}{(\hat{z}_1 \cdot \hat{l})(\hat{z}_2 \cdot \hat{l}) - \hat{z}_1 \cdot \hat{z}_2}, \quad \hat{l} = \frac{Q_2 - Q_1}{|Q_2 - Q_1|}$$

e os demais parâmetros conforme definidos na Fig.2.11.

2.5 Espalhamento Difuso

Nas faixas de frequência de interesse deste trabalho (UHF e parte da faixa de SHF), quando um campo incide em uma superfície plana (lisa) e homogênea, a contribuição dominante de campo é a componente refletida na direção especular. Nesse caso, uma abordagem assintótica baseada em GO/UTD para os mecanismos básicos (reflexão, difração) é suficiente para determinar as principais contribuições de campo. Entretanto, quando a superfície apresenta rugosidades, o campo incidente na mesma é espalhado em várias direções, ocorrendo o fenômeno denominado de *espalhamento difuso* [7].

Em ambientes reais, a maioria das paredes de edificações não podem ser consideradas lisas e nem muito menos constituídas por camadas homogêneas. Adicionalmente, as irregularidades presentes (janelas, sacadas, ornamentos decorativos, calhas d'água, linhas de transmissão, tubulações de gás e de aquecimento, etc.) possuem geralmente dimensões comparáveis ao comprimento de onda, o que evidencia ainda mais o efeito de espalhamento difuso. Entretanto, o mecanismo de espalhamento eletromagnético é um problema extremamente complexo, não sendo disponibilizado nenhuma solução simples para a contabilização de seu efeito. A solução deste problema através de métodos rigorosos (método dos elementos finitos, método das diferenças finitas no domínio do tempo - FDTD, método dos momentos - MoM) requer expressivos recursos computacionais, enquanto que por métodos assintóticos (GO, PO, UTD, etc.) a limitação principal é a dificuldade no tratamento de espalhadores compostos, que é um caso comum [22]. Além disso, a modelagem do espalhamento em edificações reais não pode ser considerada como um problema puramente determinístico [7].

Uma outra dificuldade encontrada na modelagem do espalhamento difuso é que as irregularidades não são disponibilizadas nas bases de dados do cenário e *a priori* são desconhecidas. Apenas algumas características gerais das edificações e algumas irregularidades esperadas são conhecidas, devendo ser adotada então, uma abordagem totalmente estatística ou uma abordagem híbrida determinística-estatística para solução do problema [7].

Diversas abordagens para o espalhamento eletromagnético em superfícies são relatadas na literatura [7],[23]-[26]. Entretanto, a maioria delas são baseadas na abordagem de *Kirchhoff*, que é limitada para rugosidades com distribuições Gaussianas ou desvios de superfície pequenos comparados ao comprimento de onda. Assim, essas abordagens não se enquadram uma situação realista em muitos casos [7].

O modelo adotado neste trabalho é baseado na abordagem proposta inicialmente em [27], denominada de Modelo de Rugosidade Efetiva (ER - *Effective Roughness*). A escolha desta abordagem deve-se ao fato de ser um modelo tridimensional (3D), baseado em raios e que vem sendo usado recentemente com bom resultados [7, 28].

2.5.1 Modelo de Rugosidade Efetiva (ER)

Neste modelo, para cada parede (superfície) do cenário é associado uma espécie de rugosidade efetiva (ER), que leva em consideração a real rugosidade da parede assim como as irregularidades do volume no qual a parede faz parte. A contribuição de campo espalhado provida pelo modelo é calculada diretamente das distâncias e das orientações da parede em relação ao transmissor (Tx) e o receptor (Rx), usando fórmulas analíticas simples. Adicionalmente, tais expressões dependem também de um parâmetro chamado de coeficiente de espalhamento (S), definido adiante.

O modelo é usado de diferentes formas dependendo da posição relativa da parede considerada em relação aos rádios-transceptores (Tx e Rx).

2.5.1.1 Espalhamento Difuso para Paredes “Próximas”

Quando a parede está “próxima” dos terminais de rádio (Tx e Rx), ou seja, quando os dois ou três primeiros elipsóides de *Fresnel*, cujos focos são o Tx e a imagem de Rx com relação à parede, são completamente interceptados pela parede (vide Fig.2.12), a contribuição de campo pode ser considerada dominante na direção especular e de intensidade igual à reflexão em uma superfície infinita [7]. Então, a contribuição do modelo de rugosidade efetiva (ER) para paredes “próximas” pode ser apenas considerada se o percurso raio direto-refletido não está presente (e.g., ele está obstruído).

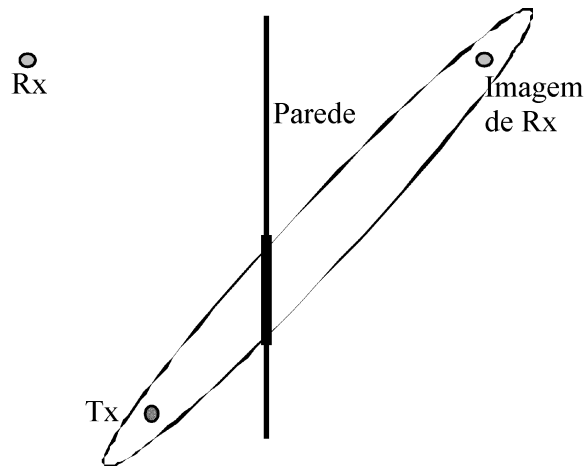


Figura 2.12: Dois terminais de rádio, a parede “próxima” e um elipsóide de *Fresnel*: a interseção entre a parede e o elipsóide é a região “ativa” da parede para a reflexão especular.

Quando um tubo de raio de abertura $d\Omega$ incide em um elemento genérico de superfície da parede dS , (vide Fig.2.13), parte da potência é refletida em um tubo de raio especular, também de abertura $d\Omega$, parte (P_p) é transmitida e parte (P_s) é espalhada no semi-espaco superior. Cada elemento de superfície é considerado para produzir uma onda espalhada esférica não-uniforme e não-coerente, cuja amplitude é da forma $E_s = E_{s_0}G_s$, onde G_s é o padrão de espalhamento da superfície [28].

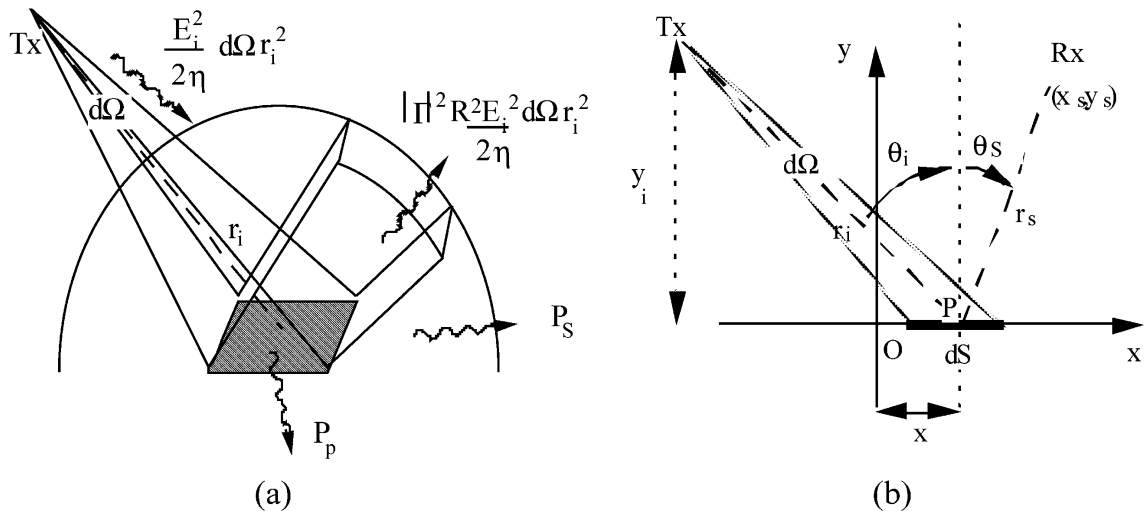


Figura 2.13: Sistema do espalhamento difuso: (a) vista de elemento genérico de superfície com os diferentes fluxos de potência e (b) vista 2-D no plano xy com o elemento de superfície dS localizado na distância x do ponto de reflexão.

Expressando o fluxo de potência através do tubo como o produto da densidade de potência e a seção transversal do mesmo, a contribuição do campo espalhado no ponto de recepção (Rx) pode ser obtida da seguinte relação [7]:

$$S^2 E_i^2 d\Omega r_i^2 = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^{2\pi} E_s^2 r_s^2 \sin\theta_s d\theta_s d\phi_s \quad (2.61)$$

onde E_i e E_s são as amplitudes do campo incidente e espalhado, respectivamente. O coeficiente de espalhamento S é definido como a relação entre a amplitude do campo espalhado e a amplitude do campo incidente na vizinhança da superfície.

Com base na Eq.(2.61) e sabendo-se que E_i é proporcional a $(1/r_i)$ (*i.e.*, $E_i = K_0/r_i$) e $d\Omega = (dS \cdot \cos\theta_i)/r_i^2$, o campo espalhado pelo elemento de superfície dS no ponto de recepção (Rx), para um determinado padrão de espalhamento G_s , pode ser expresso por:

$$dE_s = K_0 \cdot S \cdot G_s \sqrt{\frac{dS \cdot \cos\theta_i}{\pi}} \frac{K}{r_i r_s} \quad (2.62)$$

onde $K_0 = \sqrt{60 P_{Tx} G_{Tx}}$, com P_{Tx} sendo a potência de transmissão [W] e G_{Tx} o ganho de potência máximo da antena transmissora. Os demais parâmetros são conforme definidos na Fig.2.13. A constante K depende do padrão de espalhamento da superfície dS e é determinada de forma a manter válida a igualdade expressa pela Eq.(2.61). O valor do campo espalhado total ($E_{s_{total}}$) pode ser calculado pela integração da expressão (2.62) sobre a superfície inteira da parede (S_{parede}), ou seja:

$$E_{s_{total}} = \int_{S_{parede}} K_0 \cdot S \cdot G_s \sqrt{\frac{dS \cdot \cos\theta_i}{\pi}} \frac{K}{r_i r_s} \quad (2.63)$$

A seguir, a Tabela 2.2 mostra os valores da constante K obtidos para os padrões de espalhamento propostos em [29]:

Tabela 2.2: Constante K para diversos padrões de espalhamento

nº	Padrão de Espalhamento (G_s)	Constante (K)
1	$G_s = \sqrt{\cos\theta_s}$ (Lambertiano)	$K = 1$
2	$G_s = \left[\frac{1 + \cos(\theta_s - \theta_r)}{2} \right]^{1/2}$	$K = \frac{2}{\sqrt{4 + 2 \cos \theta_r + \pi \text{sen } \theta_r}}$
3	$G_s = \left[\frac{1 + \cos(\theta_s - \theta_r)}{2} \right]^{2/2}$	$K = \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{9 + 6 \cos \theta_r - \cos(2\theta_r) + 3\pi \text{sen } \theta_r + 2 \text{sen } (2\theta_r)}}$
4	$G_s = \left[\frac{1 + \cos(\theta_s - \theta_r)}{2} \right]^{3/2}$	$K = \frac{8}{\sqrt{40 + 30 \cos \theta_r - 8 \cos(2\theta_r) - 2 \cos(3\theta_r) + 15\pi \text{sen } \theta_r + 16 \text{sen } (2\theta_r)}}$

O padrão de espalhamento nº 1 da Tabela 2.2 ($G_s = \sqrt{\cos\theta_s}$) é denominado na literatura de padrão Lambertiano, apresentando um lóbulo de radiação de espalhamento máximo na direção perpendicular ao elemento de superfície dS . Este padrão foi examinado com detalhes nos trabalhos anteriores de Vittorio Degli *et al.* ([7], [27, 28]), apresentando bons resultados. Recentemente, Vittorio Degli *et al.* em [29], propuseram o uso de outros três padrões de espalhamento de lóbulo simples (padrões nº 2, 3 e 4 da Tabela 2.2). Estes novos padrões apresentam um lóbulo de radiação de espalhamento máximo na direção de reflexão especular (θ_r). Através de verificação experimental (medidas) realizada na mesma referência ([29]), tais padrões apresentaram desempenho superior ao provido pelo padrão clássico Lambertiano. A Fig.2.14 mostra os diagramas de radiação de espalhamento para uma superfície com os padrões definidos na Tabela 2.2.

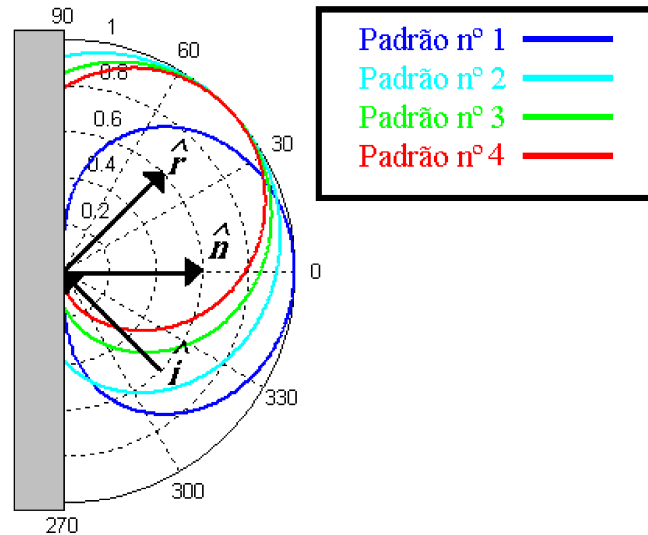


Figura 2.14: Diagramas de radiação de espalhamento para os padrões da Tabela 2.2 ($\theta_r = \pi/4$, \hat{i} = diretor do raio incidente, \hat{r} = diretor do raio refletido e \hat{n} = normal à superfície).

Com base na Fig.2.13, o seguinte balanço de potência deve ser satisfeito:

$$\frac{E_i^2}{2\eta} d\Omega r_i^2 = |\Gamma|^2 R^2 \frac{E_i^2}{2\eta} d\Omega r_i^2 + S^2 \frac{E_i^2}{2\eta} d\Omega r_i^2 + P_p \quad (2.64)$$

com η sendo a impedância intrínseca do espaço-livre. Sabendo-se que $\frac{E_i^2}{2\eta} d\Omega r_i^2$ é igual a potência P_i incidente no elemento de superfície dS , tem-se que a Eq.(2.64) pode ser reduzida a:

$$1 = |\Gamma|^2 R^2 + S^2 + \frac{P_p}{P_i} \quad (2.65)$$

O fator R representa o coeficiente de atenuação que deve ser aplicado ao coeficiente de reflexão Γ para se contabilizar a redução de energia na direção especular devido ao espalhamento. Para superfícies que atendam o critério de *Rayleigh* [1], este fator é definido de acordo com a Eq.(2.32). Para o caso geral, o mesmo deve ser estimado. Valores típicos de S e de R encontrados para edificações são $S = 0,316$ (10% da potência incidente é espalhada, $S^2 = 0,1$) e $R = 0,6$ [28].

2.5.1.2 Espalhamento Difuso para Paredes “Distantes”

Quando a parede está “distante” dos terminais de rádio (Tx e Rx), ou seja, quando o segundo ou o terceiro elipsóide de *Fresnel* são parcialmente interceptados pela parede, ou sem interceptação alguma, é adotado uma versão simplificada da abordagem ER. Dado que o ângulo de espalhamento (θ_s na Fig.2.13) é quase o mesmo para todos os elementos de superfície, a integral da expressão (2.63) pode ser substituída pela seguinte expressão:

$$E_{s_{total}} = K_0 \cdot S \cdot G_s \sqrt{\frac{A \cdot \cos \theta_i}{\pi} \frac{K}{r_i r_s}} \quad (2.66)$$

onde A é a área da superfície da parede. Esta abordagem simplificada corresponde à consideração de um padrão de espalhamento G_s para a superfície inteira da parede “distante”. Neste caso, o raio espalhado é considerado como originando-se do baricentro da parede.

2.5.1.3 Comentários Adicionais

A seguir alguns comentários referentes ao modelo de espalhamento difuso adotado serão feitos, referentes aos seguintes tópicos:

- **Ângulos de incidência θ_i , de reflexão especular θ_r e de espalhamento θ_s**

Para a definição dos ângulos de incidência θ_i , de reflexão especular θ_r e de espalhamento θ_s usados no modelo de espalhamento difuso, alguns vetores devem ser definidos:

$\hat{\mathbf{n}}$: vetor unitário normal (ao plano tangente) à superfície (face ou quadrícula) no ponto de espalhamento P ;

$\hat{\mathbf{r}}_i$: vetor unitário diretor da onda incidente;

$\hat{\mathbf{r}}_s$: vetor unitário diretor da onda espalhada;

Assim, têm-se que:

$$\theta_i = \arccos(-\hat{\mathbf{n}} \cdot \hat{\mathbf{r}}_i), \text{ onde } (0 \leq \theta_i \leq \pi/2);$$

$$\theta_r = \theta_r \text{ e}$$

$$\theta_s = \arccos(\hat{\mathbf{n}} \cdot \hat{\mathbf{s}}_i), \text{ onde } (0 \leq \theta_s \leq \pi/2).$$

- **Padrões de espalhamento**

Os padrões de espalhamento apresentados na Tabela 2.2 podem ser considerados pouco realistas se forem analisados sob o ponto de vista determinístico. Entretanto, tais padrões vêm conduzindo a bons resultados em recentes trabalhos [7],[27, 28]. Além disso, devido aos padrões de espalhamento reais apresentarem vários picos, uma pequena incerteza na geometria da parede ou na orientação pode causar uma grande variação no nível de sinal recebido no ponto de recepção (Rx) [7]. Têm-se então que na média, os padrões apresentados conduzem a melhores resultados que um padrão determinístico [7].

- **Ordens de espalhamento e combinação com outros mecanismos**

Neste trabalho, por simplicidade, apenas o espalhamento de primeira ordem será considerado para o modelo. Apesar da extensão para múltiplos espalhamentos ser simples e direta, espera-se que a contribuição do espalhamento de segunda ordem ou de ordens superiores seja desprezível [24], devido principalmente ao campo espalhado

decair com o produto das distâncias r_i e r_s . A combinação do efeito de espalhamento difuso com outros mecanismos (reflexão e difração) também será desconsiderada neste trabalho.

- **Identificação do tipo de configuração (parede “próxima” ou “distante”)**

Para se aplicar o modelo de ER, é necessário primeiramente identificar se a parede é considerada como “próxima” ou “distante” em relação ao transmissor (Tx) e ao receptor (Rx). De acordo com a proposta descrita em [7], esta identificação é realizada através da verificação se parede intercepta os dois ou três primeiros elipsóides de *Fresnel* cujos focos são o Tx e a imagem de Rx (Rx') com relação à mesma. Nesse sentido, torna-se necessário a determinação dos raios dos elipsóides de *Fresnel*, os quais podem ser obtidos através da geometria apresentada na Fig.2.15.

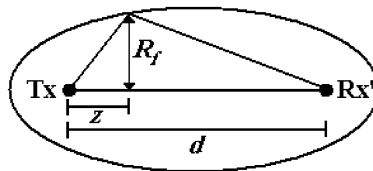


Figura 2.15: Geometria para determinação dos raios dos elipsóides de *Fresnel*.

Com base nesta geometria, o raio R_f do n -ésimo elipsóide de *Fresnel* pode ser expresso aproximadamente por [30]:

$$R_f(n, z, d, \lambda) = \sqrt{\frac{nz(d-z)\lambda}{d}} \quad (2.67)$$

onde n é a ordem do elipsóide, λ é o comprimento de onda e os demais parâmetros são conforme definidos na Fig.2.15. É importante ressaltar que a expressão dada por (2.67) só é válida para $R_f \ll |z|$ e $R_f \ll |d-z|$, apresentando um erro de aproximação de $(n\lambda/4)$ em relação ao valor exato do raio.

Para a verificação do teste de obstrução do(s) elipsóide(s) com a parede no espaço tridimensional (3D), foi proposta uma metodologia baseada na geometria apresentada na Fig.2.16.

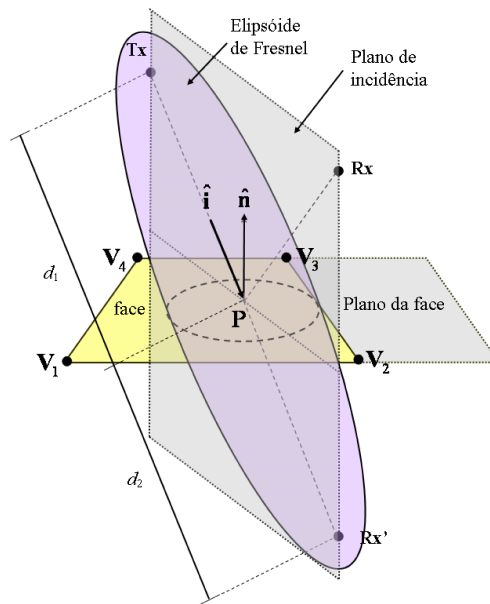


Figura 2.16: Geometria para determinação dos raios dos elipsóides de *Fresnel* em pontos potenciais de obstrução (vértices da face da parede).

Com base na geometria apresentada na Fig.2.16, é possível definir:

P = ponto potencial de reflexão no plano que contém a face da parede (este ponto não necessariamente deve pertencer à face);

$$\mathbf{S}_i = \mathbf{V}_i - P;$$

\mathbf{V}_i = vértice i da face da parede;

$\hat{\mathbf{i}}$ = diretor do raio incidente;

$\hat{\mathbf{n}}$ = normal à face;

$d = d_1 + d_2$ = distância entre o Tx e a imagem de Rx (Rx');

d_1 = distância entre o Tx e o ponto P ;

d_2 = distância entre o ponto P e Rx' ;

$z_i = d_1 + (\mathbf{S}_i \cdot \hat{\mathbf{i}})$ = ponto ao longo do eixo axial do elipsóide onde deve ser calculado o raio para um determinado vértice i ;

$R_i = |\mathbf{S}_i \times \hat{\mathbf{i}}|$ = distância perpendicular do vértice \mathbf{V}_i ao raio $\hat{\mathbf{i}}$.

Para identificar se face da parede é considerada “próxima” ou “distante” segundo os critérios de obstrução de elipsóides de *Fresnel* anteriormente definidos nas Seções 2.5.1.1 e 2.5.1.2, respectivamente, e considerando a geometria apresentada na Fig.2.16, o seguinte procedimento deve ser realizado:

- Para cada vértice i , verifica-se se o mesmo provoca obstrução no 2º e no 3º elipsóides, ou seja:

Se P estiver sobre a face:

$$R_i > R_f(2, z_i, d, \lambda) \text{ (para o 2º elipsóide);}$$

$$R_i > R_f(3, z_i, d, \lambda) \text{ (para o 3º elipsóide);}$$

Se P não estiver sobre a face:

$$R_i < R_f(2, z_i, d, \lambda) \text{ (para o 2º elipsóide);}$$

$$R_i < R_f(3, z_i, d, \lambda) \text{ (para o 3º elipsóide);}$$

- Se para todos os vértices os testes acima forem verdadeiros, a face pode ser considerada como “próxima”. Se para algum vértice o teste falhar, a face é então considerada como “distante”. É importante comentar que basta um teste resultar em falso para que a face seja enquadrada como “distante”, podendo dessa forma, se reduzir o número de testes totais necessários para tal definição.

- **Geometria das Faces**

Neste trabalho apenas as faces com formato retangular serão consideradas para o cálculo do espalhamento difuso. Apesar desta simplificação ser usada para agilizar os cálculos, a mesma corresponde na prática o que ocorre em sua maioria, pois é comum as faces das paredes de edificações terem esta geometria.

- **Critério de divisão das faces em quadrículas (parede “próxima”)**

O critério adotado para a divisão das faces é de estabelecer uma dimensão média das quadrículas próximas de 10λ . Este valor foi adotado empiricamente seguindo os valores adotados em experimentos realizados em [31];

- **Geometria dos raios espalhados**

Do ponto de vista geométrico, os raios espalhados não pertencem ao plano vertical e nem ao plano horizontal adotado em tradicionais abordagens de traçado de raios 2D, $2D^{1/2}$ (*Quasi-3D*) [31, 32], sendo então necessária, uma abordagem tridimensional de traçado de raios para apropriadamente modelar o fenômeno de espalhamento difuso.

2.6 Propagação em Ambientes Florestais

O estudo da propagação em ambientes florestais reveste-se de grande complexidade, se considerar o conjunto de fatores que compõem a dinâmica da propagação na floresta e a dificuldade em analisar simultaneamente o comportamento desses fatores de maneira agregada. Dentre estes parâmetros, pode-se destacar a formação e a densidade da floresta, a frequência de operação, a distância entre os terminais de rádio (Tx e Rx), altura das antenas em relação ao solo, propriedades elétricas do meio (solo, floresta, ar), condições atmosféricas e pluviométricas, não homogeneidade da vegetação no percurso de transmissão e movimento das árvores devido ao vento. Compreende-se assim, que a quantidade de parâmetros a ter em conta e a complexidade de suas interações na floresta, têm motivado a elaboração de diversos estudos de modo a estabelecer modelos analíticos que mais se aproximem da realidade [33],[34]-[41].

Os cálculos envolvidos para para as soluções de problemas de propagação de ondas eletromagnéticas em ambientes florestais são muito complexos devido a várias razões das quais citam-se algumas [41]:

- Diferentes dimensões e geometria dos elementos da floresta: troncos, galhos e folhagem;
- Diferentes propriedades eletromagnéticas (dielétricos) desses elementos;
- Aleatoriedade intrínseca das posições e distribuição dos troncos, galhos e folhas;
- Diferentes propriedades do terreno (umidade e irregularidade da superfície)
- Influência das posições do transmissor e receptor na propagação das ondas;
- Múltiplos percursos de propagação de ondas eletromagnéticas;

- Condições climáticas e pluviométricas;
- Características da floresta (densidade da floresta e tipo de árvore)
- Dependência da frequência de operação e da polarização da onda.

Para se obter um modelo matemático tratável é necessário e quase mandatório se fazer algumas aproximações. O que têm sido feito na literatura são simplificações físicas que facilitem o desenvolvimento de soluções que apresentem resultados práticos satisfatórios. Dentro deste contexto, o tratamento eletromagnético adotado neste trabalho é baseado em um modelo biofísico da floresta [8] (descrito com mais detalhes adiante). A incorporação desta abordagem em técnicas de traçado de raios é bastante fácil e de certa forma simplista, porém é uma tentativa inicial de se incorporar o efeito de atenuação sofrida por ondas propagando-se em ambientes florestais. A incorporação de outros efeitos presentes como a propagação através de ondas laterais fazem parte também de propostas de estudo para este trabalho.

2.6.1 Modelo Biofísico

Neste modelo, a região florestal é modelada como sendo um bloco dielétrico contendo folhas e troncos orientados aleatoriamente que agem como espalhadores e atenuam o campo propagante [34],[39]-[40]. As folhas e os troncos são representados por discos e cilindros dielétricos com perdas, respectivamente. A orientação desses espalhadores dentro do bloco é descrita por distribuições aleatórias (conforme mostrado na Fig.2.17), e o tamanho e a densidade de espalhadores são descritos por parâmetros biofísicos que incluem raio das folhas, espessura das folhas, raio dos troncos e comprimento do troncos. O modelo também considera as propriedades dielétricas das folhas e dos troncos. O modelo biofísico é válido para frequências entre 200 MHz and 2 GHz [8].

O número de onda efetivo (K_{eff}^p) dentro do volume contendo a vegetação pode ser representado como a soma do número de onda no espaço-livre com os desvios em relação a este causados por diferentes tipos de espalhadores dentro desse volume [39]:

$$K_{eff}^p = k_0 \text{sen}\theta_i + \sum_t \kappa_t^p \quad (2.68)$$

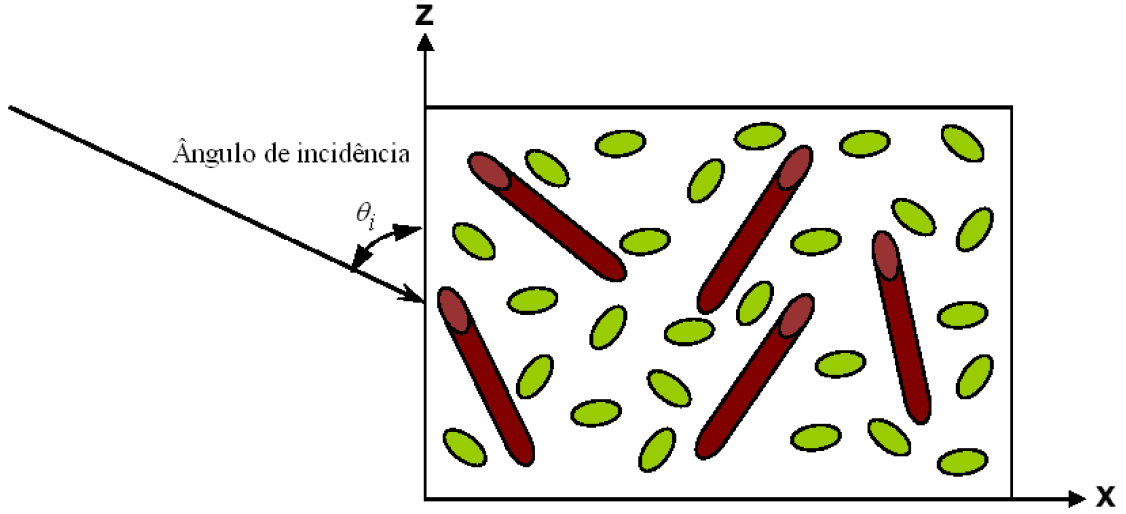


Figura 2.17: Representação da folhagem como sendo uma coleção de cilindros e discos espalhadores aleatoriamente orientados.

onde p é a polarização do campo médio, θ_i é o ângulo de incidência do campo na folhagem (conforme definido na Fig.2.17), κ é o desvio complexo, e t é o tipo de espalhador. Atualmente, o modelo apenas considera o espalhamento causado por folhas e troncos, reduzindo a Eq.(2.68) para:

$$K_{eff}^p = k_0 \text{sen}\theta_i + \kappa_{folhas}^p + \kappa_{troncos}^p \quad (2.69)$$

As equações subseqüentes descrevem os desvios complexos devido as folhas e aos troncos para campos com polarização vertical V (ou *hard*) e horizontal H (ou *soft*) [40]:

$$\kappa_{folhas}^V = k_0 \left(\frac{\rho_f}{2} \right) \frac{(\pi r_f^2 t_f)}{\text{sen}\theta_i} \chi_t \left[1 - \frac{\chi_t}{2(1 + \chi_t)} (I_1 \cos^2 \theta_i + 2I_2 \text{sen}^2 \theta_i) \right] \quad (2.70)$$

$$\kappa_{folhas}^H = k_0 \left(\frac{\rho_f}{2} \right) \frac{(\pi r_f^2 t_f)}{\text{sen}\theta_i} \chi_t \left[1 - \frac{\chi_t}{2(1 + \chi_t)} I_1 \right] \quad (2.71)$$

$$\kappa_{troncos}^V = k_0 \left(\frac{\rho_t}{2} \right) \frac{(\pi r_t^2 l_t)}{\text{sen}\theta_i} \chi_t \left[\frac{\chi_t}{2(2 + \chi_t)} (I_1 \cos^2 \theta_i + 2I_2 \text{sen}^2 \theta_i) + \frac{2}{2 + \chi_t} \right] \quad (2.72)$$

$$\kappa_{troncos}^H = k_0 \left(\frac{\rho_t}{2} \right) \frac{(\pi r_t^2 l_t)}{\text{sen}\theta_i} \chi_t \left[\frac{\chi_t}{2(2 + \chi_t)} I_1 + \frac{2}{2 + \chi_t} \right] \quad (2.73)$$

onde ρ_f é o número de folhas por metro cúbico, r_f é o raio das folhas, t_f é a espessura da folha, ρ_t é o número de troncos por metro cúbico, r_t é o raio dos troncos e l_t é o comprimento dos troncos. χ_t é a susceptibilidade complexa do tipo de espalhador (folhas ou troncos). Esse parâmetros representam valores médios encontrados na folhagem. I_1 e I_2 são fatores que levam em consideração a distribuição aleatória das orientações das folhas e dos troncos na folhagem, sendo expressos por:

$$I_1 = \int_{\theta_1}^{\theta_2} p_f(\theta) \sin^2 \theta d\theta \quad (2.74)$$

$$I_2 = \int_{\theta_1}^{\theta_2} p_f(\theta) \cos^2 \theta d\theta \quad (2.75)$$

onde $p_f(\theta)$ é função de probabilidade descrevendo o ângulo de inclinação θ das folhas e troncos. É considerado nesse modelo que as orientações são descritas por uma distribuição uniforme, ou seja:

$$p_f(\theta) = \frac{1}{\theta_2 - \theta_1} \quad (2.76)$$

com θ_1 e θ_2 medidos em relação ao eixo z positivo (Fig.2.17).

As propriedades elétricas dos espalhadores estão contidas na permissividade individual dos componentes de espalhamento (folha e tronco). A permissividade complexa da folha e do tronco podem ser especificadas através de um modelo de permissividade constante ou por um modelo dependente da frequência. Estes modelos são descritos com mais detalhes em diversas referências clássicas, e são apresentados em [40].

Através da determinação do número de onda efetivo (K_{eff}^p) da folhagem, é possível determinar a atenuação espacial sofrida por uma onda ao atravessar o bloco florestal (folhagem). Esta atenuação pode ser obtida a partir da determinação do coeficiente de atenuação específica da folhagem, definido através da parte imaginária de K_{eff}^p conforme apresentado em [34]:

$$\alpha_{folhagem}^p = -(20 \log e) \operatorname{Im} \{ K_{eff}^p \} = -8,686 \operatorname{Im} \{ \kappa_{folhas}^p + \kappa_{troncos}^p \} \quad (2.77)$$

A amplitude do campo incidente na folhagem será então atenuada por um fator $e^{-\alpha_{folhagem}^p d}$, onde d é a distância percorrida pela onda (raio) propagante dentro do ambiente florestal. É importante ressaltar que o modelo biofísico pode ser bem parametrizado através de ajustes com medidas de campo, o que pode tornar o modelo bem mais eficiente e preciso.

2.7 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foi apresentado o tratamento eletromagnético que será dado à técnica de traçado de raios proposta neste trabalho. Uma abordagem baseada em GO/UTD foi adotada para descrever os mecanismos clássicos (raio direto, reflexão, transmissão e difração). Adicionalmente, dois novos mecanismos foram incorporados: o de espalhamento difuso com o uso de uma abordagem denominada de Rugosidade Efetiva (ER) e o de propagação de ondas em ambientes florestais com a utilização de um modelo semi-determinístico, referido como Biofísico.

Será descrita no próximo capítulo a técnica de traçado de raios desenvolvida para a implementação tridimensional da abordagem eletromagnética apresentada neste capítulo.

Referências Bibliográficas

- [1] Balanis, C. A., *Advanced Engineering Electromagnetics*, New York: Wiley, 1989.
- [2] Cátedra, M. F. and Arriaga, J. P., *Cell Planning for Wireless Communications*, Artech House - Mobile Communications Series, 1999.
- [3] Kouyoumjian, R. G. and Pathak, P.H., “A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 11, Nov. 1974.
- [4] Russer, P., “The transmission line matrix method,” In *Applied Computational Electromagnetics*, NATO ASI Series, pages 243-269. Springer, Cambridge, Massachusetts, London, England, 2000.
- [5] Oliveira, R. M. S., Santos, R. O., and Sobrinho, C. L. S. S., “Electromagnetic scattering analysis in indoor and outdoor environments by applying FDTD method,” *International Conference on Applied Electromagnetics and Communications*, pp. 241-244, 2003.
- [6] Schuster, J. and Luebbers, R., “FDTD techniques for evaluating the accuracy of ray-tracing propagation models for microcells,” *16th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, Naval Postgraduate School, Monterey, CA, March, pp. 20-24, 2000.
- [7] Degli-Esposti, V., Guiducci, D., de’Marsi, A., Azzi, P., Fuschini, F., “An advanced field prediction model including diffuse scattering,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, Issue: 7, July 2004, pp. 1717 - 1728.
- [8] User’s Manual *Wireless Insite - Site-specific Radio Propagation Prediction Software*, Remcom - version 2.0, www.remcom.com.

-
- [9] Didascalou, D. L., "Ray-optical wave propagation modelling in arbitrarily shaped tunnels," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 48, No 9, pp. 1316-1324, September 2000.
- [10] 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.
- [11] Ramirez, L.A.R., "Técnica de lançamento de raios em três dimensões para a previsão de cobertura em ambientes micro-celulares," *Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica - PUC/RIO*, Rio de Janeiro, Setembro de 2002.
- [12] Landron, O., Fuerstein, M. J. and Rappaport T. S., "A comparison of theoretical and empirical reflection coefficients for typical exterior wall surfaces in a mobile radio environment," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 44, No 3, pp. 341-351, March 1996.
- [13] Luebbers, R.J. , "A heuristic UTD slope diffraction coefficient for rough lossy wedges," *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol. 37, no. 2, pp. 206-211, Fev. 1989.
- [14] Borges, K.L., "Caracterização banda larga do canal rádio utilizando a teoria uniforme da difração," *Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade de Minas Gerais - UFMG*, Minas Gerais, Março de 2003.
- [15] Holm, P.D., "A new heuristic UTD diffraction coefficient for nonperfectly conducting wedges," *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol. 48, no. 8, pp. 1211-1219, August 2000.
- [16] Aïdi, M.; Lavergnat, J., "Comparison of Luebbers' and Maliuzhinets' wedges diffraction coefficients in urban channel modelling," *Progress in Electromagnetics Research*, no. 33, pp. 1-28, 2001.
- [17] Remley, K.A.; Anderson, H.R.; Weisshaar, A., "Improving the accuracy of ray-tracing techniques for indoor propagation modeling," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no.6, November 2000.
- [18] Schneider, M., Luebbers, R.J., "A general, uniform double wedge diffraction coefficient," *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol. 39, no. 1, pp. 8-14, Jan. 1991.

-
- [19] Luebbers, R.J., "Propagation prediction for hilly terrain using GTD wedge diffraction," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol 32, no 9, pp. 951-955, Sept. 1984.
- [20] Bertoni, H. L., *Radio propagation for modern wireless systems*, Prentice-Hall - Wireless Communications Series, 2000.
- [21] Albani, M., "A uniform double diffraction coefficient for a pair of wedges in arbitrary configuration," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol 53, no 2, pp. 702-710, February 2005.
- [22] Borsboom, P.P. and Zebic-Le Hyaric, A., "RCS predictions using wideangle PE codes," *in Proc. 10th Int. Conf. Antennas and Propagation*, no. 436, pp. 2.191-2.194, 1997.
- [23] Beckmann, P. and Spizzichino, A., *The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces*, Oxford, U.K.: Pergamon Press, 1963.
- [24] Kanatas, A.G. and Constantinou, P., "A propagation prediction tool for urban mobile radio systems," *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. 49, no. 4, July 2000.
- [25] Nayar, S. K., Ikeuchi, K. and Kanade, T., "Surface reflection: physical and geometrical perspectives," *IEEE Trans. Pattern Analysis Machine Intelligence*, vol. 13, July 1991.
- [26] Fuks, I. M., "Wave diffraction by a rough boundary of an arbitrary plane-layered medium," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 49, pp.630-639, Apr. 2001.
- [27] Degli-Esposti, V., "A diffuse scattering model for urban propagation prediction," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 49, pp. 1111-1113, July 2001.
- [28] Degli-Esposti, V. and Bertoni, H. L., "Evaluation of the role of diffuse scattering in urban microcellular propagation," *in Proc. IEEE-VTC '99-Fall.*, Amsterdam, The Netherlands, Sept. 19-22, 1999.
- [29] Degli-Esposti, V., Fuschini, F., Vitucci, E. and Graziani, D., "Measurements and modelling of scattering from building walls," *1st Mobile & Wireless Communication Summit*, Dresden - GERMANY, June, 2005.
- [30] Silva, G.V.F. e Barradas, O.C.M., *Telecomunicações - Sistemas Rádiovisibilidade*, Embratel Livros Técnicos, 2ª Ed., Rio de Janeiro, 1978.

-
- [31] Chen, Z., Delis, A., Bertoni, H.L., "Radio-wave propagation predictions using ray-tracing techniques on a network of workstations (NOW)," *J. Parallel Distrib. Comput.*, 64 (2004) 1127-1156.
- [32] Schettino, D. N. e Moreira, F. J. S., "Um algoritmo eficiente para o traçado de raios na predição de cobertura radioelétrica em ambientes urbanos, " *X Conferência Brasileira de Microondas e Optoeletrônica*, Recife, PE, Brasil, pp. 196-200. Agosto de 2002.
- [33] Cavalcante, G.P.S., Rogers, D. A. and Giarola, A. J., "Radio loss in forests using a model with four layered media," *Radio Science*, vol. 18, pp. 691-695, 1983.
- [34] Lang, R .H., Schneider, A., Seker, S. and Altman, F. J., "UHF radiowave propagation through forests," *Technical report CECOM-81-0136-4*, U. S. Army Communication-Electronics Command, September, 1982.
- [35] Li, L.W., Yeo, T.S., Kooi, P.S. and Leong, M.S., "Radio wave propagation along mixed paths through a four-layered model of rain forest: an analytical approach," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, pp. 1098-1111, 1998.
- [36] Li, L.W., Koh, J.H., Yeo, T.S., Leong, M.S. and Kooi, P.S., "Analysis of radiowave propagation in a four-layered anisotropic forest environment," *IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 37, pp. 1967-1978, July 1999.
- [37] Seker, S. S. and Schneider, A., "Stochastic model for pulsed radio transmission through stratified forests," *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 134, pt. H, pp. 361-368, 1987.
- [38] Sarabandi, K., Siqueira, P.R., "Numerical scattering analysis for two-dimensional dense random media: characterization of effective permittivity," *IEEE Transactions on Antennas Propagat.*, vol. 45, Issue 5, pp. 858-867, May 1997.
- [39] Torrico, S. A., Bertoni, H. L., Lang, R. H., "Modeling tree effects on path loss in a residential environment," *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, vol. 4, no. 6, pp. 872-850, June 1998.
- [40] Torrico, S. A., Bertoni, H. L., Lang, R. H., "Theoretical investigation of foliage effects on path loss for residential environments," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 854-858, 1996.

- [41] Chinguto, S.M.G., “Propagação na floresta da Amazônia na faixa de frequência de 800 a 3000 MHz: análise aproximada do efeito da chuva e perda de transmissão na floresta,” *Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação - UFPA*, Belém-PA, Brasil, Março de 2003.

Capítulo 3

Traçado de Raios

3.1 Introdução

Existem basicamente duas abordagens para se implementar uma técnica de traçado de raios aplicada em modelos de propagação. A primeira é baseada na Teoria das Imagens (IT - *Image Theory*) [1, 2], a qual é mais adequada para cenários com pequenas dimensões e com poucos objetos. Apesar de ser possível a incorporação de algoritmos de busca por pontos de transmissão e difração na IT, a abordagem clássica prevê apenas o mecanismo da reflexão [3]. Por outro lado, o método SBR (*Shoot-and-Bouncing-Rays*), referido algumas vezes como “Força Bruta”, é a abordagem de traçado de raios que é mais facilmente adequada para ambientes grandes e complexos, pois envolve de forma natural qualquer combinação das interações básicas (reflexão, transmissão e difração) [3]. A limitação intrínseca dessa abordagem é a necessidade de se avaliar uma quantidade excessiva de percursos de raios, principalmente em uma implementação tridimensional.

Independentemente da abordagem considerada para o traçado de raios, o tempo computacional gasto na execução do programa pode alcançar valores elevadíssimos [4], principalmente para cenários enquadrados nas modernas configurações de sistemas de rádio (por exemplo, com múltiplas fontes, com interações *outdoor-indoor*, com vegetação, com espalhadores, etc). O primeiro esforço no sentido de se reduzir esse tempo tem sido o de otimizar os procedimentos de testes de sombreamento (testes de interseção raio-objeto). Existem diversas abordagens relacionadas a esta otimização, tais como a BSP (*Binary Space*

Partition), a SVP (*Space Volumetric Partition*), a do algoritmo Angular Z-buffer, a dos volumes envolventes (BV - *Bounding volumes*) entre outras [3], sendo as principais descritas no Capítulo 4. Adicionalmente, esforços têm sido feitos para a paralelização do código do programa que implementa os algoritmos de traçado de raios [4]-[9]. Na IT, esta paralelização do código não é trivial, pois a estrutura de dados adotada (árvore de imagens), apesar de poder ser paralelizável, dificulta uma eficiente divisão das tarefas (balanceamento de carga) entre os processadores da arquitetura computacional paralela. O método SBR, por sua concepção (independência dos raios lançados pela antena transmissora), já é intrinsecamente paralelizável. Esta característica permite que o mesmo seja aplicável diretamente no contexto de programação paralela.

Pelo exposto, a abordagem de traçado de raios adotada neste trabalho é baseada em uma técnica de traçado de raios SBR, sendo implementada em um contexto tridimensional no sentido pleno (*Full 3D*). É importante ressaltar que o uso de técnicas denominadas de *Full 3D* no sentido pleno, sem nenhuma restrição no mecanismo de difração e com a possibilidade de combinação de todos os mecanismos de propagação definidos no modelo, é pouco relatado na literatura, justamente por requererem recursos computacionais elevadíssimos. Entretanto, a adoção da estratégia de paralelização que será descrita em detalhes no Capítulo 4, pode reduzir drasticamente esta limitação.

3.2 Técnica *SBR Full 3D*

De acordo com a técnica clássica SBR 3D [3], os raios são lançados pela antena transmissora em um número finito de direções no espaço tridimensional, cada um representando uma parte da frente-de-onda que se propaga a partir da antena. Métodos SBR são também referidos como métodos diretos (*forward*), devido à simulação ser realizada a partir da antena transmissora, rastreando-se o percurso de cada raio e de seus descendentes (novos raios gerados pela interação com objetos do cenário). A técnica SBR apresentada neste trabalho está estruturada segundo três estágios:

- **Estágio de Lançamento de Raios**
- **Estágio de Recepção de Raios**
- **Estágio de Rastreamento de Raios**

3.2.1 Estágio de Lançamento de Raios

Este estágio é responsável pelo lançamento de raios a partir da fonte (antena transmissora). A eficiência deste estágio é medida pela habilidade de geração de um lançamento uniforme de raios a partir da fonte, de tal forma que se consiga subdividir a frente-de-onda transmitida entre os raios em porções com forma e área aproximadamente iguais. Em métodos 2D, este requisito é perfeitamente obtido. Entretanto, em métodos 3D esta subdivisão igualitária não é efetivamente realizável, sendo necessário procedimentos de aproximações especiais. A estratégia 3D para a modelagem da fonte que apresenta melhores resultados em relação a esta homogeneidade é baseada na subdivisão recursiva dos lados de um icosaedro regular (poliedro com vinte faces que são triângulos equiláteros), inscrito em uma esfera unitária centrada na antenna transmissora [10]-[13]. A partir da projeção desses vértices coplanares na superfície esférica (esfera geodésica), obtêm-se os raios iniciais emitidos. Os raios são lançados através dos doze vértices do poliedro de forma que cada raio represente uma frente de onda pentagonal, como ilustrado na Fig.3.1. Na verdade, o formato da frente de onda assim gerada é obtido pela projeção do pentágono na superfície esférica, que corresponde à forma real da frente de onda. Os doze raios assim lançados estarão espaçados de 63° entre si [10].

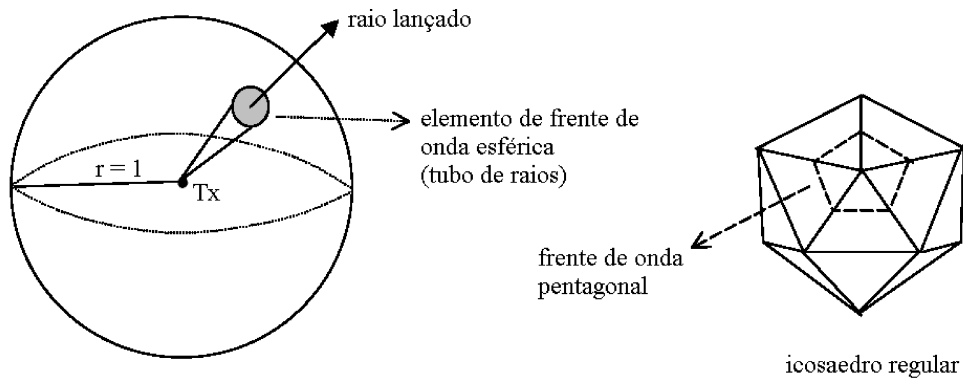


Figura 3.1: Esfera e icosaedro de lançamento.

Para que sejam lançados mais do que doze raios, deve ser realizado o seguinte procedimento: cada face do icosaedro é subdividida por linhas paralelas aos lados da face, gerando triângulos equiláteros menores, como ilustrado na Fig.3.2.

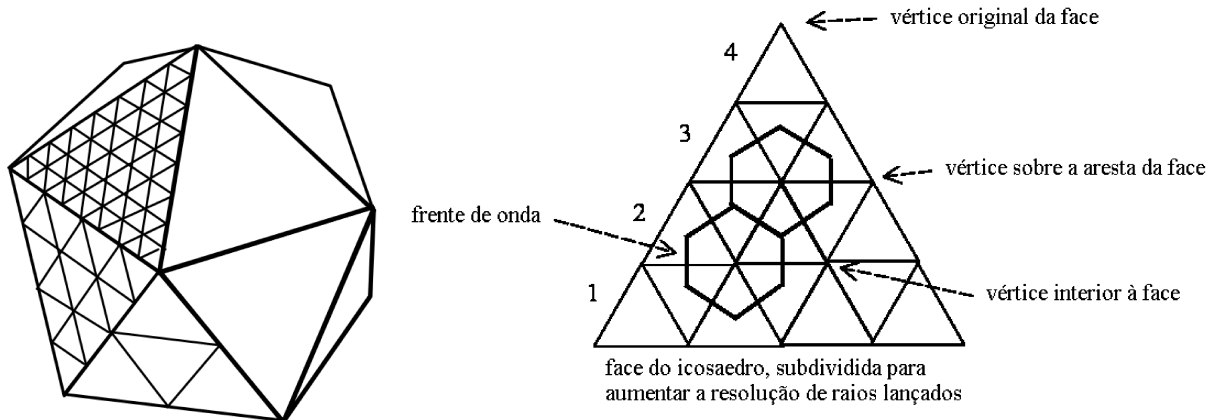


Figura 3.2: Aumento da resolução de raios lançados através do icosaedro.

Os raios são lançados passando por todos os vértices criados. As frentes de onda de raios que passam pelos doze vértices originais continuam pentagonais. As frentes de onda dos raios que passam por vértices interiores ou por vértices que estão nas arestas das faces do icosaedro são hexagonais, como ilustra a Fig.3.2. Com essa técnica, todos os raios gerados terão, aproximadamente, o mesmo espaçamento angular entre si [10, 13].

Seja N a frequência de subdivisão das faces ($N = 4$, na Fig.3.2), o número de raios lançados n_r é dado por:

$$n_r = 10N^2 + 2 \quad (3.1)$$

Dado um número de raios desejado n_r a serem lançados, a frequência de subdivisão N a ser utilizada deverá ser o inteiro que mais se aproximar do valor exato de N , expresso por:

$$N = \sqrt{\frac{n_r - 2}{10}} \quad (3.2)$$

Uma das formas mais simples de se implementar o algoritmo de lançamento de raios descrito é considerar que o número de divisões N assuma valores relativos à potência de dois, ou seja, $N=2^n$, com n podendo ter um valor nulo (icosaedro original) ou valores inteiros positivos ($n=1, n=2, n=3, \dots$) [13].

O intervalo ou separação angular α entre cada raio no lançamento tem papel fundamental na interpretação dos resultados da predição. Quanto menor α , maior a precisão na determinação dos campos, porém maior será o tempo de execução, pois um maior número de raios será lançado. Por outro lado, o aumento de α traz maior rapidez de execução, ao custo de menor precisão no cálculo de campo.

No esquema de modelagem da fonte abordado, existem algumas discrepâncias no valor do ângulo α de separação dos raios lançados. Isto se deve ao fato de os novos vértices gerados não estarem todos sobre a esfera de raio unitário no qual o icosaedro original está inscrito [14]. Isto resulta em um valor de α variando entre uma faixa $[\alpha_{min}, \alpha_{max}]$, onde α_{min} e α_{max} representam a menor e a maior separação angular obtida entre os raios vizinhos, respectivamente. Em [14], é mostrado que indiferentemente da frequência de subdivisão N adotada existe uma variação média de 20% entre o menor e maior valor do ângulo α . Entretanto, no esquema de recepção de raios adotado neste trabalho (descrito na próxima seção), é necessário que os raios oriundos da fonte sejam lançados com uma separação angular α constante, de tal forma que seja possível obter uma interpretação física correta dos raios recebidos nos pontos de recepção. Assim, é importante avaliar o efeito desta variação de α na precisão da técnica. Se for adotado $\alpha = \alpha_{max}$, pode-se ter o problema de contagem múltipla de uma mesma componente de sinal, problema este que será abordado com mais detalhes na próxima seção. Entretanto, se for adotado $\alpha = \alpha_{min}$, pode-se não contabilizar algumas componentes de sinal que deveriam ser contabilizadas. A escolha de uma separação angular média $\bar{\alpha}$ pode ser uma primeira solução a fim de ponderar as duas limitações citadas e criar uma limitação média entre as mesmas.

A separação angular média $\bar{\alpha}$ em graus de uma esfera geodésica é uma função da frequência de subdivisão N ou, equivalentemente, função do número total de raios lançados n_r , podendo ser expressa por [12]:

$$\bar{\alpha} \approx \frac{218^\circ}{\sqrt{10N^2 + 2}} = \frac{218^\circ}{\sqrt{n_r}} \quad (3.3)$$

A Eq.(3.3) aproxima a separação angular de qualquer lançador de raios uniforme. Por exemplo, se um traçador de raios lança 40.962 raios, então a separação angular média obtida da Eq.(3.3) é aproximadamente $1,08^\circ$ ou 0,0188 radianos.

A seguir será mostrada a metodologia de recepção adotada para a técnica SBR.

3.2.2 Estágio de Recepção de Raios

Este estágio verifica se um determinado raio deve ser considerado como um raio recebido para os pontos de recepção considerados. Entretanto, antes da apresentação do detalhamento da recepção no método SBR, devem ser definidos dois conceitos úteis. São eles, “raios descendentes” e “raios adjacentes”. Raios descendentes de um raio original são aqueles que surgiram a partir do original. Quando uma face obstrui a trajetória de um raio que nela incide, os raios refletidos e transmitidos serão descendentes do raio incidente. O mesmo pode ser dito da difração em uma aresta. Os raios difratados serão descendentes do raio incidente. Os novos raios criados poderão gerar novos descendentes ao longo da propagação. É importante observar que dois raios com mesma origem (na antena transmissora ou ponto de difração) e com espaçamento angular α , incidentes em uma mesma face, geram dois raios refletidos também separados de α , como mostra a Fig.3.3.a. O mesmo é válido para os raios transmitidos, ilustrados na 3.3.b.

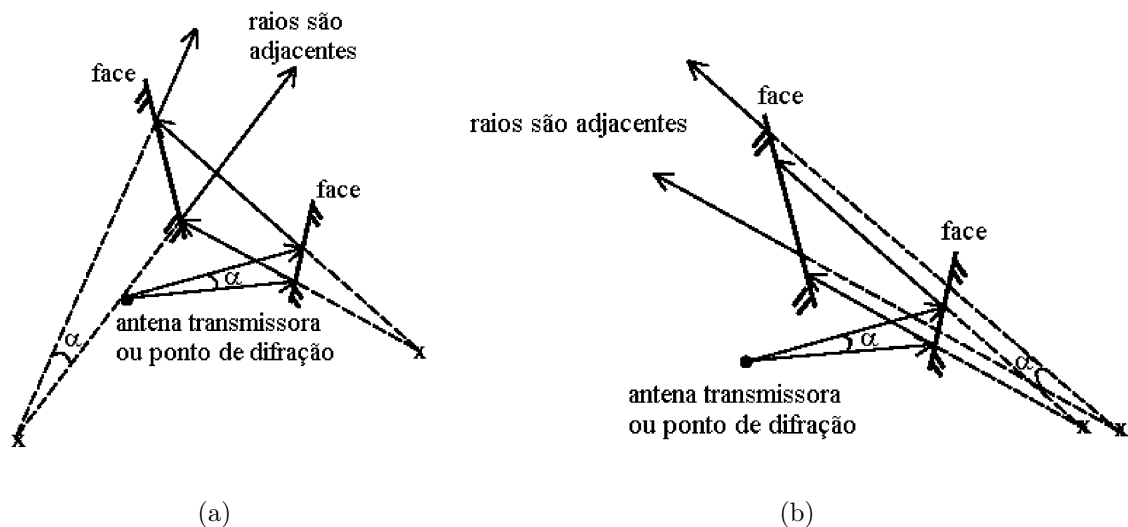


Figura 3.3: Conceito de raios adjacentes (os pontos “x” são “transmissores virtuais”).

Raios adjacentes (ou vizinhos) são, portanto, raios descendentes que mantiveram o espaçamento angular original dos raios que os criaram, pelo fato de terem passado pelos mesmos mecanismos (reflexão ou transmissão), nas mesmas faces.

Apresentados os conceitos relevantes, a seguir é explicado como um raio é recebido por determinado ponto de recepção na técnica de traçado de raios SBR tridimensional.

3.2.2.1 Metodologia de Recepção

Uma vez que os raios são traçados no espaço, o algoritmo SBR deverá receptionar os raios nos pontos de recepção considerados para medir as informações de interesse (campo, níveis de potência, etc). Um método comum e muito usado na interpretação da informação dos raios é o método da esfera de recepção. Nesta abordagem, cada ponto de recepção é envolvido por uma esfera de tamanho R , conforme ilustrado na Fig.3.4. Se um determinado raio interceptar a esfera de algum ponto de recepção, este será considerado como recebido, caso contrário, não. A dificuldade com este esquema de recepção é escolher o tamanho adequado da esfera. Se as esferas são pequenas existirão raios de valor significativo que não são computados e se são muito grandes, raios fisicamente idênticos chegarão ao receptor produzindo contagem múltipla, ou seja, um mesmo ponto de recepção pode ser atingido por raios vizinhos, o que não é desejado já que fisicamente tubos de raios não se superpõem.



Figura 3.4: Esfera de recepção.

Uma possível solução para este problema é o uso de esferas de recepção adaptativas, que variam seu tamanho de acordo com o espalhamento da frente de onda transmitida (aumento da divergência dos raios adjacentes com a distância percorrida). Dentro deste contexto, uma abordagem bastante utilizada na prática para o cálculo do tamanho da esfera de recepção é o definido por [10]:

$$R = \frac{\alpha d}{\sqrt{3}} \quad (3.4)$$

onde α é a separação angular entre dois raios adjacentes em [rad] e d é a distância total percorrida por um raio lançado e seus descendentes, desde a antena transmissora até o ponto determinado pela projeção perpendicular do ponto de recepção no raio. Esta distância é comumente referida como *unfolded*, pois é como se o percurso total percorrido por um raio e seus descendentes fosse “desdobrado” e tornado retilíneo; a Fig.3.5 esclarece a definição dada, com as distâncias d , d_1 , d_2 e d_3 correspondendo ao valor d na Eq.(3.4) para cada ponto de recepção (Rx) mostrado.

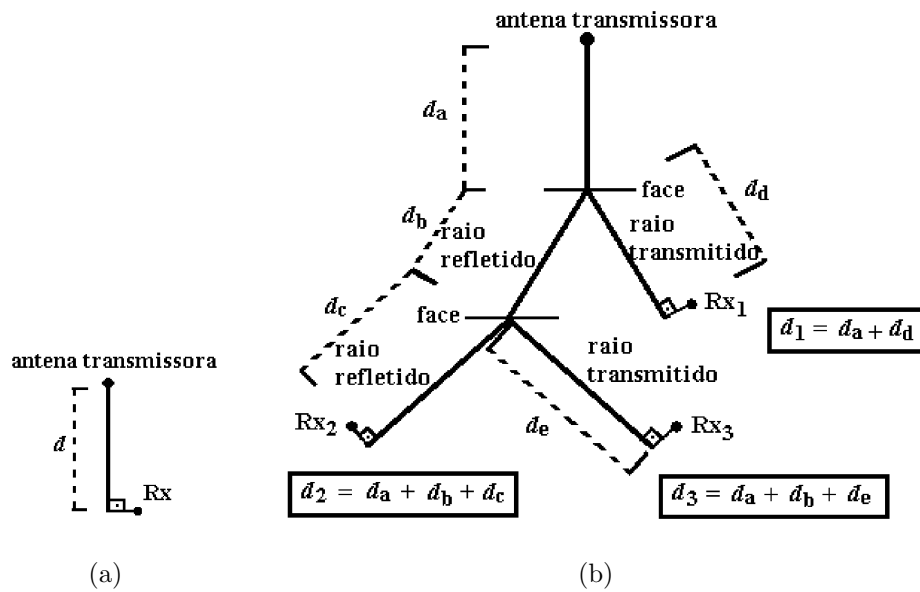


Figura 3.5: Distância total percorrida por raio e descendentes.

A obtenção do tamanho da esfera de recepção dado por (3.4) considera que as frentes de onda dos tubos de raios possuem formatos hexagonais. Esta aproximação é bem razoável, pois no modelo de fonte adotado existe um predomínio do número de frentes de onda hexagonais em relação a frentes de ondas pentagonais, conforme pode ser observado na Fig.3.2. Esta definição também pressupõe a superposição entre as esferas dos raios adjacentes, conforme mostrado na Fig3.6. Dessa forma, evita-se que um ponto de recepção seja perdido (não seja englobado pelo tubo de raios de nenhum dos raios vizinhos). Porém, essa particularidade da geometria pode gerar o já mencionado problema de recepção múltipla de componentes.

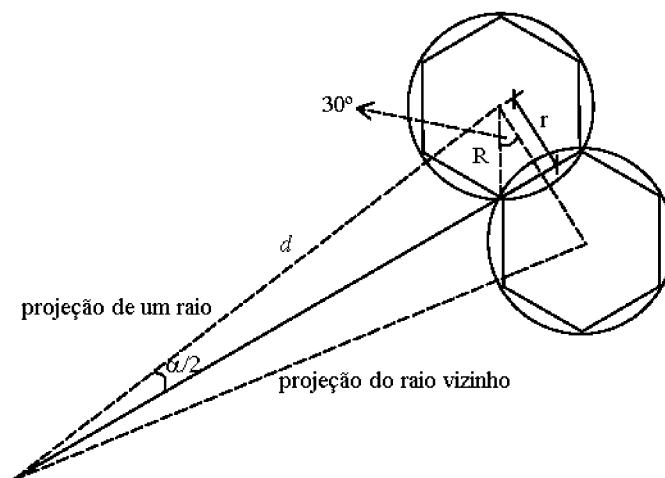


Figura 3.6: Geometria para a obtenção do raio da esfera de recepção.

Várias estratégias posteriormente à recepção dos raios podem ser realizadas para que seja eliminada qualquer recepção múltipla, tais como:

- Criar uma tabela, no início da execução, onde estarão armazenados quais são os vizinhos de cada raio. Os descendentes de cada raio carregam essa informação, e as faces que vão sendo interceptadas são acrescentadas a uma lista que cada família de raios (o raio e seus antepassados) possui. Na recepção, é feito produto interno dos raios recebidos (dois a dois). Para as duplas de raios em que o ângulo obtido for α , é feita a verificação entre a listagem da família de cada um dos dois raios, para que seja certificado se eles são realmente vizinhos. Esse método complexo garante que os raios são vizinhos, ou não. Caso os raios sejam vizinhos, um deles (o que passa mais distante do ponto de recepção, por exemplo) deve ser eliminado.

Observação: talvez esse método apresente desperdício, tanto de armazenamento (listagens das famílias de raios) como de tempo (verificação de raios, dois a dois), já que devem haver poucas ocorrências de multiplicidade de recepção.

- Na recepção, antes de se computar o campo total recebido, é feito produto interno entre os vetores unitários da tabela de raios recebidos, dois a dois. Sempre que o produto interno indicar que o ângulo entre os vetores é α , um dos raios (também o que passa mais distante do ponto de recepção, por exemplo) deve ser eliminado.

Observação: nessa abordagem, pode ocorrer de serem descartados raios não vizinhos que possuam ângulo α entre si, por mera coincidência; outro problema verificado é que, como observado em [14], o ângulo α pode apresentar pequenas variações, devendo, então, ser adotada uma margem de valores de α .

A estratégia adotada neste trabalho para a eliminação do problema de contagem múltipla de componentes é baseada em uma proposta bastante simples apresentada em [15], onde a caracterização dos raios recebidos é baseada na seqüência de objetos interceptados (faces, arestas) e de interações (reflexão, transmissão, difração) sofridas pelo raio desde a fonte até o referido ponto de recepção. Os raios recebidos em dado ponto de recepção que apresentem as mesmas características (mesma seqüência de interações na mesma seqüência de objetos interceptados) são considerados raios adjacentes (vizinhos) e, portanto, deve ser realizado

algum procedimento para se contabilizar apenas um desses raios (o mais próximo do ponto de recepção deve ser o eleito). Esta abordagem pode ser computacionalmente implementada através de vetores de *strings* ou de inteiros, o que viabiliza comparações precisas e rápidas, tornando esta estratégia muito eficiente computacionalmente. Com a adoção desta estratégia, pode-se garantir sempre a totalidade e a unicidade de componentes recebidas se for adotado para a separação angular α o valor dado por α_{max} .

Um outro aspecto importante relacionado com a esfera de recepção é que para ângulos de separação α suficientemente pequenos, a amplitude do campo associado ao raio que intercepta a esfera de recepção é uma aproximação razoável da amplitude do campo associado ao raio que atingiria exatamente o ponto de recepção. Essa aproximação pode não ser muito razoável quanto à fase (dependendo também da faixa de frequências de operação) e, então, uma correção de fase pode se fazer necessária em alguns casos. A correção de fase funciona como se fosse dada uma pequena correção $\Delta\alpha$ no ângulo original de lançamento do raio recebido, de forma que, com a correção, o raio atinja exatamente o ponto de recepção, conforme ilustrado na Fig.3.7. Considera-se, naturalmente, que essa correção de rota gera raios descendentes que passarão pelos mesmos mecanismos (e nas mesmas faces) pelos quais passaram os raios com o percurso original. Os “novos raios” não são efetivamente lançados, devido ao alto custo computacional envolvido (praticamente, todos os raios do cenário teriam que ser mapeados duas vezes). Assim, o que se propõe é manter a amplitude do campo associado ao raio original, pois a diferença será desprezível, e corrigir a fase, que pode sofrer alterações significativas.

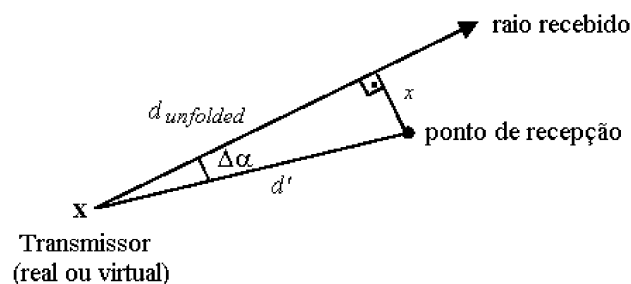


Figura 3.7: Correção de fase no método SBR.

Com base na geometria apresentada na Fig.3.7, o fator de correção de fase que deve ser multiplicado ao campo associado ao raio recebido deve ser então:

$$\exp \left[-jk \left(\sqrt{d^2 + x^2} - d \right) \right] \quad (3.5)$$

onde $k=k_0$ é o número de onda no espaço-livre; d é a distância *unfolded* já definida em (3.4) e x é conforme definido na Fig.3.7.

3.2.3 Estágio de Rastreamento de Raios

Este estágio é responsável por rastrear os percursos de cada raio baseado nas interações do mesmo com os objetos do cenário. Para cada raio lançado pela fonte, um algoritmo recursivo é executado para verificar se o raio intercepta algum objeto do cenário (face ou aresta), ou se o mesmo intercepta algum ponto de recepção (esfera de recepção adaptativa). Se um raio interceptar uma face, então o mesmo gera dois novos raios, um refletido e outro transmitido, para os quais o algoritmo recursivo é novamente aplicado. Se um raio interceptar alguma esfera adaptativa de qualquer ponto de recepção, o procedimento de recepção de raios é disparado. No último caso, se um raio interceptar uma aresta o mesmo gera diversos raios difratados, para os quais o algoritmo recursivo é novamente aplicado. O número de raios difratados gerados dependerá da resolução desejada.

O procedimento principal associado ao algoritmo recursivo mencionado anteriormente é o teste de sombreamento (teste de interseção raio-objeto), que como o nome próprio sugere, é o teste que verifica se um determinado raio sob avaliação intercepta algum objeto (face ou aresta) do cenário e determinando o ponto de interseção em caso afirmativo. Quando o objeto colocado sob teste é uma face (representada por um polígono fechado no caso 3D), a determinação do ponto de interseção (se houver) com um determinado raio é um procedimento simples e bem definido na literatura [3, 11]. Entretanto, a interseção de raios com arestas no espaço 3D (representadas por segmentos de retas) é um procedimento mais rigoroso, devido à própria natureza do mecanismo de difração (cone de *Keller*). A maioria das técnicas SBR 3D, como a proposta em [4], apresentam restrições no mecanismo de difração a fim de contornar este problema, assim como também de reduzir o custo computacional associado. Nessas abordagens, geralmente as arestas são identificadas apenas no plano 2D (pontos),

e são realizadas projeções dos percursos envolvendo difração no plano 2D para um plano vertical. Técnicas totalmente tridimensionais (como a apresentada neste trabalho) apresentam problemas para a identificação de arestas “iluminadas” e para o cálculo do respectivo ponto de difração, que, de um modo geral, poderá se encontrar em algum ponto sobre a aresta no espaço 3D. Assim, é apresentado a seguir um procedimento para a realização do procedimento de interseção de raios com arestas no espaço tridimensional para que seja possível identificar as arestas “iluminadas” e os respectivos pontos de difração.

3.2.3.1 Interseção Raio-Aresta no Espaço Tridimensional

Em técnicas SBR *Full 3D*, a identificação de arestas difratoras e os respectivos pontos de difração são procedimentos extremamente complicados. Essas dificuldades são justificadas pelos seguintes motivos:

- Os raios são lançados a partir da antena transmissora em intervalos angulares discretos, logo, é muito improvável (apenas em situações especiais) que um raio lançado no espaço tridimensional atinja exatamente uma aresta do cenário;
- O mecanismo da difração é rigoroso no sentido de que a lei que a rege exige que o ponto origem dos raios difratados esteja exatamente sobre a aresta (ponto de interceptação do raio incidente com a aresta). Nesse caso, não se pode aproximar um determinado ponto de difração em qualquer lugar do espaço pertencente à vizinhança da aresta, e sim, apenas em pontos sobre a mesma;
- Para múltiplas difrações, a lei da difração deve ser aplicada simultaneamente para cada par de arestas envolvida no percurso, tornando assim, um procedimento ainda mais rigoroso.

Neste contexto, foram desenvolvidos procedimentos para identificar as arestas difratoras e os respectivos pontos de difração para a técnica SBR *Full 3D* adotada neste trabalho. Tais procedimentos são abordagens originais e foram baseados seguindo conceitos clássicos das duas principais filosofias de lançamento de raios (IT e SBR), conforme serão descritos a seguir.

3.2.3.2 Procedimento de Identificação de uma Aresta Difratora

Para identificar as arestas “iluminadas” por um determinado raio considerando as questões anteriormente mencionadas, foi criado o conceito de cilindro de recepção sobre a aresta. Esse cilindro é construído com seu eixo longitudinal exatamente sobre a aresta e apresenta duas semi-esferas, uma em sua base e outra em seu topo (é equivalente a uma série de esferas de recepção sobrepostas ao longo da aresta), conforme mostrado na Fig.3.8. O raio R_c do cilindro de recepção é dado pela mesma expressão do raio da esfera de recepção definido em (3.4).

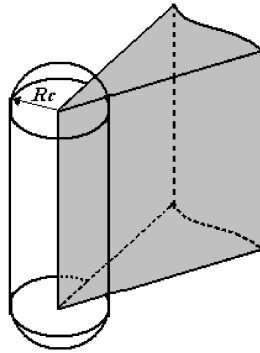


Figura 3.8: Conceito de cilindro de recepção.

Se um raio intercepta o cilindro de recepção de alguma aresta, esta será identificada como uma potencial aresta difratora. Após esta identificação, é executado um procedimento que verifica se a mesma será realmente uma aresta difratora efetiva. Em caso afirmativo, o ponto de difração é determinado e o percurso dos raios (percurso do raio em questão e de seus ancestrais) é corrigido para que possa atingir exatamente o ponto de difração estabelecido. Os procedimentos de determinação do ponto de difração e de correção do percurso de raios são realizados de acordo com o histórico do raio que intercepta o cilindro (*i.e.*, dos mecanismos pelos os quais ele foi originado), fazendo-se uso de uma combinação simples de Teoria das Imagens (IT) [3], lei da difração (cone de Keller) [3] e do princípio generalizado de *Fermat* [14]. A dependência destes procedimentos com o histórico do raio que incidente no cilindro é definida através algumas situações particulares, descritas a seguir:

- **Situação 1 (Raio incidente oriundo da antena transmissora):** Quando o raio que atinge o cilindro de recepção da aresta for oriundo da antena transmissora, a mesma será efetivada como difratora e o ponto de difração será determinado pelo princípio de *Fermat* generalizado [14], ou seja, será dado por um ponto sobre a aresta que estiver mais próximo em relação ao raio que interceptou o cilindro de recepção. Após a determinação do ponto de difração, um novo raio será criado com a origem na antena transmissora e o destino no respectivo ponto de difração. Esse novo raio será realmente o raio que será difratado, estando sujeito a ser recebido por um ponto de recepção e poderá gerar novos raios difratados a partir do ponto de difração encontrado, segundo a Lei da Difração. É importante ressaltar que o raio incidente original (o que interceptou o cilindro de recepção) continuará em propagação e estará sujeito a ser recebido por um ponto de recepção e a sofrer obstrução por algum outro obstáculo do cenário (face ou aresta).
- **Situação 2 (Raio incidente oriundo de outra aresta):** Quando o raio que atinge o cilindro de recepção da aresta (denominada aqui de aresta atual) é oriundo de um ponto de difração (ponto sobre uma outra aresta - denominada aqui de aresta anterior), a difração só poderá ocorrer se existir um percurso envolvendo as duas arestas (atual e anterior) no qual as equações vetoriais que regem a lei da difração (*cone de Keller*) forem satisfeitas. Para tal, é necessário o conhecimento do diretor do raio ancestral do raio incidente, o ponto origem do raio incidente e das orientações das duas arestas envolvidas. Esse problema gera uma equação vetorial facilmente solucionável que é resultante da interseção do cone (proveniente da primeira difração) com a reta que contém a aresta denominada de atual. Se um ponto de difração na aresta atual for encontrado, a mesma é efetivada como difratora e um novo raio é criado a partir da aresta anterior (no mesmo ponto de origem do raio incidente original) e um percurso envolvendo as duas arestas será criado. O novo raio assim criado, por sua vez, estará sujeito apenas a ser recebido por um ponto de recepção e gerará novos raios difratados a partir do ponto de difração encontrado, obedecendo claro, a Lei da Difração. É importante ressaltar que o raio incidente original continuará em propagação e estará sujeito a ser recebido por um ponto de recepção e a sofrer obstrução por algum outro obstáculo do cenário (face ou aresta). Este procedimento é esquematizado na Fig.3.9.

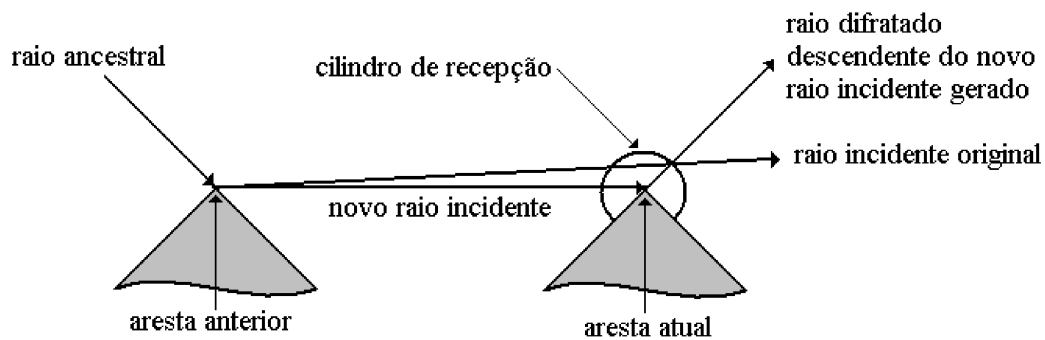


Figura 3.9: Determinação do ponto de difração quando o raio incidente é oriundo de uma difração.

- **Situação 3 (Raio incidente oriundo de reflexão):** Quando o raio que atinge o cilindro de recepção de uma determinada aresta é oriundo de um ponto de reflexão, dois casos particulares são considerados:

1. **Raios ancestrais oriundos apenas de reflexões:** quando os raios ancestrais do raio que interceptou o cilindro de recepção da aresta forem oriundos apenas de mecanismos de reflexão, o procedimento de efetivação da aresta difratora e a determinação do ponto de difração deve seguir os seguintes passos:

- determinar o ponto de difração pelo princípio de *Fermat*, conforme já descrito anteriormente;
- calcular os pontos imagem da fonte (antena transmissora) em relação as faces envolvidas no percurso em questão;
- com base nos pontos imagem calculados, gerar novos raios que passem nas mesmas faces e que definam um percurso com origem na antenna transmissora e destino no ponto de difração determinado no item (a);
- se todos os raios efetivamente passarem nas mesmas faces do percurso original, a aresta será efetivada com difratora e novos raios difratados serão gerados a partir do ponto de difração determinado, segundo a lei da difração.

A Fig.3.10 esquematiza o procedimento descrito.

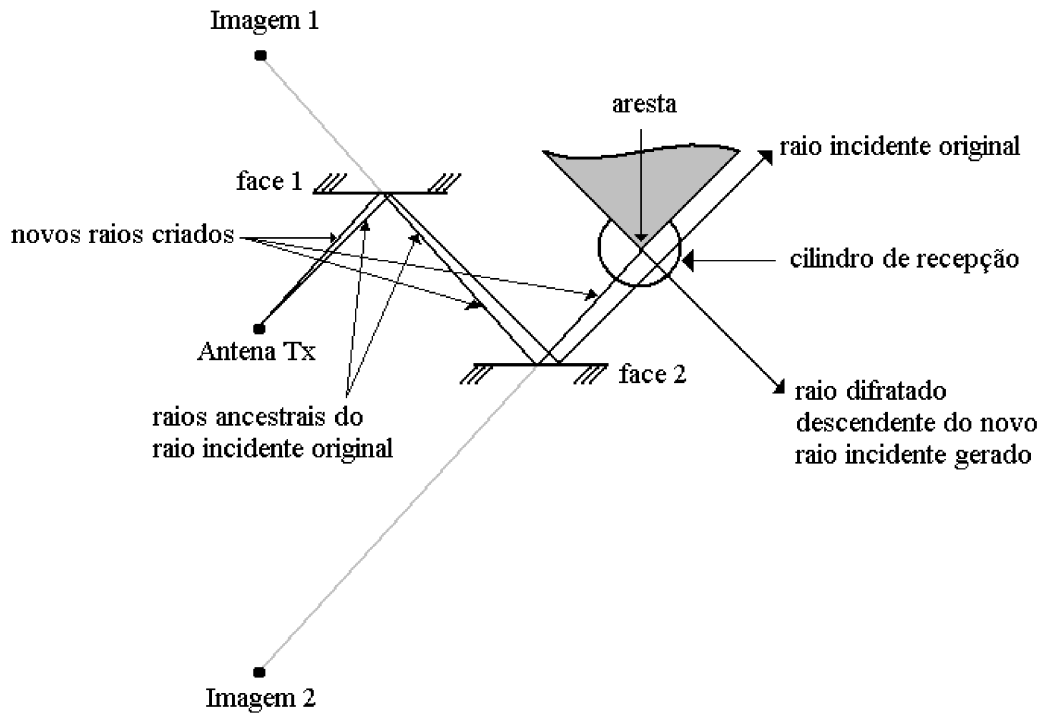


Figura 3.10: Determinação do ponto de difração quando os raios ancestrais são oriundos apenas de mecanismos de reflexão.

É importante ressaltar que todos os raios novos gerados para montar o novo percurso estarão sujeitos a serem recebidos por um ponto de recepção. Adicionalmente, o raio incidente original continuará em propagação e estará sujeito a ser recebido por um ponto de recepção e a sofrer obstrução por algum outro obstáculo do cenário (face ou aresta).

2. **Raios ancestrais oriundos de difrações e reflexões:** quando os ancestrais do raio que interceptou o cilindro de recepção da aresta forem oriundos de mecanismos mistos envolvendo reflexão e difração, o procedimento de efetivação da aresta difratora e determinação do ponto de difração deve seguir os seguintes passos:
- (a) denominar a aresta cujo cilindro de recepção foi interceptado pelo raio incidente como “aresta atual”
 - (b) realizar uma busca recursiva até encontrar um raio ancestral cuja origem esteja em uma outra aresta (denominada de “aresta anterior”);
 - (c) identificar o raio incidente na aresta denominada de anterior e todos os raios entre as duas arestas (anterior e atual);
 - (d) determinar uma geometria equivalente que envolva somente as duas arestas. Esse procedimento consiste em ir rebatendo (criação da imagem) a aresta anterior e os raios identificados em relação às faces envolvidas no percurso. Na Fig.3.11, a configuração equivalente representa sistema formado pela aresta da imagem 2 com a aresta atual;
 - (e) a partir da geometria equivalente, determinar o ponto de difração na aresta denominada de atual pelo mesmo procedimento apresentado na situação 2 (raio incidente oriundo de uma outra aresta);
 - (f) com base nos rebatimentos (imagens) gerados, gerar novos raios que passem nas mesmas faces e que definam um percurso com origem na aresta anterior e destino no ponto de difração determinado no item (e);
 - (g) se todos os raios efetivamente passarem nas mesmas faces do percurso original, a aresta será efetivada com difratora e novos raios difratados serão gerados a partir do ponto de difração determinado, segundo a lei da difração.

Nesse caso também, todos os raios novos gerados para montar o novo percurso estarão sujeitos a serem recebidos por um ponto de recepção. Adicionalmente, o raio incidente original (raio incidente na aresta atual) continuará em propagação e estará sujeito a ser recebido por um ponto de recepção e a sofrer obstrução por algum outro obstáculo do cenário (face ou aresta).

A Fig.3.11 esquematiza o procedimento anteriormente descrito.

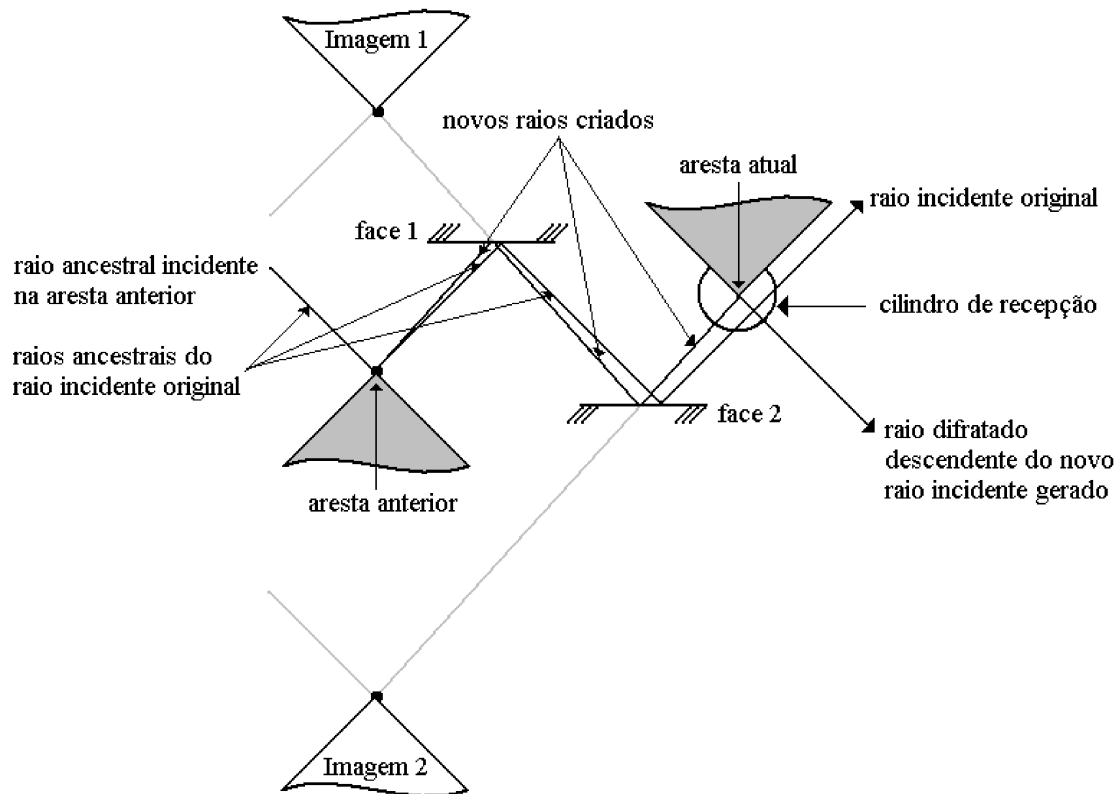


Figura 3.11: Determinação do ponto de difração quando os raios ancestrais são oriundos de mecanismos mistos envolvendo reflexão e difração.

- Situação 4 (Raio incidente ou ancestrais oriundos de transmissões):** Quando o raio que intercepta o cilindro de recepção da aresta ou um de seus ancestrais forem oriundos de algum mecanismo de transmissão, a efetivação da aresta difratora e determinação do respectivo ponto de difração não é um procedimento trivial. Essa complexidade envolvida deve-se principalmente pela dificuldade em se desenvolver procedimentos recursivos (análogos aos anteriormente descritos) para raios que atravessam estruturas com propriedades elétricas complexas. Assim, o modelo proposto neste trabalho não realiza o mecanismo de difração quando o um raio incidente ou raios ancestrais forem oriundos de transmissões. Entretanto, é importante salientar que é esperado que um raio oriundo de transmissão apresente, via de regra, um campo associado muito baixo, e a adição de mais um mecanismo de difração não conduzirá a grandes contribuições.

Apresentada a descrição da estrutura e dos conceitos fundamentais da técnica de traçado de raios SBR *Full 3D* adotada, a seguir serão descritos alguns detalhes referentes à implementação do algoritmo SBR 3D.

3.3 Algoritmo SBR Tridimensional

Nesta seção, o algoritmo de traçado de raios SBR *Full 3D* adotado será apresentado, sendo o mesmo estruturado para ser implementado segundo quatro etapas, descritas a seguir.

3.3.1 Etapa 1: Definições Gerais

A primeira etapa do algoritmo SBR adotado consiste na definição de um conjunto de parâmetros, tais como:

1. Definir a quantidade e as posições dos pontos de recepção em uma região de interesse do cenário;
2. Definir as características dos transmissores, receptores, das antenas transmissoras e receptoras e inserir as antenas transmissoras em pontos do cenário. As principais características das antenas transmissoras e receptoras a serem definidas são: ganho máximo, diagrama de radiação e polarização;
3. Carregar as informações geométricas (normais às faces, vértices das faces, etc...) e morfológicas (propriedades elétricas das faces) do cenário. Estas informações são referidas como a base de dados do cenário e são necessárias para a realização de testes de obstrução raio-face e cálculo de campos;

4. Definir limiares de descarte de raios. Em determinado momento da propagação de um raio, este deverá ser descartado por ter atingido um, ou mais de um, dos seguintes limites:

- limite de nível de campo elétrico (opcional);
- número máximo de reflexões, transmissões ou difrações.

Esses limiares podem ser obtidos através de experimentações e certamente sofrerão alterações de um ambiente para outro. Em corredores, por exemplo, a reflexão é um importante mecanismo e um número maior de ordens de reflexão deve ser considerado em comparação a um ambiente misto. Outra dificuldade na escolha dos limiares de campo e dos limiares de número de interações com os obstáculos do cenário surge do fato de que vários raios com baixo nível de campo podem combinar-se construtivamente e gerar um nível razoável de sinal resultante. Então, pode-se estar desprezando raios individualmente desprezíveis, mas que, em conjunto, gerariam uma contribuição relevante no receptor. É evidente que se os limiares escolhidos forem suficientemente baixos, serão necessários muitos raios para que a contribuição total seja considerável, o que não deverá ser comum de acontecer dado o número limitado de raios lançados e de raios que chegarão a um mesmo receptor. A escolha de um nível de campo abaixo do qual o raio é descartado corresponde à determinação de um patamar de ruído do receptor (*receiver noise floor*), de forma que todo sinal com nível abaixo desse patamar não é recebido. A definição do limiar é uma tarefa delicada, pois um limiar muito baixo pode resultar em um consumo muito elevado de recursos computacionais sem que se obtenha ganhos perceptíveis na qualidade da predição. Por outro lado, o estabelecimento de um limiar muito elevado pode levar ao descarte de raios que trariam contribuições importantes ao campo recebido [11].

5. Definir o número de raios para lançamento (fonte de raios). Esse procedimento pode ser alternativamente realizado através da definição do espaçamento angular α (resolução de raios), conforme descrito na Seção 3.2.1. Neste trabalho, o valor de α considerado é sempre o dado por α_{max} , pelo fato de se conseguir unicidade e totalidade de componentes recebidas, conforme já mencionado na Seção 3.2.2.1.

3.3.2 Etapa 2: Procedimento de Lançamento de Raios

A etapa seguinte consiste no lançamento de raios propriamente dito. Raios deverão ser lançados um por vez a partir da antena transmissora. Cada raio lançado possui seu vetor diretor associado, obtido da seguinte maneira:

$$\hat{\mathbf{u}} = \frac{(x_1 - x_0)\hat{\mathbf{x}} + (y_1 - y_0)\hat{\mathbf{y}} + (z_1 - z_0)\hat{\mathbf{z}}}{\sqrt{(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2 + (z_1 - z_0)^2}} \quad (3.6)$$

onde (x_0, y_0, z_0) são as coordenadas da origem da antena transmissora, (x_1, y_1, z_1) é o primeiro ponto obtido sobre o raio e $\hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{y}}, \hat{\mathbf{z}}$ são os vetores unitários nas direções x, y e z, respectivamente. Todos estes parâmetros devem estar no sistema de coordenadas fixo ao cenário para que o vetor $\hat{\mathbf{u}}$ obtido esteja nas coordenadas do cenário. Esta exigência deve-se ao fato de que o raio deverá estar expresso no mesmo sistema de coordenadas das faces do cenário (que estão expressas no sistema fixo ao cenário), para que seja possível realizar os testes de interseção raio-objeto bem como a obtenção dos vetores unitários dos sistemas fixos ao raio, que se utilizam de vetores associados ao raio (vetor diretor) e às faces analisadas (vetores normais).

Considerando o modelo de fonte de raios descrito na Seção 3.2.1, os vetores unitários são naturalmente determinados, pois o icosaedro será inscrito em uma esfera unitária centrada na posição da antena transmissora (x_0, y_0, z_0) no sistema de coordenadas fixo ao cenário, e os primeiros pontos sobre os raios (x_1, y_1, z_1) são as projeções dos vértices desse icosaedro na referida esfera. Assim, a trajetória de cada raio lançado será definida por seu ponto de origem e pelo seu vetor diretor associado.

3.3.3 Etapa 3: Procedimento de Rastreamento e Recepção de Raios

Esta etapa consiste em rastrear os percursos dos raios através das interações dos mesmos com objetos do cenário e determinar quais são recebidos pelos pontos de recepção definidos. Assim, cada raio lançado (oriundo da fonte ou não) estará sujeito a duas situações, são elas:

1. Raio recebido por algum ponto de recepção:

O raio é recebido por um determinado ponto de recepção se o mesmo interceptar a esfera de recepção do referido ponto, conforme metodologia já descrita na Seção 3.2.2. Se o raio for oriundo da antena transmissora, ele é denominado de “raio direto” e o campo associado a ele é determinado pela expressão do espaço-livre (Eq.2.9).

Se, na implementação, optou-se por realizar teste de limiar de campo recebido, o teste deve ser efetuado sobre o valor de campo calculado. Se o resultado do teste for favorável, o campo é efetivamente computado como recebido, sendo armazenado para soma com campos associados a outros raios que venham a ser recebidos. O raio recebido continuará sua trajetória e estará sujeito às duas situações novamente.

2. Raio intercepta um obstáculo do cenário:

Essa situação ocorre quando o raio atinge um obstáculo do cenário. A interseção entre raios e obstáculos do cenário é determinada pelo que já mencionado “teste de sombreamento” ou “teste de obstrução raio-objeto”. O teste de sombreamento é um procedimento crucial em qualquer método de traçado de raios, estando a velocidade de execução do método diretamente relacionada com a eficiência na implementação desse teste. Detalhes sobre testes de sombreamento podem ser encontrados em [3, 11]. A obstrução de um raio por elementos do cenário pode ocorrer de duas formas, ou por face ou por aresta. Entretanto, de acordo com o mecanismo de propagação ao qual se deseja avaliar, existem três tratamentos distintos, são eles:

- **Reflexão e Transmissão:** O raio atinge uma região qualquer do polígono que constitui uma face que não seja uma de suas arestas. A partir do raio incidente na face, surgem dois novos raios, um refletido e um duplamente refratado (transmitido). A determinação dos vetores diretores e campos associados a estes novos raios foram descritos no Capítulo 2.

Como na situação de recepção direta (raio recebido), se a implementação prevê a realização de testes de limiar, o teste deve ser realizado quando os dois novos raios (refletido e transmitido) são gerados. Para o raio refletido, o teste não deve ser realizado exatamente sobre a superfície da face, pois as soluções de campo não são definidas para tal situação. Pelo mesmo motivo, para o raio transmitido o

campo não deve ser calculado exatamente sobre a face oposta à face de incidência. Se o resultado do teste de um dos raios (ou ambos) não for favorável, o raio correspondente é descartado. Com resultado do teste favorável, ou se a verificação de limiar de campo não for implementada, os raios são efetivamente lançados a partir dos seus pontos origem. Ambos os raios estarão sujeitos a serem recebidos por um ponto de recepção e continuar em propagação, e a sofrerem obstrução por algum outro obstáculo do cenário.

- **Propagação em Ambientes Florestais:** O raio atinge uma região qualquer do polígono que constitui uma face do bloco florestal. O raio é tido para prosseguir seu percurso natural (mesma trajetória) propagando-se no interior do bloco até encontrar outra face do mesmo. Novamente o raio é tido para prosseguir seu trajeto natural (agora no exterior do bloco) e continuar a estar sujeito a todos os mecanismos de propagação definidos no modelo. O bloco florestal funciona como um bloco “invisível” ao raio, não alterando a sua trajetória. Entretanto, todas as informações de interseção com blocos florestais são armazenadas no histórico dos raios, para que seja possível na recepção dos mesmos, se calcular a atenuação provida por cada bloco atravessado, segundo o modelo biofísico descrito no Capítulo 2. É importante salientar que no modelo proposto neste trabalho as arestas dos blocos florestais não são consideradas como difratoras, ou seja, não são capazes de gerar raios difratados.
- **Difração:** O raio atinge uma aresta (conforme procedimento descrito na Seção 3.2.3.1). De acordo como apresentado no Capítulo 2, serão gerados, além do(s) raio(s) refletido(s), raios difratados que preencherão uma porção da superfície de um cone com vértice no ponto de difração (*cone de Keller*). A partir do raio incidente na aresta serão criados raios sobre este cone preenchendo o espaço angular exterior à aresta conforme a lei da difração [3]. O intervalo angular entre os raios difratados deverá ser tão menor quanto maior for a precisão desejada, atentando para o custo computacional envolvido. A princípio, pode ser utilizado o mesmo intervalo α definido para o lançamento de raios da antena transmissora. Entretanto, no modelo proposto é considerado que raios difratados são gerados com uma separação angular fixadas em $2\alpha_{max}$ para a primeira difração, $3\alpha_{max}$ para a

segunda e assim por diante. Este decréscimo na resolução dos raios difratados, de acordo com o número de difrações, reduz drasticamente o consumo de memória e de processamento. Observou-se que esse procedimento não afeta substancialmente a precisão de predição do modelo, se for adotada uma resolução inicial muito alta (*i.e.*, $\alpha = \alpha_{max}$ muito pequeno). A determinação dos vetores diretores e campos associados aos raios difratados foram descritos no Capítulo 2.

Caso seja implementado o teste de limiar, o campo difratado associado a cada raio gerado deverá ser calculado em um ponto diferente do ponto de difração (pois, aí, o campo não é definido) para verificar se o valor de campo é maior ou igual ao limiar estabelecido. Se o resultado do teste não for favorável, o raio é descartado, caso contrário, ou se o teste de limiar de campo não for implementado, o raio difratado é efetivamente lançado a partir do seu ponto origem, que é o ponto de difração. Todos os raios difratados lançados estarão sujeitos a serem recebidos por um ponto de recepção e continuarem em propagação, e a sofrerem obstrução por algum outro obstáculo do cenário.

3.3.4 Etapa 4: Determinação de Campos

Uma vez determinado um percurso de raio entre a fonte e um ponto de recepção, o campo elétrico deverá ser calculado através das expressões apresentadas no Capítulo 2, conforme os mecanismos presentes no percurso (espaço-livre, reflexão, transmissão, difração ou propagação em ambiente florestal). Após a determinação de todos os percursos envolvidos, cada ponto de recepção terá um valor total de campo, dado pelo somatório dos campos obtidos através de cada percurso que oferece contribuição de campo àquele ponto. O procedimento de determinação de campos é descrito a seguir.

O vetor campo elétrico devido a um raio recebido pela antena receptora é dado por:

$$\mathbf{E}_{Rx} = \mathbf{E}E_0(\theta, \phi) \quad (3.7)$$

onde \mathbf{E} é o vetor campo elétrico que chega à antena receptora e $E_0(\theta, \phi)$ é obtido a partir do diagrama de radiação da antena receptora, da mesma forma apresentada para o diagrama da antena transmissora quando da definição da expressão 2.9, no Capítulo 2.

Em cada ponto de recepção, é calculado o módulo do campo total recebido (valor de pico) em [V/m], através da seguinte expressão:

$$|\mathbf{E}_{total}| = E_R = \sqrt{|E_X|^2 + |E_Y|^2 + |E_Z|^2} \quad (3.8)$$

onde E_X , E_Y e E_Z são o somatório das componentes x, y e z, respectivamente, do vetor campo elétrico de todos os raios recebidos no ponto de recepção, com “*” denotando o complexo conjugado.

Obtida a magnitude do campo total recebido, a potência recebida em [W] pode ser determinada por:

$$P_{Rx} = \left(\frac{E_R \cdot \lambda_0}{2\pi} \right) \frac{G_{Rx}}{240} \quad (3.9)$$

onde E_R é campo recebido, em [V/m], dado pela Eq.(3.8), λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre em [m] e G_{Rx} é o ganho máximo de antena receptora. Ou ainda, em [dBm], por:

$$P_{Rx}[dBm] = 20 \log E_R + 20 \log \lambda_0 + 10 \log G_{Rx} - 9,77 \quad (3.10)$$

com E_R em [V/m], λ_0 em [m] e G_{Rx} adimensional.

3.4 Raios Provenientes do Mecanismo de Espalhamento Difuso

Os raios provenientes do modelo de espalhamento difuso são criados em procedimentos externos ao algoritmo SBR 3D descrito neste capítulo. A seguir, o algoritmo de espalhamento difuso é apresentado, podendo ser realizado antes ou após o algoritmo SBR, pois os mesmos são independentes. O agrupamento dos resultados das duas abordagens é realizado em uma fase de pós-processamento, conforme será descrito adiante em seção específica.

3.4.1 Algoritmo de Espalhamento Difuso

Para cada fonte (Tx), devem ser identificadas as faces do cenário que potencialmente podem gerar um percurso Tx-face-Rx envolvendo espalhamento difuso. Esta identificação é realizada através de testes de visibilidade do Tx com as faces do cenário. Após este procedimento, é gerada então uma lista de faces potenciais. Para cada face da lista é testado se existe um raio espalhado que atinja os pontos de recepção determinados. Então, dado uma fonte (Tx) e um Rx, o algoritmo de espalhamento difuso proposto se resume em:

1. Testar se a face é considerada “próxima” ou “distante” (de acordo com a Seção 2.5);
 - (a) Se for “distante”:
 - i. Fazer teste de visibilidade do Rx para com a face. Se não houver visibilidade (face de costa para o Rx), passar para a outra face da lista e voltar para a etapa 1;
 - ii. Testar quanto à obstrução o raio que parte da fonte ao baricentro da face e do raio que parte do baricentro da mesma ao respectivo Rx. Em caso de obstrução de qualquer um dos casos acima, passar para a outra face da lista e voltar para a etapa 1;
 - iii. Armazenar o percurso para o referido Rx;
 - iv. Passar para outra face da lista e voltar para a etapa 1;
 - (b) Se for “próxima”:
 - i. Fazer teste de visibilidade do Rx para com a face. Se não houver visibilidade (face de costa para o Rx), passar para a outra face da lista e voltar para a etapa 1;
 - ii. Dividir a face em pequenas quadrículas e estabelecer seus respectivos baricentros. Armazenar estas informações em uma lista de quadrículas;
 - iii. Dada uma quadrícula da lista, testar quanto à obstrução o raio que parte da fonte ao baricentro da referida quadrícula e do raio que parte do baricentro da mesma ao respectivo Rx. Em caso de obstrução de qualquer um dos casos acima, passar para a outra quadrícula da lista e realizar esta etapa novamente. Se a lista de quadrículas acabar, passar para outra face e voltar para a etapa 1;
 - iv. Armazenar o percurso para o referido Rx;
 - v. Passar outra quadrícula da lista e voltar para o item iii.
2. Calcular os campos provenientes de todos os percursos armazenados para cada Rx, de acordo com o modelo de espalhamento difuso dado na Seção 2.5.

3.4.2 Agrupamento de Resultados SBR e ER

O agrupamento de resultados providos entre as abordagens SBR e ER é realizado em uma fase de pós-processamento, devendo considerar os seguintes aspectos:

- Os campos providos pelo modelo SBR são ditos coerentes, pois consideram além da amplitude dos campos, a polarização e a fase dos mesmos. Já os campos providos pela abordagem ER são ditos incoerentes, justamente por considerarem apenas a informação de amplitude dos campos. Assim, para se somar as contribuições das duas abordagens, deve-se ou atribuir uma polarização e fase arbitrárias aos percursos de raios providos pelo modelo ER e somar as contribuições das duas abordagens de forma coerente (de acordo como apresentado na Seção 3.3.4), ou realizar a soma incoerente (sem considerar polarização e fase) das contribuições resultantes dos modelos SBR e ER, de acordo com a expressão abaixo:

$$E_{SBR+ER} = \sqrt{E_{SBR}^2 + E_{ER}^2} \quad (3.11)$$

onde E_{SBR} é o módulo da contribuição de campo do modelo SBR dado pela Eq.(3.8) e E_{ER} é o módulo da contribuição do modelo ER dado pela expressão Eq.(2.63).

- É importante enfatizar que a soma incoerente pode gerar interpretações inconsistentes do campo resultante das duas abordagens, dado que os campos SBR e ER, neste caso, nunca seriam interferências destrutivas, o que pode ocorrer na prática. A abordagem por soma coerente pode prover resultados mais realistas, sendo a arbitrariedade da fase e polarização dos campos ER modelada geralmente por distribuições uniformes. Neste caso, podem ocorrer situações onde os campos SBR e ER podem se cancelarem quase que completamente se tiverem fases opostas e amplitudes e polarizações semelhantes.

3.5 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foi apresentado o tratamento de traçado de raios dado ao modelo de propagação implementado. Algumas estratégias e procedimentos geométricos especiais foram criados para possibilitar o mapeamento tridimensional dos percursos de propagação envolvidos, principalmente para os casos envolvendo difrações. Esta abordagem geométrica permitiu a implementação de um modelo SBR *Full 3D*. Adicionalmente, foi estabelecida a incorporação de raios provenientes dos mecanismos de propagação de ondas em blocos florestais e de espalhamento difuso.

No próximo capítulo serão apresentadas as principais técnicas de aceleração computacional empregadas no modelo de traçado de raios implementado.

Referências Bibliográficas

- [1] Schettino, D. N. e Moreira F. J. S., “Um algoritmo eficiente para o traçado de raios na predição de cobertura radioelétrica em ambientes urbanos, ” *X Conferência Brasileira de Microondas e Optoeletrônica*, Recife, PE, Brasil, pp. 196-200. Agosto de 2002.
- [2] Balanis, C. A., *Advanced Engineering Electromagnetics*, New York: Wiley, 1989.
- [3] Cátedra, M. F. and Arriaga, J. P. , *Cell Planning for Wireless Communications*, Artech House - Mobile Communications Series, 1999.
- [4] Chen, Z., Delis, A., Bertoni, H.L., “Radio-wave propagation predictions using ray-tracing techniques on a network of workstations (NOW),” *J. Parallel Distrib. Comput.*, 64 (2004) 1127-1156.
- [5] Huttunen, P., Ikonen, J., Porras, J. and Sipila, K., “Parallelization of propagation model simulation,” *Science Technology: Science and Art. 10th European Simulation Symposium'98*, Nottingham, UK, October 1998.
- [6] Huttunen, P., Porras, J., Ikonen, J. and Sipila, K., “Using cray T3E for the parallel calculation of cellular radio coverage,” *Proceedings of the Eurosim'98*, Helsinki, Finland, April 1998, pp. 27-32.
- [7] He, J., Verstak, A., Watson, L.T., Rappaport, T.S., Anderson, C.R., Ramakrishnan, N., Shaffer, C.A., Tranter, W.H., Bae, K. and Jiang, J., “Global optimization of transmitter placement in wireless communication systems,” *A. Tentner (Ed.), Proceedings of the High Performance Computing Symposium 2002. Society for Modeling and Simulation International*, San Diego, CA, 2002.

-
- [8] Verstak, A., He, J., Watson, L.T., Rappaport, T.S., Anderson, C.R., Bae, K., Jiang, J. and Tranter, W.H., "S⁴W: globally optimized design of wireless communication systems," *Proceedings of the International Parallel and Distributed Processing Symposium (IPDPS'02)*, Fort Lauderdale, Florida, April 2002.
- [9] Cavalcante, A. M., Sousa, M. J., Costa, J. C. W. A., Francês, C. R. L. and Cavalcante, G. P. S., "A new computational parallel model applied in 3D ray-tracing techniques for radio-propagation prediction," *2006 Asia Pacific Microwave Conference (APMC 2006)*, Yokohama, Japan.
- [10] Seidel, S.Y. and Rappaport, T.S., "Site-Specific Propagation Prediction for Wireless In-Building Personal Communication System Design," *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, vol. 43, no. 4, Nov. 1994.
- [11] 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.
- [12] Ramirez, L.A.R., "Técnica de lançamento de raios em três dimensões para a previsão de cobertura em ambientes micro-celulares," *Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica - PUC/RIO*, Rio de Janeiro, Setembro de 2002.
- [13] Tenenbaum, R. A., Slama, J. G. and Ballesteros, M. L., "Numerical simulation of room acoustics: a new approach for source modelling," *Proceedings 14th International Congress on Acoustics*, Beijing, 1992.
- [14] S.Y. Tan and H.S. Tan, "Modelling and measurements of channel impulse response for an indoor wireless communication system," *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, vol. 142, no. 5, October 1995.
- [15] Zhengqing Yun, Magdy F. Iskander and Zhijun Zhang, "Development of a new shooting-and-bouncing ray (SBR) tracing method that avoids ray double counting," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001*, vol. 1, pp. 464 - 467, 8-13 July 2001.

Capítulo 4

Técnicas de Aceleração Computacional

4.1 Introdução

Para endereçar problemas que sejam computacionalmente intensivos, arquiteturas e estratégias de computação têm sido usadas em uma grande gama de áreas de aplicação, incluindo sistemas de banco de dados de grande porte, cálculos científicos, computação gráfica, multimídia, previsão de propagação de ondas, simulações de sistemas (e.g. sistemas de telecomunicações), etc [1].

Na área de telecomunicações, mais especificamente no problema de interesse deste trabalho (rádio-propagação), técnicas de traçado de raios são reconhecidamente modelos que exigem muito em termos de recursos computacionais (processamento e memória), especialmente para modelos tridimensionais e quando as dimensões e principalmente o número de faces do cenário crescem. Para minimizar a utilização de recursos computacionais e tornar a execução do programa que implementa uma técnica de traçado de raios mais rápida, tentando sempre não comprometer com isso a qualidade dos resultados gerados, são utilizadas técnicas denominadas de Técnicas de Aceleração Computacional.

Embora existam técnicas de aceleração para os vários procedimentos que compõem um algoritmo de traçado de raios, as propostas apresentadas neste capítulo se baseiam em duas abordagens:

- Pré-Processamento da Base de Dados do Cenário
- Processamento Paralelo

4.2 Pré-processamento da Base de Dados do Cenário

Técnicas de aceleração relacionadas com o pré-processamento da base de dados do cenário visam principalmente à redução do tempo gasto no procedimento de teste de sombreamento (teste de interseção raio-objeto). Essa é a etapa mais demorada em uma técnica de traçado de raios, sendo, então, o principal alvo das tentativas de otimização de algoritmos de traçado de raios. É importante salientar que mesmo usando tais técnicas de aceleração, em ambientes complexos o tempo consumido em testes de interseção raio-objeto pode ser de mais de 90% do tempo total de execução [2].

Quando se implementa uma técnica de traçado de raios sem o uso de nenhum mecanismo de aceleração na análise de obstrução do percurso de um raio, todas as faces do cenário devem ser testadas quanto à interseção com o raio (teste de sombreamento). Com o uso de algum processamento prévio na base de dados do cenário, é possível que não seja necessário testar todas as faces, e, sim, apenas um conjunto delas. Dessa forma, é obtida uma redução no número de testes de sombreamento realizados.

A seguir, serão descritas brevemente algumas abordagens clássicas e as abordagens adotadas neste trabalho no que concerne a pré-processamento da base de dados do cenário.

4.2.1 BSP (*Binary Space Partition*)

Essa técnica particiona o cenário gerando uma estrutura de dados chamada de “árvore BSP”. Essa árvore é função apenas da distribuição geométrica das faces do cenário, sendo, portanto, independente da localização da antena transmissora e dos pontos de recepção. A filosofia dessa técnica é que, uma vez construída a árvore BSP (realizada apenas uma vez para um dado cenário), o tempo de execução restante seja otimizado, através da consulta à árvore a cada teste de sombreamento [2].

4.2.2 SVP (*Space Volumetric Partition*)

Essa técnica é semelhante à BSP, no sentido de que o cenário é também particionado em regiões, independentemente do posicionamento da antena transmissora e dos pontos de recepção. Entretanto, nesta técnica, o cenário é subdividido em volumes, de forma independente da localização das faces do cenário (ao contrário da técnica BSP), gerando o que se denomina “matriz SVP”. Da mesma forma que na técnica anterior, a matriz é gerada uma única vez para o cenário e o objetivo é reduzir o número de faces a serem testadas na realização de testes de sombreamento, através da consulta à matriz SVP [2].

4.2.3 Algoritmo Angular *Z-buffer*

Essa técnica se diferencia das anteriores no aspecto de que a divisão do espaço é dependente do posicionamento da fonte dos raios (e apenas desse parâmetro). Nessa técnica, o espaço angular do cenário em volta da fonte é dividido em regiões angulares, gerando matrizes denominadas de AZB. Através da consulta às matrizes AZB quando da realização de testes de sombreamento, o número de faces a serem testadas será reduzido [2].

4.2.4 Volumes Envolventes (*Bounding Volumes*)

A abordagem adotada neste trabalho para redução do tempo gasto com testes de sombreamento é baseada no conceito de volumes envolventes (*bounding volumes*), oriunda da computação gráfica [3]. Nessa abordagem, os objetos do cenário devem ser envolvidos por algum outro objeto de forma mais simples. O uso de objetos simples, auxiliares, envolvendo outros mais complexos que pertencem ao cenário, permite acelerar o teste de sombreamento porque pode-se calcular primeiro a interseção do raio com o envoltório simples e, caso de não haver interseção, evitar-se esse cálculo para o objeto mais complexo em seu interior. No caso de detectar uma interseção com o envoltório, será necessário repetir-se o cálculo para o objeto envolvido, tornando o cálculo de interseção com o envoltório uma sobrecarga. Na média, o uso desta técnica será amplamente compensadora já que apenas uma pequena parcela dos testes resulta em detecção de interseção [3]. O envoltório padrão adotado neste trabalho foi a esfera, por se tratar do objeto mais simples no cálculo de interseção com raios.

A maneira mais usual de se envolver um objeto a uma esfera é de tornar o objeto inscrito à mesma. Entretanto, para a introdução desse tratamento no modelo de traçado de raios apresentado neste trabalho, algumas adaptações tiveram que ser realizadas. Essas adaptações são referentes ao fato de que, conforme apresentado no Capítulo 3, as arestas são consideradas com sendo formadas por cilindros de recepção, e para que seja possível identificar as arestas difratoras através do teste de interseção raio-aresta (apresentado na Seção 3.2.3.1), o volume da esfera envolvente deve ser ampliado para contabilizar esta nova geometria das arestas, conforme ilustrado na Fig.4.1.

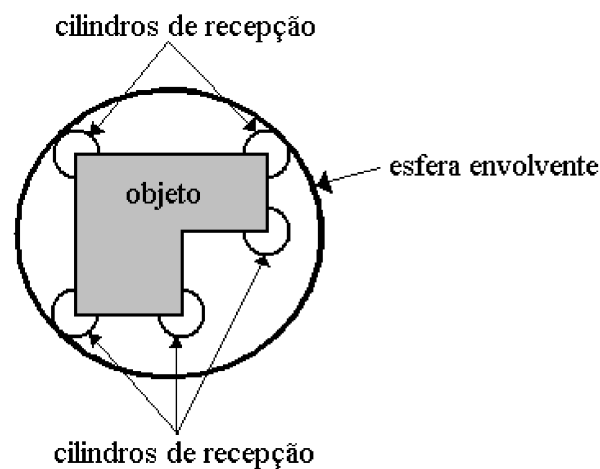


Figura 4.1: Representação da proposta de esfera envolvente expandida para englobar os cilindros de recepção de arestas difratoras (vista 2D).

É importante ressaltar que a Fig.4.1 é apenas usada para ilustrar a necessidade de se envolver também os cilindros de recepção, e não reflete a real dimensão R_c dos cilindros, pois como já abordado no Capítulo 3, R_c é uma variável dependente da distância *unfolded* percorrida pelo raio colocado sob teste de obstrução e da separação angular α adotada. Como esta dependência só pode ser totalmente caracterizada em tempo de execução, a estratégia adotada é de gerar inicialmente esferas envolventes que inscrevem os objetos do cenário, ou seja, sem considerar a particularidade das arestas (cilindro de recepção), e no momento em que os raios são colocados sob avaliação de interseção com uma determinada esfera, calcula-se a dimensão adicional que deve ser acrescida à dimensão original da esfera para que seja possível identificar todas as arestas do objeto envolvido. Como *a priori* não se conhece a orientação do objeto dentro da esfera envolvente, de tal forma de se possa calcular as dimensões R_c de todos os cilindros de cada aresta em relação ao raio sob teste, calcula-se então a maior dimensão R_c

que pode ser obtida por essa determinada configuração. Ou seja, imagina-se que exista um objeto dentro da esfera que apresente uma aresta tal que a dimensão do seu cilindro (R_c) em relação ao raio sob teste torne o volume da esfera envolvente o maior possível. Essa situação é obtida facilmente através do ponto sobre a esfera envolvente que produza a maior distância *unfolded* do raio sob teste, conforme ilustrado na Fig.4.2. Esse procedimento garante que se houver interseção de algum raio com a esfera envolvente de algum objeto, todas as arestas do mesmo possam ser avaliadas efetivamente quanto ao teste de interseção raio-aresta.

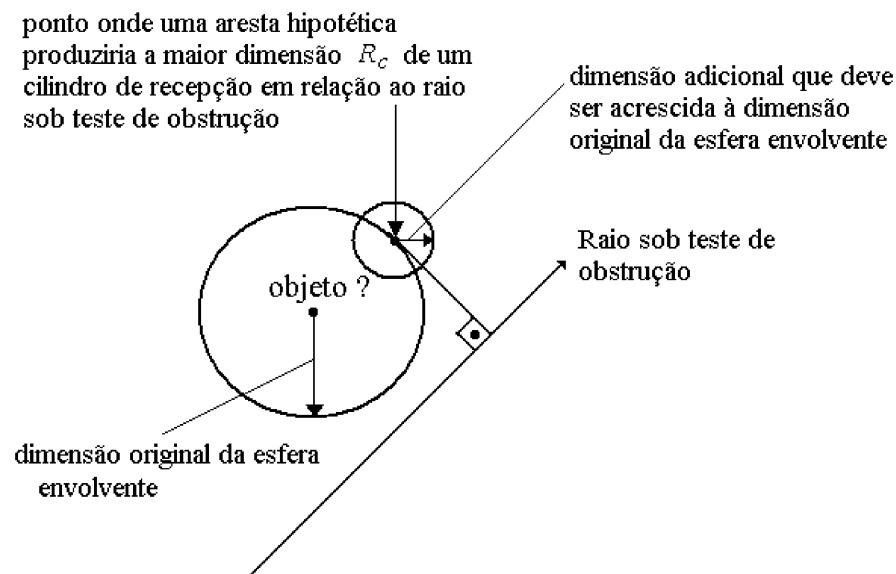


Figura 4.2: Determinação da dimensão da esfera envolvente para englobar os cilindros de recepção.

Essa abordagem por volumes envolventes permite ainda o agrupamento de envoltórios por outros envoltórios, dando origem à chamada árvore hierárquica de envoltórios, conforme mostrado na Fig.4.3. O nó na raiz da árvore engloba todos os outros e define o espaço do cenário. No lançamento de um raio, inicialmente calcula-se sua interseção com o nó da raiz da árvore. Se não for detectada interseção, encerra-se o teste de sombreamento. Caso contrário, verifica-se a interseção deste raio com os nós filhos da raiz e assim sucessivamente até atingir-se nós-folha que contêm objetos.

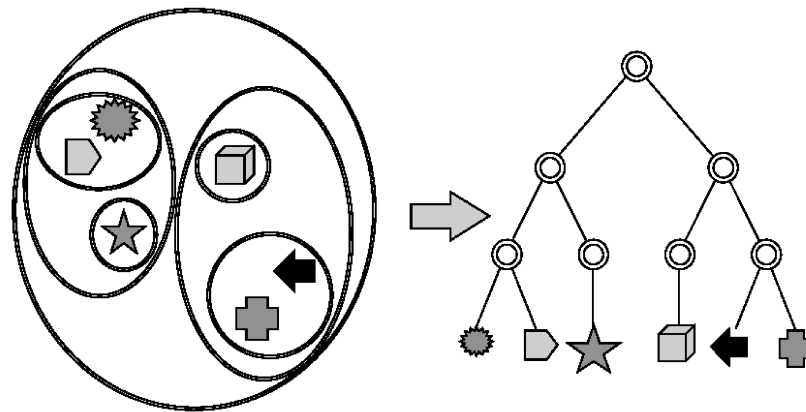


Figura 4.3: Hierarquia de envoltórios.

O uso de envoltórios simples torna a carga de processamento de raios linearmente proporcional ao número de objetos do cenário. Entretanto, sua organização segundo uma hierarquia faz com que esta carga se reduza a uma proporção logarítmica, acelerando os testes de sombreamento [3]. Esta aceleração se dá porque, ao detectar-se a não interseção com um envoltório, todos os sub-envoltórios e objetos contidos no envoltório mais externo podem ser descartados como candidatos a interseção, poupando muitos testes de interseção.

Para um determinado cenário, muitas árvores diferentes podem ser construídas, variando-se a escolha de agrupamentos. O tempo de processamento do algoritmo de traçado de raios é bastante dependente da forma como a árvore é construída.

A construção de boas árvores de envoltórios é, dessa forma, fator determinante para o sucesso desta técnica de aceleração. A proposta usada neste trabalho na construção da árvore se baseia em uma proposta heurística oriunda da computação gráfica [4]. A primeira consideração dessa abordagem é de sempre procurar minimizar a área dos envoltórios criados. Esta consideração é naturalmente atendida na abordagem de esferas envolventes adotadas neste trabalho, pois as mesmas inscrevem os objetos por elas englobados (lembrando sempre a particularidade das arestas já relatada). A ordem em que os objetos são selecionados para inserção na árvore sendo construída também influencia o desempenho da hierarquia. Os melhores resultados na área de computação gráfica foram obtidos quando esta ordem é gerada aleatoriamente [3]. A seleção de diversas tentativas aleatórias pode ser testada já que esta fase de pré-processamento, realizada uma única vez, pode proporcionar grande economia de tempo durante os testes de interseções, realizados milhões de vezes.

As metodologias de aceleração por hierarquias de envoltórios, são, de certa forma, duais àquelas de particionamento do espaço (BSP e SVP por exemplo). Enquanto estas últimas selecionam *regiões do espaço* baseadas em *conjuntos de objetos* as primeiras selecionam *conjuntos de objetos*, baseadas em *regiões do espaço*. Outro aspecto, é que as técnicas de particionamento espacial atuam de forma “*top-down*”, partindo do cenário completo e recursivamente dividindo mais e mais o espaço 3D, enquanto o particionamento de objetos pode partir de objetos individuais que vão sendo agregados em conjuntos e estes a outros, sucessivamente, segundo uma estratégia denominada de “*bottom-up*” [3].

Quanto ao desempenho das implementações baseadas em hierarquias de envoltórios, comparadas àquelas que usam particionamento adaptativo do espaço (partições não uniformes), pode-se dizer que para cada tipo de cenário, uma ou outra terá desempenho superior. Entretanto, experimentos relatados em [3] mostram que a implementação de hierarquias de envoltórios apresentaram tempos médios de 2,6 vezes mais rápidos que os implementados com uma técnica clássica de particionamento espacial adaptativa denominada de “octree”.

4.2.5 Simplificação do Cenário (*Foot-Print Simplification*)

Essa abordagem se baseia no fato de que existem alguns detalhes fornecidos principalmente em bases de dados complexas de cenários que aumentam consideravelmente a carga de processamento de um algoritmo de traçado de raios e não contribuem significativamente para o aumento de precisão do modelo. Esses detalhes podem ser retirados (de acordo com critérios de redução de detalhes previamente definidos) da base de dados através da simplificação da planta-baixa (*foot-print*) dos objetos que constituem o cenário. É importante ressaltar que esse tipo de abordagem exibe um compromisso entre eficiência computacional do algoritmo de traçado de raios e precisão de predição.

A Fig.4.4 ilustra a idéia da simplificação do *footprint* de um objeto e seu respectivo efeito no plano 3D.

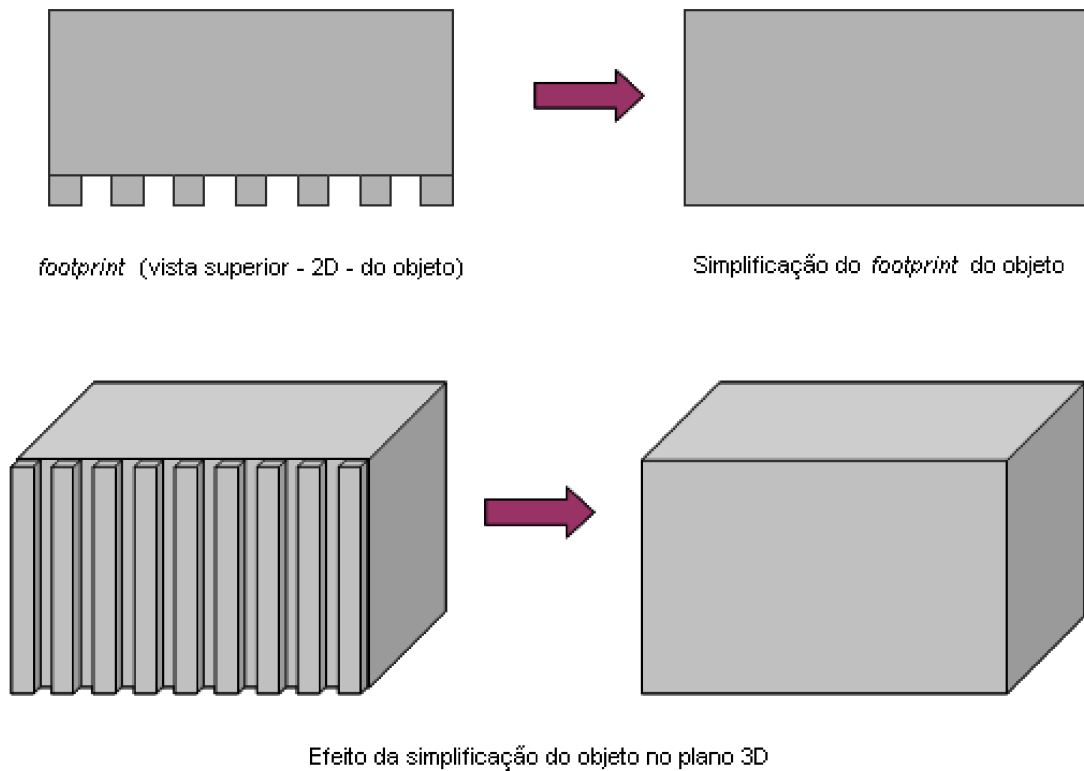


Figura 4.4: Simplificação do *footprint* de um objeto.

Alguns algoritmos de simplificação de planta-baixa de cenários foram inicialmente propostos em [5]. Entretanto, experimentos apresentados na mesma referência mostraram tempos de processamento elevados na execução dos mesmos para alguns casos. Mostrando-se assim, uma potencial necessidade de desenvolvimento de estratégias de paralelização para os algoritmos mencionados.

4.2.6 Redução de Testes de Recepção

O procedimento de recepção de raios (verificação se um determinado raio intercepta as esferas de recepção dos pontos de recepção do cenário) requer também algum tratamento para tentar reduzir o tempo gasto para a realização deste. Quando um número muito grande de pontos de recepção é distribuído em um cenário, se nenhuma estratégia de recepção for adotada, cada raio deverá realizar o teste de recepção para todos os pontos do cenário. A estratégia adotada neste trabalho para se reduzir o número de testes de recepção e, por conseguinte se reduzir o tempo computacional gasto em tais procedimentos, é de se adotar o

conceito de volumes envolventes para os pontos de recepção. Pode-se, desta maneira, fazer com que conjuntos de pontos de recepção sejam agrupados dentro de volumes envolventes, de forma que cada raio em avaliação executaria primeiramente o teste de obstrução com os volumes envolventes, e só em caso de obstrução de algum destes, executaria o procedimento de recepção para os pontos pertencentes ao volume interceptado. Embora se tenha que realizar testes adicionais (com os volumes envolventes), na média, esta estratégia pode se tornar extremamente vantajosa, pois se um raio não interceptar um determinado volume envolvente, evita-se o teste de recepção com todos os pontos pertencentes ao mesmo.

Este conceito de volumes envolventes para pontos de recepção já é usado em algumas abordagens de traçado raios baseadas no método SBR, como em [6]. Entretanto, tais abordagens usam geralmente como volume envolvente padrão o cubo, referenciado nas mesmas como Caixa Envolvente (*Bounding Box*). O grande fator limitante do uso de caixas envolventes é a dificuldade em se obter o tamanho adequado das mesmas. Em [6] é usado um tamanho padrão de 100 m para as caixas envolventes. Entretanto, este valor é bem adaptado para grandes áreas urbanas, sendo que seu uso para pequenas áreas pode conduzir a tempos computacionais até mais elevados que sem o uso dessa abordagem. Embora este valor possa ser fixado para cada caso, o problema da escolha de um valor adequado permanece. Outro problema enfrentado pela escolha de um valor fixo para o tamanho das caixas envolventes é que, se for adotado o conceito de esfera de recepção, cujo tamanho é adaptativo (variável), a dimensão das caixas tem que ser estimada de tal forma que envolva espacialmente o caso onde os pontos de recepção pertencentes à mesma produziram a maior esfera de recepção. Esta determinação só é efetivamente possível em tempo de execução, pois o tamanho das esferas de recepção é avaliado de forma independente para cada raio lançado, e a determinação da maior esfera de recepção produzida só seria possível após a avaliação de todos os raios lançados durante a simulação. Em [6], este problema é contornado pela determinação de um valor fixo para a esfera de recepção, sendo o mesmo calculado através da estimação da maior distância que um raio lançado pode viajar. Embora este critério seja simplista, a escolha de um valor adequado para a esfera de recepção depende de cada caso (ambiente), permanecendo assim, o problema da adoção de valores ótimos.

A estratégia proposta neste trabalho baseia-se em um conceito batizado aqui de Cilindros Envolventes. A idéia destes cilindros é muito semelhante ao conceito de cilindros de recepção usado no procedimento de identificação de arestas difratoras. Nesta nova abordagem, um conjunto de pontos de recepção formadores de um percurso retilíneo pode ser agrupado dentro de um cilindro envolvente, onde o eixo axial do mesmo deve conter os pontos de recepção envolvidos. Esta idéia pode ser ilustrada através da Fig.4.5, onde o seguimento de reta AB contém os pontos de recepção envolvidos pelo cilindro. Os pontos A e B são, respectivamente, o primeiro e o último ponto de recepção do percurso retilíneo. É importante observar que o cilindro envolvente é também adaptativo (variável) e é determinado da mesma forma que para o cilindro de recepção. Outro aspecto a ser observado é que cada cilindro apresenta, na verdade, duas calotas esféricas, uma na base e outra no topo. Isto se deve ao fato do cilindro ter que envolver as esferas envolventes dos pontos de recepção que estão nos pontos A e B , respectivamente.

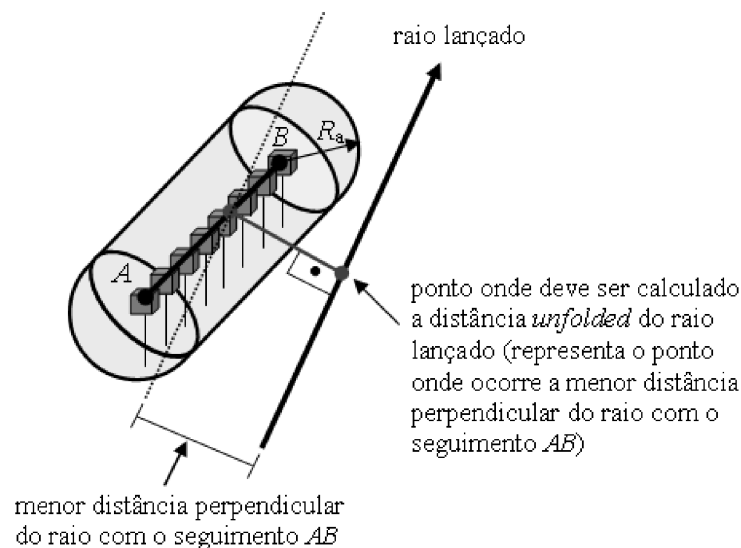


Figura 4.5: Conceito de cilindro envolvente.

Os pontos (no raio e no cilindro) onde será determinada a dimensão R_a do cilindro envolvente são obtidos como segue: Para cada raio em avaliação, determina-se a menor distância perpendicular do mesmo em relação ao seguimento de reta AB do cilindro. Esta menor distância ocorrerá em algum ponto sobre o raio em questão e sobre algum ponto no seguimento AB do cilindro. O ponto sobre o raio será usado para se calcular a distância *unfolded* ($d_{unfolded}$) do mesmo em relação ao ponto no cilindro.

Com base na distância *unfolded* do raio e seu espaçamento angular α , determina-se então R_a através de

$$R_a = \frac{\alpha d_{unfolded}}{\sqrt{3}} \quad (4.1)$$

É importante comentar que a Eq.(4.1) é a mesma expressão usada para o cálculo da dimensão do cilindro de recepção e da esfera de recepção. Se a menor distância entre o raio e o seguimento de reta AB do cilindro for menor ou igual à dimensão R_a , então considera-se que o raio interceptou o referido cilindro, sendo então necessário realizar-se os testes de recepção para os todos os pontos de recepção pertencentes ao cilindro envolvente. Como o tamanho do cilindro envolvente é adaptativo, o problema de um pré-dimensionamento deste tipo de envoltório é eliminado. A única limitação aparente desta abordagem é o fato de ter que se envolver apenas pontos de recepção em percursos retilíneos. Entretanto, tal situação é bastante comum em vários casos. Além disso, se um determinado cenário tiver percursos mistos envolvendo retas e curvas, pode-se continuar usando a abordagem para os trechos retilíneos e deixar os trechos curvilíneos sem envoltórios. Ainda sim, esta estratégia pode ser muito vantajosa, haja vista que os percursos retilíneos geralmente predominam em relação aos outros tipos de configuração.

Embora não exista nenhuma regra geral para a construção de envoltórios de recepção, algumas questões devem ser comentadas. São elas:

- **Uso de cilindros Envolventes:** É interessante usar a abordagem de cilindros envolventes apenas se o número de pontos de recepção for relativamente grande, pois caso contrário, a estratégia pode não resultar na redução de número de testes, podendo até mesmo aumentar o tempo computacional gasto nos mesmos. Segundo [6], um bom critério de escolha entre o uso desta abordagem ou não é se o número de pontos de recepção for maior que 25.
- **Construção dos Cilindros Envolventes:** Em um cenário com vários percursos de recepção retilíneos, onde existam diversas formas de construção dos cilindros envolventes, deve-se procurar atender o seguinte critério de óptimalidade:

- Tentar criar o menor número possível de cilindros envolventes com o maior número possível de pontos de recepção por cilindro. Este critério é baseado no fato de que, se um número menor de cilindros envolventes for criado, pode-se reduzir de forma mais efetiva o número de testes adicionais requeridos por cada raio lançado. Ao mesmo tempo, se um número maior de pontos de recepção por cilindro envolvente for designado, pode-se reduzir drasticamente o número de testes com esferas de recepção, pois no caso de um cilindro envolvente não vir a ser interceptado por um raio lançado, um maior número de pontos de recepção deixarão de ser avaliados.

A Fig.4.6 exemplifica como se é obtida a redução do número de testes de recepção usando-se o conceito de cilindros envolventes.

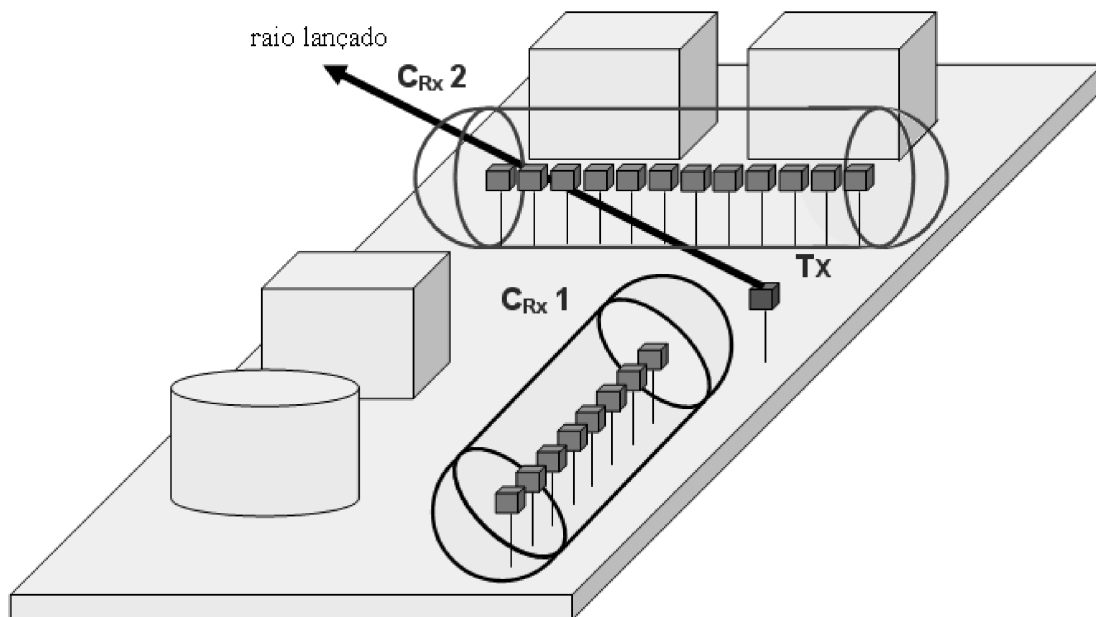


Figura 4.6: Geometria para análise da estratégia de redução de testes de recepção.

No cenário apresentado na Fig.4.6, existem 20 pontos de recepção que foram agrupados em dois cilindros envolventes (designados de C_{RX_1} e C_{RX_2}). Se nenhuma estratégia de redução de testes de recepção for adotada, o raio (vide Fig.4.6) teria que realizar 20 testes de recepção com esferas (um teste para cada ponto de recepção). Com o uso dos cilindros envolventes conforme esquematizado na Fig.4.6, o raio teria que realizar primeiramente 2 testes de obstrução adicionais (um para cada cilindro). Como no caso o raio interceptou o cilindro envolvente C_{RX_2} , o raio teria que realizar testes de recepção apenas com os pontos de recepção

envolvidos pelo referido cilindro, no caso 12. Assim, o número total de testes com o uso de cilindros envolventes seria 14 (2 com cilindros envolventes e 12 com esferas de recepção) e sem o uso desta abordagem seria 20 com esferas de recepção (com todos os pontos de recepção considerados). Embora o custo de avaliação de um teste com cilindros envolventes e com esferas de recepção seja diferente, houve uma redução do número de testes de 30% (6 testes). Mesmo que o custo de avaliação de um teste com cilindros envolventes seja duas vezes ao de um teste com esferas de recepção (o que não é verdade, são bem próximos), ainda teríamos redução, pois neste caso, a avaliação dos dois (02) cilindros equivaleria então a quatro (04) esferas de recepção, perfazendo um total equivalente de 16 esferas de recepção com o uso da abordagem de cilindros contra 20 sem uso da mesma. Ter-se-ia ainda uma redução de 20% do número de testes realizados. Não haveria redução (e sim aumento) no número de testes apenas quando um raio interceptasse os dois cilindros envolventes, perfazendo um total de 22 testes (2 para os cilindros envolventes, 8 para as esferas de recepção do C_{RX_1} e 12 para as esferas de recepção do C_{RX_2}). Entretanto, na média, o ganho obtido com os demais casos (que serão maioria) torna o ganho resultante muito alto (se forem atentados para os critérios de criação de envoltórios e de óptimalidade descritos anteriormente).

Aliada as técnicas de pré-processamento da base de dados, outra abordagem que vêm sendo recentemente empregada para contornar o problema de recursos computacionais requeridos por técnicas de traçado raios, é o uso de processamento paralelo. A grande dificuldade dessa abordagem é paralelizar eficientemente o código computacional. A seguir, será mostrada a filosofia dessa abordagem e por fim serão propostas estratégias para tornar eficiente a paralelização do código do algoritmo SBR 3D proposto neste trabalho.

4.3 Processamento Paralelo

A paralelização é uma estratégia utilizada em computação para se obter resultados mais rápidos de grandes e complexas tarefas. Uma grande tarefa pode ser executada serialmente ou paralelamente, dividida em partes da seguinte forma [7]:

1. Identificam-se tarefas menores no interior da tarefa maior a ser paralelizada;
2. Distribuem-se as pequenas tarefas por entre vários “trabalhadores”, que irão executá-la simultaneamente;
3. Coordenam-se os “trabalhadores”.

Para se decompor um programa em pequenas tarefas a serem executadas em paralelo, primeiro é necessário distinguir a decomposição funcional da decomposição de domínio. Na primeira, o problema é decomposto em diferentes tarefas que serão distribuídas por entre múltiplos processadores para execução simultânea. Essa técnica é adequada a um programa dinâmico e modular. Cada tarefa será um programa diferente. Na decomposição de domínio, os dados são decompostos em grupos que serão distribuídos por entre múltiplos processadores que executarão, simultaneamente, um mesmo programa [7]-[9].

Seja qual for a forma de decomposição escolhida, deve-se garantir o balanceamento de carga. A distribuição das tarefas por entre os processadores deverá ser sempre de maneira tal que o tempo da execução das partes seja o mais uniforme possível. Se essa exigência não for satisfeita, o desempenho do programa paralelo será menor, pois o tempo total da aplicação será determinado pelo processo mais demorado.

Dentre os diversos modelos de arquiteturas paralelas, os baseados em *clusters* têm sido largamente usados em diversas aplicações. Esta utilização expressiva deve-se principalmente a relação custo/benefício proporcionada por tais arquiteturas. Entende-se por *cluster* a máquina paralela cujo princípio básico é o emprego de uma rede de baixo custo, porém de alto desempenho, interligando nós que podem possuir mais de um processador. É geralmente classificado em dois tipos: aquele em que os nós são estações de trabalho, conhecidas por COW (*Clusters of Workstations*); e aqueles em que os nós são computadores pessoais (*Clusters of PCs*). Uma característica importante destas máquinas é que os processadores são máquinas comuns e completas, às vezes com todos os periféricos. Os sistemas operacionais comumente empregados nessas arquiteturas são o Linux para PCs e Unix para estações [8].

A proposta de paralelização apresentada neste trabalho é baseada nas prerrogativas dos *clusters* de PCs, tendo como respaldo outros trabalhos realizados pelo grupo de pesquisa utilizando computação paralela, tais como a síntese de grades de Bragg em fibra [10] e aplicações de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo [11].

4.3.1 Concepção do Modelo Paralelo de Traçado de Raios 3D

Para algoritmos de traçados de raios baseados na técnica SBR, o elemento fundamental e ativo é o raio. Cada raio é criado de forma independente e também interage independentemente com os obstáculos do cenário (por exemplo, paredes, tetos, prédios, etc) até que sua energia associada se torne suficientemente pequena ou até que o número máximo de interações permitidas seja alcançado, tal que o raio possa ser descartado. Sendo todo o esforço computacional associado aos objetos “raio”, e sendo esses tão independentes uns dos outros, pode-se imaginar uma estratégia de paralelização do algoritmo SBR na qual os raios são simplesmente distribuídos entre os vários nós processadores que formam a arquitetura paralela (*cluster*). Apenas a base de dados do cenário, antenas transmissora e receptora seriam compartilhadas, porém estes objetos poderiam ser replicados e suas cópias mantidas fisicamente na memória principal de cada nó do *cluster*. Assim, uma importante questão pode ser levantada: sendo os raios absolutamente independentes uns dos outros, não há necessidade de comunicação entre os nós processadores do *cluster* durante a etapa de simulação de lançamentos de raios; etapa esta que concentra praticamente todo o custo computacional do programa SBR.

Sem a necessidade aparente de comunicação, a eficiência de paralelização seria teoricamente sempre de 100%, independentemente da quantidade de processadores utilizados. Entretanto, problemas associados a particularidades no processo de simulação dos raios (geração de novos raios) podem comprometer o balanceamento da carga entre os nós processadores, reduzindo assim a eficiência teórica idealizada.

De acordo com o algoritmo SBR, o processamento de um raio consiste na efetivação de repetitivos testes de interceptação deste com as faces e arestas que compõem o cenário. Essa tarefa não só demanda algum custo computacional, como também gera novos raios. Quando um raio atinge uma superfície como, por exemplo, a parede de um prédio, o algoritmo passa a considerar mais dois raios resultantes: o refletido e o refratado. Porém, quando um raio atinge uma aresta, como uma borda (quina) resultante junção entre duas paredes, teoricamente deveria ocorrer a geração de infinitos raios devido à difração. Na prática, o algoritmo gera uma quantidade finita de raios, tanto maior quanto mais acurada for a precisão imposta ao modelo. A geração de novos raios para cada mecanismo de propagação é ilustrado na Fig.4.7.

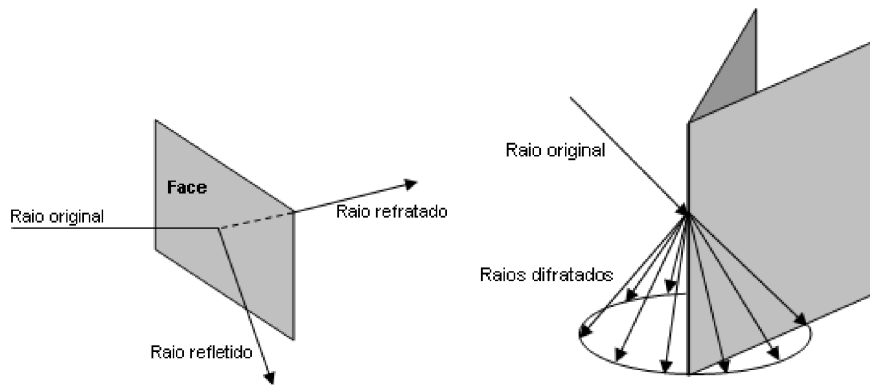


Figura 4.7: Geração de novos raios de acordo com os mecanismos de propagação.

A geração de novos raios é progressiva e de crescimento exponencial. Porém, a partir do momento em que a energia dos raios descendentes atinge valores suficientemente pequenos ou o número máximo de interações permitida seja alcançado, a taxa de “mortalidade” de raios começa a superar a taxa de “natalidade”, e o tamanho da população de raios passa a reduzir ao invés de aumentar. O número máximo de raios gerados depende fundamentalmente da complexidade do cenário e do número máximo de iterações permitidas.

Como a estratégia de paralelização inicialmente idealizada prescreve a divisão dos raios, uma solução simplista seria a divisão espacial dos raios iniciais entre os nós da arquitetura de computação paralela (*cluster*), ficando cada nó responsável pelo processamento dos raios designados para seu domínio (região espacial) e seus descendentes. Porém, pode ocorrer que um desses domínios esteja voltado para uma região do espaço repleta de obstáculos, enquanto outro esteja voltado para uma região absolutamente vazia. Assim, dois raios disparados em direções diferentes podem gerar um número diferente de raios derivados, já que normalmente os cenários não são homoganeamente distribuídos. Nesse caso, o balanceamento de carga seria comprometido, penalizando a estratégia de paralelização. A Fig.4.8 ilustra o processo de divisão espacial de raios iniciais entre uma arquitetura de computação paralela formada por 4 (quatro) nós processadores. Neste caso, os nós designados como “Nó 02” e “Nó 04” seriam responsáveis por executarem o algoritmo SBR para raios iniciais com pouco potencial de geração de novos raios, pois os mesmos estão apontados para regiões com poucos objetos (nenhum no caso de “Nó 04”). Entretanto, os nós designados como “Nó 01” e “Nó 03” serão responsáveis por raios iniciais apontados para regiões com mais de 1 (um) objeto, o que torna tais nós potencialmente responsáveis pela geração e processamento de novos raios.

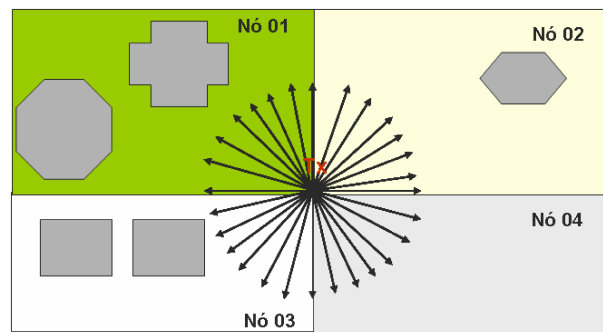


Figura 4.8: Distribuição espacial de raios iniciais entre os nós de uma arquitetura paralela.

Para solucionar esse problema seria preciso conhecer antecipadamente qual seria o comportamento de cada raio gerado a partir da antena transmissora. Infelizmente esse comportamento só pode ser determinado através da simulação dos raios, que é justamente o problema a ser resolvido. Porém, seria possível realizar um balanceamento adaptativo do problema, dividindo continuamente os raios entre os nós processadores à medida que os raios são processados. Na prática esse “balanceamento adaptativo” exigiria intensa comunicação entre os nós, justamente o que se deseja evitar. Além disso, a implementação computacional dessa abordagem exigiria algum paradigma de passagem de mensagem, tais como MPI [9] e PVM [12] para realizar a troca de informação entre os nós da arquitetura paralela, tornando evidentemente, uma solução mais complexa. Em [1], conforme já mencionado no Capítulo 1, a estratégia de paralelização apresentada faz uso de bibliotecas de passagem de mensagens (MPI) e de paradigmas de computação como o de mestre/escravo e o de fases paralelas (*parallel phases* - [8]), para distribuir a carga de trabalho entre os nós de um *cluster* de estações de trabalho (COW - *Cluster of Workstations*). Experimentos realizados na mesma referência mostraram que essa abordagem apresenta um *speedup* próximo do linear para a maioria dos casos simulados. Entretanto, ela utiliza sempre um nó adicional (denominado de mestre) para fazer a gerência do processo de paralelização inteiro. Além disso, a complexidade estrutural da mesma faz com que sua implementação computacional não seja trivial. Assim, a solução aparente para o problema de comunicação entre os nós é descobrir uma maneira de distribuir corretamente os raios iniciais conhecidos, oriundos da antena transmissora, entre os vários nós processadores.

A proposta defendida neste trabalho é formar o conjunto de raios designado para cada nó através de uma escolha aleatória efetuada sobre todos os raios que compõem a fonte transmissora. Dessa forma, cada região espacial do cenário interagiria com raios cujo processamento seria de responsabilidade de nós processadores variados, ponderando de forma mais igual, o efeito da não homogeneidade espacial do cenário. A distribuição aleatória dos raios seria mais eficiente quanto maior for o número total de raios emitidos, exatamente o caso quando mais se justifica o uso da computação paralela.

De maneira análoga à estratégia de distribuição de raios iniciais proposta, pode-se também estruturar uma estratégia paralela para o procedimento de avaliação de campos. Como os pontos de recepção são independentes uns dos outros, cada nó da arquitetura paralela poderia ficar responsável pela avaliação de campos de um determinado conjunto de pontos de recepção. Entretanto, a distribuição igualitária da carga de processamento entre nós também sofreria problemas no sentido que alguns pontos de recepção apresentariam um número maior de raios recebidos do que outros, penalizando assim, o cálculo de campos dos nós responsáveis pelos mesmos. Assim, defende-se a formação de um conjunto de pontos de recepção designado para cada nó através de uma escolha aleatória efetuada sobre todos os pontos de recepção definidos. Dessa forma, cada nó seria responsável por avaliar campos de pontos de recepção com diferentes cargas de processamento, equalizando assim, a carga total entre os nós.

É importante ressaltar que as estratégias de paralelização apresentadas até agora são válidas apenas para o algoritmo SBR *Full 3D*. Para se contemplar na totalidade o modelo paralelo de traçado de raios 3D proposto, deve-se estabelecer uma estratégia de paralelização também para o algoritmo de espalhamento difuso (ER) (Seção 3.4.1). Nesse sentido, defende-se neste trabalho a seguinte estratégia: cada nó da arquitetura paralela fica responsável em realizar o algoritmo ER apenas para um conjunto de pontos de recepção. A designação de quais pontos de recepção que ficarão sob responsabilidade de cada nó pode seguir a mesma estratégia proposta para o procedimento de avaliação de campos. Ou seja, o mesmo conjunto de pontos de recepção designado aleatoriamente para um determinado nó poderá ser usado tanto para avaliação de campos do algoritmo SBR quanto para a realização do algoritmo de espalhamento difuso. Os mesmos comentários já realizados a respeito da distribuição de carga de processamento entre os nós para o caso da avaliação de campos permanecem válidos.

A seguir, os aspectos de implementação computacional do modelo paralelo serão dados.

4.3.2 Implementação do Modelo Paralelo de Traçado de Raios 3D

A implementação computacional do modelo paralelo de traçado de raios 3D proposto foi esquematizada em estágios conforme ilustrado na Fig.4.9. A idéia básica deste esquema é que após uma fase de pré-processamento de arquivos de entrada, a carga de processamento total poderá ser dividida entre os nós que compõem a arquitetura paralela (*cluster* de PCs), através de uma distribuição aleatória entre os mesmos, dos raios iniciais a serem lançados e dos pontos de recepção a serem avaliados. A eficiência dessa abordagem é garantida através da independência das entidades envolvidas (raios e pontos de recepção) e da forma de distribuição (aleatória). Conforme já mencionado anteriormente, a abordagem aleatória tende a ser mais eficiente no aspecto de balanceamento de carga quanto maior for o número total de raios emitidos e de pontos de recepção considerados, exatamente o caso quando mais se justifica o uso da computação paralela [7].

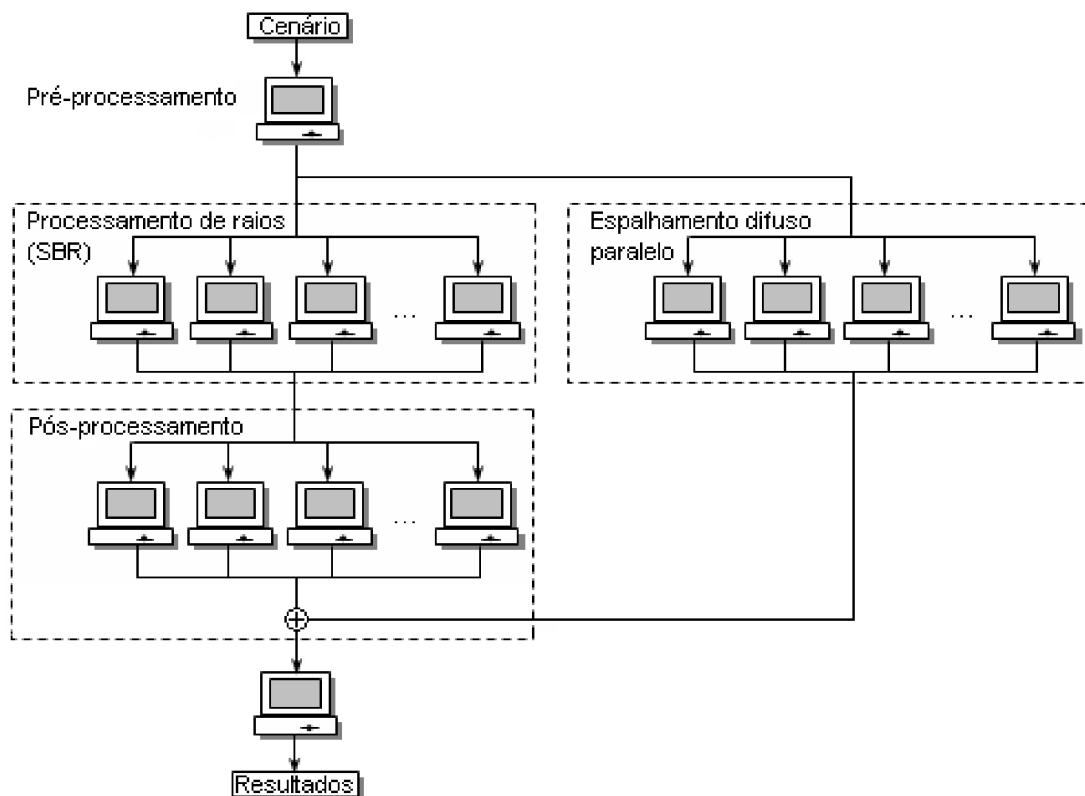


Figura 4.9: Modelo de paralelização do algoritmo SBR 3D.

A carga de processamento de um *cluster* homogêneo é balanceada através da distribuição de um número igual de raios iniciais e pontos de recepção (aleatoriamente escolhidos) para cada nó. Para um *cluster* heterogêneo, o número de raios e de pontos de recepção de cada nó devem ser proporcionais a sua capacidade de processamento, o que pode se fazer antecipadamente com base em características de *hardware* e *software*.

No contexto da computação paralela e distribuída, o modelo proposto pode ser enquadrado no paradigma SPMD (*Single Program Multiple Data*) [8], pois dado um determinado cenário, cada nó executa o mesmo programa (SBR ou ER) sobre dados (raios iniciais ou pontos de recepção) distintos. A estratégia de comunicação inicial entre os nós para fornecer os dados de entrada através da rede poderia ser implementada, por exemplo, com o uso da biblioteca padrão de comunicação por passagem de mensagens MPI (*Message Passing Interface*) [9]. Entretanto, uma estratégia mais simples foi implementada, na qual arquivos de entrada personalizados para cada nó são previamente criados e distribuídos na rede através de um sistema de arquivos de rede, como o NFS (*Network File System*), usado em sistemas UNIX [13]. Após a geração e carregamento dos arquivos de entrada (estágio de pré-processamento), cada nó executará as tarefas na quais lhe foram conferidas, de acordo com o caso (algoritmo SBR ou ER). Após o término da execução de um determinado algoritmo (SBR ou ER), cada processo isolado (nó) pode enviar seus resultados através da rede usando MPI, ou disponibilizando-os na forma de arquivos locais compartilhados através do NFS (neste trabalho a estratégia usando NFS foi a adotada). A recepção, organização e avaliação dos resultados providos por cada nó consistem do estágio de pós-processamento.

A seguir, cada estágio do modelo paralelo será brevemente detalhado. Na terminologia adotada, se o programa for executado de forma serial, é chamado de “modo serial”, e, em caso contrário, de “modo *cluster*”:

1. **Estágio de Pré-processamento:** Responsável pela definição, criação e leitura de arquivos de entrada específicos para cada nó. No modelo paralelo implementado dois arquivos de entrada para cada nó já são previamente definidos, sendo denominados de “arquivo de *setup*” (*setup file*) e “arquivo de raios” (*rays file*), cujas funções serão explicadas nos passos seguintes:

-
- (a) **Carregamento do arquivo de *setup* (*setup file*):** Realiza a leitura de um arquivo de *setup* pré-determinado. Um arquivo de *setup* provê informações sobre os parâmetros de simulação (potência transmitida, tipo das antenas, localização dos pontos de recepção, número máximo de interações, número de transmissores e suas localizações, frequência do sinal, etc) e dos nomes dos arquivos de cenário (base de dados do ambiente a ser simulado) e de raios que devem ser carregados.
- (b) **Carregamento do arquivo de cenário (*scene file*):** Realiza a leitura do arquivo de cenário definido no arquivo de *setup*. O arquivo de cenário contém as informações geométricas e morfológicas (propriedades elétricas) de todos os objetos pertencentes à base de dados do ambiente onde se deseja realizar as simulações. No modelo paralelo implementado neste trabalho, cada nó realiza a leitura do arquivo de cenário e mantém as informações do mesmo em memória principal até o fim da simulação.
- (c) **Carregamento do arquivo de raios (*rays file*):** Realiza a leitura do arquivo de raios definido no arquivo de *setup*. Um arquivo de raios contém os diretores dos raios iniciais que foram aleatoriamente designados para um determinado nó. No modo serial, todos os diretores são designados para um único nó.
- (d) **Geração de arquivos de tabela (*table files*):** Responsável pela geração de um arquivo de tabela específico para cada nó. Os arquivos de tabela contêm a lista (apenas os índices) dos pontos de recepção que estarão sob responsabilidade de um determinado nó. Esta designação de pontos é feita de forma aleatória e de tal maneira que cada arquivo contenha aproximadamente o mesmo número de pontos de recepção (considerando um *cluster* homogêneo). Estes arquivos serão úteis na paralelização dos estágios de pós-processamento e de espalhamento difuso. Como proposta de implementação deste procedimento no modo *cluster*, elege-se um determinado nó para ser o responsável por esta geração de arquivos (incluindo o dele próprio). No modo serial, todos os pontos de recepção são designados para um único nó. É importante ressaltar que os arquivos de tabela poderiam também ser pré-definidos antes da simulação, mas o tempo gasto nesse procedimento, mesmo para um grande número de pontos de recepção, é muito pequeno, e não interfere no desempenho do modelo paralelo se for realizado em tempo de execução.

A Fig.4.10 ilustra os conteúdos dos arquivos de raios (*rays file*) e de tabela (*table file*) e a forma com que os mesmos são designados.

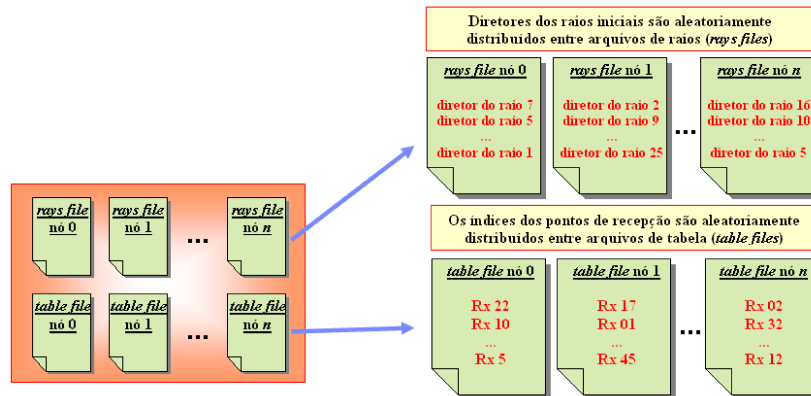


Figura 4.10: Conteúdo dos arquivos de raios (*rays files*) e de tabelas (*tables files*).

- Estágio de Processamento de raios:** Responsável em executar o algoritmo SBR *Full 3D* propriamente dito (de acordo como apresentado no Capítulo 3). Cada nó realiza este estágio apenas para os raios previamente carregados do seu arquivo de raios. No modo serial, todos os raios iniciais são avaliados por um único nó.
- Estágio de Espalhamento difuso paralelo (Opcional):** Responsável em executar o algoritmo de espalhamento difuso (ER) descrito na Seção 3.4.1 e salvamento de arquivos de percurso (*scatt path files*) e de campo espalhado (*scatt field files*). Após o término do mesmo, tais arquivos para cada ponto de recepção são criados. O arquivo de percurso deste estágio contém todos os percursos de raios espalhados que foram recebidos por um determinado ponto de recepção (considerando o modelo ER adotado) e o arquivo de campo espalhado contém os campos espalhados associados a cada percurso. É importante enfatizar que este estágio só é realizado se for desejado incluir o efeito do mecanismo de espalhamento difuso nas simulações. No caso da realização do mesmo, cada nó executa o algoritmo ER apenas para os pontos de recepção definidos em seu arquivo de tabela. No modo serial, todos os pontos de recepção são avaliados por um único nó. Ressalta-se ainda que este estágio pode ser executado antes ou após o “Estágio de Processamento de raios”. Isto se deve ao fato dos dois estágios serem independentes e o agrupamento de seus resultados ser realizado no “Estágio de Pós-processamento”, descrito a seguir.

4. **Estágio de Pós-processamento:** Consiste basicamente na recepção, organização e avaliação dos resultados de predição. Cinco etapas mandatórias e uma opcional são definidas neste estágio, conforme listadas abaixo:

- (a) **Salvamento de arquivos de percurso (*path files*):** Após o estágio de “Estágio de Processamento de raios”, um arquivo de percurso para cada ponto de recepção é criado. Cada arquivo de percurso contém todos os percursos de raios que foram considerados como recebidos por um determinado ponto de recepção. No modo *cluster*, cada nó participante gera seus próprios arquivos, requerendo assim, de um procedimento adicional para montagem de um único arquivo por ponto de recepção. Tal procedimento foi chamado de “Agrupamento de arquivos” e será descrito na etapa (c).
- (b) **Sincronização Salvamento/Agrupamento:** Para iniciar a etapa de agrupamento de arquivos é necessário que todos os nós já tenham concluído o procedimento de salvamento. Um arquivo de *status* é criado para cada nó indicar para os outros que sua etapa de salvamento está concluída. Tal arquivo não contém qualquer informação e é usado somente para verificação do status do procedimento de salvamento. Assim, se o arquivo de *status* de um determinado nó foi criado, então isto indica que o mesmo está apto a iniciar o procedimento de agrupamento de arquivos, em caso contrário, não. Este procedimento de verificação da existência dos arquivos de *status* de todos os nós é realizado por cada nó através de requisições ao sistema de arquivos de rede NFS. A cada verificação sem sucesso, o nó espera um determinado período antes de realizar uma nova verificação. Esse tempo de espera pode ser dimensionado de tal forma que mesmo com um grande número de nós, as requisições simultâneas sejam evitadas ou minimizadas, não criando assim, *overheads* de comunicação ao sistema de arquivos de rede. É importante ressaltar que se o tempo de espera for suficientemente maior que o tempo médio gasto para a verificação dos arquivos de status, será improvável que ocorram *overheads* de comunicação, sendo ainda mais improvável que nós tentem acessar o sistema de arquivos simultaneamente. Nos experimentos realizados neste trabalho (Capítulo 5) foi adotado um tempo espera de 3 segundos acrescidos de um período aleatório entre 0 e 3 segundos. Quando todos os nós obtiverem sucesso em suas verificações (todos

os arquivos de *status* criados), eles começam a executar a etapa de agrupamento. Esta etapa não é realizada no modo serial.

- (c) **Agrupamento de arquivos:** Nesta etapa, cada nó faz o carregamento (leitura) de seu arquivo de tabela, o qual foi previamente gerado no estágio de pré-processamento. Nesse procedimento são definidos quais serão os pontos de recepção que o mesmo deverá agrupar e conseqüentemente quais os arquivos de percurso que deverão ser agrupados por cada nó. O agrupamento não é apenas um procedimento de união dos arquivos gerados por cada nó, ele também realiza a retirada de componentes repetidas nos mesmos, de maneira análoga ao procedimento de eliminação de contagem múltipla de componentes descrito na Seção 3.2.2.1. É importante observar que esta etapa se faz necessária apenas no modo *cluster*, pois no modo serial, já são criados um único arquivo por ponto de recepção.
- (d) **Sincronização Agrupamento/Avaliação:** Para avaliação de resultados é necessário que todos os nós conclua o procedimento de agrupamento de arquivos. Da mesma forma como realizado para a etapa de sincronização anterior (item (b)), cada nó cria um arquivo de status para indicar aos demais que sua etapa de agrupamento está concluída. Esta etapa não é realizada no modo serial.
- (e) **Avaliação de resultados:** Responsável pela avaliação dos resultados de predição (campo elétrico, potência recebida, direção de raios, etc) a partir dos arquivos de percurso (*path files*) e pela geração de arquivos de saída com tais informações para cada ponto de recepção. Assim como na etapa de Agrupamento de arquivos, cada nó é responsável por avaliar resultados apenas dos pontos de recepção previamente definidos em seu arquivo de tabela. É importante ressaltar que nesta etapa não é mais necessário carregar novamente os arquivos de tabela, haja vista que tal procedimento já foi realizado na etapa de Agrupamento de arquivos. No modo serial, todos os pontos de recepção são avaliados por um único nó.
- (f) **Agrupamento de resultados SBR e ER (opcional):** Todas as etapas já descritas neste estágio são exclusivas do algoritmo SBR *Full 3D*. Entretanto, quando o efeito de espalhamento difuso é considerado nas simulações através da realização do “Estágio de Espalhamento difuso paralelo”, os resultados providos pelo mesmo

(arquivos de percurso e campo espalhado) devem ser levados em consideração na avaliação dos resultados finais de predição. Neste caso, um procedimento adicional para agrupar os resultados providos pelas duas abordagens (SBR e ER) é necessário, sendo realizado conforme descrito na Seção 3.4.2. No caso da não realização do “Estágio de Espalhamento difuso paralelo”, esta etapa é ignorada.

4.3.2.1 Comentários Adicionais (Distribuição Aleatória de Raios e Rx's)

A eficiência das estratégias de paralelização propostas está intimamente ligada com a forma com que os raios iniciais lançados pela fonte e os pontos de recepção serão distribuídos entre os nós da arquitetura paralela (*cluster* de PCs). Pois se esta distribuição não for realizada de maneira ideal, poderá existir um nó que apresente uma carga computacional muito mais elevada em relação a outro, comprometendo o balanceamento de carga do sistema e conseqüentemente, a eficiência de paralelização. Adicionalmente, é de conhecimento que uma distribuição aleatória se torna mais eficiente à medida que o número de amostras (no caso, número de raios lançados e de pontos de recepção) tende a ser muito grande. Nesse contexto, criou-se uma estratégia de distribuição aleatória que apresenta um bom compromisso entre eficiência de paralelização e número de raios lançados e de pontos de recepção. Tal estratégia segue os seguintes procedimentos:

- Cria-se inicialmente uma lista de raios iniciais e outra de pontos de recepção, ambas ordenadas por proximidade. Dessa forma, pode-se estabelecer uma certa correlação entre elementos vizinhos dessas listas. A ordenação de raios iniciais pode ser obtida diretamente a partir do procedimento de modelagem da fonte descrito no Capítulo 3 (Seção 3.2.1). Quanto aos pontos de recepção, este procedimento de ordenação pode ser facilitado haja vista que os mesmos geralmente já são armazenados seqüencialmente de acordo com seu posicionamento em relação à fonte;
- A partir dessas ordenações e considerando uma arquitetura paralela homogênea, propõem-se a utilização do seguinte algoritmo de distribuição aleatória de raios iniciais e de pontos de recepção:

1. designar um número para cada nó da arquitetura paralela (*cluster* de PCs);
2. gerar uma “roleta” com os números designados e sortear um número (cada número é equiprovável);
3. para o número sorteado, designar um elemento da lista ordenada (conforme o caso pode ser um raio inicial ou ponto de recepção) para o nó correspondente;
4. caso todos os elementos da lista ordenada já estiverem sido designados para cada nó, encerrar o algoritmo, caso contrário, ir para o item (5);
5. excluir da roleta o número sorteado no item (3);
6. caso a roleta esteja vazia ir para item (2), caso contrário, sortear um novo número e ir para o item (3);

A estratégia de distribuição aleatória proposta favorece que raios e pontos de recepção correlatos (raios potenciais de sofrerem os mesmos mecanismos e pontos de recepção potenciais de receberem o mesmo número de percursos semelhantes, respectivamente) estejam aleatoriamente distribuídos entre nós distintos, ou seja, raios e pontos de recepção com custos computacionais parecidos estarão distribuídos e não concentrados em um único nó. A estratégia também garante a homogeneidade da distribuição, ou seja, que o nós vão ter aproximadamente o mesmo número de raios e pontos de recepção designados. Vale ressaltar novamente que esta estratégia de distribuição considera uma arquitetura paralela homogênea. No caso de uma arquitetura heterogênea (nós com diferentes capacidades de processamento e memória), o sorteio dos nós não seria de forma equiprovável, e sim, proporcional a suas capacidades.

4.4 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foram apresentadas as técnicas de aceleração computacional propostas ou adotadas para o modelo de traçado de raios 3D desenvolvido neste trabalho. Duas abordagens principais foram destacadas: o pré-processamento da base de dados do cenário e a paralelização do algoritmo. Essas abordagens em conjunto, favorecem ao aumento da eficiência computacional e de predição provida por tal modelo, pois viabilizam o uso de técnicas totalmente tridimensionais (*Full 3D*) com uma densidade de raios lançados muito grande e a incorporação de novos mecanismos (espalhamento difuso e propagação em ambientes com vegetação).

No próximo capítulo, resultados de estudos de casos serão mostrados para evidenciar a eficiência das abordagens propostas neste trabalho.

Referências Bibliográficas

- [1] Chen, Z., Delis, A., and Bertoni, H.L., “Radio-wave propagation predictions using ray-tracing techniques on a network of workstations (NOW),” *J. Parallel Distrib. Comput.*, 64 (2004) 1127-1156.
- [2] Cátedra, M. F. and Arriaga, J. P., *Cell Planning for Wireless Communications*, Artech House - Mobile Communications Series, 1999.
- [3] Santos, E.T., “Avaliação do algoritmo de *ray-tracing* em multicomputadores,” *Dissertação de Mestrado, Escola Politécnica da USP - Departamento de Engenharia de Computação e Sistemas*, São Paulo, 1994.
- [4] Goldsmith, J., Salmon, J., “Automatic creation of object hierarchies for ray tracing,” *IEEE Computer Graphics and Applications*, vol. 7, no. 5, pp. 14-20 1987.
- [5] Chen, Z., Delis, A., and Bertoni, H.L., “Building footprint simplification techniques and their effects on radio propagation predictions,” *Comput. J.*, 47 (1) (January 2004) 103-133.
- [6] User’s Manual *Wireless Insite - Site-specific Radio Propagation Prediction Software*, Remcom - version 2.0, www.remcom.com.
- [7] Foster, Y., Kennedy, K., Dongarra, J. and Fox, G., *Sourcebook of Parallel Computing*, Morgan Kaufmman Pub, 2002.
- [8] Hwang, Kai and Zhiwei, Xu *Scalable parallel computing: technology, architecture, programming*, Boston: Web- Mc Graw-Hill, 1998. 802p.
- [9] Gropp, W., Lusk, E., Skjellum, A. and Thakur,R., *Using MPI : Portable Parallel Programming with the Message Passing Interface (Scientific and Engineering Computation)*, 2nd Edition, MIT Press, 1999.

- [10] Sousa, M. J., Souza, L. V., Sales, C. S., Silva, R., Chamma, J. C., Francês, C. R. L. e Costa, J. C. W. A., “Otimização de grades de Bragg em fibra usando processamento paralelo e algoritmo genético,” *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT*, Agosto, 2003.
- [11] Oliveira, R. M. S., Santos, R. O. and Sobrinho, C. L. S. S., “Electromagnetic scattering analysis in indoor and outdoor environments by applying FDTD method,” *International Conference on Applied Electromagnetics and Communications*, pp. 241-244, 2003.
- [12] Geist, Al *et al.*, *PVM: Parallel Virtual Machine*, 2Cambridge: MIT Press, 1994. 279p.
- [13] Tanenbaum, A.S., *Computer Networks*, 4th Ed.,Prentice Hall, 2002.

Capítulo 5

Estudos de Casos

5.1 Introdução

A avaliação e validação efetiva das abordagens propostas neste trabalho podem, em sua maioria, ser realizáveis via simulação ou comparação com medidas de campo. Neste sentido, diversos estudos de casos são apresentados neste capítulo para se evidenciar através de experimentos, aspectos de eficiência computacional e de predição das abordagens propostas.

O tratamento eletromagnético adotado nos experimentos (simulações) se baseia nas abordagens apresentadas no Capítulo 2, ou seja, usa GO e UTD heurística para os mecanismos clássicos (reflexão, transmissão e difração), ER para o mecanismo de espalhamento difuso e modelo Biofísico para propagação em ambientes com vegetação. Os algoritmos implementados seguem as metodologias apresentadas no Capítulo 3 e as estratégias computacionais abordadas no Capítulo 4, em especial a de utilização de computação paralela. O código computacional desenvolvido foi escrito na linguagem de programação C++, seguindo os paradigmas de orientação a objetos (OOP) e os padrões de portabilidade ANSI/ISO. O compilador utilizado em todos os casos foi o g++ (gcc) sobre um sistema operacional Linux. Grande parte dos estudos de casos foi executada sobre arquiteturas paralelas do tipo *cluster* de PCs, exceto em casos devidamente mencionados.

Para cada estudo de caso apresentado a seguir, é feita uma descrição dos objetivos do experimento, dos modelos e métodos adotados e das ferramentas computacionais utilizadas, sendo ainda, mostrados os resultados e conclusões decorrentes do mesmo.

5.2 Estudo de Caso 01: Espalhamento Difuso

- **Objetivo**

Analisar o impacto do efeito de espalhamento difuso em relação à uma abordagem puramente baseada em GO/UTD.

- **Contexto**

De acordo com a GO/UTD clássica, a reflexão especular e a difração em aresta estão apenas presentes na direção especular e sobre o cone de *Keller*, respectivamente. Sobre o cone de *Keller*, a onda difratada apresenta uma intensidade de campo comparável ao da onda direta ou refletida apenas em picos estreitos entorno das fronteiras de sombra. Então, a componente coerente (reflexão/difração) pode não representar um mecanismo muito eficiente de difusão de energia, dado que está limitada a um pequeno subconjunto de direções. Por outro lado, se for considerado que parte da potência incidente na parede de uma edificação for espalhada em todas as direções de acordo com um dado padrão, um número de conseqüências importantes deve ser apontada. Em ambientes microcelulares, onde a propagação se dá principalmente ao redor dos prédios ao invés de sobre os mesmos, o espalhamento difuso pode representar uma forma eficiente de transferência de potência entorno das esquinas de ruas. Para investigar o impacto do espalhamento difuso em tais situações, foi considerado neste estudo o cenário mostrado na Fig.5.1.

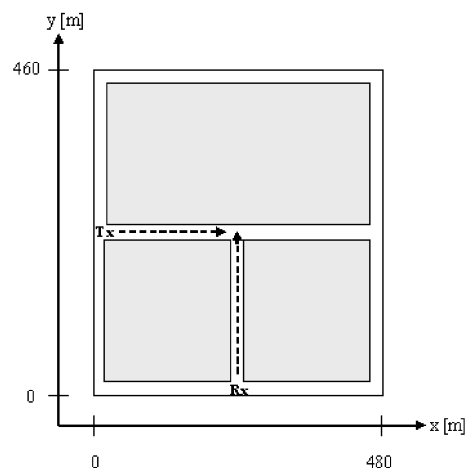


Figura 5.1: Cenário: Interseção de ruas no formato de “T”.

• Parâmetros de Simulação

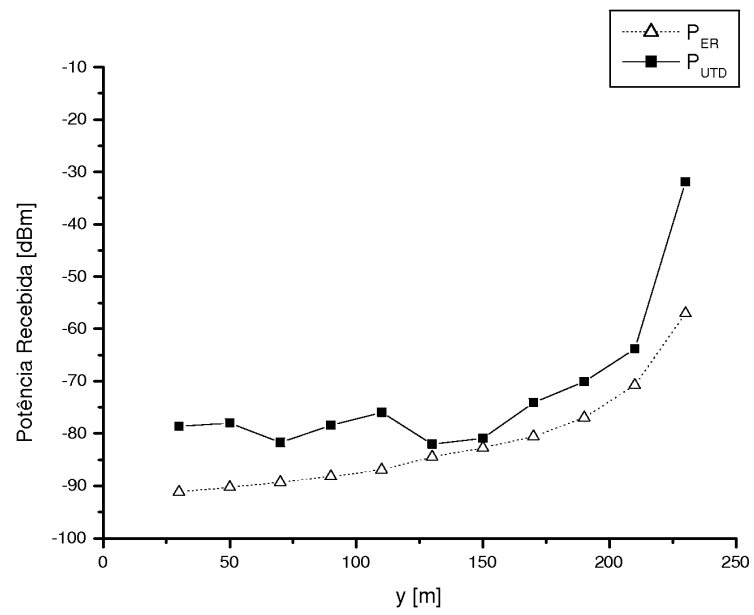
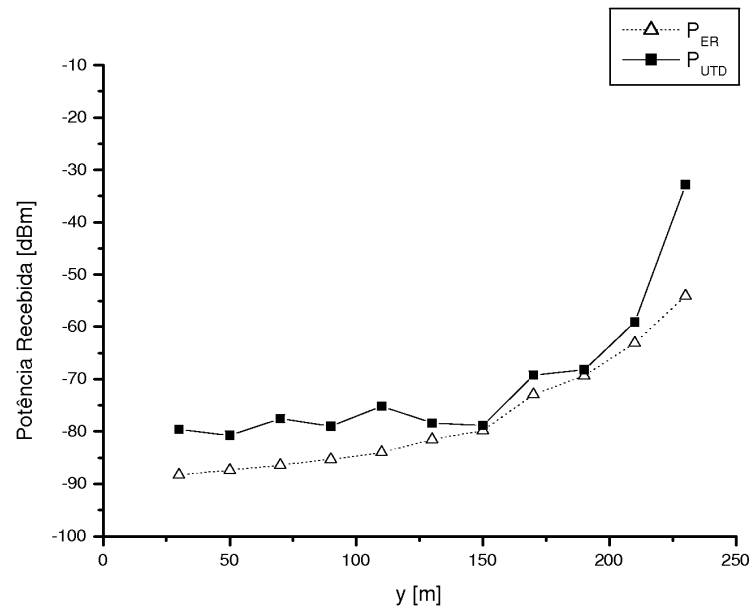
Os parâmetros adotados neste experimento são mostrados na Tabela 5.1. É importante explicar a adoção de alguns valores de parâmetros usados neste experimento, como por exemplo, o número máximo de reflexões e de difrações foram estabelecidos após a verificação de que o aumento dos mesmos não gerava mudanças significativas na predição de campo, além de aumentar consideravelmente o custo computacional requerido. Já os parâmetros elétricos dos materiais foram definidos com base em algumas referências, como em [1].

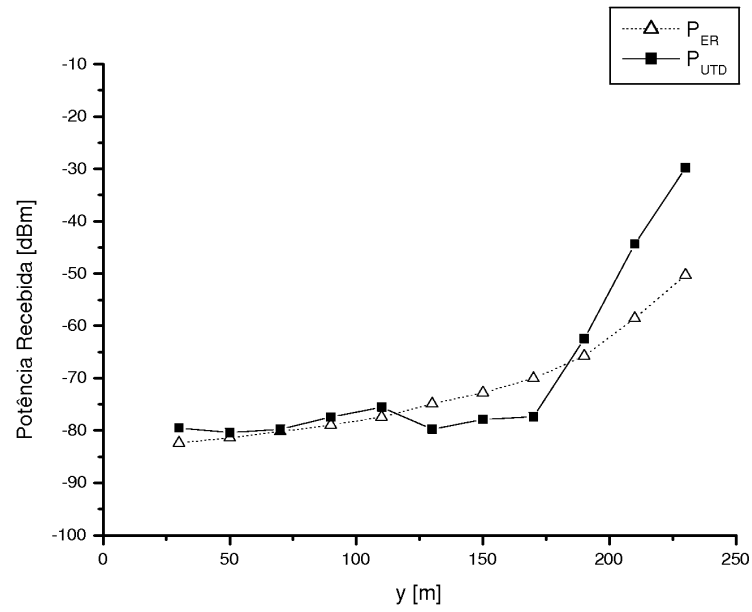
Tabela 5.1: Parâmetros de simulação usados no estudo de caso 01

Modelo de Traçado de raios:	SBR 3D (sem considerar difrações sobre os prédios)
Modelo Eletromagnético:	GO/UTD (reflexão/difração) e ER (espalhamento difuso)
Número máximo de reflexões:	5
Número máximo de difrações:	2
Potência de transmissão:	1,0 W
Frequência:	1,0 GHz
Parâmetros elétricos:	rua (solo): $\varepsilon_r = 15,0$ e $\sigma = 0,05S/m$ paredes (prédios): $\varepsilon_r = 7,0$ e $\sigma = 0,2S/m$ coeficiente de espalhamento: $S = 0,316$ (10% da potência é espalhada)
Padrão de espalhamento:	Lambertiano
Antenas Tx e Rx:	dipolos de $\lambda/2$
Altura do Tx:	8,5 m
Altura do Rx:	1,5 m
Computador:	Processador AMD Sempron 3000+ com 512 MB de memória principal
Compilador:	g++ versão 3.3.5 20050117 (<i>pre-release</i>) sobre um sistema operacional GNU/Linux

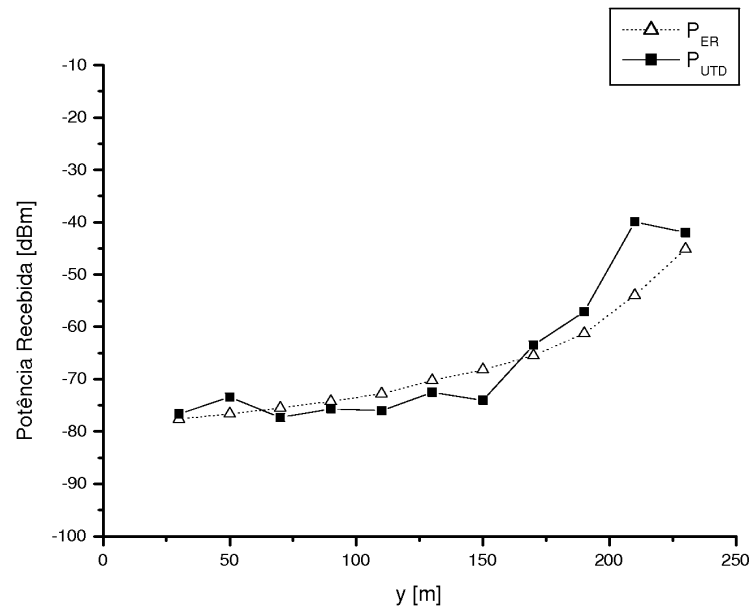
• Resultados

As contribuições de potência da componente coerente (P_{UTD} - reflexão/difração) e da componente incoerente (P_{ER} - espalhamento difuso) ao longo do percurso (vide Fig.5.1) para diversas posições do Tx ($x = 40, 80, 120, 160$ e 200 m) são apresentados a seguir.

(a) Tx em $x = 40$ m(b) Tx em $x = 80$ m



(c) Tx em x = 120 m



(d) Tx em x = 160 m

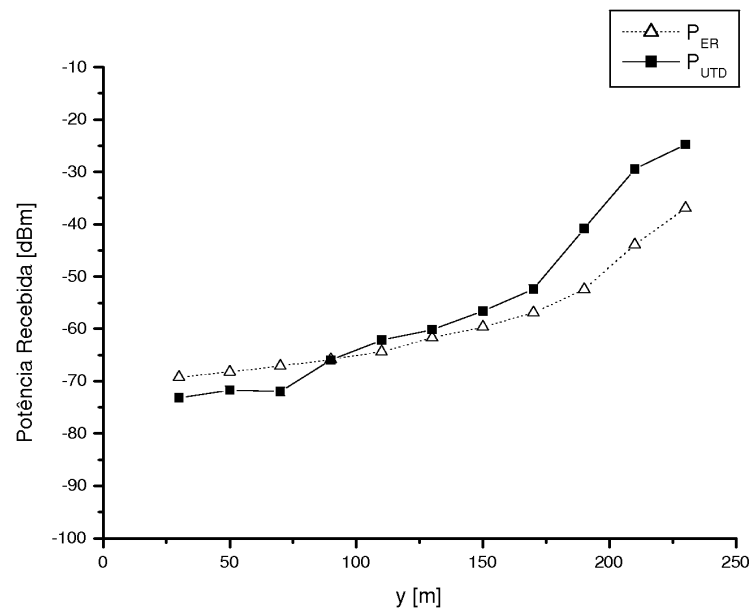
(e) Tx em $x = 200$ m

Figura 5.2: Potência recebida ao longo do percurso em $x = 240$ m para diversas posições do Tx: (a) $x = 40$ m, (b) $x = 80$ m, (c) $x = 120$ m, (d) $x = 160$ m e (e) $x = 200$ m.

Através destes resultados, é possível evidenciar que a contribuição da ER (espalhamento difuso) é várias vezes comparável ou maior que a da GO/UTD, especialmente quando o transmissor Tx está próximo da interseção da rua (mas não em visada - LOS). É importante comentar ainda que a contribuição da GO/UTD foi sobreestimada, pois nenhum coeficiente de atenuação R foi aplicado para as componentes coerentes de campo (reflexão/difração). A diferença de nível de sinal recebido entre contribuição incoerente (P_{ER}) e a contribuição coerente (P_{UTD}) é mostrada na Fig.5.3 para as diversas posições do Tx.

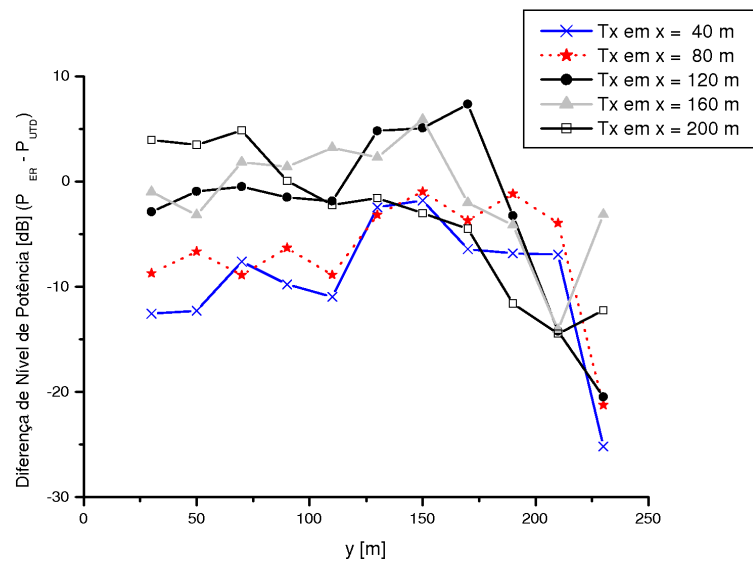


Figura 5.3: Diferença de nível de potência [dB] ($P_{ER} - P_{UTD}$).

Para ilustrar as componentes de multipercurso providas pelo modelo de ER a Fig.5.4 mostra os raios espalhados para o Tx localizado em ($x = 40$ m, $y = 230$ e $z = 8.5$) e o Rx em ($x = 240$ m, $y = 230$ e $z = 1.5$).

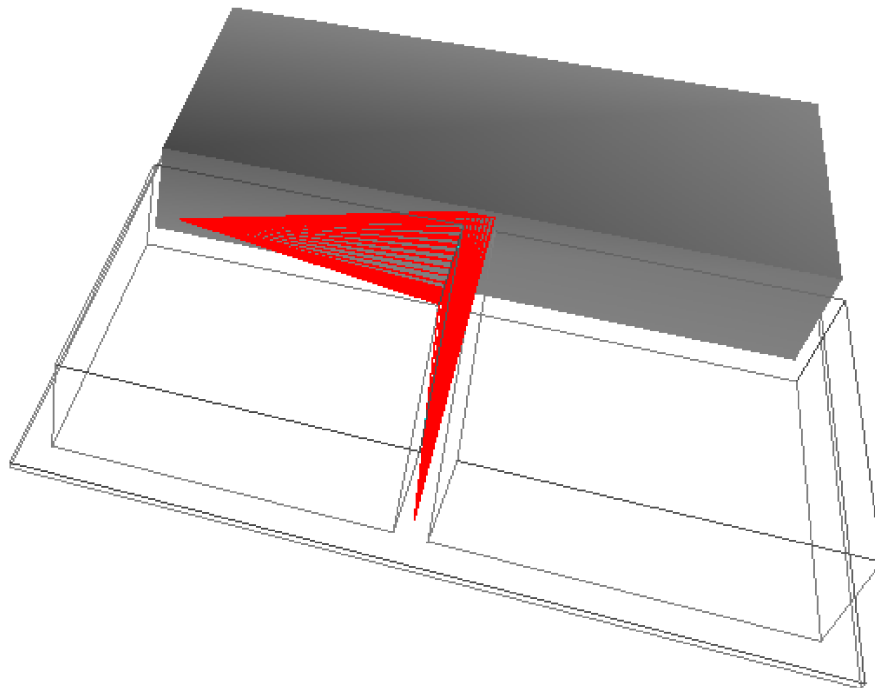


Figura 5.4: Raios espalhados (modelo ER).

Um outro parâmetro de rede importante no qual o espalhamento difuso tem um impacto significativo é o espalhamento temporal rms (*rms delay spread*) [1]. A Fig.5.5 mostra a variação de tal parâmetro para o percurso de recepção adotado considerando apenas a contribuição GO/UTD. O efeito da adição do espalhamento difuso no espalhamento temporal rms é mostrado na Fig.5.6.

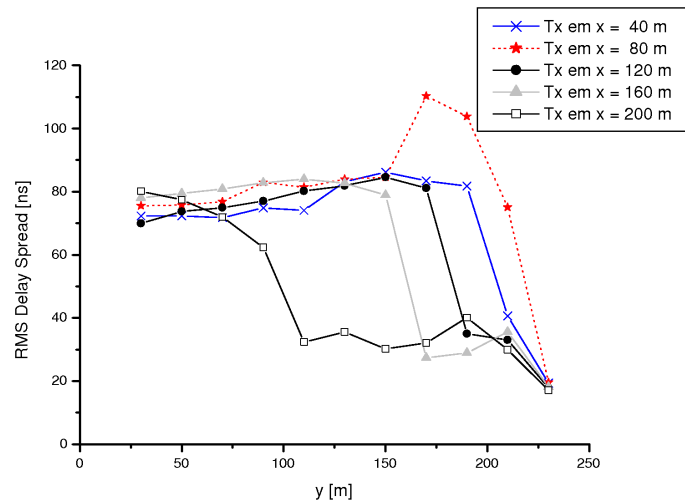


Figura 5.5: Espalhamento temporal rms considerando apenas a contribuição da GO/UTD

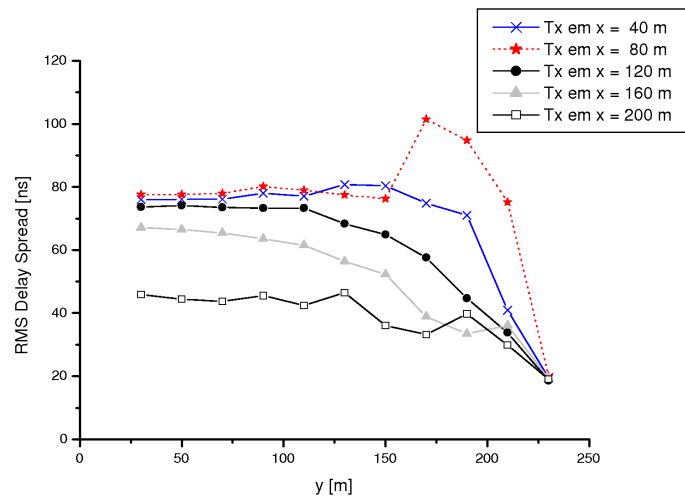


Figura 5.6: Espalhamento temporal rms considerando as contribuições da GO/UTD + ER

É evidente que a contribuição do espalhamento difuso (ER) tem um importante impacto no valor do espalhamento temporal rms. Pode ser observado nas curvas da Fig.5.6 um padrão de comportamento mais uniforme e realista em relação às curvas apresentadas na Fig.5.5 (abordagem puramente por GO/UTD).

É interessante avaliar também o impacto do critério de divisão das faces adotado (quando as faces forem consideradas como “próxima”) na precisão de predição do campo espalhado. Quatro (04) critérios de divisão de faces em quadrículas ($\lambda/2$, λ , 10λ e 50λ) foram avaliados. A Fig.5.7 apresenta a potência recebida ao longo do percurso de recepção com o Tx localizado em $x = 160$ m para os quatro critérios considerados.

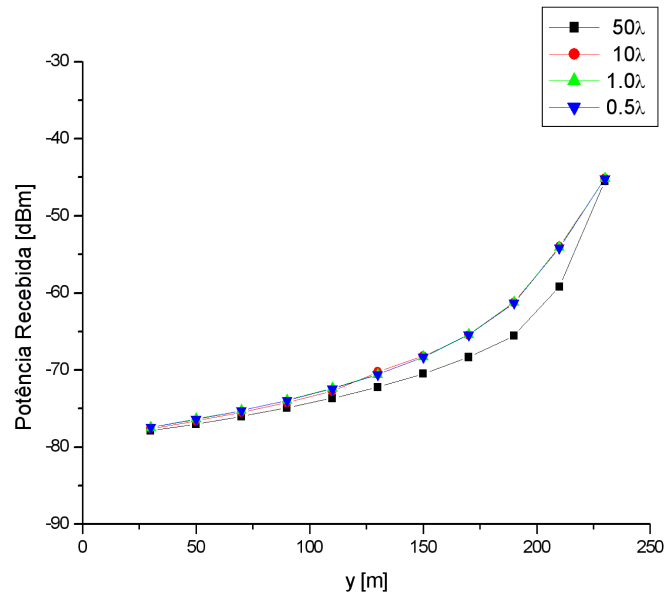


Figura 5.7: Potência recebida através da contribuição da ER para vários critérios de divisão de faces

É observado que a potência recebida não altera significativamente com a redução do número de quadrículas geradas (ou seja, com o uso de critérios de divisões maiores). Entretanto, pode-se observar que para o critério de 50λ , a curva apresenta divergências importantes em alguns trechos do percurso, o que pode gerar grandes erros de predições em alguns casos. A escolha de um critério de divisão adequado deve-se levar em consideração o compromisso entre precisão de predição e recursos computacionais exigidos. Neste sentido, os gráficos da Fig.5.8 mostram respectivamente o tempo de processamento gasto para o procedimento de espalhamento difuso e o volume de dados gerado pelo mesmo para os diferentes critérios de divisão considerados.

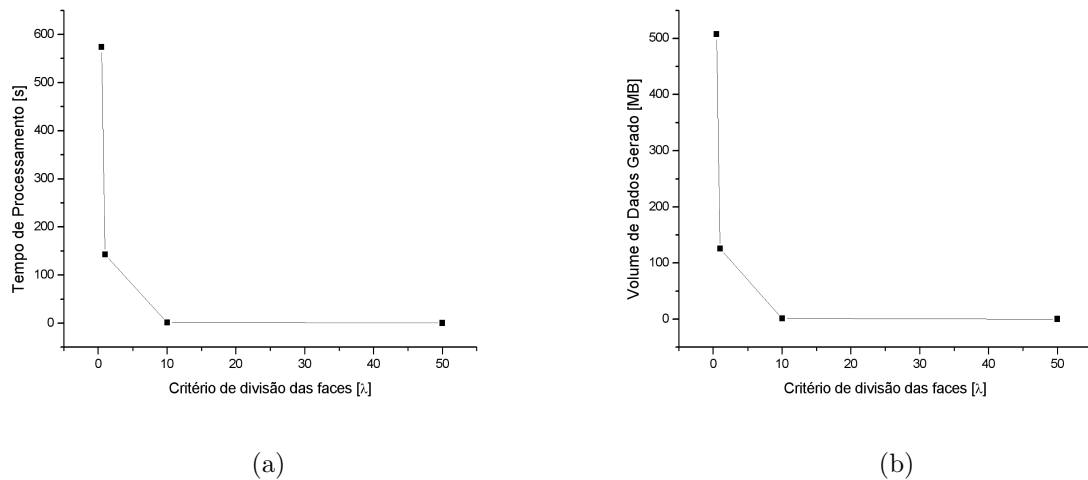


Figura 5.8: Recursos computacionais consumidos pelo procedimento de espalhamento difuso: (a) Tempo de processamento e (b) Volume de dados gerado.

É possível avaliar destes resultados que o uso de critérios de divisão muito pequenos acarreta um aumento considerável do consumo de recursos computacionais (processamento e memória) sem trazer grandes melhoras significativas na precisão de predição. Assim, pelo exposto, verifica-se que o critério de divisão padrão adotado no nosso modelo (10λ), oferece um bom compromisso entre precisão de predição e de recursos computacionais requeridos.

- **Conclusões:**

Foi avaliado neste estudo de caso o impacto do efeito do espalhamento difuso em relação a uma abordagem puramente baseada em GO/UTD. Foi constatado que em alguns casos a intensidade de campo provida pela abordagem ER é maior ou comparável à intensidade de campo provida pela abordagem puramente baseada em GO/UTD. Adicionalmente, verificou-se que a contribuição da abordagem ER altera consideravelmente o parâmetro de espalhamento temporal rms, promovendo um comportamento mais uniforme em relação a um percurso de recepção. O critério de subdivisão de faces em quadrículas do modelo foi também avaliado em termos de precisão e recursos computacionais requeridos.

5.3 Estudo de Caso 02: Redução de Testes de Interseção

- **Objetivo**

Avaliar o desempenho das estratégias propostas de pré-processamento da base de dados do cenário para redução do número de testes de interseção raio-objetos (esferas e cilindros envolventes).

- **Contexto**

Para avaliação de desempenho das estratégias de redução de testes de interseção raio-objetos, foi considerado um cenário simples *outdoor* consistindo de quatro (04) prédios em um padrão de ruas retilíneo, conforme mostrado na Fig.5.9. Para evitar qualquer simetria na propagação dos raios e criar uma configuração adequada para avaliar as estratégias, o transmissor foi localizado assimetricamente no ponto caracterizado pelas coordenadas ($x = 37,5$ m; $y = 6,26$ m e $z = \text{altura} = 3$ m). Os pontos de recepção (550 pontos no total) foram dispostos ao longo do percurso AB com uma altura de 2 m (Fig.5.9). Os efeitos dos percursos difratados sobre os topos dos prédios foram desprezados devido às antenas transmissoras estarem localizadas bem abaixo das alturas dos prédios (iguais a 30 m), sendo que nessas situações, as contribuições desses percursos são usualmente desprezíveis comparados com as contribuições de outros percursos que propagam entre os prédios.

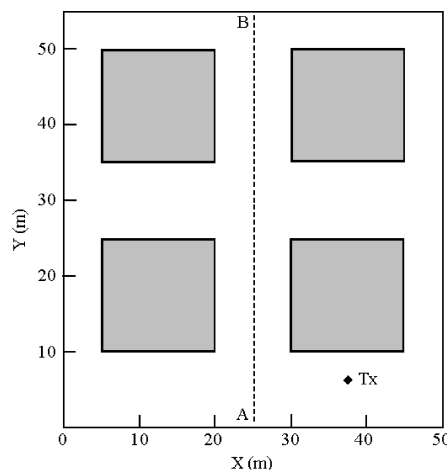


Figura 5.9: Geometria de quatro prédios usada para avaliação das estratégias computacionais

• Parâmetros de Simulação

Os parâmetros adotados neste experimento são mostrados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2: Parâmetros de simulação usados no estudo de caso 02

Modelo de Traçado de raios:	SBR 3D (sem considerar difrações sobre os prédios)
Modelo Eletromagnético:	GO/UTD (reflexão/difração)
Número máximo de reflexões:	5
Número máximo de difrações:	2
Potência de transmissão:	1,0 W
Frequência:	900 MHz
Parâmetros elétricos:	rua (solo): plano condutor perfeito paredes (prédios): $\epsilon_r = 4,0$ e $\sigma = 0,05S/m$
Antenas Tx e Rx:	dipolos de $\lambda/2$
Altura do Tx:	3,0 m
Altura dos Rx's:	2,0 m
Computador:	Processador AMD Sempron 3000+ com 512 MB de memória principal
Compilador:	g++ versão 3.3.5 20050117 (<i>pre-release</i>) sobre um sistema operacional GNU/Linux

• Resultados

Para a realização deste estudo de caso foram consideradas cinco (05) esferas envolventes simples, uma para cada prédio e uma para o sólido que forma o solo, e um cilindro envolvente englobando todos os 550 pontos de recepção do percurso AB. Cada prédio apresenta seis (06) faces e quatro arestas potenciais (neste estudo de caso foram consideradas apenas as arestas verticais), já o solo apresenta apenas seis (06) faces (no modelo adotado, as arestas do solo não são consideradas como potenciais). Assim, o cenário é composto por um total de 30 faces (24 de cada prédio e 6 do solo) e 16 arestas potenciais (4 de cada prédio). Os resultados da avaliação de desempenho das estratégias propostas para a redução do número de interseções raio-objetos são sumarizados na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Resultados de simulação do estudo de caso 02

	655362 raios lançados (Sem estratégias)	655362 raios lançados (Com estratégias)	Redução [%] do n° de interseções
n° de raios gerados	11838611	11838611	-
n° de interseções com esferas envolventes	-	37257080	-
n° de interseções com esferas de recepção (Rx's)	6511236050	241139250	96,30
n° de interseções com cilindros envolventes	-	11745119	-
n° de interseções com faces	355158330	148304152	58,24
n° de interseções com arestas	189417776	13901262	92,66
n° de total de interseções com objetos:	7055812156	452346863	93,59
	163842 raios lançados (Sem estratégias)	163842 raios lançados (Com estratégias)	Redução [%] do n° de interseções
n° de raios gerados	2889920	2889920	-
n° de interseções com esferas envolventes	-	9298152	-
n° de interseções com esferas de recepção (Rx's)	1589456000	98123850	93,83
n° de interseções com cilindros envolventes	-	2850107	-
n° de interseções com faces	86697600	38376570	55,74
n° de interseções com arestas	46238720	3551001	92,32
n° de total de interseções com objetos:	1722392320	152199680	91,16

Podem-se observar dos resultados apresentados na Tabela 5.3 que as estratégias de esferas e cilindros envolventes, apesar de gerarem uma sobrecarga adicional de interseção com estes envoltórios, são extremamente compensadoras, já que na média descartam uma grande parcela de testes desnecessários. Isto pode ser notado nos valores de redução percentual do número de interseções apresentados na Tabela 5.3. Outro aspecto observado é que o aumento da densidade de raios lançados melhora o desempenho das estratégias de redução adotadas. Para o caso com maior densidade (655362 raios lançados pela fonte), o fator de redução do número de interseções totais atingiu 93,59%, enquanto que para o caso com 163842 raios lançados foi de 91,16%.

É importante enfatizar dois outros aspectos. O primeiro é que os fatores de redução apresentados podem ainda ser aumentados se for adotada uma estratégia eficiente de geração de hierarquia de envoltórios, conforme discutido no Capítulo 3. O outro aspecto é que o custo de avaliação de testes de interseção de raios com objetos depende do objeto analisado, ou seja, a redução do número de interseções não equivale diretamente à mesma redução de tempo de processamento e de recursos computacionais requeridos para a realização de tais testes. Entretanto, os custos de avaliação de testes de interseção

de raios com os objetos considerados (esferas, cilindros, faces e arestas) são na sua maioria bem próximos, podendo a grosso modo ser considerado que a redução de tempo de processamento e de recursos computacionais apresentam valores semelhantes aos reportados na Tabela 5.3.

Uma outra análise realizada aproveitando o mesmo cenário foi quanto à precisão de predição gerada pelo modelo SBR 3D em relação a um modelo FDTD $2D^{1/2}$ [2] (modelo FDTD 2D que combina o mecanismo de reflexão no solo para criar um modelo 3D, o mesmo é referenciado em [3] como modelo *Urban Canyon 3D*). A Fig.5.10 mostra a comparação da perda de propagação ao longo do percurso AB (vide Fig.5.9) entre as duas abordagens.

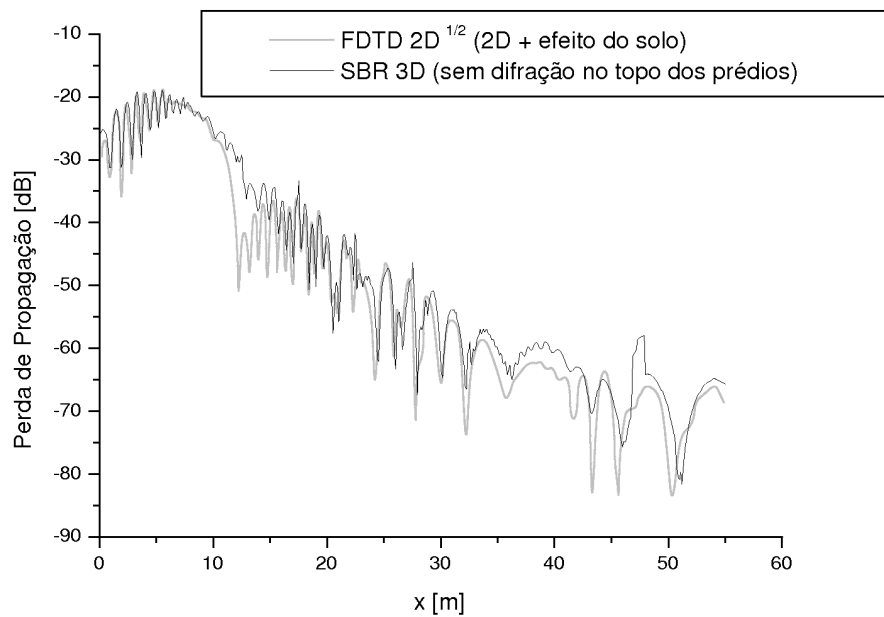


Figura 5.10: Potência recebida ao longo do percurso AB.

Pode-se observar que o comportamento da perda de propagação entre as duas abordagens é muito semelhante, mostrando que o modelo SBR 3D proposto pode ser hábil para computar de forma eficiente as componentes de multipercursos. A Tabela 5.4 mostra a análise de erro entre as curvas considerando a predição provida pelo modelo FDTD como referência.

Tabela 5.4: Análise de erro entre os modelos SBR 3D e FDTD 2D^{1/2}

Erro médio [dB]	Desvio absoluto [dB]	Erro RMS [dB]
3,41	3,27	4,72

As discordâncias apresentadas em alguns trechos podem ser atribuídas principalmente às diferenças dimensionais dos modelos adotados (2D^{1/2} para o FDTD e 3D para o SBR). Para se constatar esta hipótese, o trecho entre 10 m e 15 m foi usado como referência, onde o modelo FDTD apresentou perdas de propagação com níveis abaixo do que os do modelo SBR. Neste trecho, quando se utilizou um modelo SBR puramente 2D (a título de experimento) a perda de propagação resultante foi muito semelhante à apresentada pelo modelo FDTD considerado, evidenciando neste caso, que a combinação do efeito da reflexão do solo no modelo FDTD 2D para a criação de percursos 3D não conseguiu compensar na totalidade à limitação dimensional intrínseca do modelo.

- **Conclusões:**

Foi avaliado neste estudo de caso o desempenho das estratégias propostas para redução do número de interseções de raios com objetos. Estas estratégias estão dentro do contexto de pré-processamento da base de dados do cenário. Os resultados apresentados mostraram valores de redução do número de interseções muito altos em comparação aos valores apresentados por uma abordagem sem uso de qualquer estratégia, mostrando que o uso de tais estratégias são essenciais quando se deseja implementar um modelo de traçado de raios tridimensional com uma densidade de raios iniciais muito alta. Uma avaliação da precisão de predição do modelo SBR 3D frente a um modelo FDTD 2D^{1/2} foi também realizada, constatando-se uma boa precisão do modelo SBR 3D e a habilidade do mesmo em rastrear e contabilizar componentes de multipercursos.

5.4 Estudo de Caso 03: Estratégias de Paralelização

- **Objetivo**

Avaliar o desempenho das estratégias de paralelização propostas para o modelo SBR 3D assim como a precisão de predição do mesmo em ambientes *outdoor*.

- **Contexto**

Para validar o modelo paralelo proposto, foi considerado um cenário *outdoor* na cidade de Ottawa (Canadá). O cenário adotado está dentro da área mostrada na Fig.5.11. Os dados geométricos dos prédios para os cálculos foram extraídos diretamente dos mapas bi-dimensionais apresentados em [4]. Para a construção da base de dados 3D, foi considerado uma altura de 30 m para todos os prédios. As propriedades elétricas dos prédios e do solo seguiram a sugestão apresentada em [5], onde foi usado um valor para a permissividade relativa de todas as paredes dos prédios iguais a 6, e uma condutividade de 0,5 S/m. Uma permissividade relativa de 15 e uma condutividade de 0,05 S/m foram usadas para o solo. Quatro percursos de recepção a uma altura de 3,65 m foram definidos, ao longo das ruas Laurier st., Abert st., Queen st. e Bank st., respectivamente. Para os três primeiros percursos o transmissor foi definido como sendo o rotulado de “Tx₁”, e para o último o de “Tx₂” (vide Fig.5.11). Ambos a uma altura de 8,5 m. Todas as antenas foram definidas como dipolos de meia-onda e verticalmente polarizadas.

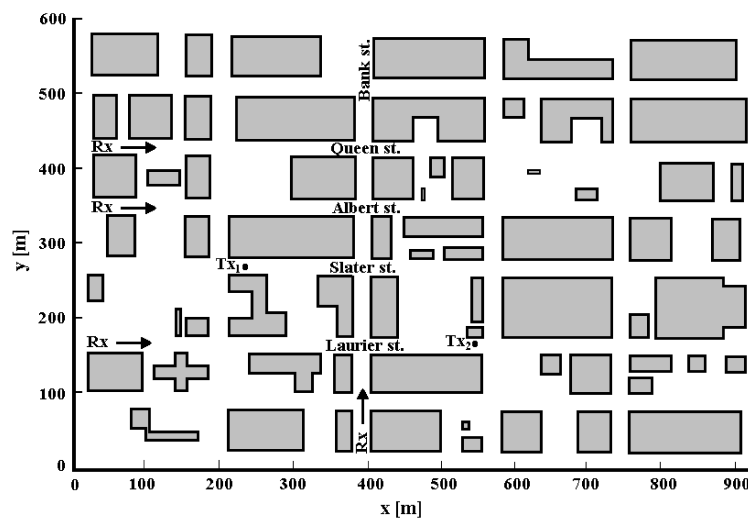


Figura 5.11: Mapa de uma área da cidade de Ottawa.

Como algoritmo de traçado de raios foi considerado o modelo SBR *Full 3D* descrito no Capítulo 3, juntamente com a Teoria Uniforme da Difração (UTD) descrita no Capítulo 2. Os campos foram calculados para uma frequência de 910 MHz com percursos envolvendo a combinação de até 8 reflexões e 1 difração. As simulações foram executadas em um *cluster* de PCs do tipo IBM eServer 1350 consistindo de 33 nós computacionais (32 designados como nós escravos e 1 designado como nó mestre). Todos os nós são equipados com um processador Intel Xeon 64Bits e 2 GB de memória principal (RAM), sendo os mesmos interligados por uma rede dual gigabit Ethernet. Esta infra-estrutura computacional de alto desempenho, pertencente à Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto (FEUP - Portugal), foi disponibilizada ao Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores do Porto (INESC-Porto - Portugal), onde as atividades desenvolvidas neste estudo de caso foram realizadas. Os códigos computacionais desenvolvidos foram implementados usando a linguagem de programação orientada a objetos C++. O compilador usado foi o g++ (gcc) versão 3.4.3 20050227 sobre um sistema operacional Linux RHEL (*Red Hat Enterprise Linux v3*). É importante ressaltar que o paradigma de computação mestre/escravo é usado no modelo paralelo apenas para implementar o sistema de arquivos de rede Unix (NFS), pois o nó mestre não tem nenhuma gerência sobre as tarefas realizadas pelos nós escravos, podendo o mesmo até ser mais um nó participante das tarefas do modelo paralelo. Arquivos de entrada (arquivo de *setup* e arquivo de raios) personalizados para cada nó foram previamente criados, de acordo com os procedimentos descritos na Seção 4.3.2. Todos esses arquivos juntamente com o arquivo de cenário foram distribuídos na rede através do NFS. Para avaliar o desempenho do modelo paralelo proposto, foram usadas principalmente métricas como *speedup*, taxa de expansão de carga de trabalho (*workload expansion ratio*) e taxa de utilização de recursos (*resource utilization ratio*) [6]. Considerando que T_{seq} é o melhor tempo de execução alcançado quando apenas uma máquina for usada (modo serial), t_i é o tempo de execução para o i -ésimo nó quando uma configuração de *cluster* de n -nós for usada, T_{max} e T_{avg} são os tempos de execução máximo e médio, entre os n nós, enquanto T_{sum} é o somatório dos tempos de execução de todos os nós, então, $T_{max} = \max_{i=1}^n t_i$, $T_{sum} = \sum_{i=1}^n t_i$, e $T_{avg} = T_{sum}/n$. O *speedup* S_n , a expansão da carga de trabalho W_n , e a utilização de recursos U_n podem ser calculadas respectivamente por

$S_n = T_{seq}/T_{max}$, $W_n = T_{sum}/T_{seq}$, e $U_n = T_{avg}/T_{max}$. Para medir mais precisamente a escalabilidade do modelo proposto, foi empregada também a métrica de eficiência, que é definida como $E_n = S_n/n$ [6].

• Parâmetros de Simulação

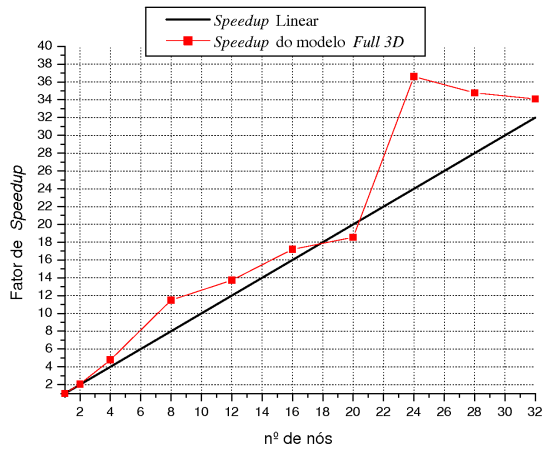
Os parâmetros adotados neste experimento são sumarizados na Tabela 5.5.

Tabela 5.5: Parâmetros de simulação usados no estudo de caso 03

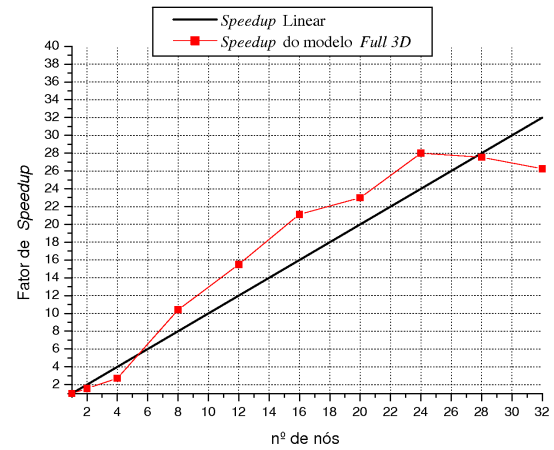
Modelo de Traçado de raios:	SBR <i>Full 3D</i>
Modelo Eletromagnético:	GO/UTD (reflexão/difração)
Número máximo de reflexões:	8
Número máximo de difrações:	1
Potência de transmissão:	1,0 W
Frequência:	910 MHz
Parâmetros elétricos:	rua (solo): $\epsilon_r = 15,0$ e $\sigma = 0,05S/m$ paredes (prédios): $\epsilon_r = 6,0$ e $\sigma = 0,5S/m$
Antenas Tx e Rx:	dipolos de $\lambda/2$
Altura do Tx:	8,50 m
Altura dos Rx's:	3,65 m
Computador:	<i>cluster</i> de PCs do tipo IBM eServer 1350 consistindo de 33 nós computacionais (32 designados como nós escravos e 1 designado como nó mestre) equipados com um processador Intel Xeon 64Bits e 2 GB de memória principal (RAM). A interligação entre os nós: rede dual gigabit Ethernet
Compilador:	g++ versão 3.4.3 20050227 sobre um sistema operacional Linux RHEL (<i>Red Hat Enterprise Linux v3</i>)

• Resultados

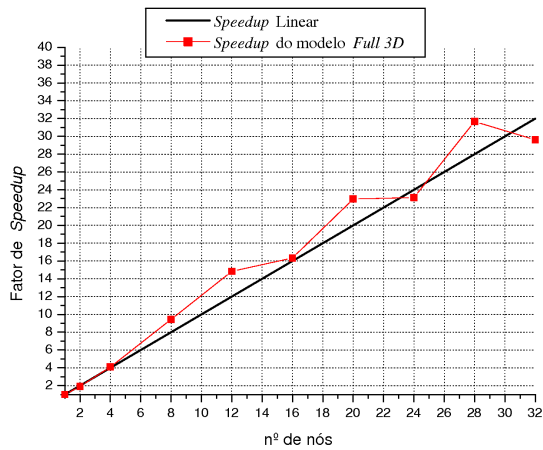
Conforme mostrado nos gráficos da Fig.5.12, os fatores de *speedup* obtidos para o modelo SBR *Full 3D* com 655362 raios lançados pela fonte (i.e., uma separação angular média $\bar{\alpha} \approx 0,27^\circ$) apresentaram um comportamento superior ao fator de *speedup* de referência (chamado de fator de *speedup* linear [7, 8]) para a maioria das configurações de *cluster*. Este padrão de comportamento é referido na literatura como "speedup super-linear". É importante ressaltar que este desempenho foi obtido para uma resolução de lançamento de raios muito elevada, sendo a mesma (para o caso 3D) raramente utilizada na literatura pelo alto esforço computacional necessário.



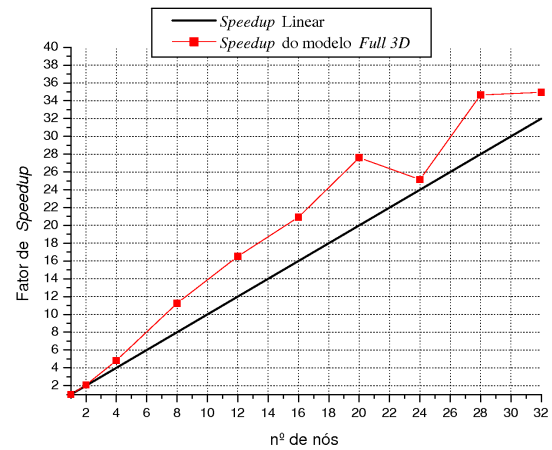
(a) Laurier st.



(b) Albert st.



(c) Queen st.



(d) Bank st.

Figura 5.12: Fatores de *speed-up* para 655362 raios lançados pela fonte (*Full 3D*).

As Tabelas 5.6-5.9 mostram o desempenho do modelo paralelo em relação ao requisito balanceamento de carga para os quatro percursos de recepção considerados, respectivamente. Nas mesmas, Nr_{max} , Nr_{min} e Nr_{avg} representam respectivamente o número máximo, mínimo e médio de raios processados por cada configuração de *cluster*, e T_{max} , T_{min} e T_{avg} representam respectivamente o tempo de execução máximo, mínimo e médio de cada configuração de *cluster*.

Tabela 5.6: Métricas de avaliação de balanceamento de carga (Laurier st.)

Configuração do <i>cluster</i> (nº de nós - <i>n</i>)	Nr_{max}	Nr_{min}	Nr_{avg}	T_{max} [s]	T_{min} [s]	T_{avg} [s]
1	41631205	41631205	41631205,000	130123,37	130123,37	130123,37
2	20890013	20741192	20815602,500	63074,16	63073,81	63073,99
4	10432110	10357291	10407801,250	27272,00	27269,25	27270,10
8	5289232	5112562	5203900,625	11330,36	11323,97	11328,05
12	3537341	3418152	3469267,083	9479,66	9470,11	9475,21
16	2658911	2558677	2601950,313	7564,35	7555,46	7561,17
20	2117228	2044716	2081560,250	7016,11	6981,42	6989,16
24	1805147	1663577	1734633,542	3554,67	3539,75	3548,95
28	1533972	1441895	1486828,750	3742,11	3733,62	3738,26
32	1353610	1250188	1300975,156	3816,43	3790,47	3807,31

Tabela 5.7: Métricas de avaliação de balanceamento de carga (Albert st.)

Configuração do <i>cluster</i> (nº de nós - <i>n</i>)	Nr_{max}	Nr_{min}	Nr_{avg}	T_{max} [s]	T_{min} [s]	T_{avg} [s]
1	41631205	41631205	41631205,000	53704,91	53704,91	53704,91
2	20890013	20741192	20815602,500	34355,44	34353,07	34354,25
4	10432110	10357291	10407801,250	19745,17	19733,80	19740,05
8	5289232	5112562	5203900,625	5165,84	5161,33	5163,93
12	3537341	3418152	3469267,083	3462,45	3454,01	3458,41
16	2658911	2558677	2601950,313	2541,16	2535,22	2538,50
20	2117228	2044716	2081560,250	2336,15	2328,48	2330,75
24	1805147	1663577	1734633,542	1918,01	1899,66	1907,32
28	1533972	1441895	1486828,750	1949,92	1932,12	1940,50
32	1353610	1250188	1300975,156	2046,06	1953,61	1962,35

Tabela 5.8: Métricas de avaliação de balanceamento de carga (Queen st.)

Configuração do <i>cluster</i> (n° de nós - n)	Nr_{max}	Nr_{min}	Nr_{avg}	T_{max} [s]	T_{min} [s]	T_{avg} [s]
1	41631205	41631205	41631205,000	14201,16	14201,16	14201,16
2	20890013	20741192	20815602,500	7436,00	7435,87	7435,94
4	10432110	10357291	10407801,250	3471,37	3469,77	3470,40
8	5289232	5112562	5203900,625	1505,54	1503,82	1504,55
12	3537341	3418152	3469267,083	957,64	953,21	956,03
16	2658911	2558677	2601950,313	869,09	864,26	866,47
20	2117228	2044716	2081560,250	618,54	613,72	615,72
24	1805147	1663577	1734633,542	614,06	606,11	609,65
28	1533972	1441895	1486828,750	448,39	444,02	446,50
32	1353610	1250188	1300975,156	479,52	440,54	443,89

Tabela 5.9: Métricas de avaliação de balanceamento de carga (Bank st.)

Configuração do <i>cluster</i> (n° de nós - n)	Nr_{max}	Nr_{min}	Nr_{avg}	T_{max} [s]	T_{min} [s]	T_{avg} [s]
1	49031254	49031254	49031254,000	39979,01	39979,01	39979,01
2	24556829	24474425	24515627,000	19280,90	19280,22	19280,56
4	12341388	12136349	12257813,500	8305,23	8302,48	8303,61
8	6224099	6057622	6128906,750	3553,38	3548,16	3551,26
12	4165676	4001372	4085937,833	2421,53	2414,33	2418,18
16	3116403	2982566	3064453,375	1910,42	1905,98	1907,98
20	2523119	2390198	2451562,700	1448,55	1441,95	1445,09
24	2135740	1980508	2042968,917	1589,42	1583,86	1587,36
28	1849573	1694777	1751116,214	1153,62	1148,46	1151,32
32	1600326	1463633	1532226,688	1144,01	1124,43	1130,17

É possível observar através dos resultados apresentados nas Tabelas anteriores que a variabilidade em torno do valor médio do número de raios processados e do tempo de processamento em cada configuração de *cluster* é relativamente pequena, levando-se em consideração a ordem de grandeza das variáveis envolvidas (número total de raios e tempo total de processamento). Assim, pode-se que concluir que o modelo apresenta bom balanceamento de carga entre os nós formadores do *cluster*. Esta conclusão assim como outras serão mais efetivamente avaliadas através das métricas de avaliação de desempenho apresentadas nas Tabelas 5.10-5.13.

Tabela 5.10: Métricas de avaliação de desempenho (Laurier st.)

Configuração do <i>cluster</i> (nº de nós - n)	S_n	W_n	U_n	E_n [%]
1	1,000	1,000	1,000	100,00
2	2,063	0,969	0,999	103,15
4	4,771	0,838	0,999	119,28
8	11,484	0,696	0,999	143,55
12	13,726	0,873	0,999	114,38
16	17,202	0,929	0,999	107,51
20	18,546	1,074	0,996	92,73
24	36,606	0,654	0,998	152,52
28	34,772	0,804	0,998	124,18
32	34,095	0,936	0,997	106,54

Tabela 5.11: Métricas de avaliação de desempenho (Albert st.)

Configuração do <i>cluster</i> (nº de nós - n)	S_n	W_n	U_n	E_n [%]
1	1,000	1,000	1,000	100,00
2	1,563	1,279	0,999	78,16
4	2,719	1,470	0,999	67,99
8	10,396	0,769	0,999	129,95
12	15,510	0,772	0,998	129,25
16	21,133	0,756	0,998	132,08
20	22,988	0,867	0,997	114,94
24	28,000	0,852	0,994	116,66
28	27,542	1,011	0,995	98,36
32	26,247	1,169	0,959	82,02

Tabela 5.12: Métricas de avaliação de desempenho (Queen st.)

Configuração do <i>cluster</i> (nº de nós - n)	S_n	W_n	U_n	E_n [%]
1	1,000	1,000	1,000	100,00
2	1,909	1,047	0,999	95,48
4	4,090	0,977	0,999	102,27
8	9,432	0,847	0,999	117,90
12	14,829	0,807	0,998	123,57
16	16,340	0,976	0,996	102,12
20	22,959	0,867	0,995	114,79
24	23,126	0,654	0,992	96,35
28	31,671	0,880	0,995	113,11
32	29,615	1,000	0,925	92,54

Tabela 5.13: Métricas de avaliação de desempenho (Bank st.)

Configuração do <i>cluster</i> (nº de nós - n)	S_n	W_n	U_n	E_n [%]
1	1,000	1,000	1,000	100,00
2	2,073	0,964	0,999	103,67
4	4,813	0,830	0,999	120,34
8	11,250	0,710	0,999	140,63
12	16,509	0,725	0,998	137,58
16	20,926	0,763	0,998	130,79
20	27,599	0,722	0,997	137,99
24	25,153	0,952	0,998	104,80
28	34,655	0,806	0,998	123,76
32	34,946	0,904	0,987	109,20

A avaliação das métricas de desempenho do modelo paralelo mostra que as taxas de expansão de carga de trabalho obtidas foram em sua maioria sempre abaixo do caso ideal ($W_n = 1.0$), chegando a ultrapassar levemente a unidade em alguns casos. Isto evidencia a boa escalabilidade do modelo para a faixa de nós utilizada. As taxas de utilização de recursos obtidas para todas as configurações de *cluster* foram muito próximas da taxa de utilização ideal ($U_n = 1.0$), indicando que todos os nós gastam pouco tempo em estado ocioso (*idle status*). Entretanto, foi observado que o aumento do número de nós normalmente gera estados de espera maiores. A eficiência do modelo apresentou um comportamento acima da eficiência ideal ($E_n = 100\%$) para a maioria das configurações de *cluster* de todos os percursos de recepção considerados, comprovando assim, a boa eficiência de paralelização do modelo proposto.

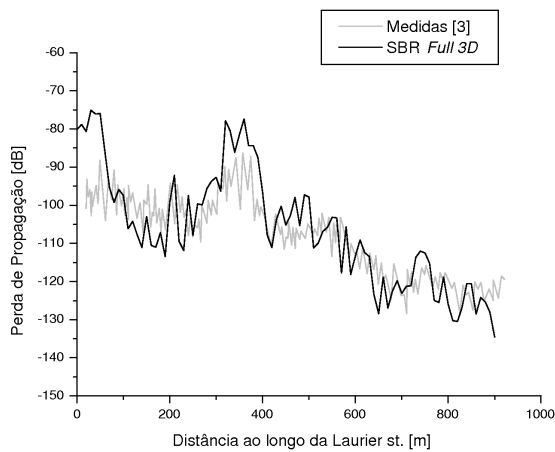
O desempenho superior ao ideal apresentado pelo modelo paralelo para a maioria das configurações de *cluster* utilizadas e para os vários percursos de recepção considerados, pode ser justificado principalmente pelo uso da técnica SBR *Full 3D*, onde, conforme já relatado, sofre problemas referentes à contagem múltipla de componentes. Para se combater este problema, para cada novo percurso de raios recebido é necessário identificar se já existe algum percurso fisicamente semelhante que tenha sido contabilizado para um mesmo ponto de recepção. Para se realizar esta tarefa no contexto de estrutura de dados, os percursos de raios recebidos por cada ponto de recepção são armazenados em uma lista. É necessário varrer estas listas e aplicar o procedimento de eliminação de componentes já contabilizadas descritas brevemente na Seção 3.2.2.1. Como os percursos de raios são recebidos de forma arbitrária pelos pontos de recepção, e a classificação (ordenação) dos mesmos segundo algum critério não é um procedimento trivial, a varredura das listas deve ser realizada através de uma busca linear, que apresenta um tempo total de varredura diretamente proporcional ao tamanho das listas e ao número de buscas realizadas [9]. No modo serial, o número de buscas N_{search} às listas de percursos é igual ao número de raios tidos como recebidos, e são realizadas sobre listas que podem ser muito grandes. Já no modo *cluster*, os nós apresentam um número de buscas bem menor, igual a N_{search}/n , e que são realizadas sobre listas menores (inversamente proporcional a n).

Assim, o ganho de tempo obtido no modo *cluster* para este procedimento de varredura será proporcional a n^2 , podendo compensar em várias situações as perdas de tempo causadas pelo procedimento de agrupamento (exclusivo do modo *cluster*).

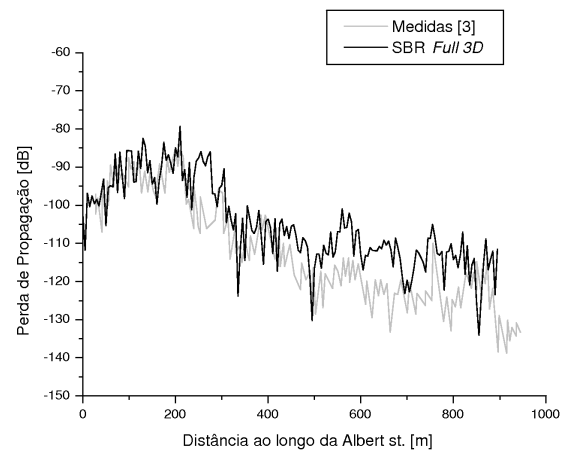
Este efeito pode ser observado através das curvas dos fatores de *speedup* apresentados na Fig.5.12. Nela, apenas em algumas configurações *cluster* e de alguns percursos de recepção apresentaram um fator de *speedup* abaixo do fator linear. Portanto, nestes casos, o ganho de tempo obtido na varredura de percursos do modo *cluster* não foi suficiente para compensar as perdas de tempo do procedimento de agrupamento de arquivos. É importante ressaltar que todos os outros procedimentos do modelo paralelo de traçado de raios apresentaram uma redução de tempo quase que linear com o número de nós utilizados, exceto o processo de varredura de percursos e o de agrupamento de arquivos. Isto mostra que se fosse utilizado um modelo SBR 2D, que não enfrenta problemas de contagem múltipla, o *speedup* tenderia sempre a estar bem próximo do *speedup* linear, garantindo assim, a eficiência do modelo para o caso bi-dimensional (2D).

As características apresentadas pelo modelo paralelo SBR *Full 3D*, pode implicar que, se o algoritmo SBR for particionado (i.e., distribuição dos raios iniciais e dos pontos de recepção em diversos arquivos de entrada) e for estruturado para ser executado de forma serial, poderá ser em alguns casos mais atrativo que sendo executado de forma serial sem particionamento algum. A escalabilidade do modelo é naturalmente garantida dada a independência dos raios iniciais e pontos de recepção. Entretanto, a eficiência acima de 100% apresentada pelo mesmo apenas será mantida enquanto o ganho de *speedup* obtido no estágio de processamento de raios de cada nó em uma determinada configuração de *cluster*, for suficientemente grande e compensar as perdas de *speedup* geradas nos outros procedimentos (principalmente no procedimento de agrupamento de arquivos). Esta condição pode ser obtida aumentando-se a complexidade da base de dados do cenário ou aumentando a resolução dos raios iniciais a serem lançados. Além de aumentar a eficiência do modelo, o aumento dessas entidades (complexidade do cenário e resolução dos raios) torna o algoritmo SBR mais preciso.

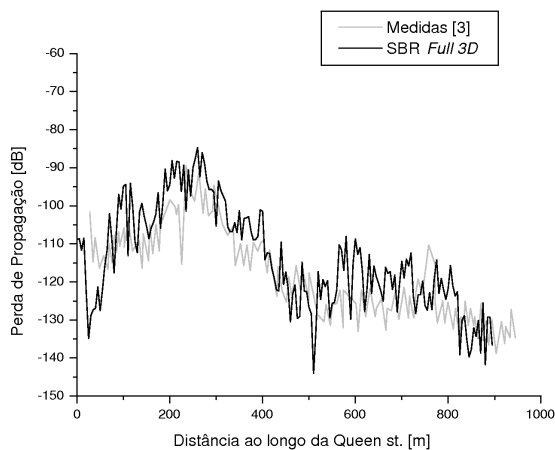
Para dar uma indicação de qualidade de predição provida pelo modelo SBR *Full 3D* desenvolvido, as perdas de propagação obtidas para os percursos de recepção considerados foram comparadas com medidas relatadas em [4]. Os resultados são mostrados nos gráficos da Fig.5.13:



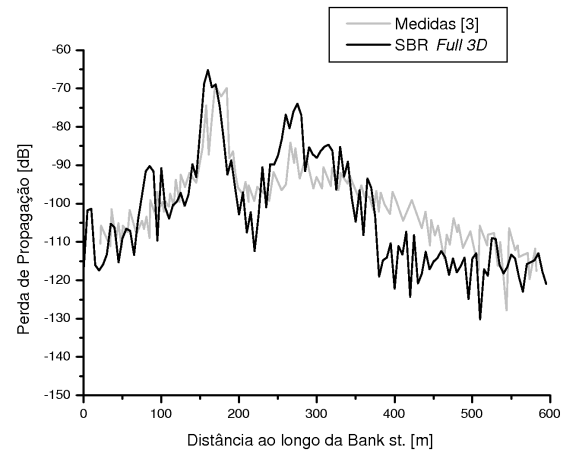
(a) Laurier st.



(b) Albert st.



(c) Queen st.



(d) Bank st.

Figura 5.13: Perda de propagação ao longo dos percursos de recepção considerados.

Pode-se observar uma boa concordância geral entre as perdas previstas e medidas, considerando a simplicidade da base de dados do cenário e a falta de informações sobre as propriedades elétricas dos materiais que compõem as edificações. Esta afirmação pode ser confirmada através da análise de erro em cada percurso de recepção considerado. O resultado desta análise é mostrado na Tabela 5.14.

Tabela 5.14: Análise de erro entre o modelo SBR *Full 3D* e medidas [4]

Percurso de recepção	Erro médio [dB]	Desvio absoluto [dB]	Erro RMS [dB]
Laurier st.	6,88	5,60	8,87
Albert st.	8,54	6,33	10,63
Queen st.	7,10	5,06	8,72
Bank st.	7,36	5,26	9,05

Para ilustrar as componentes de multipercurso providas pelo modelo SBR *Full 3D*, os gráficos da Fig.5.14 mostram os raios determinados para o ponto central de cada percurso de recepção considerado. Em cada gráfico, o Tx e o correspondente Rx podem ser identificados pelos seus respectivos diagramas de irradiação:

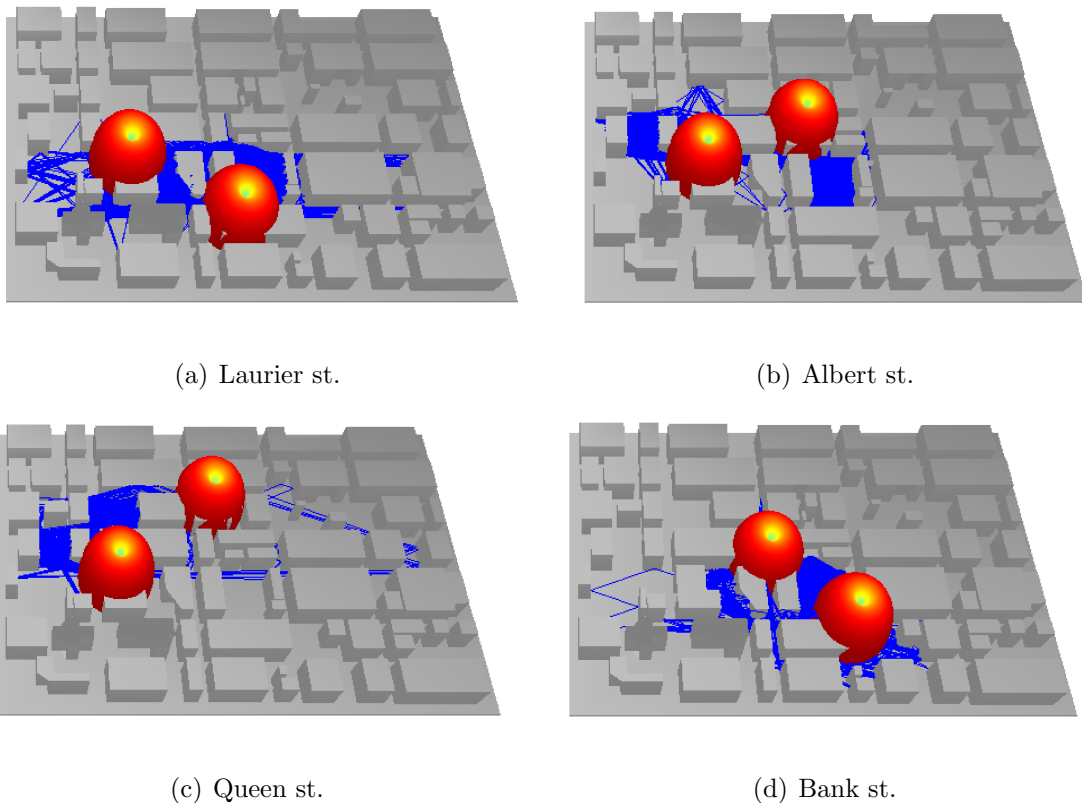


Figura 5.14: Componentes de multipercurso para o ponto central de cada percurso de recepção.

Aproveitando o mesmo cenário deste estudo de caso, realizou-se também uma demonstração de aplicação do modelo Biofísico. Para reforçar o uso desta abordagem no referido cenário, uma análise feita em [3] supõe a existência de uma área potencial de vegetação ou algum outro tipo de espalhador (área destacada na Fig.5.15). A consistência desta suposição pode ser verificada através das perdas de propagação medidas para o trecho em destaque, onde a condição de quase visibilidade (LOS - *Line of Sight*) entre o Tx e os receptores não é observado nas mesmas.

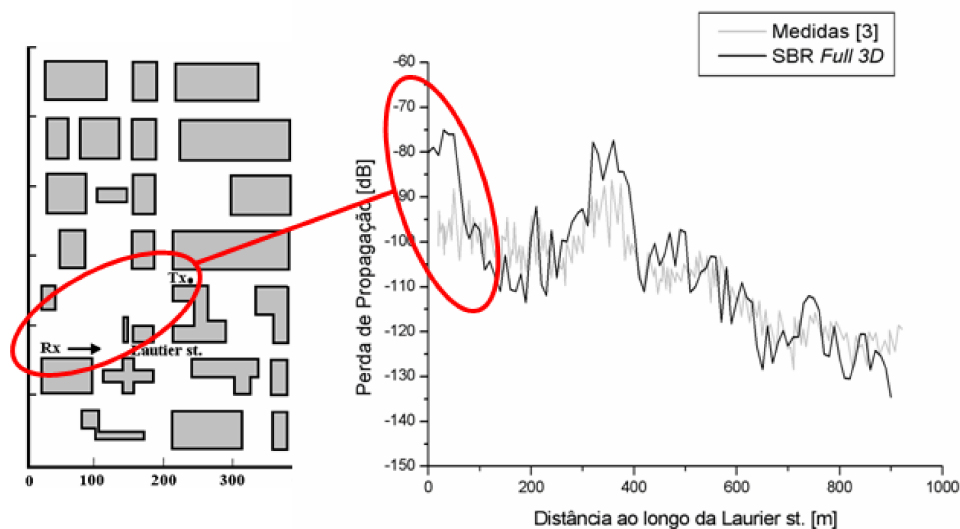
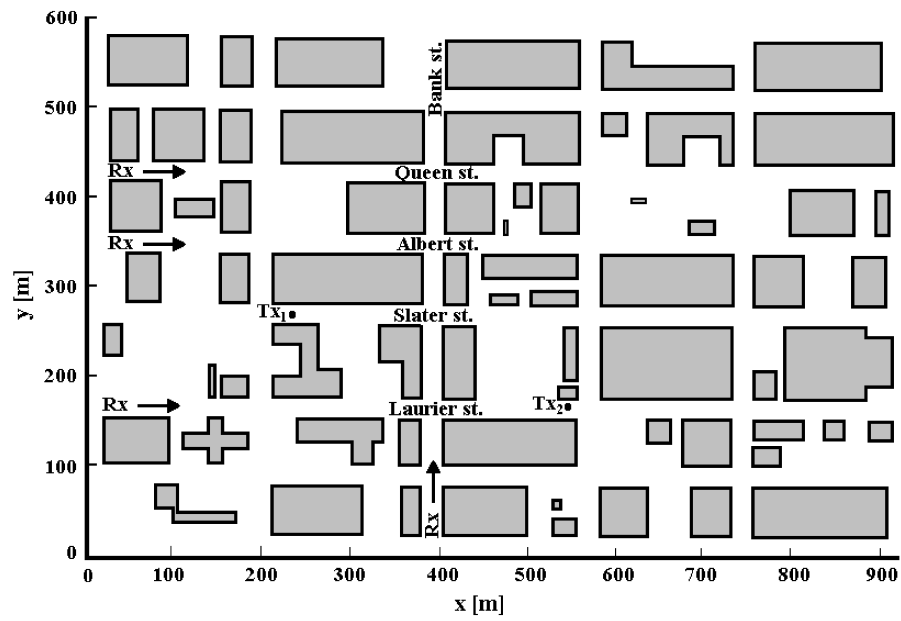
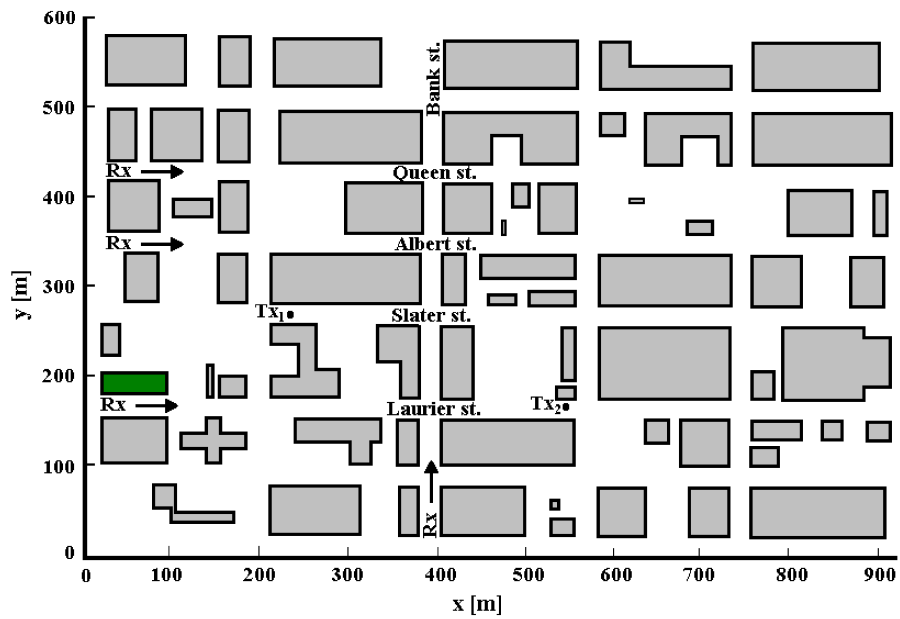


Figura 5.15: Perda de propagação ao longo da Laurier st. com destaque para o trecho que apresenta uma condição de quase visibilidade entre o Tx e os receptores.

No sentido de se tentar contabilizar o efeito da perda de propagação excessiva verificada através das medições no referido trecho, foi realizada a inserção de um bloco florestal na referida área, conforme esquematizado na Fig.5.16.b. As perdas associadas ao atravessamento de componentes de multipercurso no bloco florestal são modeladas com base no modelo Biofísico, descrito no Capítulo 2. Por simplicidade, é suposto que a atenuação específica do bloco para ambas as polarizações é de 0,05 dB/m (este valor foi adotado com base em simulações contidas em [3]).



(a) Mapa original



(b) Mapa com inserção de bloco florestal

Figura 5.16: Mapas do cenário do estudo de caso 03 (Ottawa)

As perdas de propagação previstas para os casos com e sem bloco florestal são mostradas nos gráficos da Fig.5.17:

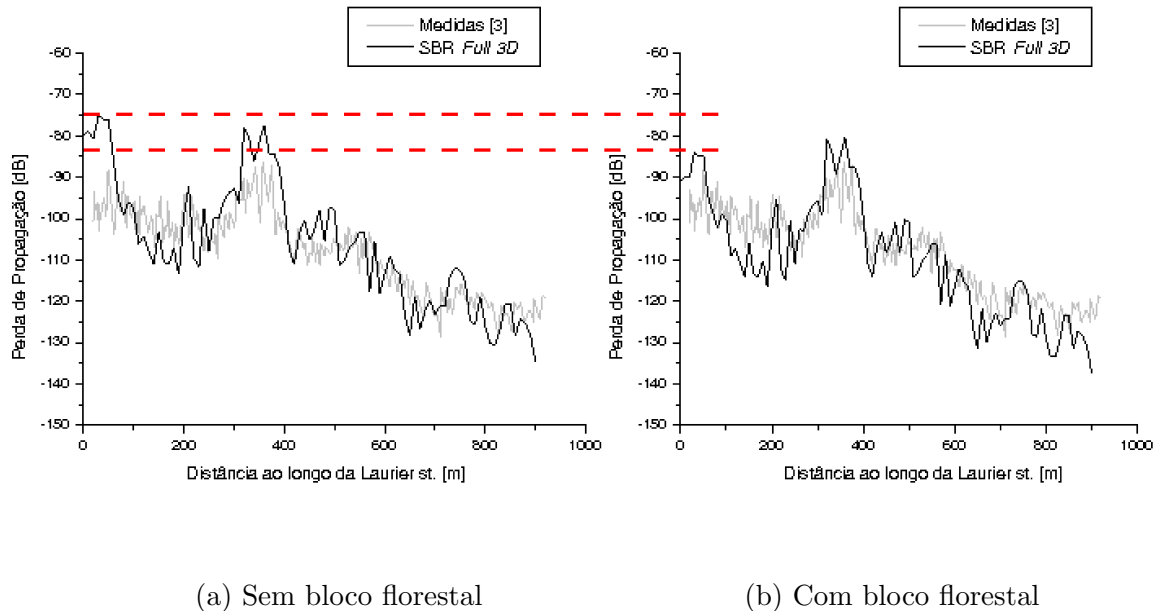


Figura 5.17: Perda de propagação ao longo da Laurier st.

Pode-se observar que a inserção do bloco florestal promoveu uma melhor concordância entre as perdas previstas e medidas no trecho já destacado anteriormente, o que de certa forma já era previsto, pois o bloco atua diretamente como uma obstrução atenuadora. Embora neste experimento o efeito atenuador do modelo Biofísico pudesse ser esperado, o objetivo maior do mesmo foi mostrar a aplicabilidade de tal modelo em cenários que apresentem áreas com vegetação.

A análise de erro entre as perdas de propagação previstas e medidas é apresentada na Tabela 5.15. Conforme previsto, esta análise mostra uma redução dos valores de erros apresentados.

Tabela 5.15: Análise de erro entre o modelo SBR *Full 3D* e medidas [4] (Laurier st.).

Percurso de recepção	Erro médio [dB]	Desvio absoluto [dB]	Erro RMS [dB]
Sem bloco florestal	6,88	5,60	8,87
Com bloco florestal	6,65	4,53	8,05

- **Conclusões:**

Foi avaliado neste estudo de caso o desempenho das estratégias de paralelização propostas para o modelo SBR assim como a precisão de predição do mesmo em ambientes *outdoor*. Os resultados apresentados mostraram a potencialidade do modelo em obter uma eficiência de paralelização muito grande, principalmente para casos *Full 3D* e com uma alta densidade de raios lançados pela fonte. Comparações de perdas de propagação medidas e preditas foram também realizadas, comprovando uma boa precisão de predição do modelo SBR *Full 3D*. O efeito da inserção de um bloco florestal, representando uma área com vegetação, foi também avaliado com o uso do modelo Biofísico, demonstrando a aplicabilidade desta abordagem em tais casos.

5.5 Estudo de Caso 04: Ambiente *Indoor* 1

- **Objetivo**

Avaliar o desempenho das estratégias de paralelização propostas para o modelo SBR 3D em ambientes *indoor*.

- **Contexto**

Uma situação de grande interesse prático em diversos sistemas de comunicação sem-fio, como redes celulares e redes sem-fio (WLAN), é o caso de um cenário *indoor* com múltiplos pavimentos e com múltiplas fontes e com múltiplos receptores (MIMO - *Multiple Input Multiple Output* [10]). Neste estudo de caso, será avaliado o desempenho do modelo paralelo proposto em um ambiente *indoor* com essas características, conforme esquematizado na Fig.5.18.

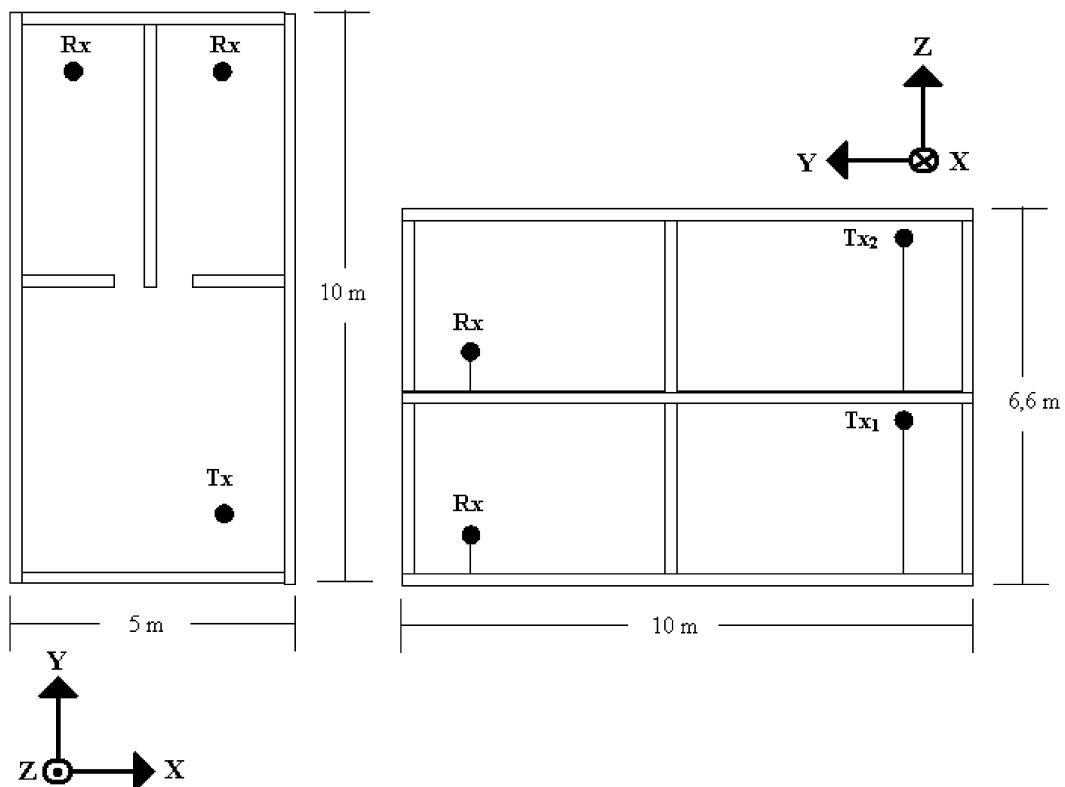


Figura 5.18: *Layout* do ambiente *indoor* de dois pavimentos usado nas simulações

As paredes foram consideradas como sendo formadas por materiais dielétricos com perdas ($\epsilon_r = 4$, $\sigma = 0,05 \text{ S/m}$) e com uma espessura de 20 cm. As fontes Tx_1 e Tx_2 (vide Fig.5.18), foram colocadas respectivamente no primeiro e no segundo pavimento, a uma altura de 2,7 m. Os receptores (dois em cada pavimento) foram dispostos conforme esquematizado na Fig.5.18, a uma altura de 70,0 cm de cada piso. Os campos foram calculados em uma frequência de 2,4 GHz com percursos mistos envolvendo até 10 reflexões e 2 transmissões. As simulações foram realizadas em um *cluster* com uma configuração de até oito máquinas (nós). A avaliação de desempenho do modelo paralelo foi realizada com base nas mesmas métricas usadas no estudo de caso anterior.

• Parâmetros de Simulação

Os parâmetros adotados neste experimento são sumarizados na Tabela 5.16.

Tabela 5.16: Parâmetros de simulação usados no estudo de caso 04

Modelo de Traçado de raios:	SBR <i>Full 3D</i>
Modelo Eletromagnético:	GO/UTD (reflexão/transmissão)
Número máximo de reflexões:	10
Número máximo de transmissões:	2
Potência de transmissão:	1,0 W
Frequência:	2,4 GHz
Parâmetros elétricos:	paredes: $\epsilon_r = 4,0$, $\sigma = 0,55 \text{ S/m}$ e espessura = 20 cm
Antenas Tx e Rx:	dipolos de $\lambda/2$
Altura dos Tx's:	2,70 m acima de cada piso
Altura dos Rx's:	0,70 m acima de cada piso
Computador:	<i>cluster</i> de PCs com 8 nós computacionais equipados com processadores Pentium IV 3.3 GHz e com 1,5 GB de memória principal (RAM).
Compilador:	g++ versão 3.3.5 20050117 (<i>pre-release</i>) sobre um sistema operacional GNU/Linux

- **Resultados**

A Fig.5.19 mostra os fatores de *speed-up* obtidos neste experimento para o caso com 655.362 raios lançados por cada fonte (totalizando 1.310.724 raios lançados). Observa-se através destes fatores que o desempenho do modelo foi acima do valor de referência (caso linear) para todas as configurações de *cluster* consideradas, apresentando também um comportamento mais estável com o aumento do número de nós em relação aos fatores apresentados no estudo de caso anterior. Isto se justifica, pois em ambientes *indoor*, o balanceamento de carga entre os nós da arquitetura paralela (*cluster*) geralmente é mais efetiva, justamente pelo fato de não considerar (em geral) o mecanismo da difração, que é maior vilão da distribuição igualitária de carga (raios) entre os nós. Esta conclusão pode ser confirmada através das Tabelas 5.17 e 5.18, que mostram respectivamente o número de raios processados e o tempo de processamento gasto por cada nó nas configurações de *cluster* consideradas. Os resultados mostrados apresentam uma diferença máxima de raios processados próximo de 0,015% em relação ao valor médio esperado, e uma diferença máxima de tempo de processamento gasto por cada nó de aproximadamente 1,5 segundos. Evidenciando assim, que quando se considera apenas os mecanismos de reflexão e transmissão, a distribuição de carga de processamento entre os nós do *cluster* se torna mais efetiva.

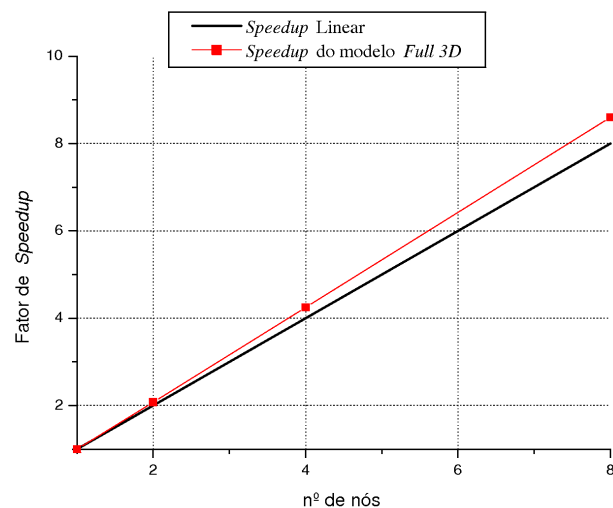


Figura 5.19: Fator de *speed-up* para 655.362 raios lançados por cada fonte (total de 1.310.724 raios lançados)

Tabela 5.17: Raios processados (balanceamento de carga)

Nó	<i>Cluster</i> de 1 nó	<i>Cluster</i> de 2 nós	<i>Cluster</i> de 4 nós	<i>Cluster</i> de 8 nós
1	112574760	56294723	28140617	14071957
2	-	56280037	28144876	14068351
3	-	-	28144749	14071886
4	-	-	28144518	14073009
5	-	-	-	14072054
6	-	-	-	14071403
7	-	-	-	14073948
8	-	-	-	14072152

Tabela 5.18: Tempo de processamento [s]

Nó	<i>Cluster</i> de 1 nó	<i>Cluster</i> de 2 nós	<i>Cluster</i> de 4 nós	<i>Cluster</i> de 8 nós
1	1305,575	629,845	306,884	151,479
2	-	629,950	307,374	151,509
3	-	-	305,473	150,319
4	-	-	306,534	150,448
5	-	-	-	151,538
6	-	-	-	151,792
7	-	-	-	150,789
8	-	-	-	150,992

As demais métricas de desempenho avaliadas para modelo, no referido experimento, são apresentadas na Tabela 5.19

Tabela 5.19: Métricas de avaliação de desempenho

Configuração do <i>cluster</i> (nº de nós - n)	S_n	W_n	U_n	E_n [%]
1	1,000	1,000	1,000	100,00
2	2,0725	0,964	0,999	103,62
4	4,247	0,939	0,997	106,18
8	8,601	0,925	0,995	107,51

De forma semelhante ao já observado no estudo de caso anterior, o modelo paralelo apresentou taxas de expansão de carga abaixo do caso ideal ($W_n = 1.0$). Isto evidencia a boa escalabilidade do modelo para a faixa de nós utilizada. As taxas de utilização de recursos obtidas para todas as configurações de *cluster* foram também muito próximas da taxa de utilização ideal ($U_n = 1.0$), indicando que todos os nós gastam pouco tempo em estado ocioso (*idle status*). A eficiência do modelo apresentou um comportamento acima da eficiência ideal ($E_n = 100\%$) em todas as configurações de *cluster* consideradas, comprovando assim, a boa eficiência de paralelização do modelo proposto, em especial, para cenários onde são considerados apenas os mecanismos de reflexão e transmissão.

Todos os outros comentários já feitos no estudo de caso anterior a respeito do desempenho superior ao ideal apresentado pelo modelo paralelo, continuam válidos, apenas ressaltando a melhor distribuição de carga apresentado no caso *indoor*.

- **Conclusões:**

Foi avaliado neste estudo de caso o desempenho das estratégias de paralelização propostas para o modelo SBR em ambientes *indoor*. Os resultados apresentados mostraram a potencialidade do modelo em obter ganhos de paralelização muito elevados, principalmente pelo fato de se promover um balanceamento de carga de processamento mais efetivo em tais ambientes. Adicionalmente, este estudo mostrou a aplicabilidade do modelo em cenários com múltiplos pavimentos e inseridos no contexto MIMO (*Multiple Input Multiple Output*).

5.6 Estudo de Caso 05: Ambiente *Indoor* 2

- **Objetivo**

Avaliar a precisão de predição do modelo SBR *Full 3D* em ambientes *indoor*.

- **Contexto**

O experimento deste estudo de caso consiste em avaliar a capacidade de predição do modelo SBR *Full 3D* em ambientes *indoor*. O mesmo foi realizado com base no cenário apresentado no terceiro exemplo do artigo [11], reproduzido aqui com algumas adaptações na Fig.5.20. Nenhuma informação sobre os espaçamentos entre as paredes e as espessuras das mesmas foi relatada no referido artigo, sendo estas estimadas por interpolação das informações geométricas fornecidas. A antena transmissora e o percurso de recepção considerados foram dispostos conforme esquematizado na Fig.5.20. As antenas são dipolos de meia onda verticalmente polarizadas. As propriedades elétricas dos materiais são apresentadas na Fig.5.20.d, sendo os demais parâmetros de simulação relatados no item a seguir.

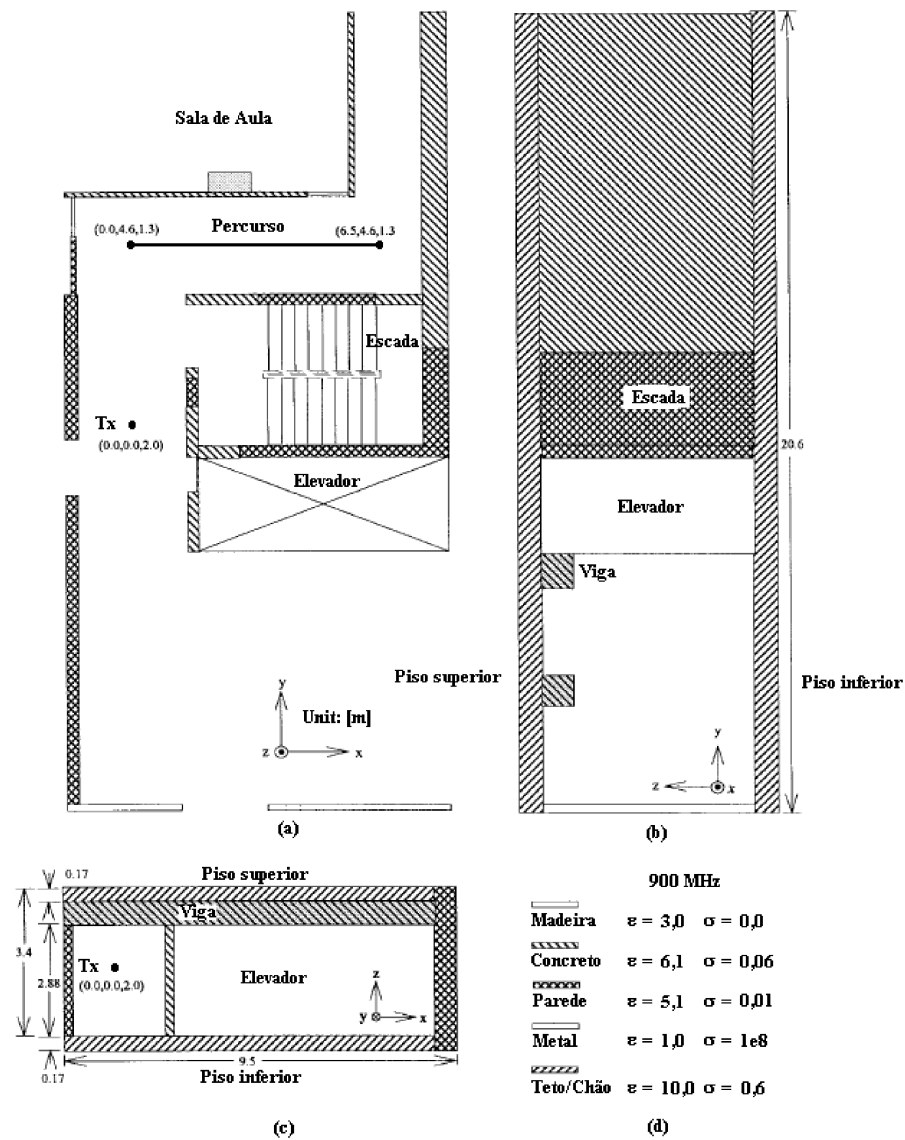


Figura 5.20: *Layout* do ambiente *indoor* usado nas simulações (vide [11]): (a) Vista superior. (b) Vista lateral (ao longo do eixo x). (c) Vista lateral (ao longo do eixo y). (d) Parâmetros elétricos dos materiais (900 MHz).

- **Parâmetros de Simulação**

Os parâmetros adotados neste experimento são sumarizados na Tabela 5.20.

Tabela 5.20: Parâmetros de simulação usados no estudo de caso 05

Modelo de Traçado de raios:	SBR <i>Full 3D</i>
Modelo Eletromagnético:	GO/UTD (reflexão/transmissão)
Número máximo de reflexões:	5
Número máximo de transmissões:	2
Potência de transmissão:	0,92 W
Frequência:	900 MHz
Parâmetros elétricos:	madeira: $\epsilon_r = 3,0$, $\sigma = 0,0S/m$ concreto: $\epsilon_r = 6,1$, $\sigma = 0,06S/m$ parede: $\epsilon_r = 5,1$, $\sigma = 0,01S/m$ metal: $\epsilon_r = 1,0$, $\sigma = 1e8S/m$ teto/chão: $\epsilon_r = 10,0$, $\sigma = 0,6S/m$
Antenas Tx e Rx:	dipolos de $\lambda/2$
Altura dos Tx:	1,96 m
Altura dos Rx's:	1,3 m
Computador:	Processador AMD Sempron 3000+ com 512 MB de memória principal
Compilador:	g++ versão 3.3.5 20050117 (<i>pre-release</i>) sobre um sistema operacional GNU/Linux

• Resultados

Para avaliar a capacidade de predição do modelo SBR *Full 3D* em ambientes *indoor*, a potência recebida predita ao longo do percurso considerado foi comparada com a potência recebida medida relatada em [11]. A Fig.5.21 mostra esta comparação.

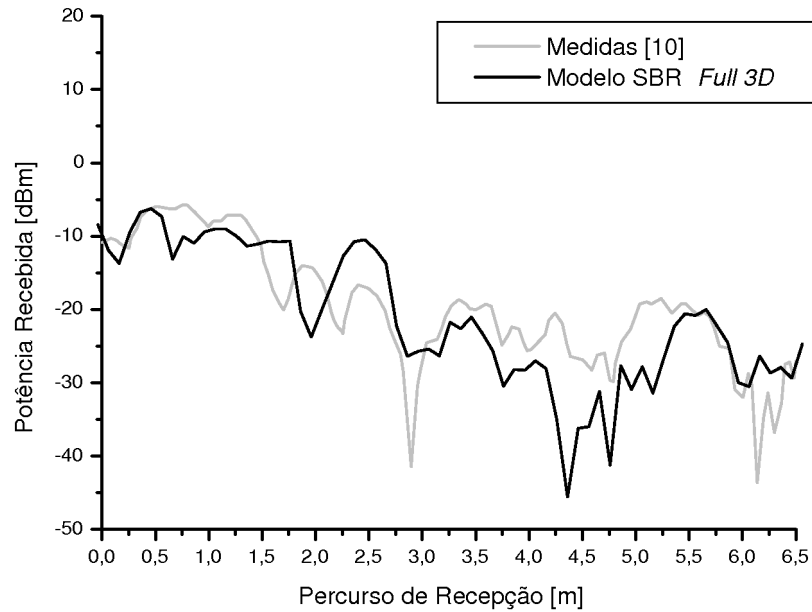


Figura 5.21: Potência recebida ao longo do percurso de recepção

Apesar do modelo SBR *Full 3D* não conseguir reproduzir fielmente todos os desvanecimentos apresentados pelas medidas, a concordância geral pode ser considerada boa devido a imprecisão das informações sobre as localizações das paredes e espessura das mesmas. A análise do erro entre as curvas apresentadas na Fig.5.21 é mostrada na Tabela 5.21.

Tabela 5.21: Análise de erro entre o modelo SBR 3D e medidas [11]

Erro médio [dB]	Desvio absoluto [dB]	Erro RMS [dB]
4,80	4,06	6,29

Para ilustrar as componentes de multipercurso providas pelo modelo SBR *Full 3D*, a Fig.5.22 mostra os raios determinados para o ponto central do percurso de recepção considerado. O Tx e o correspondente Rx podem ser identificados pelos seus respectivos digramas de irradiação:

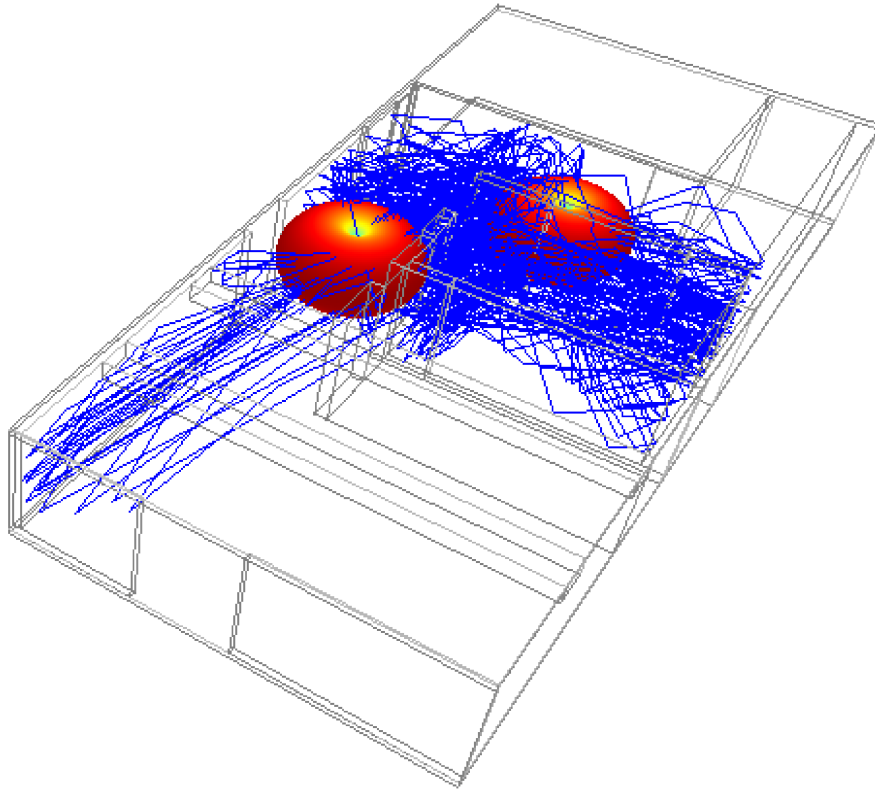


Figura 5.22: Componentes de multipercurso para o ponto central do percurso de recepção.

- **Conclusões:**

Foi avaliada neste estudo de caso a capacidade de predição do modelo SBR em ambientes *indoor*. Os resultados apresentados mostraram a potencialidade do modelo em determinar os efeitos de multipercurso presentes em tais ambientes. É importante ressaltar que o nível de precisão do modelo está intimamente ligado ao nível de aproximação das informações geométricas e morfológicas (grandezas elétricas) dos objetos presentes no cenário, ou seja, quanto maior a fidelidade nas informações fornecidas na base de dados do cenário, mais preciso será o modelo. Entretanto, em alguns casos, o aumento de precisão nas informações fornecidas podem tornar o modelo computacionalmente menos eficiente.

5.7 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados alguns estudos de casos que através de simulações avaliaram e validaram as abordagens propostas neste trabalho. Tais estudos buscaram evidenciar aspectos de eficiência computacional e de predição do modelo de traçado de raios 3D proposto.

No próximo capítulo, as conclusões do trabalho serão feitas e sugestões para trabalhos futuros serão dadas.

Referências Bibliográficas

- [1] Degli-Esposti, V., Guiducci, D., de'Marsi, A., Azzi, P., Fuschini, F., "An advanced field prediction model including diffuse scattering," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, Issue: 7, July 2004, pp. 1717 - 1728.
- [2] Schuster, J. and Luebbers, R., "FDTD techniques for evaluating the accuracy of ray-tracing propagation models for microcells," *16th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, Naval Postgraduate School, Monterey, CA, March, pp. 20-24, 2000.
- [3] User's Manual *Wireless Insite - Site-specific Radio Propagation Prediction Software*, Remcom - version 2.0, www.remcom.com.
- [4] Whitteker, J. H., "Measurements of path loss at 910 MHz for proposed microcell urban mobile systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 37, no. 3, pp. 125-129, Aug. 1988.
- [5] Tan, S.Y. and Tan, H.S., "Propagation model for microcellular communications applied to path loss measurements in Ottawa city streets," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 44, no. 2, pp. 313-317, Aug. 1995.
- [6] Chen, Z., Delis, A., and Bertoni, H.L., "Radio-wave propagation predictions using ray-tracing techniques on a network of workstations (NOW)," *J. Parallel Distrib. Comput.*, 64 (2004) 1127-1156.
- [7] Foster, Y., Kennedy, K., Dongarra, J. and Fox, G., *Sourcebook of Parallel Computing*, Morgan Kaufman Pub, 2002.
- [8] Hwang, Kai and Zhiwei, Xu *Scalable parallel computing: technology, architecture, programming*, Boston: Web- Mc Graw-Hill, 1998. 802p.

- [9] Donald Knuth, *The Art of Computer Programming, Vol. 3: Sorting and Searching* Third Edition. Addison-Wesley, 1997. ISBN 0-201-89685-0. Section 6.1: Sequential Searching, pp.396-408.
- [10] Cerasoli, C., "The use of ray tracing models to predict MIMO performance in urban environments," *Military Communications Conference - MILCOM 2006*, Washington, pp.1-8, Oct. 2006.
- [11] Yang, C.F., Wu, B.C., and Ko , C.J., "A ray-tracing method for modeling indoor wave propagation and penetration," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 6, pp. 907-919, June 1998.

Conclusões do Trabalho

É evidenciado nos últimos anos o expressivo crescimento dos sistemas de comunicação sem fio e a necessidade de provisão de novos serviços móveis. Vários parâmetros importantes de rede destes sistemas só podem ser determinados com confiabilidade através da caracterização eficiente do canal de propagação. Entretanto, este processo vem requerendo o uso de modelos de canais mais refinados, que em geral, podem demandar grandes quantidades de recursos computacionais (tempo de processamento e memória). A modelagem do canal através do uso de técnicas de traçado de raios se apresenta como uma solução promissora. Entretanto, sua eficiência de predição está intimamente ligada ao consumo excessivo de recursos computacionais, que representa o grande fator limitante para a utilização das mesmas. Neste contexto, este trabalho apresentou estratégias computacionais aplicadas em modelos de propagação baseados em técnicas de traçado de raios tridimensionais pleno (*Full 3D*), para prover o aumento da eficiência computacional e de predição dos mesmos no processo de caracterização de canais de propagação em redes sem fio.

As propostas apresentadas neste trabalho estão relacionadas com a minimização ou até mesmo a eliminação dessas restrições (fatores limitantes) anteriormente citadas. Tais propostas foram distribuídas basicamente dentro de três aspectos:

- **Tratamento Eletromagnético:** Neste contexto, foram relatadas algumas limitações apresentadas por uma modelagem eletromagnética de raios feita puramente pela GO e pela UTD clássica. Algumas soluções são sugeridas, principalmente em relação ao mecanismo da difração em arestas de condutividade finita, como a proposição de outros coeficientes de difração, e a problemas com múltiplas difrações, como o uso de um fator de divergência geral para se descrever o efeito da arbitrariedade das orientações das arestas. Adicionalmente, foi implementada a incorporação de dois mecanismos adicionais, o de espalhamento difuso, através do uso de um modelo de rugosidade efetiva (ER) e o de

propagação de ondas em ambientes com vegetação, através de um modelo Biofísico. Todas estas abordagens, em conjunto, favorecem ao aumento de precisão provida por modelos de traçados de raios, pois promovem a descrição dos principais efeitos presentes em ambientes reais;

- **Tratamento Geométrico:** Neste aspecto, a contribuição principal foi a apresentação e o desenvolvimento completo de um modelo de traçado de raios SBR *Full 3D* em todo seu contexto (lançamento de raios, interseção de raios com objetos e recepção de raios). Como técnicas SBR *Full 3D* são pouco relatadas na literatura, foi necessária, então, a criação de estratégias para mapeamento dos raios no espaço tridimensional, em especial no caso das difrações;
- **Tratamento Computacional:** Dentro deste aspecto, várias propostas de estratégias computacionais para reduzir os recursos computacionais (processamento e memória) de técnicas de traçado de raios SBR *Full 3D* foram apresentadas. Em especial, estratégias relacionadas ao pré-processamento da base de dados do cenário, com o uso do conceito de esferas envolventes, árvores de envoltórios e cilindros de recepção, e à paralelização do algoritmo de traçado de raios, com o desenvolvimento completo de um modelo paralelo para ser usado em uma arquitetura computacional paralela (*cluster* de PCs).

A avaliação e validação efetiva das abordagens propostas neste trabalho foram realizadas através de simulações e comparações com medidas de campo. Vários estudos de casos foram apresentados no sentido de evidenciar através de experimentos, aspectos de eficiência computacional e de predição do modelo de traçado de raios 3D desenvolvido. É importante salientar que diversos experimentos foram realizados fazendo-se uso da infra-estrutura computacional de alto-desempenho, pertencente à Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto (FEUP - Portugal) e disponibilizada ao Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores do Porto (INESC-Porto - Portugal), onde o autor desenvolveu atividades de estágio de doutorado (Programa de Doutorado no País com Estágio no Exterior - PDEE, da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - CAPES) por um período de seis meses.

A primeira avaliação realizada foi referente ao impacto do efeito do espalhamento difuso em relação à uma abordagem puramente baseada em GO/UTD. Foi constatado que em alguns casos a intensidade de campo provida pela abordagem ER é maior ou comparável à intensidade de campo provida pela abordagem puramente baseada em GO/UTD. Adicionalmente, verificou-se que a contribuição da abordagem ER altera consideravelmente o parâmetro de espalhamento temporal rms, promovendo um comportamento mais uniforme e realista em relação a um percurso de recepção. O critério de subdivisão de faces em quadrículas, presentes no modelo de ER para casos considerados como “face próxima”, foi também avaliado em termos de precisão e recursos computacionais requeridos.

Em outros experimentos, foi avaliado o desempenho das estratégias propostas para redução do número de interseções de raios com objetos (inseridas no contexto de pré-processamento da base de dados do cenário), fazendo-se uso principalmente dos conceitos apresentados de esferas envolventes e cilindros de recepção. Os resultados apresentados mostraram uma enorme redução do número de testes de interseções necessários, mostrando que o uso de tais estratégias são essenciais quando se deseja implementar um modelo de traçado de raios tridimensional com uma densidade de raios iniciais muito alta. Uma avaliação da precisão de predição do modelo SBR 3D frente a um modelo FDTD 2D^{1/2} foi também realizada, constatando-se uma boa precisão do modelo SBR 3D e a habilidade do mesmo em rastrear e contabilizar componentes de multipercursos.

Nos demais experimentos, o desempenho das estratégias de paralelização propostas para o modelo SBR assim como a precisão de predição do mesmo em ambientes *outdoor* e *indoor* foram avaliados. Os resultados apresentados mostraram a potencialidade do modelo em obter uma eficiência de paralelização muito grande, principalmente para casos *Full 3D* e com uma alta densidade de raios lançados pela fonte. Em ambientes *indoor* foi evidenciado ainda, que em geral, o modelo apresenta uma melhor distribuição de carga entre os nós que formam a arquitetura computacional paralela (*cluster* de PCs). A aplicabilidade do modelo em cenários com áreas de vegetação, com múltiplos pavimentos e inseridos no contexto MIMO (*Multiple Inputs Multiple Outputs*) foi exemplificada por simulações. Comparações de perdas de propagação ou potência recebida medidas e previstas foram também realizadas, comprovando uma boa precisão de predição do modelo SBR *Full 3D* e sua potencialidade na determinação de efeitos de multipercurso.

Todas as propostas apresentadas neste trabalho viabilizam uma caracterização eficiente do canal sem fio através do aumento da eficiência computacional e de precisão providos por modelos determinísticos de canal baseados em técnicas de traçado de raios, em especial para modelos denotados como SBR *Full 3D*.

As abordagens propostas juntamente com o modelo de propagação desenvolvido podem ser empregados na caracterização eficiente do canal sem fio em diversos sistemas, destacando-se os sistemas UWB (*Ultra-Wide-Band*), sistemas de TV Digital, sistemas celulares, redes sem-fio (WLAN 802.11, WIMAX - 802.16, *Long Term Evolution of Universal Terrestrial Radio Access Network* - LTE), redes de sensores sem-fio, etc. Adicionalmente, a eficiência do modelo foi comprovada tanto para ambientes *Outdoor* quanto para ambientes *indoor*, o que favorece no caso de aplicações mistas.

No sentido de dar prosseguimento ao trabalho desenvolvido e refinar as abordagens propostas, a seguir são citados alguns tópicos de trabalhos futuros:

- Estudo e desenvolvimento de modelos de difração baseados em UTD mais eficientes e precisos;
- Elaboração de estratégias para geração ótima de hierarquia de envoltórios;
- Elaboração de estratégias de paralelização computacional para procedimentos de simplificação da planta-baixa de cenários complexos;
- Uso de técnicas de traçado de raios para predizer características de canais no sentido de avaliar o desempenho de sistemas (capacidade, interferência, etc).

Publicações Oriundas da Pesquisa

- **Periódicos:**

1. CAVALCANTE, A. M., SOUSA, Marco José de, COSTA, João Crisóstomo Weyl Albuquerque, FRANCÊS, Carlos Renato Lisboa, CAVALCANTE, Gervásio Protásio dos Santos, Uma Nova Abordagem Paralela para Técnicas de Traçado de Raios 3D Aplicadas na Predição de Rádio Propagação In: IEEE Latin America Transactions, Issue 5, Vol. 5, Sept. 2007.
2. CAVALCANTE, A. M., SOUSA, Marco José de, COSTA, João Crisóstomo Weyl Albuquerque, FRANCÊS, Carlos Renato Lisboa, CAVALCANTE, Gervásio Protásio dos Santos, A Parallel Approach for 3D Ray-Tracing Techniques in the Radio propagation Prediction In: Journal of Microwaves and Optoelectronics (JMO), pp-207-219, n.1, Vol. 6, June 2007.

- **Conferências:**

1. CAVALCANTE, A. M., SOUSA, Marco José de, COSTA, João Crisóstomo Weyl Albuquerque, FRANCÊS, Carlos Renato Lisboa, CAVALCANTE, Gervásio Protásio dos Santos, A New Computational Parallel Model Applied in 3D Ray-Tracing Techniques for Radio-Propagation Prediction In: 2006 ASIA PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE (APMC 2006), 2006, Yokohama.
2. CAVALCANTE, A. M., SOUSA, Marco José de, COSTA, João Crisóstomo Weyl Albuquerque, FRANCÊS, Carlos Renato Lisboa, CAVALCANTE, Gervásio Protásio dos Santos, Modelo Paralelo de Traçado de Raios 3D para Predição de Propagação de Ondas Eletromagnéticas In: Momag (XII Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica-SBMO e VII Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo-CBMag), 2006, Belo Horizonte - MG.

3. CAVALCANTE, A. M., SOARES, Fábio Mendes, CAVALCANTE, Gervásio Protásio dos Santos, COSTA, João Crisóstomo Weyl Albuquerque, Modelos Neuro-Adaptados para Predição de Rádio-Propagação em Ambientes Florestais In: Momag (XII Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica-SBMO e VII Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo-CBMag), 2006, Belo Horizonte - MG.
4. CAVALCANTE, A. M., SOUSA, Marco José de, COSTA, João Crisóstomo Weyl Albuquerque, FRANCÊS, Carlos Renato Lisboa, CAVALCANTE, Gervásio Protásio dos Santos, SALES JR, Claudomiro de Souza de, 3D Ray-Tracing Parallel Model for Radio-Propagation Prediction In: VI International Telecommunications Symposium (ITS2006), 2006, Fortaleza.
5. CAVALCANTE, A. M., MELLO JUNIOR, Harold Dias de, PELAES, Evaldo Gonçalves, COSTA, João Crisóstomo Weyl Albuquerque, Caracterização de Canais Multipercurso Utilizando Filtros Digitais Parametrizados com Técnicas de Traçado de Raios In: 4th International Information and Telecommunication Technology Symposium (I2TS 2004), 2005, Florianópolis - SC, Brazil.
6. CAVALCANTE, A. M., SOUSA, Marco José de, SALES JR, Claudomiro de Souza de, COSTA, João Crisóstomo Weyl Albuquerque, CAVALCANTE, Gervásio Protásio dos Santos, FRANCÊS, Carlos Renato Lisboa, Computational Parallelization Strategy Applied in Full 3D Ray-Tracing Wireless Channel Modeling In: International Microwave and Optoelectronic Conference, 2005, Brasília.
7. CAVALCANTE, A. M., COSTA, João Crisóstomo Weyl Albuquerque, FRANCÊS, Carlos Renato Lisboa, MOREIRA, Daniel Henriques, CAVALCANTE, Gervásio Protásio dos Santos, Ambiente Computacional Baseado em Web para Estudo de Rádio-Propagação In: Momag (XI Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica-SBMO e VI Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo-CBMag), 2004, São Paulo.

-
8. CAVALCANTE, A. M., MELLO JUNIOR, Harold Dias de, PELAES, Evaldo Gonçalves, COSTA, João Crisóstomo Weyl Albuquerque, Caracterização de Canais Rádio-Móvel em Ambientes Exteriores: uma Abordagem utilizando Filtros Digitais In: 3rd International Information and Telecommunication Technology Symposium (I2TS 2004), 2004, São Carlos.
 9. CAVALCANTE, A. M., COSTA, João Crisóstomo Weyl Albuquerque, FRANCÊS, Carlos Renato Lisboa, SOUZA, Marco José de, CAVALCANTE, Gervásio Protásio dos Santos, SOUZA, Lamartine Vilar de, Estratégia de Paralelização Computacional Aplicada em Técnicas de Traçado de Raios 3D para Modelagem de Canal Rádio-Móvel In: Momag (XI Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica-SBMO e VI Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo-CBMag), 2004, São Paulo.
 10. CAVALCANTE, A. M., COUTINHO, Mauro Margalho, COSTA, João Crisóstomo Weyl Albuquerque, FRANCÊS, Carlos Renato Lisboa, Ferramentas Computacionais em Redes Sem-Fio: Uma Abordagem na Avaliação de Desempenho de Canais Rádio-Móvel In: XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBT 2004, 2004, Belém - PA.
 11. CAVALCANTE, A. M., COSTA, João Crisóstomo Weyl Albuquerque, CAVALCANTE, Gervásio Protásio dos Santos, Simulador de Traçado de Raios 3D para Caracterização de Canais Rádio-Móvel In: Momag (XI Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica-SBMO e VI Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo-CBMag), 2004, São Paulo.