

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

ANDRÉ MENDES CAVALCANTE

**Simulador *3D Ray-Tracing* Para Caracterização
de Canais em Ambientes Móveis Celulares**

DM – 03/2003

**UFPA / CT / PPGEE
CAMPUS UNIVERSITÁRIO DO GUAMÁ
66.075-900 – BELÉM – PARÁ – BRASIL**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

ANDRÉ MENDES CAVALCANTE

**Simulador *3D Ray-Tracing* Para Caracterização
de Canais em Ambientes Móveis Celulares**

Trabalho submetido à Banca Examinadora do
Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Elétrica.

**UFPA / CT / PPGE
CAMPUS UNIVERSITÁRIO DO GUAMÁ
66.075-900 – BELÉM – PARÁ – BRASIL**

Simulador *3D Ray-Tracing* Para Caracterização de Canais em Ambientes Móveis Celulares

Este trabalho foi julgado em 28/01/2003 adequado para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica, e aprovado na sua forma final pela banca examinadora.

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

ORIENTADOR

Prof. PhD. José Ricardo Descardecí (UFPR)

MEMBRO DA BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Carlos Leônidas da Silva Souza Sobrinho (UFPA)

MEMBRO DA BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes (UFPA)

MEMBRO DA BANCA EXAMINADORA

Visto:

Prof. Dr. Roberto Célio Limão de Oliveira

COORDENADOR DO PPGEE/CT/UFPA

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho primeiramente a DEUS, por ter me dado saúde e força para vencer os obstáculos, à minha família, em especial aos meus pais, por terem me dado uma boa educação e a oportunidade de seguir meu caminho, à minha esposa, por ter me dado força, paz e por ter vivenciado junto comigo todas as dificuldades, e por fim, uma dedicação muito especial ao meu filho Fábio, que é a minha fonte de inspiração e motivação.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos aqueles que direta ou indiretamente apoiaram e ajudaram para a conclusão deste trabalho.

Um agradecimento especial ao meu orientador João Crisóstomo, o qual depositou toda sua confiança em mim, me dando todo o suporte necessário para a conclusão deste trabalho. Um agradecimento especial também ao meu pai, professor Dr. Gervásio Cavalcante, por ter me dado a oportunidade de estar vivo e por ter me dado um apoio sobre-humano para que as dificuldades encontradas fossem superadas mais facilmente. Agradeço também a todos os professores do curso de Pós-Graduação, em especial àqueles que fazem parte do projeto ERICSSON, por terem compartilhado seus conhecimentos em prol do mesmo objetivo. Agradeço aos meus amigos de laboratório Marco, Elaine, Cláudia, Gabrielle, Josiane, Cassandra, Rúbia, Gláucio, Serrão, Adelson, Andrey, Evandro, Claudomiro, etc..., por terem me dado o suporte técnico da amizade, tão importante para vencer as dificuldades. Um agradecimento especial deve ser dado ao Marco, por ter me ajudado na parte de programação do trabalho. Por fim, agradeço à minha família, especialmente ao meu filho Fábio, por representar a minha fonte de inspiração e motivação.

ÍNDICE

LISTA DE FIGURAS.....	ix
RESUMO.....	13
ABSTRACT.....	14
CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO.....	15
1.1 – INTRODUÇÃO.....	15
1.2 – ESTRUTURA DO TRABALHO.....	16
CAPÍTULO 2 – ÓPTICA GEOMÉTRICA E TEORIA UNIFORME DA DIFRAÇÃO.....	18
2.1 – INTRODUÇÃO.....	18
2.2 – CONCEITO DE RAIOS.....	18
2.3 – ÓPTICA GEOMÉTRICA.....	19
2.3.1 – Campos de Onda Direta.....	23
2.3.2 – Campos Refletidos.....	24
2.3.2.1 – Sistema Fixo ao Raio (Reflexão).....	26
2.3.2.2 – Determinação do Campo Refletido.....	27
2.3.3 – Campos Transmitidos.....	29
2.3.3.1 – Determinação do Campo Transmitido.....	34
2.3.4 – Coeficientes de Reflexão e Transmissão de <i>Fresnel</i>	35
2.3.4.1 – Coeficientes de Reflexão de <i>Fresnel</i>	36
2.3.4.2 – Coeficientes de Transmissão de <i>Fresnel</i>	39
2.3.5 – Campos Difractados.....	40
2.3.5.1 – Sistema Fixo ao Raio (Difração).....	42
2.3.5.2 – Fronteiras de Sombra.....	44
2.3.5.3 – Determinação do Campo Difractado.....	46
2.3.5.3.1 – Difração de Primeira Ordem.....	47
2.3.5.3.1.1 – Coeficientes de Difração.....	48
2.4 – PARÂMETROS PARA A CARACTERIZAÇÃO DO CANAL RÁDIO- MÓVEL.....	57
2.4.1 – Perfil de Retardos de Potência.....	57
2.4.2 – Banda de Coerência.....	59

CAPÍTULO 3 – TÉCNICAS DE TRAÇADO DE RAIOS.....	61
3.1 – INTRODUÇÃO.....	61
3.2 – DESCRIÇÃO DO CENÁRIO.....	62
3.2.1 – Descrição Geométrica.....	62
3.2.2 – Descrição Morfológica.....	64
3.3.3 – Informações a serem Armazenadas sobre o Cenário.....	64
3.3 – SISTEMAS DE COORDENADAS.....	66
3.4 – MÉTODOS DE TRAÇADO DE RAIOS.....	67
3.4.1 – Método das Imagens.....	67
3.4.1.1 – Ordem de Reflexão.....	73
3.4.1.2 – Árvore de Imagens.....	73
3.4.1.3 – Testes de Limiar para Descarte de Raio.....	78
3.4.1.4 – Classes de Percursos de Propagação.....	79
3.4.1.4.1 – Classe 1.....	81
3.4.1.4.2 – Classe 2.....	81
3.4.1.4.3 – Classe 3.....	82
3.4.1.4.4 – Classe 4.....	85
3.4.1.4.5 – Classe 5 e Classe 6.....	89
3.5 – DETERMINAÇÃO DE CAMPOS.....	94
3.5.1 – Procedimentos e Definições Gerais.....	94
3.6 – TÉCNICAS DE ACELERAÇÃO.....	96
CAPÍTULO 4 – RESULTADOS.....	98
4.1 – INTRODUÇÃO.....	98
4.2 – RT-SIMULATOR.....	98
4.2.1 – Características do Programa.....	100
4.2.1.1 – Arquivos de Cenário.....	100
4.2.1.2 – Parâmetros para a Simulação.....	102
4.2.1.3 – Saídas Geradas pelo RT-SIMULATOR.....	109
4.3 – EXEMPLOS DE APLICAÇÃO.....	111
4.3.1 – Exemplo 01 – Prédio Simples.....	111
4.3.2 – Exemplo 02 – Corredor.....	116
4.3.3 – Exemplo 03 – Cruzamento de Ruas.....	121
4.3.4 – Exemplo 04 – Fileira de Prédios.....	125
4.3.5 – Exemplo 05 – Sala de Laboratório	139

CAPÍTULO 5 – CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS	
FUTUROS.....	144
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	146

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	– O conceito de raio para: (a) ondas planas genuínas (b) ondas planas localmente.....	19
Figura 2.2	– Tubo de raios astigmáticos.....	21
Figura 2.3	– Reflexão (sistema de coordenadas fixo ao raio).....	25
Figura 2.4	– Transmissão (Refração) – vista do plano de incidência.....	29
Figura 2.5	– Raio transmitido através de uma estrutura (vista da seção reta da estrutura).....	33
Figura 2.6	– Distinção entre estruturas para ambientes <i>indoor</i> e <i>outdoor</i> (vista da seção reta da estrutura).....	36
Figura 2.7	– Difração de aresta (Cone de difração e sistema fixo ao raio para a difração).....	41
Figura 2.8	– Vista de um plano normal à aresta.....	44
Figura 2.9	– Onda incidente em uma aresta (vista de um plano normal à aresta).....	44
Figura 2.10	– Comportamento da Função de Transição de <i>Fresnel</i> (módulo e fase).....	50
Figura 2.11	– Face “0” iluminada.....	54
Figura 2.12	– Face “n” iluminada.....	55
Figura 2.13	– Ambas as faces iluminadas.....	55
Figura 3.1	– Cenário Multifacetado: (a) vista tridimensional de um cenário (um sólido apenas) (b) vistas das faces do sólido nos planos xy e yz.....	63
Figura 3.2	– Método das Imagens.....	67
Figura 3.3	– Geometria auxiliar para a determinação do ponto imagem.....	68
Figura 3.4	– Teste <i>Jordan Curve</i> (pontos <i>p</i> são exemplos de pontos de interseção).....	71
Figura 3.5	– Sumário do teste de sombreamento.....	72
Figura 3.6	– Região de Reflexão de uma face em relação a uma fonte <i>F</i>	74
Figura 3.7	– Reflexão de segunda ordem.....	75
Figura 3.8	– Árvore de imagens (número máximo de imagens geradas).....	76

Figura 3.9	–	Árvore de imagens para um cenário genérico (com <i>backface culling</i>).....	77
Figura 3.10	–	Geometria para a determinação do percurso de difração simples.....	83
Figura 3.11	–	Geometria para determinação do percurso de difração dupla...	85
Figura 3.12	–	Geometria para determinação do percurso misto reflexão - difração (classe 5).....	91
Figura 3.13	–	Geometria para determinação do percurso misto difração - reflexão (classe 6).....	92
Figura 4.1	–	Janela Principal do RT-SIMULATOR.....	98
Figura 4.2	–	Cenário no formato DXF (vista em perspectiva).....	101
Figura 4.3	–	Formulário para inserção de parâmetros para a simulação.....	102
Figura 4.4	–	Geração da Malha de Recepção.....	104
Figura 4.5	–	Paleta “Tx Antenna Parameters”.....	106
Figura 4.6	–	Paleta “Rx Antenna Parameters”.....	108
Figura 4.7	–	Cálculo apenas de campos ao longo de raios diretos.....	113
Figura 4.8	–	Cálculo de campos ao longo de raios diretos e refletidos de primeira ordem.....	114
Figura 4.9	–	Cálculo de campos ao longo de raios diretos e refletidos de 1 ^a e 2 ^a ordens.....	115
Figura 4.10	–	Cálculo de campos ao longo de raios diretos, refletidos de primeira e segunda ordens e difratados (difração simples).....	115
Figura 4.11	–	Cálculo apenas de campos ao longo de raios diretos.....	117
Figura 4.12	–	Cálculo de campos ao longo de raios diretos e refletidos de 1 ^a ordem.....	117
Figura 4.13	–	Cálculo de campos ao longo de raios diretos e refletidos de 1 ^a e 2 ^a ordens.....	118
Figura 4.14	–	Configuração da Análise Percurso de Recepção (<i>Reception Path</i>).....	118
Figura 4.15	–	Potência recebida ao longo do percurso individual de cada classe de propagação considerada.....	119
Figura 4.16	–	Potência total recebida ao longo do percurso (somatória de todas as contribuições individuais de cada classe de propagação considerada).....	120

Figura 4.17	– Perda de Propagação associada ao percurso.....	120
Figura 4.18	– Cálculo apenas de campos ao longo de raios diretos.....	122
Figura 4.19	– Cálculo de campos ao longo de raios diretos e refletidos de 1 ^a ordem.....	122
Figura 4.20	– Cálculo de campos ao longo de raios diretos e refletidos de 1 ^a e 2 ^a ordens.....	123
Figura 4.21	– Cálculo de campos ao longo de raios diretos e refletidos de 1 ^a e 2 ^a ordens (Análise do efeito da redução da frequência de operação).....	124
Figura 4.22	– Cálculo de campos ao longo de raios diretos e refletidos de 1 ^a e 2 ^a ordens (Análise do efeito do aumento da frequência de operação).....	124
Figura 4.23	– Cálculo de campos ao longo de raios diretos e refletidos de 1 ^a e 2 ^a ordens (Análise do efeito da altura da antena transmissora).....	125
Figura 4.24	– Cálculo de campos ao longo de raios diretos, refletidos de até 3 ^a ordem e difratados (difração simples).....	126
Figura 4.25	– Arranjo de Prédios, transmissor (Tx) e pontos de recepção.....	127
Figura 4.26	– Ponto de Recepção L1 (Visualização dos Raios).....	129
Figura 4.27	– Perfil de Retardos de Potência (<i>Power Delay Profile</i>) para o ponto L1.....	130
Figura 4.28	– Ponto de Recepção L2 (Visualização dos Raios).....	131
Figura 4.29	– Perfil de Retardos de Potência (<i>Power Delay Profile</i>) para o ponto L2.....	132
Figura 4.30	– Ponto de Recepção L3 (Visualização dos Raios).....	133
Figura 4.31	– Perfil de Retardos de Potência (<i>Power Delay Profile</i>) para o ponto L3.....	134
Figura 4.32	– Ponto de Recepção L4 (Visualização dos Raios).....	135
Figura 4.33	– Perfil de Retardos de Potência (<i>Power Delay Profile</i>) para o ponto L4.....	136
Figura 4.34	– Ponto de Recepção L5 (Visualização dos Raios).....	137
Figura 4.35	– Perfil de Retardos de Potência (<i>Power Delay Profile</i>) para o ponto L5.....	138

Figura 4.36	–	Esquema de Medição - Percursos de Recepção (Rota 1 e Rota 2).....	140
Figura 4.37	–	Rota 1 – Potência Recebida [dBm] <i>versus</i> Distância [m].....	142
Figura 4.38	–	Rota 2 – Potência Recebida [dBm] <i>versus</i> Distância [m].....	142

RESUMO

Neste trabalho, é feita uma modelagem de canal móvel de propagação usando as Técnicas de Traçado de Raios em três-dimensões (3D) para ambientes exteriores (*Outdoor*) e interiores (*Indoor*). A teoria eletromagnética adotada foi a Teoria Uniforme da Difração (*Uniform Theory of Diffraction* - UTD). Para gerar os resultados providos pelo do modelo proposto, foi desenvolvido um simulador de traçado de raios denominado de RT-SIMULATOR, escrito na linguagem DELPHITM (*Object Pascal*). A validação do modelo foi obtida através da verificação de efeitos físicos clássicos e por comparação com medidas.

ABSTRACT

This work describes a mobile propagation channel modeling using 3D Ray-Tracing Techniques for outdoor and indoor environments. The electromagnetic theory adopted was the Uniform Theory of Diffraction (UTD). In order to generate the results provided by the proposed model, a simulator called RT-SIMULATOR was developed, written in the DELPHI language (Object Pascal). Results were simulated for comparison effect and validation of the proposed model.

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

1.1 – INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, o aumento da densidade de usuários dos sistemas celulares tem acarretado uma maior reutilização do espectro de frequências através da redução do tamanho das células. Os sistemas passam a operar com estações rádio base com antenas e potências de transmissão mais baixas e raios de cobertura de centenas de metros (microcélulas) ou poucas dezenas de metros em ambientes fechados (picocélulas). Devido às dimensões reduzidas das áreas de cobertura, com antenas muitas vezes localizadas na altura de postes, a característica do sinal de rádio em ambientes microcelulares difere da característica geralmente observada em macrocélulas e, por esse motivo, modelos empíricos consagrados para a predição de atenuação de propagação em macrocélulas não são mais tão adequados, pela dificuldade de sua generalização [1]. A necessidade de novos modelos é ainda mais evidente quando aumenta o interesse pela provisão de serviços móveis em ambientes interiores (*indoor*), onde o meio confinado estabelece outros padrões para o comportamento do sinal. Dado o exposto, é crescente o volume de material de pesquisa na área de micro e picocélulas, gerando uma quantidade significativa de novos modelos, muitos ainda por serem validados [1,2],[4]-[8],[10].

Modelos empíricos apresentam como grande vantagem a praticidade e rapidez de uso, porém, por serem derivados de medições realizadas em determinadas localidades específicas, podem falhar ao serem aplicados em ambientes significativamente diferentes. No outro extremo, encontram-se os modelos teóricos, 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. Apresentam como principais desvantagens a complexidade envolvida gerada na aplicação das condições de contorno e a menor velocidade de execução quando comparados a modelos empíricos, especialmente para grandes (e complexas) regiões de cobertura. Porém, com a crescente demanda por modelos de predição em micro e picocélulas, que possuem dimensões reduzidas, os

modelos teóricos passam a ser uma importante alternativa à predição da propagação nesses ambientes [1].

Neste contexto, este trabalho propõe a modelagem de canal móvel de propagação usando modelos teóricos baseados nas Técnicas de Traçado de Raios (*Ray-Tracing Techniques*) em três-dimensões (3D) para ambientes exteriores (*Outdoor*) e interiores (*Indoor*). Serão abordados os principais métodos de caracterização do canal de propagação móvel através da técnica de traçado de raios, juntamente com a teoria eletromagnética necessária para a sua aplicação. Foi desenvolvido um simulador de traçado de raios denominado de RT-SIMULATOR, escrito na linguagem DELPHI (*Object Pascal*), sendo realizadas várias simulações para efeito de comparação e validação do modelo proposto.

1.2 – ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho está estruturado da seguinte maneira:

- No Capítulo 1, *Introdução*, é descrito o objetivo do trabalho e sua estrutura de organização;
- No Capítulo 2, *Óptica Geométrica e Teoria Uniforme da Difração*, é abordada a teoria eletromagnética necessária ao cálculo de campos realizado pelo modelo de traçado de raios. Especificamente, é desenvolvida uma formulação baseada na Teoria Uniforme da Difração (UTD) para o cálculo do espalhamento eletromagnético em cunhas formadas por superfícies de condutividade finita. Também neste capítulo são abordados alguns parâmetros utilizados para a caracterização do canal rádio-móvel;
- No Capítulo 3, *Técnicas de Traçado de Raios*, são descritas as principais técnicas de traçado de raios, apresentando os detalhes nas técnicas baseadas na Teoria das Imagens (*Image Theory*), por ser esta teoria usada na elaboração do *software* simulador RT-SIMULATOR;
- No Capítulo 4, *Resultados*, são mostrados os principais aspectos do simulador desenvolvido, assim como os resultados de várias simulações realizadas para efeito de comparação e validação do modelo proposto;

- No Capítulo 5, *Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros*, são apresentadas as principais conclusões deste trabalho, assim como sugestões para sua continuidade.

Capítulo 2

ÓPTICA GEOMÉTRICA E TEORIA UNIFORME DA DIFRAÇÃO

2.1 - INTRODUÇÃO

Para a implementação de modelos determinísticos de traçado de raios, algumas teorias e abordagens são apresentadas na literatura, com variações principalmente no que diz respeito ao tratamento da difração. Existem várias técnicas que podem ser utilizadas em um modelo determinístico ou semideterminístico. Entre as técnicas usadas em modelos determinísticos estão: Óptica Geométrica (GO), Teoria Geométrica da Difração (GTD) e sua versão uniforme (UTD), Óptica Física (PO) e, com menor frequência, métodos rigorosos como técnicas baseadas na Equação Integral (IE) ou Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD).

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. Nesse trabalho, foi escolhido um modelo baseado em UTD, pois, do ponto de vista prático, essa é a técnica que melhor combina precisão de resultados com eficiência computacional [1]. Será apresentado nesse capítulo um sumário da teoria da GO e da UTD, assim como, alguns parâmetros geralmente adotados para caracterização do canal rádio móvel.

2.2 – CONCEITO DE RAIOS

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. Pode-se então, interpretar a onda como sendo um raio propagando-se perpendicularmente às frentes de onda (superfícies eqüifásicas), conforme mostrado na Figura 2.1a. Como uma onda plana não pode ser gerada na realidade, este conceito de raio é válido somente se é feita a consideração de que o ponto de observação esteja suficientemente afastado da fonte, onde as ondas

esféricas resultantes neste ponto podem ser localmente aproximadas por uma onda plana em uma pequena porção da superfície da esfera (Figura 2.1b). Um critério para definição de campo distante (região de *Fraunhofer*) 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. Adicionalmente, a área de observação deve ser limitada, para que a diferença de fase entre os extremos da mesma seja suficientemente pequena [2].

Considerando este conceito de raio, a dependência da amplitude e da fase da onda (ou raio) com a distância da fonte é dada pela Óptica Geométrica (GO) e pela expansão de *Luneberg-Kline* para altas frequências. Neste trabalho só será mostrado o formalismo para o campo elétrico, podendo o campo magnético ser obtido facilmente pela equação rotacional de *Maxwell*.

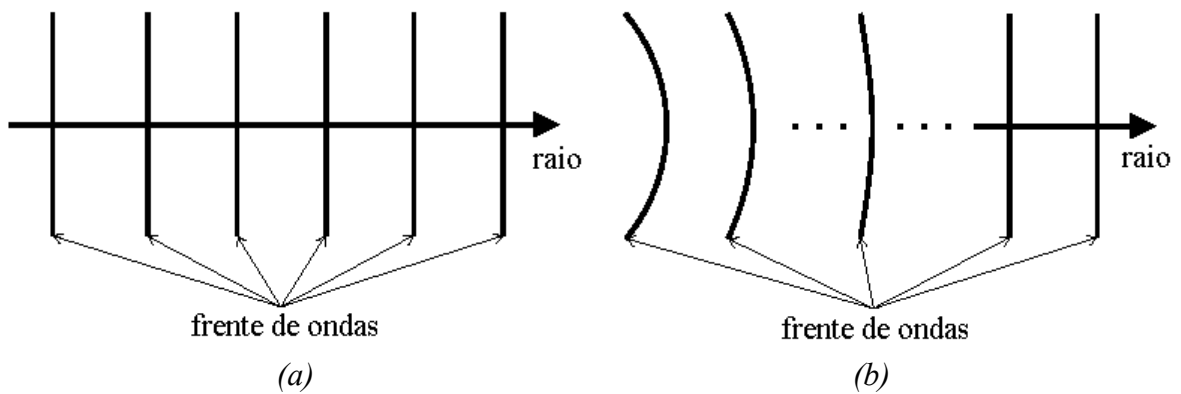


Figura 2.1 – O conceito de raio para: (a) ondas planas genuínas (b) ondas planas localmente

2.3 – ÓPTICA GEOMÉTRICA

A Óptica Geométrica (GO) é um método aproximado, em altas frequências, usado para a determinação da propagação de onda para campos incidentes, refletidos e refratados. Devido a utilização do conceito de raios, o método também é referido como Óptica dos Raios (RO) [3]. Na GO clássica, o transporte de energia entre dois pontos em um meio sem perdas é conseguido através do uso da conservação do fluxo de energia em um conjunto de raios, referido como tubo de raios. Os raios então seguem um percurso de acordo com o princípio de *Fermat*, que mostra que entre dois pontos, os

raios percorrem um caminho cujo comprimento elétrico percorrido (distância óptica na GO clássica) é um extremo, usualmente um mínimo [3]. Se o meio for homogêneo (como o ar), as trajetórias dos raios são linhas retas perpendiculares às frentes de onda (superfícies equifásicas). Em um tubo de raios se propagando em um meio sem perdas, não há fluxo de energia transversal ao tubo, sendo que o fluxo de potência por qualquer seção transversal tem que permanecer constante (Figura 2.2):

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

Onde

$$\begin{aligned} W_0 &= \text{densidade de potência irradiada em um ponto de referência } d = d_0 = 0 \\ &\quad [\text{W/m}^2] \\ W &= \text{densidade de potência irradiada em um ponto } d = d \quad [\text{W/m}^2] \\ dA_0 &= \text{área da seção transversal do tubo no ponto } d_0 \quad [\text{m}^2] \\ dA &= \text{área da seção transversal do tubo no ponto } d \quad [\text{m}^2] \end{aligned}$$

Para ondas eletromagnéticas numa região suficientemente afastada da fonte (região de campo distante), a intensidade de campo elétrico pode ser relacionada com a densidade de potência irradiada W por [3]:

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

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 Figura 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 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 na distância 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.

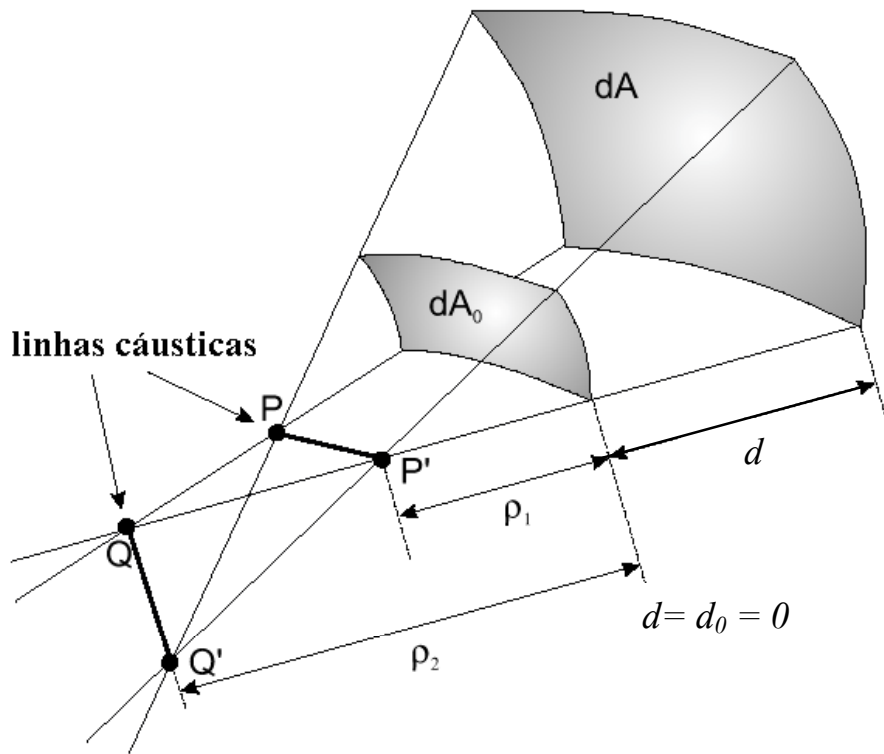


Figura 2.2 – Tubo de raios astigmáticos

É evidente da Figura 2.2 que todos os raios do tubo de raios astigmáticos passam através das mesmas linhas PP' e QQ' , que são chamadas linhas cústicas. 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 de (2.4). Nas cústicas (que podem ser um ponto, uma linha ou uma superfície), a avaliação quantitativa do campo não é possível através da GO, embora qualitativamente, a concentração de energia pode apenas ser experimentalmente verificada [2]. Para frentes de ondas esféricas, cilíndricas e planas, 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 por (2.4) se reduz respectivamente para frentes de ondas esféricas, cilíndricas e planas 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 em alta-frequência entre duas frentes de ondas. Outras propriedades importantes da onda como fase e polarização podem ser incluídas adotando-se a expansão em altas-frequências de *Luneberg* e *Kline*. O primeiro termo desta expansão, representativo de uma onda plana local, passa a ser dominante, que em combinação com a GO clássica conduz a [3]:

$$\mathbf{E}(s) = \mathbf{E}'_0(0) e^{j\phi_0(0)} \sqrt{\frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + d)(\rho_2 + d)}} e^{-jk_0 d} \quad (2.8)$$

onde

$\mathbf{E}'(d)$	=	campo elétrico no ponto $d = d$;
$\mathbf{E}'_0(0)$	=	campo elétrico no ponto de referência ($d = 0$);
$\phi_0(0)$	=	fase do campo no ponto de referência ($d = 0$);
$\sqrt{\frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + d)(\rho_2 + d)}}$	=	atenuação espacial (fator de divergência ou de espalhamento);
$e^{-jk_0 d}$	=	fator de fase;
$k_0 = \beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$	=	número de onda ($k = k_0$) ou constante de fase ($\beta = \beta_0$) no espaço livre [rad/m], com:
$\lambda_0 = c / f$	-	comprimento de onda [m];
f	-	frequência [Hz]
$c \cong 3 \times 10^8$	-	velocidade da luz no vácuo [m/s].

A Eq. (2.8) é válida somente para altas-frequências e se o campo demonstrar um comportamento de raio óptico, ou seja, se a consideração de ondas localmente planas for satisfeita, e as dimensões de todos os obstáculos forem grandes comparadas com o comprimento de onda. Nas frequências de rádio móvel ($\lambda_0 < 0,5$ m), esta consideração é naturalmente satisfeita, excetuando-se é claro, os pequenos objetos e as pequenas mobílias.

2.3.1 – Campos de Onda Direta

Estes campos existem quando o transmissor (fonte) “enxerga” o receptor, ou seja, 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:

$$\mathbf{E}(d) = \mathbf{E}_A \frac{e^{-jk_0 d}}{d} \quad (2.9)$$

onde

$$\mathbf{E}_A(\theta, \phi) = \sqrt{\frac{\eta_0 P_t G_t}{2\pi}} \mathbf{E}_0(\theta, \phi) = \text{Fator de excitação da onda esférica [V/m];}$$

com:

$$\begin{aligned} \eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} &\cong 120\pi &= &\text{impedância do espaço livre } [\Omega]; \\ \epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12} &&= &\text{permissividade elétrica no espaço livre [F/m];} \\ \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} &&= &\text{permeabilidade magnética no espaço livre [H/m];} \\ P_t &&= &\text{potência de transmissão [W];} \\ G_t &&= &\text{ganho de potência máximo da antena transmissora;} \\ \mathbf{E}_0(\theta, \phi) = E_0(\theta, \phi) \hat{\mathbf{a}} &&= &\text{fator que depende do diagrama de radiação} \\ &&&[E_0(\theta, \phi)] \text{ e do vetor polarização } (\hat{\mathbf{a}}) \text{ da antena,} \\ &&&\text{onde:} \end{aligned}$$

$E_0(\theta, \phi)$ = ganho de campo normalizado da antena transmissora na direção (θ, ϕ) , relativo ao sistema de coordenadas esféricas centrado na antena. Usualmente, o diagrama de radiação é de potência, onde o ganho pode ser:

$$g(\theta, \phi) = 20 \log \left| \frac{E(\theta, \phi)}{E_{\max}} \right| - \text{diagrama de radiação normalizado em relação ao campo na direção de máxima radiação, } E_{\max} = E_0(\theta_{\max}, \phi_{\max}), \text{ assim:}$$

$$E_0(\theta, \phi) = 10^{g(\theta, \phi)/20},$$

ou

$$g(\theta, \phi) = 20 \log \left| \frac{E(\theta, \phi)}{E_{cte}} \right| - \text{diagrama de radiação normalizado em relação ao campo irradiado por uma antena isotrópica (diagrama em dBi), onde então, dessa forma:}$$

$$E_0(\theta, \phi) = \frac{10^{g(\theta, \phi)/20}}{\sqrt{G_t}};$$

$\hat{\mathbf{a}}$ = vetor polarização do campo elétrico na região de campo distante. Este parâmetro depende da antena transmissora utilizada. Ex: Para dipolos, o campo distante possui apenas a componente $\hat{\mathbf{a}}_\theta$,

2.3.2 – Campos Refletidos

O fenômeno da reflexão causa alteração no campo elétrico propagante (amplitude, fase e na direção de propagação da onda eletromagnética). 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 um 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.

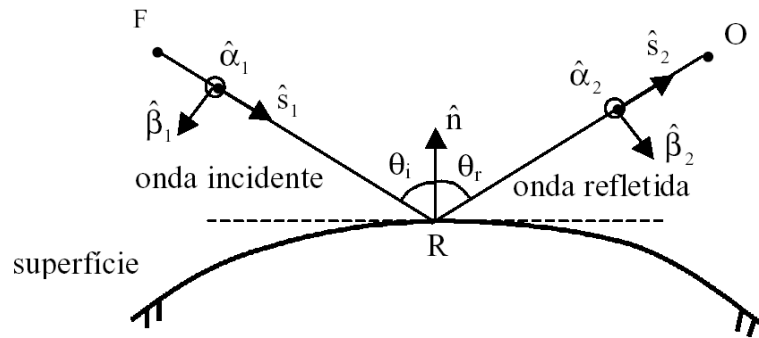


Figura 2.3 – Reflexão (sistema de coordenadas fixo ao raio)

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

- $\hat{\mathbf{n}}$ = 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.

Planos:

- Plano de Incidência - plano que contém o raio incidente (direção de propagação da onda incidente $\hat{\mathbf{s}}_1$) e a normal $\hat{\mathbf{n}}$.
- Plano de Reflexão - plano que contém o raio refletido (direção de propagação da onda refletida $\hat{\mathbf{s}}_2$) e a normal $\hat{\mathbf{n}}$.

Obs: os dois planos são coincidentes, ou seja, os raios incidente e refletido e a normal à superfície no ponto de reflexão estão em um mesmo plano.

Ângulo de incidência:

$$\theta_i = \arccos(-\hat{\mathbf{n}} \cdot \hat{\mathbf{s}}_1) = \text{Ângulo agudo formado entre a direção da onda incidente } (\hat{\mathbf{s}}_1) \text{ e o vetor normal } \hat{\mathbf{n}} \text{ } (0 \leq \theta_i \leq \pi/2).$$

Ângulo de reflexão:

$$\theta_r = \text{Ângulo agudo formado entre a direção da onda refletida } (\hat{\mathbf{s}}_2) \text{ e o vetor normal } \hat{\mathbf{n}} \text{ } (0 \leq \theta_r \leq \pi/2). \text{ A direção da onda refletida é regida pela Lei de Snell da Reflexão, segundo a qual: } \theta_i = \theta_r.$$

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

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

O campo refletido relaciona-se ao incidente através da seguinte expressão:

$$\mathbf{E}^r(x_R, y_R, z_R) = \mathbf{E}^i(x_R, y_R, z_R) \bar{\mathbf{R}} \quad (2.10)$$

onde:

$\mathbf{E}^r(x_R, y_R, z_R)$ = campo elétrico refletido, calculado no ponto R

$\mathbf{E}^i(x_R, y_R, z_R)$ = campo elétrico incidente no ponto R

$\bar{\mathbf{R}}$ = matriz 3x3 de coeficientes de reflexão da superfície em um sistema (x, y, z) global, sistema este não fixado em nenhum raio (incidente ou refletido);

2.3.2.1 – Sistema Fixo ao Raio (Reflexão)

Os sistemas de coordenadas fixados nos raios (incidente e refletido) são introduzidos para que a matriz $\bar{\mathbf{R}}$ se reduza em uma matriz 2x2, simplificando assim, os cálculos de campo. Estes sistemas são montados escolhendo-se um dos eixos do sistema 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, ou seja, para componentes de campo paralela e perpendicular ao plano de incidência. Como a GO considera o conceito de raio, que se baseia na consideração de onda plana local na região de campo distante, a onda não terá componente na direção ao longo da propagação, pois uma onda plana é um caso especial das ondas eletromagnéticas transversais (TEM). Então, como não há componente na direção de propagação, a decomposição dos campos é feita apenas nas duas direções perpendiculares ao raio, definidas pelo sistema fixo ao raio (Figura 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 Figura 2.3, corresponde aos unitários \hat{s}_1 e \hat{s}_2 ao longo dos raios incidente e refletido, respectivamente;
- um eixo é perpendicular ao plano de incidência / reflexão; na Figura 2.3, corresponde aos unitários \hat{a}_1 e \hat{a}_2 , respectivamente;
- e um terceiro está sobre o plano de incidência / reflexão; na Figura 2.3, corresponde aos unitários $\hat{\beta}_1$ e $\hat{\beta}_2$ respectivamente.

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

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

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

Os vetores unitários envolvidos neste sistema são relacionados por:

$$\hat{\mathbf{s}}_2 = \frac{\hat{\mathbf{s}}_1 - 2(\hat{\mathbf{n}} \cdot \hat{\mathbf{s}}_1)\hat{\mathbf{n}}}{|\hat{\mathbf{s}}_1 - 2(\hat{\mathbf{n}} \cdot \hat{\mathbf{s}}_1)\hat{\mathbf{n}}|} \quad (2.11)$$

$$\hat{\mathbf{a}}_1 = \frac{\hat{\mathbf{s}}_1 \times \hat{\mathbf{n}}}{|\hat{\mathbf{s}}_1 \times \hat{\mathbf{n}}|} \quad \text{e} \quad \hat{\mathbf{\beta}}_1 = \hat{\mathbf{s}}_1 \times \hat{\mathbf{a}}_1 \quad (2.12)$$

$$\hat{\mathbf{a}}_2 = \frac{\hat{\mathbf{s}}_2 \times \hat{\mathbf{n}}}{|\hat{\mathbf{s}}_2 \times \hat{\mathbf{n}}|} \quad \text{e} \quad \hat{\mathbf{\beta}}_2 = \hat{\mathbf{s}}_2 \times \hat{\mathbf{a}}_2 \quad (2.13)$$

2.3.2.2 – Determinação do Campo Refletido

Através do uso dos sistemas fixados nos raios incidente e refletido, os campos podem ser decompostos nas direções dos vetores unitários em (2.12) e (2.13), desta maneira, a expressão de campo refletido é reapresentada na forma:

$$\mathbf{E}^r(O) = (E_{\alpha_2}^r \hat{\mathbf{a}}_2 + E_{\beta_2}^r \hat{\mathbf{\beta}}_2) A^r e^{-jk_0 d_2} \quad (2.14)$$

onde:

$\mathbf{E}^r(O)$ = campo refletido calculado no ponto de observação O , decomposto nas suas componentes *soft* e *hard*

$$\begin{bmatrix} E_{\alpha_2}^r \\ E_{\beta_2}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_s & 0 \\ 0 & \Gamma_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{\alpha_1}^i \\ E_{\beta_1}^i \end{bmatrix}$$

= componentes *soft* ($E_{\alpha_2}^r$) e *hard* ($E_{\beta_2}^r$) do campo refletido, com:

$\begin{bmatrix} \Gamma_s & 0 \\ 0 & \Gamma_h \end{bmatrix}$ = matriz $\bar{\mathbf{R}}$ de coeficientes de reflexão da superfície para um sistema de coordenadas fixo aos raios. É composta pelos coeficientes de reflexão de *Fresnel soft* (Γ_s) e *hard* (Γ_h) que serão definidos posteriormente com o mecanismo de refração (transmissão).

$\begin{bmatrix} E_{\alpha_1}^i \\ E_{\beta_1}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}^i(R) \cdot \hat{\alpha}_1 \\ \mathbf{E}^i(R) \cdot \hat{\beta}_1 \end{bmatrix}$ = vetor campo incidente $\mathbf{E}^i(R)$, expresso em suas componentes *soft* e *hard*.

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 = 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 = distância já definida anteriormente

Obs:

É importante salientar que a 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.

Além do fator de divergência, ou alternativamente, os coeficientes de reflexão podem ser multiplicados por um coeficiente de rugosidade da superfície refletora. Esse coeficiente é um fator redutor da amplitude do campo refletido, devido ao fato de haver espalhamento do campo refletido em várias direções quando a superfície não é lisa. Nem toda energia refletida está concentrada em uma única direção (um único raio) e, dessa forma, o campo da expressão (2.14) deve ser reduzido por um fator (coeficiente de rugosidade) inversamente proporcional à rugosidade da superfície, pois quanto maior a rugosidade, maior o espalhamento. A rugosidade é dependente da frequência e pode ser inserida na expressão (2.14) através da multiplicação do coeficiente de reflexão pelo coeficiente de rugosidade. 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).

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 Figura 2.4.

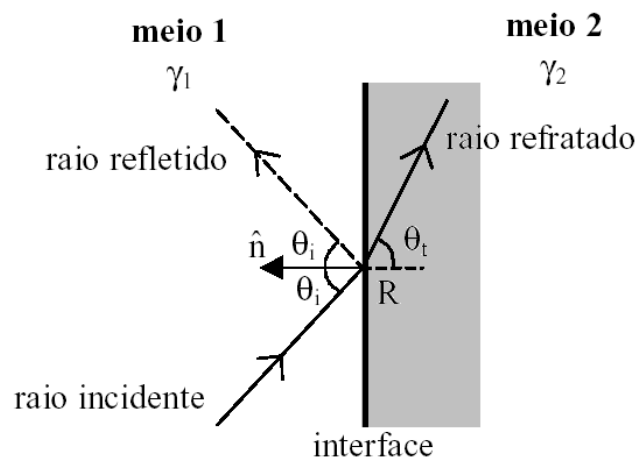


Figura 2.4 – Transmissão (Refração) – vista do plano de incidência

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

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

$$\gamma_1 \sin \theta_i = \gamma_2 \sin \theta_t \quad (2.15)$$

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:

$$\begin{aligned} \alpha_{1,2} &= \text{constante de atenuação dos meios 1 e 2 [Np/m]} \\ &= \omega \sqrt{\mu_{1,2} \varepsilon_{1,2}} \left\{ \frac{1}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma_{1,2}}{\omega \varepsilon_{1,2}} \right)^2} - 1 \right] \right\}^{1/2} \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} \beta_{1,2} &= \text{constante de fase nos meios 1 e 2 [rad/m]} \\ &= \omega \sqrt{\mu_{1,2} \varepsilon_{1,2}} \left\{ \frac{1}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma_{1,2}}{\omega \varepsilon_{1,2}} \right)^2} + 1 \right] \right\}^{1/2} \end{aligned} \quad (2.17)$$

onde:

$$\begin{aligned} \omega &= 2\pi f \\ &= \text{frequência angular [rad/s], onde } f \text{ é a frequência [Hz]} \\ \mu_{1,2} &= \text{permeabilidade magnética nos meios 1 e 2 [H/m]} \\ \varepsilon_{1,2} &= \text{permissividade elétrica nos meios 1 e 2 [F/m]} \\ \sigma_{1,2} &= \text{condutividade elétrica nos meios 1 e 2 [Siemens/m]} \end{aligned}$$

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

$$\gamma = jk = j\omega \sqrt{\mu \varepsilon \left(1 - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon} \right)} = j(\beta - j\alpha) \quad (2.18)$$

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

$$k = \beta = \omega \sqrt{\mu \varepsilon} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.19)$$

que resulta em uma constante de propagação puramente imaginária:

$$\gamma = jk = j\beta \quad (2.20)$$

Expressões mais simples podem ser obtidas para a constante de propagação γ dependendo da relação $(\sigma / \omega\epsilon)^2$. Meios cuja relação $(\sigma / \omega\epsilon)^2 \ll 1$ são referidos como bons dielétricos e aqueles com a relação $(\sigma / \omega\epsilon)^2 \gg 1$ são referidos como bons condutores. As simplificações são [3]:

- para bons dielétricos: $\left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2 \ll 1$

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

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

- para bons condutores: $\left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2 \gg 1$

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

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

Na Figura 2.4, é possível identificar:

- $\hat{\mathbf{n}}$ = vetor unitário normal à interface no ponto de reflexão R .
- θ_i = Ângulo de incidência
- = Ângulo agudo formado entre a direção da onda incidente e o vetor normal $\hat{\mathbf{n}}$ ($0 \leq \theta_i \leq \pi/2$).
- θ_t = Ângulo de refração (transmissão)
- = Ângulo agudo formado entre a direção da onda refratada e o vetor normal $\hat{\mathbf{n}}$ ($0 \leq \theta_t \leq \pi/2$).

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

De acordo com a Lei de *Snell* da Refração (2.15), tem-se que:

$$\sin \theta_t = \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \sin \theta_i \quad (2.25)$$

As situações de interesse 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 [3], tem-se que o ângulo real de refração (transmissão) será dado por:

$$\cos \theta_t = \frac{q}{\sqrt{(\beta_1 \sin \theta_i)^2 + q^2}} \quad \text{e} \quad \sin \theta_t = \frac{\beta_1 \sin \theta_i}{\sqrt{(\beta_1 \sin \theta_i)^2 + q^2}} \quad (2.26)$$

onde:

$$q = s \left\{ \frac{1}{2} \left[\alpha_2^2 \left(1 - \frac{1 - (a^2 - b^2) \sin^2 \theta_i}{s^2} \right) + \beta_2^2 \left(1 + \frac{1 - (a^2 - b^2) \sin^2 \theta_i}{s^2} \right) \right] + \alpha_2 \beta_2 \sin(2\nu) \right\}^{1/2} \quad (2.27)$$

com:

$$s = \left[\frac{2ab \sin^2 \theta_i}{\sqrt{\frac{A^2}{A^2 + 1}}} \right]^{1/2} \quad (2.28)$$

$$a = \frac{\beta_1 \beta_2}{\alpha_2^2 + \beta_2^2} \quad \text{e} \quad b = \frac{\beta_1 \alpha_2}{\alpha_2^2 + \beta_2^2} \quad (2.29)$$

$$A^2 = \left[\frac{-2ab \sin^2 \theta_i}{1 - (a^2 - b^2) \sin^2 \theta_i} \right]^2 \quad (2.30)$$

$$\sin(2\nu) = -\sqrt{\frac{A^2}{A^2 + 1}} \quad (2.31)$$

O cálculo do campo transmitido por uma estrutura de espessura d (Figura 2.5) em ambientes *outdoor* não faz parte do escopo deste trabalho. O tratamento da interação *outdoor-indoor* requer um estudo mais aprofundado, conforme ficará mais claro quando da apresentação dos coeficientes de reflexão e refração, feita adiante; além disto, é esperado que os raios que penetram em edificações e retornam ao ambiente *outdoor*, sofram, via de regra, perdas muito elevadas, fazendo com que a contribuição desses raios para o campo total seja desprezível. Dessa forma, o cálculo da refração (transmissão) limita-se a ambientes *indoor*. Então, seja a Figura 2.5 a seguir.

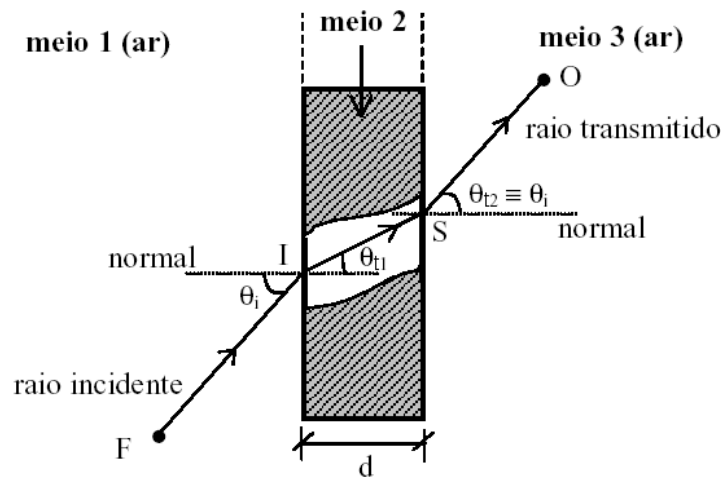


Figura 2.5 – Raio transmitido através de uma estrutura (vista da seção reta da estrutura)

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).

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 Figura 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 ($\hat{\mathbf{s}}_1$, $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_1$ e $\hat{\boldsymbol{\beta}}_1$). 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), o campo transmitido através de uma estrutura relaciona-se ao incidente mediante a seguinte expressão:

$$\mathbf{E}^t(O) = \left(E_{\alpha_1}^t \hat{\boldsymbol{\alpha}}_1 + E_{\beta_1}^t \hat{\boldsymbol{\beta}}_1 \right) A^t e^{-jk_0 d_2} \quad (2.32)$$

onde:

$\mathbf{E}^t(O)$ = campo transmitido calculado no ponto de observação O , decomposto nas suas componentes *soft* e *hard*

$$\begin{bmatrix} E_{\alpha_1}^t \\ E_{\beta_1}^t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s & 0 \\ 0 & T_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{\alpha_1}^i \\ E_{\beta_1}^i \end{bmatrix}$$

= componentes *soft* ($E_{\alpha_1}^t$) e *hard* ($E_{\beta_1}^t$) do campo transmitido, com:

$$\begin{bmatrix} T_s & 0 \\ 0 & T_h \end{bmatrix} = \text{matriz } \bar{\mathbf{T}} \text{ de coeficientes de transmissão da superfície para}$$

um sistema de coordenadas fixo ao raios. É composta pelos coeficientes de transmissão de *Fresnel soft* (T_s) e *hard* (T_h) que serão definidos na próxima seção em conjunto com os coeficientes de reflexão de *Fresnel*.

$$\begin{bmatrix} E_{\alpha_1}^i \\ E_{\beta_1}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}^i(I) \cdot \hat{\alpha}_1 \\ \mathbf{E}^i(I) \cdot \hat{\beta}_1 \end{bmatrix} = \text{componentes } soft \text{ e } hard \text{ do vetor campo}$$

incidente $\mathbf{E}^i(I)$. Os vetores unitários $\hat{\alpha}_1$ e $\hat{\beta}_1$ são conforme definidos em (2.12)

Obs: Os vetores do sistema fixo ao raio transmitido são os mesmos do sistema fixo ao raio incidente (pois os meios 1 e 3 são iguais), decorrendo das decomposições em $\hat{\alpha}_1$ e $\hat{\beta}_1$ expressos em (2.12)

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

d_2 = distância em [m] entre o ponto de saída do raio, S , e o ponto de 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 = 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' = distância que pode ser aproximada pela distância entre o ponto de incidência I e o ponto de observação O .

Obs: Assim como no mecanismo de reflexão, a transmissão por superfícies planas não altera a forma da onda incidente no obstáculo.

2.3.4 – Coeficientes de Reflexão e Transmissão de *Fresnel*

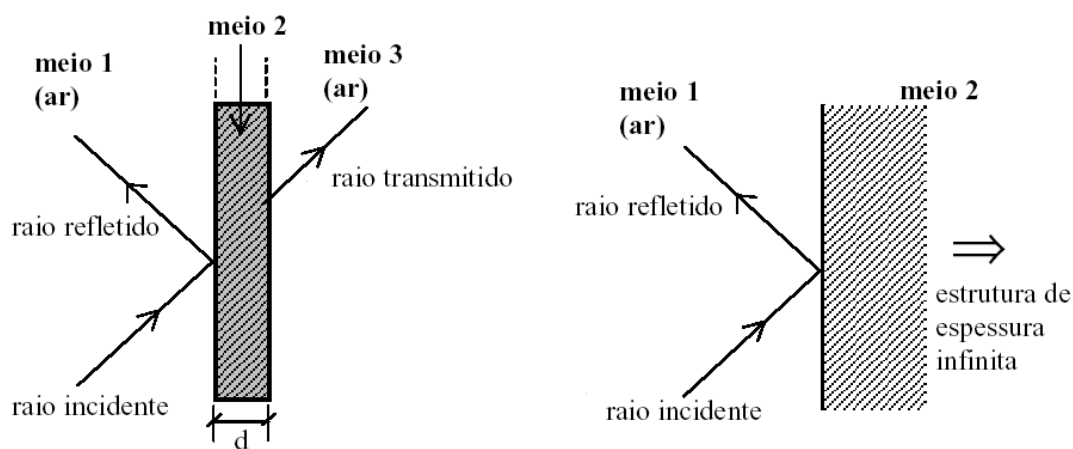
Os coeficientes que serão apresentados a seguir já consideram os meios 1 e 3 como sendo os mesmos. As propriedades do meio são aproximadas pelas do vácuo, que serão representadas com o índice “0”.

Os coeficientes de reflexão e transmissão foram obtidos assumindo-se duas condições básicas:

- o meio que constitui a estrutura (meio 2 da Figura 2.5) é homogêneo e isotrópico;
- as duas interfaces (os dois lados da estrutura) são planas nos pontos de refração;

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 Figura 2.6 ilustra as considerações mencionadas acima:



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

Figura 2.6 – Distinção entre 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 [1]:

- 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 utilize 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 [1]:

• **Indoor**

$$\Gamma_s(\theta_i) = \frac{Z_{2s} - (\eta_0 / \cos \theta_i)}{Z_{2s} + (\eta_0 / \cos \theta_i)} = \text{coeficiente de reflexão de Fresnel soft} \quad (2.33)$$

$$\Gamma_h(\theta_i) = \frac{Z_{2h} - (\eta_0 \cos \theta_i)}{Z_{2h} + (\eta_0 \cos \theta_i)} = \text{coeficiente de reflexão de Fresnel hard} \quad (2.34)$$

• **Outdoor**

$$\Gamma_s(\theta_i) = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\varepsilon_{efr_2} - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\varepsilon_{efr_2} - \sin^2 \theta_i}} = \text{coeficiente de reflexão de Fresnel soft} \quad (2.35)$$

$$\Gamma_h(\theta_i) = \frac{\varepsilon_{efr_2} \cos \theta_i - \sqrt{\varepsilon_{efr_2} - \sin^2 \theta_i}}{\varepsilon_{efr_2} \cos \theta_i + \sqrt{\varepsilon_{efr_2} - \sin^2 \theta_i}} = \text{coeficiente de reflexão de Fresnel hard} \quad (2.36)$$

onde:

$$Z_{2s} = (\eta_2 / \cos \theta_{r1}) \frac{(\eta_0 / \cos \theta_i) + (\eta_2 / \cos \theta_{r1}) \operatorname{tgh}(\gamma_2 d \cos \theta_{r1})}{(\eta_2 / \cos \theta_{r1}) + (\eta_0 / \cos \theta_i) \operatorname{tgh}(\gamma_2 d \cos \theta_{r1})} \quad (2.37)$$

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

$$Z_{2h} = (\eta_2 \cos \theta_{r1}) \frac{(\eta_0 \cos \theta_i) + (\eta_2 \cos \theta_{r1}) \operatorname{tgh}(\gamma_2 d \cos \theta_{r1})}{(\eta_2 \cos \theta_{r1}) + (\eta_0 \cos \theta_i) \operatorname{tgh}(\gamma_2 d \cos \theta_{r1})} \quad (2.38)$$

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

com:

$$\eta_2 = \frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_{efr_2}}} = \text{impedância da onda no meio 2 } [\Omega]$$

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = \text{impedância da onda no meio 1 } [\Omega]. \text{ Já definida na}$$

apresentação de (2.9)

$$\varepsilon_0 \text{ e } \mu_0 = \text{definidos na apresentação de (2.9)}$$

$$\varepsilon_{ef_2} = \frac{\varepsilon_2 - j \frac{\sigma_2}{\omega}}{\varepsilon_0} = \text{permissividade elétrica efetiva relativa do meio 2} \quad (2.39)$$

$$\varepsilon_2 = \text{permissividade elétrica do meio 2 [F/m]}$$

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

$$\omega = 2\pi f = \text{definido em (2.17)}$$

$$\theta_i = \text{ângulo de incidência, definido na Figura 2.3}$$

$$\cos \theta_{r1} = \sqrt{1 - \left(\frac{\gamma_0}{\gamma_2} \right)^2 \sin^2 \theta_i} \quad (2.40)$$

$$\gamma_0 = j\omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0} = \text{constante de propagação do meio 1} \quad (2.41)$$

$$\gamma_2 = j\omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_{ef_2}} = \text{constante de propagação do meio 2} \quad (2.42)$$

$$\varepsilon_{ef_2} = \varepsilon_2 - j \frac{\sigma_2}{\omega} = \text{permissividade elétrica efetiva do meio 2} \quad (2.43)$$

$$d = \text{espessura da estrutura [m]} \quad (2.44)$$

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 [1]:

$$T_s(\theta_i) = T_{1s} \cdot T_{2s} = \text{coeficiente de transmissão de } Fresnel \text{ soft} \quad (2.45)$$

onde:

$$T_{1s} = \frac{1 + \Gamma_{s1}}{e^{\gamma_2 d \cos \theta_{r1}} + \Gamma_{s2} e^{-\gamma_2 d \cos \theta_{r1}}} \quad (2.46)$$

$$T_{2s} = \frac{2(\eta_0 / \cos \theta_i)}{(\eta_2 / \cos \theta_{r1}) + (\eta_0 / \cos \theta_i)} \quad (2.47)$$

com:

$$\Gamma_{s1} = \Gamma_s(\theta_i) \text{ para ambientes } indoor, \text{ dado por (2.33)} \quad (2.48)$$

$$\Gamma_{s2} = \frac{(\eta_0 / \cos \theta_i) - (\eta_2 / \cos \theta_{r1})}{(\eta_0 / \cos \theta_i) + (\eta_2 / \cos \theta_{r1})} \quad (2.49)$$

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

$$T_h(\theta_i) = T_{1h} \cdot T_{2h} = \text{coeficiente de transmissão de Fresnel hard} \quad (2.50)$$

onde:

$$T_{1h} = \frac{1 + \Gamma_{h1}}{e^{\gamma_2 d \cos \theta_{r1}} + \Gamma_{h2} e^{-\gamma_2 d \cos \theta_{r1}}} \quad (2.51)$$

$$T_{2h} = \frac{2(\eta_0 \cos \theta_i)}{(\eta_2 \cos \theta_{r1}) + (\eta_0 \cos \theta_i)} \quad (2.52)$$

com:

$$\Gamma_{h1} = \Gamma_h(\theta_i) \text{ para ambientes } indoor, \text{ dado por (2.34)} \quad (2.53)$$

$$\Gamma_{h2} = \frac{(\eta_0 \cos \theta_i) - (\eta_2 \cos \theta_{r1})}{(\eta_0 \cos \theta_i) + (\eta_2 \cos \theta_{r1})} \quad (2.54)$$

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

2.3.5 – Campos Difractados

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.

Será considerada nesse trabalho a *difração de aresta*, por ser a mais importante no estudo das técnicas de Traçado de Raios (*Ray Tracing*) em ambientes celulares (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*.

A teoria adotada para o cálculo da difração é a UTD (*Uniform Theory of Diffraction*), por ser esta, do ponto de vista prático, a técnica que melhor combina precisão de resultados com eficiência computacional [1].

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

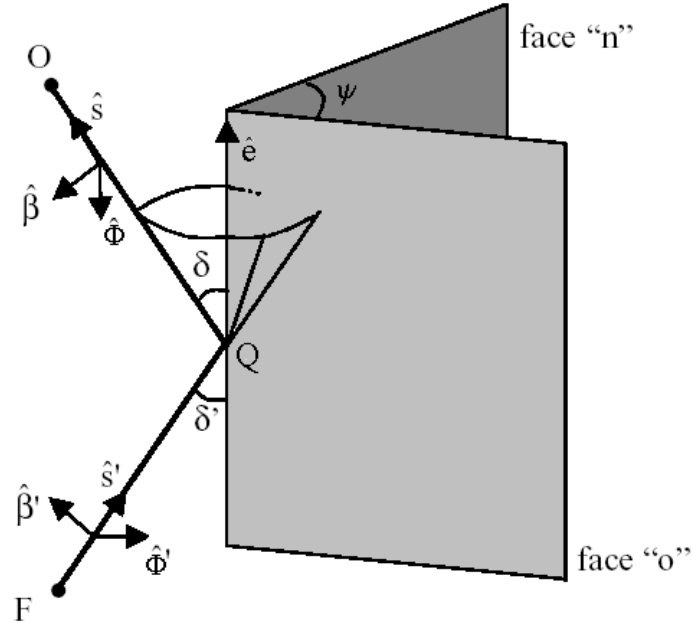


Figura 2.7 - Difração de aresta
(Cone de difração e sistema fixo ao raio para a difração)

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:

$$\hat{s}' \cdot \hat{e} = \hat{s} \cdot \hat{e} \quad (2.55)$$

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

Na Figura 2.7, é possível identificar:

$$\begin{aligned}
 \hat{\mathbf{e}} &= \text{vetor unitário tangente à aresta no ponto de difração } Q; \\
 &\quad \text{para arestas retas, o vetor está ao longo da própria aresta} \\
 \delta' &= \arccos(\hat{\mathbf{s}}' \cdot \hat{\mathbf{e}}) \\
 &= \text{ângulo agudo formado entre a onda incidente } (\hat{\mathbf{s}}') \text{ e o vetor } \hat{\mathbf{e}} \text{ da aresta} \\
 \delta = \delta' &= \text{ângulo agudo formado entre a onda difratada } (\hat{\mathbf{s}}) \text{ e o vetor } \hat{\mathbf{e}} \text{ da aresta} \\
 \psi &= \text{ângulo de abertura entre as faces}
 \end{aligned} \tag{2.56}$$

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

Os vetores $\hat{\mathbf{s}}'$, $\hat{\boldsymbol{\beta}}'$, $\hat{\boldsymbol{\Phi}}'$ e $\hat{\mathbf{s}}$, $\hat{\boldsymbol{\beta}}$, $\hat{\boldsymbol{\Phi}}$ fazem parte do sistema fixo ao raio incidente e do sistema fixo aos raios difratados, respectivamente. As mesmas observações apresentadas no cálculo da reflexão quanto à necessidade e facilidade do uso do sistema fixo ao raio são válidas para o cálculo da difração.

2.3.5.1 – Sistema Fixo ao Raio (Difração)

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

- um eixo está ao longo do raio; na Figura 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 Figura 2.7, corresponde aos unitários $\hat{\boldsymbol{\Phi}}'$ e $\hat{\boldsymbol{\Phi}}$, respectivamente;
- e um terceiro está sobre o plano de incidência / difração fixo à aresta; na Figura 2.7, corresponde aos unitários $\hat{\boldsymbol{\beta}}'$ e $\hat{\boldsymbol{\beta}}$, 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:

$$\begin{aligned}\mathbf{E}^i \cdot \hat{\boldsymbol{\beta}}' \text{ e } \mathbf{E}^d \cdot \hat{\boldsymbol{\beta}} &= \text{componentes } \textit{soft}; \\ \mathbf{E}^i \cdot \hat{\boldsymbol{\Phi}}' \text{ e } \mathbf{E}^d \cdot \hat{\boldsymbol{\Phi}} &= \text{componentes } \textit{hard};\end{aligned}$$

Os vetores unitários envolvidos são dados por:

$$\hat{\mathbf{s}} = \frac{\mathbf{s}}{|\mathbf{s}|} \quad (2.57)$$

onde:

$$\mathbf{s} = (\cos \delta') \hat{\mathbf{e}} + \sin \delta' \{ (\cos \phi) \hat{\mathbf{f}} + (\sin \phi) \hat{\mathbf{n}}_0 \} \quad (2.58)$$

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” (Figura 2.8)

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

A partir da Figura 2.7,

$$\hat{\boldsymbol{\Phi}}' = -\frac{\hat{\mathbf{e}} \mathbf{x} \hat{\mathbf{s}}'}{|\hat{\mathbf{e}} \mathbf{x} \hat{\mathbf{s}}'|} \text{ e } \hat{\boldsymbol{\beta}}' = \hat{\boldsymbol{\Phi}}' \mathbf{x} \hat{\mathbf{s}}' \quad (2.59)$$

$$\hat{\boldsymbol{\Phi}} = \frac{\hat{\mathbf{e}} \mathbf{x} \hat{\mathbf{s}}}{|\hat{\mathbf{e}} \mathbf{x} \hat{\mathbf{s}}|} \text{ e } \hat{\boldsymbol{\beta}} = \hat{\boldsymbol{\Phi}} \mathbf{x} \hat{\mathbf{s}} \quad (2.60)$$

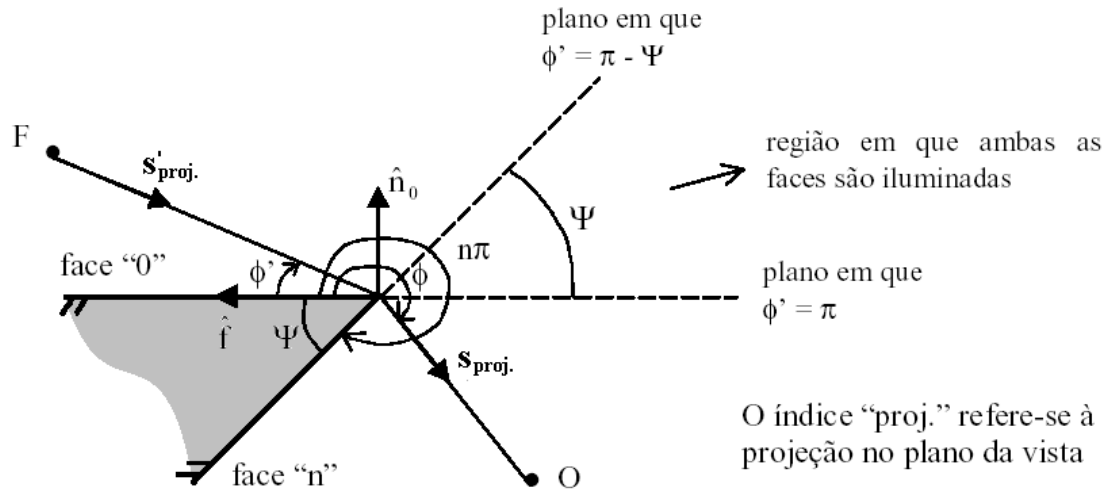


Figura 2.8 - Vista de um plano normal à aresta

2.3.5.2 – 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 Figura 2.9, que apresenta uma aresta iluminada pela sua face "0", visualizada segundo um plano perpendicular à aresta.

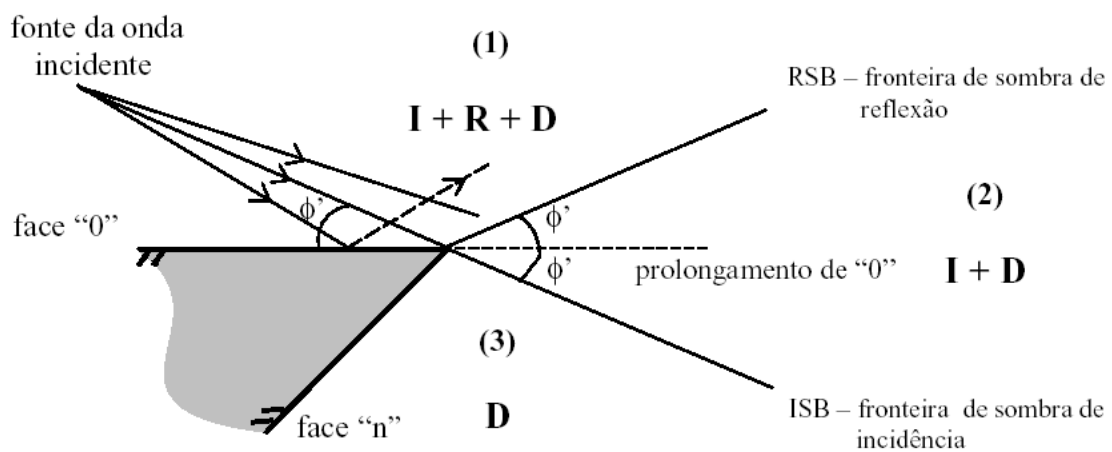


Figura 2.9 - Onda incidente em uma aresta
(vista de um plano normal à aresta)

Conforme mostrado na Figura 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 menores, há uma variação gradual de intensidade ao se percorrer regiões iluminadas e de sombra.

A Teoria Geométrica da Difração (GTD – *Geometrical Theory of Diffraction*), embora não abandone os conceitos da GO, adiciona novos raios no espaço (os raios difratados) para que limitações geradas por uma abordagem realizada exclusivamente do ponto de vista da GO sejam eliminadas [1].

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 pontos focais e em seus lugares geométricos (cáusticas), onde ocorre a convergência de tubos de raios, implicando erroneamente, em valores infinitos para o campo eletromagnético.

2.3.5.3 – 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.

Neste trabalho, será analisada apenas a contribuição de primeira ordem de difração, por esta representar conforme já mencionado, a principal contribuição na maioria dos casos, tendo ainda, uma menor complexidade em suas expressões.

2.3.5.3.1 – Difração de Primeira Ordem

O campo difratado relaciona-se ao incidente através da seguinte expressão:

$$\mathbf{E}^d(O) = (E_\beta^d \hat{\boldsymbol{\beta}} + E_\Phi^d \hat{\boldsymbol{\Phi}}) A^d e^{-jk_0 d_2} \quad (2.61)$$

onde:

$\mathbf{E}^d(O)$ = campo difratado calculado no ponto de observação O , decomposto nas suas componentes *soft* e *hard*

$$\begin{bmatrix} E_\beta^d \\ E_\Phi^d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -D_s & 0 \\ 0 & -D_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_\beta^i \\ E_\Phi^i \end{bmatrix}$$

= componentes *soft* (E_β^d) e *hard* (E_Φ^d) do campo difratado, com:

$$\begin{bmatrix} -D_s & 0 \\ 0 & -D_h \end{bmatrix} = \text{matriz } \overline{\mathbf{D}} \text{ dos coeficientes de difração para um sistema}$$

de coordenadas fixo aos raios. É composta pelos coeficientes de difração *soft* (D_s) e *hard* (D_h) que serão definidos a seguir.

$$\begin{bmatrix} E_\beta^i \\ E_\Phi^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}^i(Q) \cdot \hat{\boldsymbol{\beta}}' \\ \mathbf{E}^i(Q) \cdot \hat{\boldsymbol{\Phi}}' \end{bmatrix} = \text{componentes } \textit{soft} \text{ e } \textit{hard} \text{ do vetor campo}$$

incidente $\mathbf{E}^i(Q)$.

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 = distância em [m] entre o ponto fonte F e o ponto de difração Q . Representa um dos raios principais de curvatura da frente de onda difratada, no ponto de difração Q , e

d_2 = distância já definida anteriormente. Representa o segundo raio de curvatura principal da frente de onda difratada (a cáustica do segundo raio de curvatura está sobre a aresta e o ponto de difração é escolhido como sendo o ponto de referência e também o ponto origem). Este raio de curvatura é, portanto, medido a partir do ponto de difração, sendo nulo sobre esse ponto (pois a origem é escolhida em Q)

2.3.5.3.1.1 – Coeficientes de Difração

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 [4]. Para faces de condutividade finita, será adotada uma solução semi-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 [5]:

$$D_{s,h}(L, \phi, \phi', \delta, n) = G_{0,s,h}(D_1 + \Gamma_{0,s,h} D_2) + G_{n,s,h}(D_3 + \Gamma_{n,s,h} D_4) \quad (2.62)$$

onde:

$$\begin{aligned} D_1 &= \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2k_0\pi} \sin \delta} \cot \left[\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n} \right] F[kLa^-(\phi - \phi')] \\ D_2 &= \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2k_0\pi} \sin \delta} \cot \left[\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n} \right] F[kLa^-(\phi + \phi')] \\ D_3 &= \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2k_0\pi} \sin \delta} \cot \left[\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n} \right] F[kLa^+(\phi - \phi')] \\ D_4 &= \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2k_0\pi} \sin \delta} \cot \left[\frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n} \right] F[kLa^+(\phi + \phi')] \end{aligned} \quad (2.63)$$

com:

- ϕ = já definido; sua determinação é apresentada em (2.72).
- 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” (Figura 2.8); sua determinação é apresentada em (2.70).
- δ = conforme já definido em (2.56)
- $n = \frac{2\pi - \psi}{\pi}$
- = fator de abertura da aresta
- $\psi = \pi - \arccos(\hat{\mathbf{n}}_0 \cdot \hat{\mathbf{n}}_n)$
- = ângulo interior da aresta (ângulo de abertura entre as faces)
- $\hat{\mathbf{n}}_0$ = vetor unitário normal à face designada como “0”
- $\hat{\mathbf{n}}_n$ = vetor unitário normal à face designada como “n”

Obs: Neste trabalho será considerada a difração exterior, ou seja, difração em arestas cujo ângulo de abertura entre suas faces esteja dentro da faixa $(0 \leq \psi < \pi)$ (Figura 2.8). Isto corresponde a um fator de abertura da aresta assumindo valores entre $(1 < n \leq 2)$. Em [4] 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 (*Ray Tracing*) se restringe à difração exterior.

$$\begin{aligned}
 F(X) &= \text{Função de Transição de Fresnel} \\
 &= 2j\sqrt{x}e^{jX} \int_{\sqrt{X}}^{\infty} e^{-j\tau^2} d\tau
 \end{aligned} \tag{2.64}$$

Obs: Esta função só pode ser avaliada numericamente. Existem diversas funções aproximadas que podem representar $F(X)$ [1,3], sendo interessantes do ponto de vista computacional. A Figura 2.10 mostra o comportamento da função de transição de *Fresnel*.

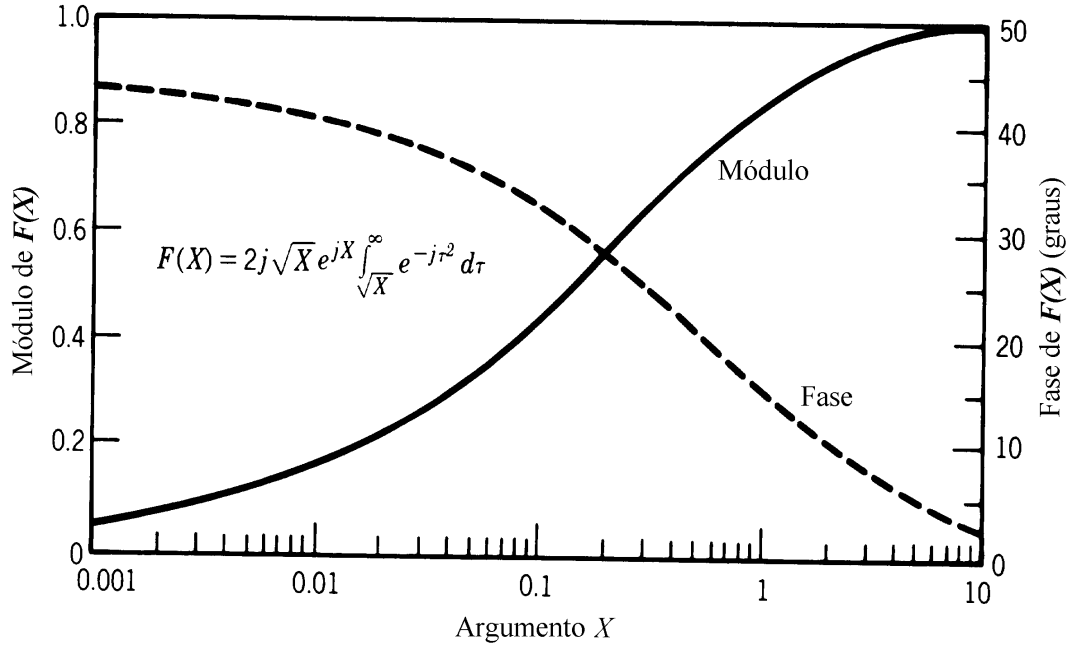


Figura 2.10 – Comportamento da Função de Transição de *Fresnel*
(módulo e fase)

Da Figura 2.10 têm-se as seguintes propriedades:

$$\left. \begin{array}{l} |F(X)| \leq 1 \\ 0 \leq \text{fase de } F(X) \leq \pi/4 \end{array} \right\} \quad 0,001 \leq X \leq 10$$

nos casos limites:

- $X \rightarrow 0 \quad \Rightarrow \quad |F(X)| \rightarrow 0$
fase de $F(X) \rightarrow \pi/4$
- $X > 10 \quad \Rightarrow \quad |F(X)| \rightarrow 1$
fase de $F(X) \rightarrow 0$

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 [3]:

$$\frac{d_1 d_2 \sin^2 \delta}{(d_1 + d_2)} \quad (2.65)$$

com d_1 e d_2 conforme já definidos em (2.61)

$$\begin{aligned}
a^{\pm}(\xi) &= \text{representa uma medida da separação angular entre o ponto de} \\
&\quad \text{observação e uma fronteira de incidência ou reflexão} \\
&= 2 \cos^2 \left(\frac{2n\pi N^{\pm} - \xi}{2} \right) \quad (2.66)
\end{aligned}$$

onde:

$$\xi = \phi \pm \phi' \text{ [rd]} \quad (2.67)$$

Obs: 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 (2.66), 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.

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

$$\bullet \quad 2\pi n N^{+} - (\xi^{\pm}) = \pi \quad (2.68)$$

$$\bullet \quad 2\pi n N^{-} - (\xi^{\pm}) = -\pi \quad (2.69)$$

com:

n = fator de abertura da aresta, definido em (2.63).

Obs: O sobrescrito “ \pm ” de N^{\pm} está diretamente relacionado com o sobrescrito de $a^{\pm}(\xi)$, ou seja:

- $a^{+} \rightarrow N^{+}$
- $a^{-} \rightarrow N^{-}$

Para difração exterior ($1 < n \leq 2$), que é o caso de interesse, os valores possíveis de N são $N^{-} = (-1; 0; 1)$ e $N^{+} = (0; 1)$.

$\Gamma_{0_{s,h}}$ = 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.

Os ângulos ϕ' e ϕ são sempre medidos a partir da face “0”, e são determinados, conforme a Figura 2.8, da seguinte forma:

$$\cos \phi' = -\frac{\mathbf{s}'_{\text{proj.}} \cdot \hat{\mathbf{f}}}{|\mathbf{s}'_{\text{proj.}}|} \Rightarrow \phi' = \arccos\left(-\frac{\mathbf{s}'_{\text{proj.}} \cdot \hat{\mathbf{f}}}{|\mathbf{s}'_{\text{proj.}}|}\right) \quad (2.70)$$

com:

$$\mathbf{s}'_{\text{proj.}} = \hat{\mathbf{s}}' - (\hat{\mathbf{s}}' \cdot \hat{\mathbf{e}})\hat{\mathbf{e}} \quad (2.71)$$

$$\cos \phi = \frac{\mathbf{s}_{\text{proj.}} \cdot \hat{\mathbf{f}}}{|\mathbf{s}_{\text{proj.}}|} \Rightarrow \phi = \arccos\left(\frac{\mathbf{s}_{\text{proj.}} \cdot \hat{\mathbf{f}}}{|\mathbf{s}_{\text{proj.}}|}\right) \quad (2.72)$$

com:

$$\mathbf{s}_{\text{proj.}} = \hat{\mathbf{s}} - (\hat{\mathbf{s}} \cdot \hat{\mathbf{e}})\hat{\mathbf{e}} \quad (2.73)$$

Para a correta determinação dos ângulos ϕ' e ϕ , é necessário que se aplique a seguinte metodologia de conferência [1]:

- ϕ' , ϕ pertence ao intervalo $[0, \pi]$ se \mathbf{T}' , $\mathbf{T} \geq 0$
- ϕ' , ϕ pertence ao intervalo $[\pi, 2\pi]$ se \mathbf{T}' , $\mathbf{T} < 0$

onde:

$$\mathbf{T}' = -(\mathbf{s}'_{\text{proj.}} \cdot \hat{\mathbf{n}}_0) \quad (2.74)$$

$$\mathbf{T} = (\mathbf{s}_{\text{proj.}} \cdot \hat{\mathbf{n}}_0) \quad (2.75)$$

Se, após aplicada a metodologia, for verificado que o ângulo $\phi'(\phi)$ calculado não está no intervalo correto, deve-se substituir o valor incorreto de $\phi'(\phi)$ obtido, por $2\pi - (\text{valor incorreto})$, que será o valor correto do ângulo. Os cálculos realizados para a obtenção da metodologia de conferência estão descritos em detalhe em [1]. Também nesta referência é apresentada a verificação da independência do cálculo do campo associado à onda difratada em relação à escolha da face “0” da aresta, ou seja, o campo difratado calculado independe da face “0” escolhida.

A seguir, será feito alguns comentários a respeito dos coeficientes de reflexão Γ e o fator G de incidência rasante usados nos coeficientes de difração descritos em (2.62).

Coefficientes de reflexão Γ usados na difração:

Os coeficientes de reflexão de Fresnel a serem utilizados na difração são os mesmos definidos pelas expressões (2.35) e (2.36), ou seja, são os coeficientes para reflexão *outdoor*. O ângulo de incidência a ser usado é, para a face iluminada, igual ao já definido para a reflexão. Porém, para uso no cálculo da difração, o coeficiente de reflexão também é calculado em relação à face não iluminada. Por 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 iluminadas.

O tratamento do ângulo de incidência em relação às faces (iluminada e não iluminada) requer atenção especial, tendo diversas propostas na literatura. A proposta adotada neste trabalho exige que $\cos\theta_{i_{0,n}} \geq 0$ (com $\theta_{i_{0,n}}$ sendo o ângulo de incidência em relação à face “0” ou “n”), independente da face ser a iluminada ou não; ou seja, é mantida a definição usual de ângulo de incidência já apresentada na determinação de campos refletidos, segundo a qual θ_i deve estar entre 0 e $\pi/2$ [1]. Os ângulos θ_{i_0} e θ_{i_n} em relação às faces “0” e “n” respectivamente, são os ângulos entre o raio incidente e a normal de cada face, porém, para a face não iluminada, a normal considerada deve ser a normal invertida em relação à sua orientação convencional, isto deve ser feito para satisfazer a exigência acima mencionada.

A validade da definição escolhida para o ângulo de incidência pode ser confirmada, ainda que intuitivamente, ao se verificar que as fronteiras (virtuais) de sombra de reflexão sobre a face não iluminada, determinadas ao se aplicar a definição de θ_i em relação à normal invertida da face, correspondem a regiões onde uma das cotangentes associadas ao coeficiente de difração é singular.

É importante observar que, para a determinação do ângulo de incidência (e de reflexão, portanto) em relação à face não iluminada, embora se trabalhe com o conceito de fronteiras virtuais de sombra de reflexão, não é gerado nenhum raio refletido segundo o ângulo de reflexão virtual (θ_{i_0} para face “n” iluminada ou θ_{i_n} para face “0” iluminada). As reflexões virtuais são apenas conceituais, ressaltando a dependência do coeficiente de difração em relação ao coeficiente de reflexão Γ , conforme mostrado em (2.62).

Serão apresentados a seguir os ângulos de incidência, determinados segundo a maneira adotada neste trabalho. A expressão para o ângulo de incidência a ser usada nos coeficientes de reflexão, no cálculo da difração, é da mesma forma que a definida para o cálculo dos campos refletidos em uma superfície. O único detalhe a ser observado é a inversão do vetor normal à face não iluminada. Então:

- **Apenas a face “0” iluminada**

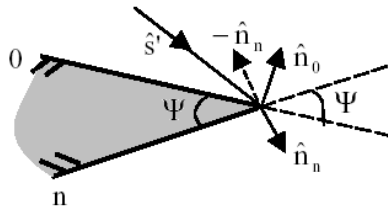


Figura 2.11 – Face “0” iluminada

$$\text{Para } \Gamma_{0_{s,h}} \Rightarrow \theta_i = \theta_{i_0} = \arccos(-\hat{\mathbf{n}}_0 \cdot \hat{\mathbf{s}}') \quad (2.76)$$

$$\text{Para } \Gamma_{n_{s,h}} \Rightarrow \theta_i = \theta_{i_n} = \arccos(\hat{\mathbf{n}}_n \cdot \hat{\mathbf{s}}') \quad (2.77)$$

- Apenas a face “n” iluminada

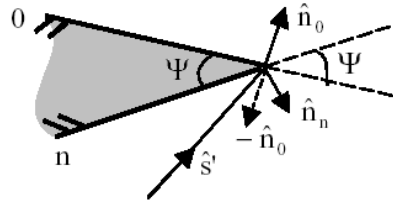


Figura 2.12 – Face “n” iluminada

$$\text{Para } \Gamma_{0_{s,h}} \Rightarrow \theta_i = \theta_{i_0} = \arccos(\hat{\mathbf{n}}_0 \cdot \hat{\mathbf{s}}') \quad (2.78)$$

$$\text{Para } \Gamma_{n_{s,h}} \Rightarrow \theta_i = \theta_{i_n} = \arccos(-\hat{\mathbf{n}}_n \cdot \hat{\mathbf{s}}') \quad (2.79)$$

- Ambas as faces iluminadas

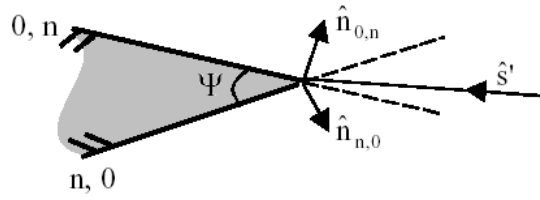


Figura 2.13 – Ambas as faces iluminadas

$$\text{Para } \Gamma_{0_{s,h}} \Rightarrow \theta_i = \theta_{i_0} = \arccos(-\hat{\mathbf{n}}_0 \cdot \hat{\mathbf{s}}') \quad (2.80)$$

$$\text{Para } \Gamma_{n_{s,h}} \Rightarrow \theta_i = \theta_{i_n} = \arccos(-\hat{\mathbf{n}}_n \cdot \hat{\mathbf{s}}') \quad (2.81)$$

onde:

$\hat{\mathbf{n}}_{0,n}$ = normais às faces “0” e “n”
 $\hat{\mathbf{s}}'$ = vetor unitário na direção do raio incidente na aresta, como já apresentado anteriormente.

Fatores G para incidência rasante

Os fatores $G_{0,n}$ são acrescentados 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 (2.62), 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) [4, 5].

Os fatores podem, então, ser expressos na forma [5]:

$$G_{0,s,h} = \begin{cases} \frac{1}{1 + \Gamma_{0,s,h}}, & \phi' = 0, |1 + \Gamma_0| > 0 \\ 1/2, & \phi' = n\pi \\ 1, & \text{qualquer outro caso} \end{cases} \quad (2.82)$$

$$G_{n,s,h} = \begin{cases} \frac{1}{1 + \Gamma_{n,s,h}}, & \phi' = n\pi, |1 + \Gamma_n| > 0 \\ 1/2, & \phi' = 0 \\ 1, & \text{qualquer outro caso} \end{cases} \quad (2.83)$$

Nas expressões anteriores, o termo $1/(1 + \Gamma_{0,n,s,h})$ representa a relação entre o campo incidente e (campo incidente + campo da contribuição relacionada à reflexão), conforme explicado anteriormente. O fator 1/2 é introduzido para que o campo total permaneça contínuo [5].

2.4 – PARÂMETROS PARA A CARACTERIZAÇÃO DO CANAL RÁDIO-MÓVEL

Para efeito de comparação de diferentes canais rádio-móvel e desenvolver um guia geral para projeto de sistemas *wireless*, alguns parâmetros são utilizados na caracterização destes, sendo úteis para que se quantifique o canal para estimativa de desempenho. Dentre os parâmetros mais utilizados têm-se:

- Perfil de Retardos de Potência (*Power Delay Profile*)
- Banda de Coerência (*Coherence Bandwidth*)

2.4.1 – Perfil de Retardos de Potência

Em um canal com multipercurso (*multipath*), cada componente de multipercurso (raio) percorre um caminho diferente entre transmissor e receptor e, portanto, o tempo de chegada de cada componente ao receptor será, via de regra, distinto. Dessa forma, o sinal resultante recebido será composto por um conjunto de versões do sinal enviado, que possuem retardos entre si. Este efeito provoca um espalhamento temporal do sinal recebido. O gráfico que mostra cada componente significativa de multipercurso, sua potência e o instante de tempo de chegada é denominado perfil de retardos de potência (*power delay profile*). A partir do perfil de retardos, pode-se extrair alguns parâmetros importantes para a caracterização da dispersão temporal do canal, tais como:

- Retardo Excedido Médio (*mean excess delay*)
- Espalhamento Temporal rms (*rms delay spread*)
- Espalhamento Temporal Excedido (*excess delay spread*)

O retardo excedido médio (*mean excess delay*) descreve o atraso de propagação médio das componentes em relação à primeira componente que chega ao receptor. Representa assim, o primeiro momento do perfil de retardos de potência sendo definido como [6]:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.84)$$

onde:

$P(\tau_k)$ = potência (em unidade linear) da componente k de multipercurso
 τ_k = atraso de propagação da k -ésima onda (raio) em relação à incidência do primeiro sinal (raio)

O espalhamento temporal rms (*rms delay spread*) mede o espalhamento temporal do perfil de retardos em torno do retardo excedido médio (valores típicos são da ordem de microsegundos em canais móveis *outdoor* e da ordem de nanosegundos em canais móveis *indoor*) [1]. Em sistemas digitais, o espalhamento temporal rms provoca interferência intersimbólica (ISI - *Inter-Symbolic Interference*), limitando a taxa de símbolos máxima a ser utilizada no canal. O espalhamento temporal rms representa a raiz quadrada do segundo momento central do perfil de retardos de potência sendo definido como [7]:

$$\tau_{rms} = \sigma_\tau = \sqrt{\frac{\sum_k (\tau_k - \bar{\tau})^2 P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)}} \quad (2.85)$$

onde:

$P(\tau_k)$ = potência (linear) da componente k de multipercurso
 τ_k = atraso de propagação da k -ésima onda (raio) em relação à incidência do primeiro sinal (raio)
 $\bar{\tau}$ = retardo excedido médio

Por último, o espalhamento temporal excedido (*excess delay spread*) indica o atraso máximo, relativo a primeira componente recebida, para o qual a energia cai de um certo nível (X dB estipulado) abaixo do maior nível recebido, sendo definido como [6]:

$$\tau_{\max}(X) = \tau_X - \tau_0 \quad (2.86)$$

onde:

τ_0 = é o tempo de chegada do primeiro sinal (raio)
 τ_X = é o tempo de chegada do último sinal (raio) com nível de potência ainda acima do limite X dB abaixo do sinal de maior amplitude (não necessariamente o primeiro sinal detectado)

O espalhamento temporal excedido (*excess delay spread*) define a extensão temporal do canal rádio acima de um determinado limiar de recepção. O valor de τ_x é algumas vezes chamado de tempo de espalhamento da intensidade de potência, mas em todos os casos deve ser relatado como um limiar que relaciona o ruído com as componentes máximas recebidas do multipercurso [6].

Na prática, valores para estes parâmetros de dispersão temporal dependem da escolha do limiar de ruído usado para processar o nível de potência recebida $P(\tau_k)$. O limiar a ser adotado não deve ser muito baixo para que o ruído não seja processado como componente de multipercurso, aumentando assim os valores dos espalhamentos [6].

Os parâmetros temporais mostrados anteriormente são muito úteis para se analisar o desempenho da comunicação quanto à taxa de erros.

2.4.2 – Banda de Coerência

Enquanto o espalhamento temporal é um fenômeno causado pela reflexão e difração no canal de rádio, a Banda de Coerência (Coherence Bandwidth) B_c é definida como uma relação derivada do espalhamento temporal rms (*rms delay spread*). A Banda de coerência é uma medida estatística da faixa de frequências na qual um canal atual de forma igual (uniforme) ou, ao menos, de forma muito próxima à igualdade, sobre todas as frequências de um sinal através dele transmitido. O canal, dentro da banda de coerência, é considerado plano, isto é, todas as componentes espectrais atravessam o canal sofrendo o mesmo ganho e com variação linear de fase. Isso significa dizer que, quaisquer duas componentes de frequência situadas na banda de coerência terão uma alta correlação, ou seja, é muito provável que os efeitos impostos pelo canal sejam os mesmos para ambas as frequências. A forma de definição da banda de coerência não é única, mas é comumente relacionada a parâmetros de dispersão temporal do sinal. Se for definida como a banda na qual a função de correlação entre as frequências está acima de 90% (0,9), a banda de coerência é dada, aproximadamente, por [1, 6]:

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (2.87)$$

onde σ_τ = espalhamento temporal rms [s].

Se a definição é menos rígida, de forma que a banda de coerência seja definida para a faixa de frequências com correlação superior a 50% (0,5) apenas, a definição fica [1, 6]:

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (2.88)$$

Não existe um relacionamento exato entre a banda de coerência e o espalhamento temporal rms, sendo as relações (2.87) e (2.88) estimativas empíricas. Como foram obtidas empiricamente, muitas vezes tais relações não são observadas na prática, sendo citadas no texto apenas para ilustrar, de forma qualitativa, a variação na banda de coerência conforme a correlação estipulada. Em geral, técnicas de análise espectral e simulações são necessárias para determinar o impacto que a variação temporal do multipercurso exerce sobre o canal rádio [6].

Um conceito muito ligado à banda de coerência é o de seletividade. A seletividade nada mais é que o tratamento diferenciado que o canal impõe a faixas de frequências distintas, por não ter o comportamento plano em todas as frequências de interesse. Quando a faixa do sinal a ser transmitido é menor que a banda de coerência do canal, o sistema é denominado *faixa estreita*. O sinal será pouco afetado pela seletividade do multipercurso, ou seja, toda a faixa ocupada pelo sinal estará numa região aproximadamente plana do canal. Por outro lado, se a faixa do sinal é maior que a banda de coerência do canal, o sistema é chamado *faixa larga*. Portanto, o sinal será muito afetado pela seletividade do canal [1].

Capítulo 3

TÉCNICAS DE TRAÇADO DE RAIOS

3.1 – INTRODUÇÃO

Uma técnica de Traçado de Raios aplicada à rádio-propagação consiste, basicamente, na análise da propagação de ondas de rádio-frequência através de um cenário que represente, com razoável fidelidade, o ambiente onde se deseja determinar a cobertura eletromagnética. A cobertura é obtida através da determinação dos campos gerados pela interação (reflexão, refração e difração) do campo irradiado por uma antena transmissora com os obstáculos do ambiente e a análise é feita rastreando o campo eletromagnético ao longo de trajetórias (raios) ortogonais às frentes de onda [1], conforme desenvolvido no Capítulo 2.

Questões relativas à velocidade de execução e requisitos de armazenamento em memória, críticos em modelos teóricos, têm sido grandes motivadoras do uso disseminado de modelos empíricos e semi-empíricos. Tais requisitos estão fortemente relacionados às dimensões do ambiente e ao número de obstáculos considerados na sua representação. Porém, a partir do momento em que o interesse concentra-se no estudo da propagação em micro e picocélulas, e com o desenvolvimento de técnicas de aceleração de execução dos algoritmos, aumenta significativamente a viabilidade de se trabalhar com modelos de predição teóricos [1]. Este capítulo, em conjunto com o Capítulo 2, propõe-se a descrever as técnicas de traçado de raios baseadas no método das imagens utilizadas na implementação de métodos teóricos de predição.

A literatura usualmente apresenta os modelos de traçado de raios subdivididos em três categorias : modelos de duas dimensões (2D), três dimensões (3D) e duas dimensões e meia (2½D). Esta classificação pode ser relativa tanto à descrição do ambiente quanto à propagação dos raios. No que se refere à descrição do ambiente, em modelos 2D os cenários são compostos por polígonos; modelos 3D são compostos por sólidos, cada qual com sua altura, conforme a edificação representada; e modelos 2½D representam o ambiente através de sólidos com mesma altura, usualmente paralelepípedos descrevendo uma fileira de edifícios (em geral, quando se desconhece maiores detalhes a respeito do ambiente). Se a classificação refere-se à propagação,

modelos 2D mapeiam raios em um único plano (usualmente, o plano horizontal paralelo à base do cenário e na altura da antena transmissora); em modelos 2½D os raios são mapeados em dois planos, horizontal e vertical; e nos modelos 3D os raios percorrem todo o espaço tridimensional, representando a situação real de propagação com maior fidelidade [1].

As técnicas apresentadas neste trabalho permitem a elaboração de modelos 3D (quanto à propagação de raios) para aplicação a cenários compostos por sólidos. Primeiramente, será apresentada a descrição do cenário e, posteriormente, serão analisadas as técnicas de traçado de raios.

3.2 – DESCRIÇÃO DO CENÁRIO

Não há uma forma definitiva que descreva como é gerado um cenário. A princípio, o cenário deve ser o mais próximo possível do ambiente por ele representado. Porém, ambientes reais são complexos, com obstáculos das mais variadas formas e construídos com diversos tipos de materiais, cada qual com suas próprias características elétricas. Deve-se buscar, ao construir o cenário, atender a um compromisso entre fidelidade na descrição do ambiente e praticidade de implementação do cenário e aplicação da técnica de traçado de raios escolhida (envolvendo também as teorias utilizadas para o cálculo de campos). São duas as formas básicas de se descrever um cenário, para que se possa aplicar uma técnica de traçado de raios [8]: descrição geométrica e descrição morfológica.

3.2.1 – Descrição Geométrica

A forma usual de se criar um cenário em três dimensões (3D) é através da representação dos componentes do ambiente através de poliedros, como ilustra a Figura 3.1. O uso de faces e arestas planas em muito simplifica a determinação dos campos, como foi evidenciado ao se impor essa particularidade às expressões gerais do Capítulo 2. Esse tipo de representação, apesar de simplista, é conveniente para a maioria dos ambientes.

A descrição geométrica consiste em compor o cenário através de sólidos multifacetados e de seções de planos. Dessa forma, todos os obstáculos relevantes do ambiente são transformados em polígonos (as faces dos poliedros).

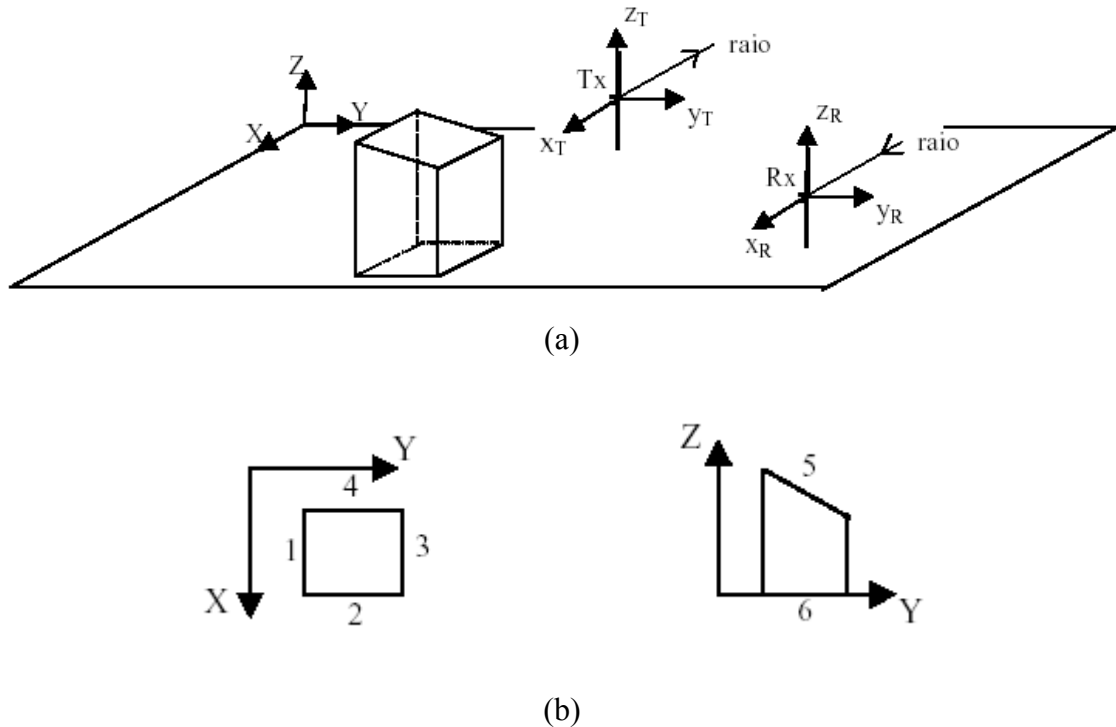


Figura 3.1 – Cenário Multifacetado:

- (a) vista tridimensional de um cenário (um sólido apenas)
- (b) vistas das faces do sólido nos planos xy e yz

Os obstáculos relevantes para cada tipo de ambiente são :

- Ambientes *Outdoor*: plano inferior (chão), paredes externas e plano superior (telhado) de casas e prédios;
- Ambientes *Indoor*: plano inferior (piso), paredes internas, divisórias, mobiliário de grandes dimensões (quando essa informação estiver disponível), janelas e portas (quando essas informações estiverem disponíveis) e plano superior (teto).

Quando se usa técnicas de traçado de raios bi-dimensionais (2D), a descrição do cenário deverá ser em duas dimensões (2D) também, neste caso, os componentes do cenário serão polígonos, e as faces degeneram-se para os lados dos polígonos (linhas).

3.2.2 – Descrição Morfológica

A descrição geométrica trata da localização e dimensão dos obstáculos. É necessário, ainda, para se definir completamente uma face, introduzir as características elétricas (permissividade elétrica e condutividade) de cada face do cenário.

3.2.3 – Informações a serem Armazenadas sobre o Cenário

Os dados a respeito do cenário que necessitam ser armazenados dependem do tipo de implementação da técnica de traçado de raios. Em [1] e em [8], são dadas várias sugestões que funcionam como uma base para qualquer tipo de implementação. Na implementação proposta neste trabalho, os dados que necessitam armazenamento são:

- número de faces;
- número de vértices de cada face;
- coordenadas cartesianas dos vértices de cada face;
- descrição morfológica (propriedades elétricas) de cada face;
- informação da espessura de cada face, para ambientes *indoor*;
- vetor normal à cada face, orientado para fora do sólido do qual a face faz parte;
- faces conectadas a determinada face (topologia);
- arestas determinadas pela ligação entre duas, e apenas duas faces;

Como exemplo, a seguir são mostradas as tabelas com a base de dados armazenados para o cenário da Figura 3.1 [8].

Tabela 3.1 – Dados relativos ao material, faces e coordenadas

Face	Nº de vértices	Material	Coordenadas x	Coordenadas y	Coordenadas z
1	4	tijolo	componente x dos 4 vértices de cada face	componente y dos 4 vértices de cada face	componente z dos 4 vértices de cada face
2	4	tijolo			
3	4	tijolo			
4	4	tijolo			
5	4	telha			
6	4	asfalto			

Tabela 3.2– Dados relativos à topologia e aos vetores normais

Face	Topologia	Vetor normal
1	2,5,4 e 6	(0.0,-1.0,0.0)
2	6,3,5 e 1	(1.0,0.0,0.0)
3	6,4,5 e 2	(0.0,1.0,0.0)
4	6,1,5 e 3	(-1.0,0.0,0.0)
5	2,3,4 e 1	(0.0,0.7,0.7)
6	0,0,0 e 0	(0.0,0.0,1.0)

Tabela 3.3 – Dados relativos às arestas

Arestas	Faces	Ângulo	Coordenadas x	Coordenadas y	Coordenadas z
1	1 e 2	90°	par (X _{início} , X _{fim}) para cada aresta	par (Y _{início} , Y _{fim}) para cada aresta	par (Z _{início} , Z _{fim}) para cada aresta
2	2 e 3	90°			
3	3 e 4	90°			
4	4 e 1	90°			
5	1 e 5	45°			
6	2 e 5	90°			
7	3 e 5	135°			
8	4 e 5	90°			

3.3 – SISTEMAS DE COORDENADAS

Existem três sistemas de coordenadas principais utilizados nas técnicas de traçado de raios. São eles:

- **Sistema de Coordenadas Fixo ao Cenário:** É um sistema de coordenadas cartesianas necessário para todo o mapeamento de coordenadas envolvendo as faces e pontos de interseção raio/face.
- **Sistema de Coordenadas Fixo à Antena Transmissora:** É um sistema de coordenadas esféricas centrado na antena transmissora e cuja origem em relação ao sistema de coordenadas do cenário deve ser conhecida. Este sistema é necessário para o cálculo do par (θ, ϕ) do sistema de coordenadas esféricas e determinação do vetor diretor, no lançamento de cada raio. O par (θ, ϕ) determinado será um dado de entrada para o diagrama de irradiação da antena transmissora. Em uma situação genérica, esse sistema é um sistema transladado e rotacionado em relação ao sistema fixo ao cenário.
- **Sistema de Coordenadas Fixo à Antena Receptora (para cada ponto de recepção):** É um sistema de coordenadas esféricas centrado na antena receptora. São válidos os mesmos comentários feitos com relação ao sistema fixo à antena transmissora, com a diferença que a função desse sistema é de determinação do par (θ, ϕ) de chegada do raio a um ponto de recepção.

A Figura 3.1 ilustra os três sistemas de coordenadas descritos. Observações importantes relacionadas com os sistemas de coordenadas são descritas abaixo [1]:

- sempre que não for feita nenhuma referência explícita ao sistema de coordenadas considerado, o sistema em questão será o sistema de coordenadas fixo ao cenário;
- sempre que se fizer referência à “origem”, sem nenhum outro comentário explícito, a origem em questão é a do sistema de coordenadas fixo ao cenário;
- sempre que for citado um vetor, ou que determinado ponto do cenário for apresentado de forma vetorial, esse vetor terá origem no sistema de coordenadas fixo ao cenário, desde que não seja feito nenhum comentário explícito do contrário.

3.4 – MÉTODOS DE TRAÇADO DE RAIOS

Existem dois métodos clássicos de traçado de raios. São eles:

- **Método SBR (*Shooting and Bouncing Rays*):** Este método consiste, basicamente, no lançamento de raios a partir da antenna transmissora e no mapeamento do percurso percorrido por cada raio e seus descendentes. É também conhecido por método da “Força Bruta” [1, 8].
- **Método das Imagens:** Neste método, são determinados pontos imagem em relação às faces do cenário que definirão percursos entre a antenna transmissora e a receptora, envolvendo reflexões.

O simulador proposto neste trabalho implementa apenas a técnica de traçado de raios baseada no Método das Imagens, por este motivo, a partir deste ponto só será feito referência a este método (Método das Imagens).

3.4.1 – Método das Imagens

Quando se consideram as faces do cenário planas, que é a situação de interesse no método de traçado de raios, uma forma eficiente de se obter raios refletidos é através do uso da Teoria das Imagens. Através desta teoria, comumente referida de Método das Imagens, é criada uma imagem da fonte F em relação à face refletora que se esteja analisando. Conhecendo-se a posição de um ponto de observação O , a trajetória do raio refletido na face e que atinge o ponto O fica perfeitamente definida, como ilustra a Figura 3.2.

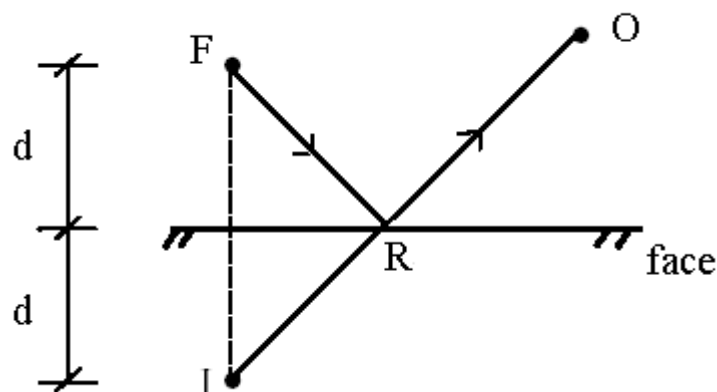


Figura 3.2 – Método das Imagens

O ponto de reflexão R é determinado pela interseção entre o segmento que une a imagem I ao observador O e a face. Do ponto de vista da divergência do tubo de raios, o ponto imagem I efetivamente substitui a fonte F , ou seja, o ponto imagem funciona como uma fonte virtual do raio refletido e a soma das distâncias percorridas entre F e R , e entre R e O é a mesma distância percorrida entre I e O .

Para a determinação da imagem de uma fonte (real ou virtual) em relação a um plano qualquer, deve ser conhecida a distância perpendicular d da fonte ao plano da face, para que a mesma distância seja adotada entre o plano e a imagem I . Conhecendo a equação do plano que contém a face, tem-se que:

$$d = \left| \frac{Ax_0 + By_0 + Cz_0 + D}{\sqrt{A^2 + B^2 + C^2}} \right| \quad (3.1)$$

sendo:

(x_0, y_0, z_0) = coordenada da fonte F
 $Ax + By + Cz + D = 0$ = equação do plano da face

Tem-se através da Figura 3.3 que o vetor posição da imagem I é dado por:

$$\bar{\mathbf{I}} = \bar{\mathbf{F}} + \bar{\mathbf{N}} \quad (3.2)$$

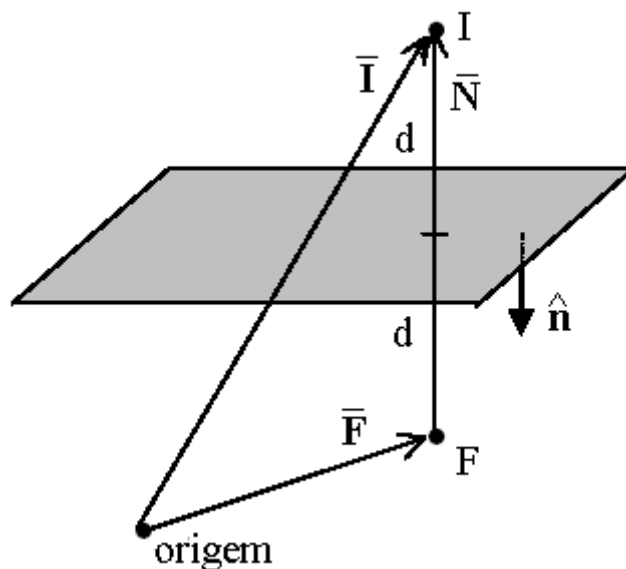


Figura 3.3 – Geometria auxiliar para a determinação do ponto imagem

Onde:

$$\begin{aligned}
\overline{\mathbf{F}} &= \text{vetor unindo a origem à fonte } F: (x_F, y_F, z_F) \\
\overline{\mathbf{N}} = -2d\hat{\mathbf{n}} &= \text{vetor ligando } F \text{ a } I: (x_N, y_N, z_N) \\
\hat{\mathbf{n}} &= \text{vetor normal ao plano da face} \\
d &= \text{distância perpendicular da fonte } F \text{ ao plano da face (Equação 3.1)}
\end{aligned}$$

Então, o ponto I é dado por:

$$I = (x_F + x_N, y_F + y_N, z_F + z_N) = (x_I, y_I, z_I) \quad (3.3)$$

Para se determinar o ponto de reflexão R , é necessário verificar se a fonte F e o observador O estão no mesmo lado do plano. A verificação é necessária pois se a fonte F e o observador O não estiverem no mesmo lado do plano (à frente ou atrás) que contém a face refletora, não poderá haver reflexão. Para se fazer esta verificação primeiramente realiza-se o teste de *backface culling*. Esse teste (técnica) é usado no Método das Imagens para se verificar se um raio partindo de uma determinada origem pode atingir a face. Neste caso, a resposta ao teste é verdadeira se:

$$\overline{\mathbf{u}} \cdot \hat{\mathbf{n}} < 0 \quad (3.4)$$

onde:

$$\begin{aligned}
\overline{\mathbf{u}} &= \text{vetor com origem no ponto fonte em questão e fim em um dos vértices da face a ser analisada} \\
\hat{\mathbf{n}} &= \text{vetor normal ao plano da face a ser analisada}
\end{aligned}$$

Após atendida a verificação do teste *backface culling*, para que ambos os pontos (F e O) estejam no mesmo lado do plano é necessário que:

$$\overline{\mathbf{v}} \cdot \hat{\mathbf{n}} > 0 \quad (3.5)$$

onde:

$$\begin{aligned}
\overline{\mathbf{v}} &= \text{vetor que une um ponto do plano (um vértice da face, por exemplo) ao ponto } O \\
\hat{\mathbf{n}} &= \text{vetor normal à face a ser analisada}
\end{aligned}$$

Atendidas todas as condições acima descritas, o ponto de reflexão R pode ser determinado da seguinte forma:

- Primeiramente deve ser definida a reta que contém o raio (raio que parte do ponto imagem I ao ponto de observação O). As equações paramétricas desta reta são:

$$\begin{aligned}x &= x_I + \lambda a \\y &= y_I + \lambda b \\z &= z_I + \lambda c\end{aligned}\tag{3.6}$$

onde:

$$\begin{aligned}(a, b, c) = \hat{\mathbf{u}} &= \text{vetor unitário diretor do raio que liga o ponto } I \text{ ao } O \\(x_I, y_I, z_I) = I &= \text{ponto imagem} \\\lambda &= \text{parâmetro que, ao percorrer os números reais, descreve a} \\&\quad \text{reta}\end{aligned}$$

O ponto de interseção da reta que contém o raio com o plano que contém a face (referida como interseção reta-plano), corresponde a um λ igual a:

$$\lambda = -\frac{(Ax_I + By_I + Cz_I + D)}{Aa + Bb + Cc}\tag{3.7}$$

onde A, B, C, D são os coeficientes da equação do plano que contém a face, conforme mostrado na Equação (3.1).

Obs: Os parâmetros λ de interesse são apenas os que assumirem valores positivos, pois estes representam que o ponto de interseção ($x_{inter}, y_{inter}, z_{inter}$) calculado está posterior ao raio (na frente do raio), caso contrário, o ponto ($x_{inter}, y_{inter}, z_{inter}$) está atrás do mesmo, e por isso sem interesse.

- Após verificada a existência de um ponto de interseção reta-plano ($\lambda > 0$), deve ser verificado se o ponto encontrado realmente pertence a face, e não somente ao plano que contém a face. Este procedimento é conhecido por *Jordan Curve* [1], e é realizado da seguinte forma:
 - cria-se um sistema de coordenadas bi-dimensional (X, Y) sobre a face;
 - a partir do ponto de interseção, é traçada uma semi-reta orientada (linha orientada) na direção paralela ao eixo X , sobre o plano da face;

- é então computado o número de cruzamentos da linha orientada com os lados da face. Se o número for par, o ponto de interseção está fora da face, caso contrário, o ponto de interseção está dentro da face, conforme mostrado na Figura 3.4.

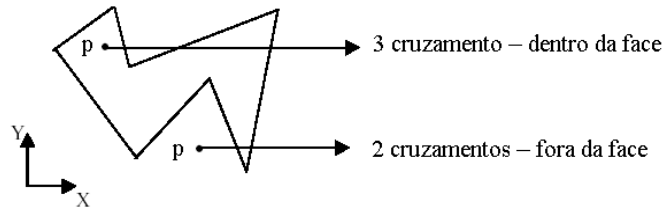


Figura 3.4 – Teste *Jordan Curve*
(pontos p são exemplos de pontos de interseção)

- Aqui é importante atentar para a situação em que um mesmo plano contenha mais de uma face. Na contagem do número de interseções entre a linha orientada e os lados de face, deve ser verificado se todos os lados interceptados pertencem a uma mesma face. A contagem não deve misturar interseções em lados de faces distintas situadas em um mesmo plano.
- Um problema verificado no algoritmo da *Jordan Curve* é a situação em que a linha orientada cruza apenas vértices (um ou mais de um) e nenhum lado da face, pois nesse caso, a linha pode entrar ou sair da face e o algoritmo não perceberá. Uma alternativa de solução seria a seguinte: Ao se verificar que essa situação ocorreu, é feito com que o sistema de coordenadas criado sobre o plano mude de orientação. Como a linha orientada é paralela a X , ela também terá sua direção alterada e a verificação de cruzamento recomeça, possivelmente, sem o cruzamento de vértices apenas. A translação do eixo X também é uma solução possível, desde que se garanta que a linha orientada seja criada sobre este eixo (e não apenas paralela a ele), de forma que ela seja também transladada.
- Após confirmado de que o ponto de interseção calculado realmente pertence a face, este será denominado o ponto de reflexão R do raio incidente na face analisada. Caso contrário, o ponto pertencerá apenas ao plano que contém a face, e implicará na inexistência de um ponto de reflexão R na face em questão.

Após realizado todo o procedimento para obtenção do ponto de reflexão R , é necessário verificar se o raio que realiza o percurso de reflexão ($F-R-O$) é obstruído por outra face do cenário. Em caso positivo, o percurso não existe por obstrução. Todos estes procedimentos descritos acima para determinar se o percurso existe ou não é denominado de teste de sobreamento, e é sumarizado no diagrama da Figura 3.5.

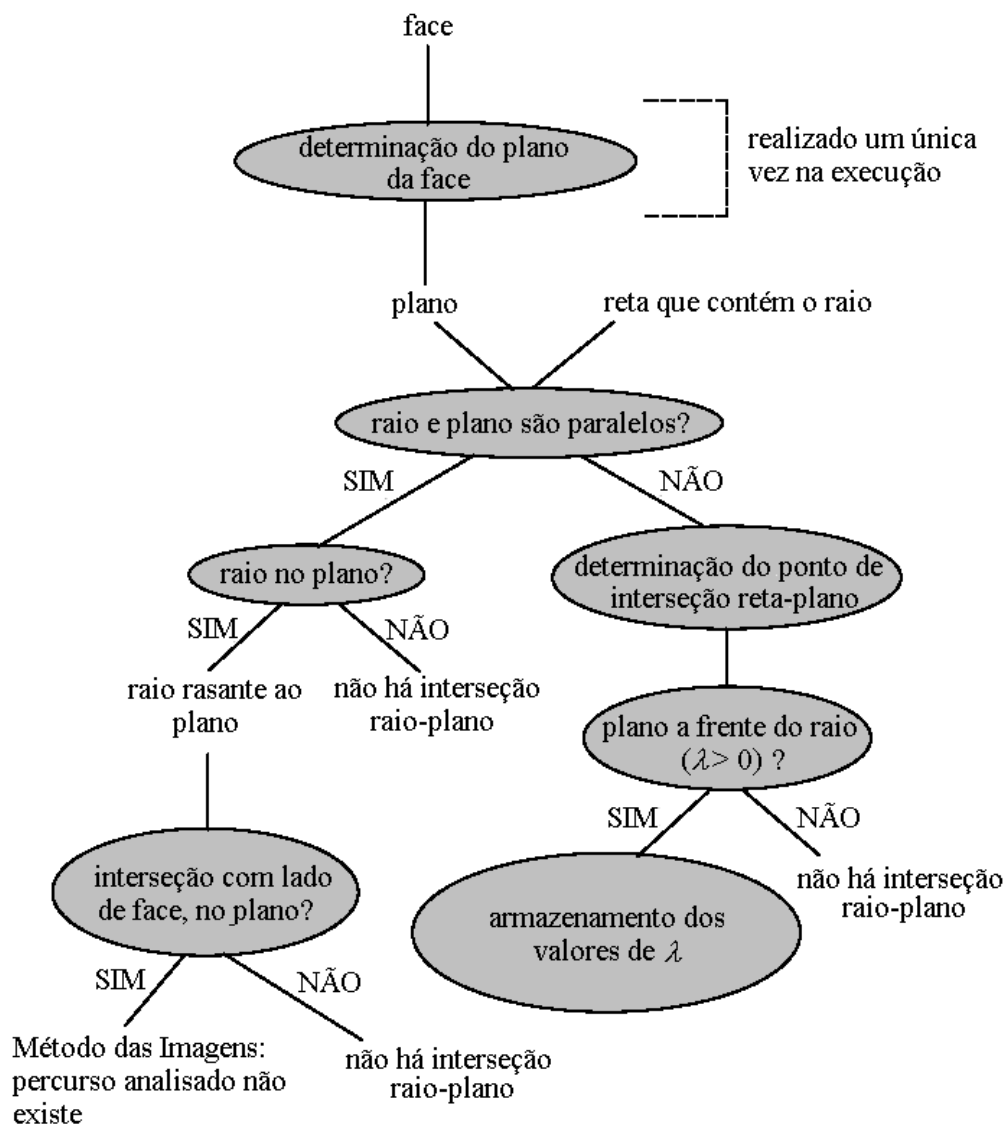


Figura 3.5 – Sumário do teste de sobreamento

O teste de sobreamento é repetido para todos os planos a serem analisados, sendo verificado posteriormente se os pontos de interseção armazenados pertencem à face do plano que a contém.

3.4.1.1 – Ordem de Reflexão

O conceito de imagens permite que se estabeleça a ordem máxima de reflexões que poderá haver entre uma fonte real F e um destino final (antena receptora, usualmente) onde se deseja determinar o campo. Se um raio original atinge o destino final através de uma única reflexão, a propagação ocorre através de reflexão simples. Se o percurso total envolve duas reflexões, o processo é denominado reflexão dupla, e assim sucessivamente. De forma equivalente, em um percurso que envolva três reflexões, por exemplo, as imagens relativas à primeira, segunda e terceira reflexões são denominadas imagem de primeira ordem (ou primária), imagem de segunda ordem (ou secundária) e imagem de terceira ordem (ou terciária), respectivamente.

As imagens de ordem superior a primeira funcionarão como “fontes virtuais” para a busca das possíveis reflexões. Mantendo o exemplo de um percurso total envolvendo três reflexões, a imagem de primeira ordem será uma fonte secundária (usada para determinar a reflexão de segunda ordem), e a imagem de segunda ordem atuará como uma fonte terciária (para a determinação do último raio refletido, de terceira ordem).

3.4.1.2 – Árvore de Imagens

Todas as imagens geradas para um determinado cenário e fonte real F são armazenadas em uma árvore, denominada “árvore de imagens”. As imagens são dispostas em camadas que representam as ordens de reflexão. Todos os percursos possíveis entre uma fonte F e um observador O são determinados através de busca pela árvore, como será detalhado adiante. É interessante notar que, através do método das imagens, é tratado apenas um número máximo restrito de raios, definido na geração da árvore de imagens, evitando o mapeamento de raios irrelevantes, que não terão atingido nenhum ponto de recepção após determinado número de reflexões.

Em um cenário com N faces e uma fonte F qualquer, serão geradas, no máximo, N imagens de primeira ordem, cada imagem em relação a uma das faces. O número de imagens geradas pode ser reduzido em relação ao máximo (N) se for observado que não são todas as faces de um cenário que podem refletir um raio oriundo de determinada fonte F . Para a identificação dessas faces, é utilizada a técnica *Backface Culling*, já

descrita anteriormente. Esta técnica, por sua simplicidade e grande utilidade na otimização da árvore de imagens, é um recurso muito importante, podendo ser aplicada não somente na análise de reflexões simples, mas igualmente em reflexões de ordens superiores. Seu uso fica evidenciado quando da explicação das classes de percursos de propagação, apresentadas adiante. Dessa forma, o número máximo de raios oriundos de reflexões simples que podem atingir o ponto onde se deseja calcular o campo é N (um raio refletido a partir de cada imagem). Na prática, não são gerados todos os N possíveis raios refletidos, por dois motivos :

- as faces têm dimensões finitas e, portanto, uma região de reflexão limitada por suas bordas. Apenas observadores situados na região de reflexão da face poderão receber raios por ela refletidos, oriundos de determinada fonte F ; esse fato é ilustrado pela Figura 3.6;

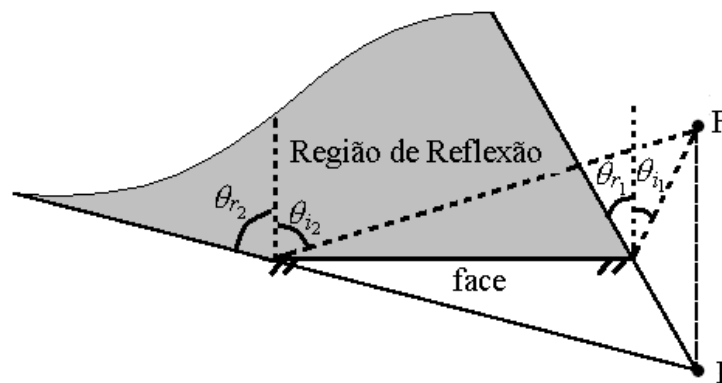


Figura 3.6 – Região de Reflexão de uma face em relação a uma fonte F

- um dos percursos (F - R ou R - O), ou ambos, conforme indicado na Figura 3.2, pode estar obstruído por uma outra face do cenário. Após ser definido um possível percurso envolvendo reflexão, deve ser verificado, através de testes de sombreamento, se o percurso total não é obstruído (conforme já mencionado anteriormente).

De forma similar ao que foi feito para a reflexão simples é possível analisar reflexões de segunda ordem. A imagem da fonte F em relação à face onde se deseja determinar a primeira reflexão (imagem primária) funciona como fonte secundária para a geração de uma segunda imagem (imagem secundária), em relação à face onde se deseja determinar a segunda reflexão. O número máximo de imagens assim geradas,

chamadas imagens de segunda ordem é, em um cenário de N faces, $N(N-1)$. Assim, como apresentado no caso de reflexões simples, o número máximo de percursos envolvendo reflexões de segunda ordem estará limitado. As limitações são exatamente as mesmas já descritas, apenas levando-se em consideração os conceitos de fonte virtual e observador intermediário, como se segue. As condições para que haja reflexão de segunda ordem são (Figura 3.7):

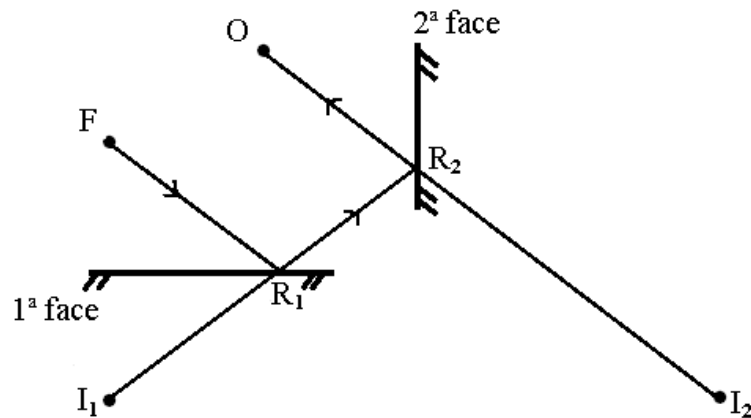


Figura 3.7 – Reflexão de segunda ordem.

- o ponto de observação O deve estar na região de reflexão da segunda face com relação à imagem secundária I_2 , ou seja, R_2 deve estar sobre a segunda face;
- o segundo ponto de reflexão, R_2 (que funciona como um ponto de observação intermediário), deve estar na região de reflexão da primeira face com relação à imagem primária I_1 . Para isso, é verificado se o ponto R_1 , determinado pelo segmento que une os pontos I_1 a R_2 , está sobre a primeira face;
- nenhum dos três percursos envolvidos ($F-R_1$, R_1-R_2 e R_2-O) pode estar obstruído por outras faces do cenário.

O teste de sobreposição, necessário para assegurar a terceira condição, deve ser realizado apenas quando já foi verificado que todos os pontos de reflexão (R_1 e R_2 , no caso) estão efetivamente sobre suas respectivas faces. Essa recomendação se justifica pelo fato de que, o teste de sobreposição ser o procedimento mais dispendioso do ponto de vista computacional em uma técnica de traçado de raios e, então, ele não deve ser iniciado no percurso R_2-O , por exemplo, sem que se tenha certeza de que os percursos restantes são realmente válidos (ponto R_1 sobre a primeira face).

O procedimento de obtenção dos raios da Figura 3.7 é o seguinte:

- obter as imagens I_1 e I_2 , de primeira e segunda ordem, respectivamente, segundo procedimento já descrito anteriormente (Seção 3.4.1);
- traça-se um segmento unindo I_2 ao ponto de observação O , para que se determine R_2 .
- determinado o ponto R_2 , é verificado se R_2 está sobre a segunda face.
- em caso negativo, o procedimento é interrompido e o algoritmo parte para outro nó (ou ramo) da árvore, para investigar outras reflexões no cenário envolvendo F e O .
- em caso positivo, um novo segmento é traçado ligando I_1 a R_2 . Assim é determinado o primeiro ponto de reflexão, R_1 .
- é feita a verificação se o ponto R_1 está sobre a primeira face (exatamente como feito para R_2).
- se R_1 estiver sobre a face, é definido o percurso $F-R_1$.

Para a busca por reflexões de ordens superiores à segunda, o procedimento é análogo. Generalizando, o número de imagens de determinada ordem k é $N(N-1)^{k-1}$, onde N é o número de faces do cenário e k é o nível correspondente na árvore de imagens (ordem máxima de reflexão). A Figura 3.8 ilustra um exemplo de árvore de imagens, para um cenário composto por onze faces.

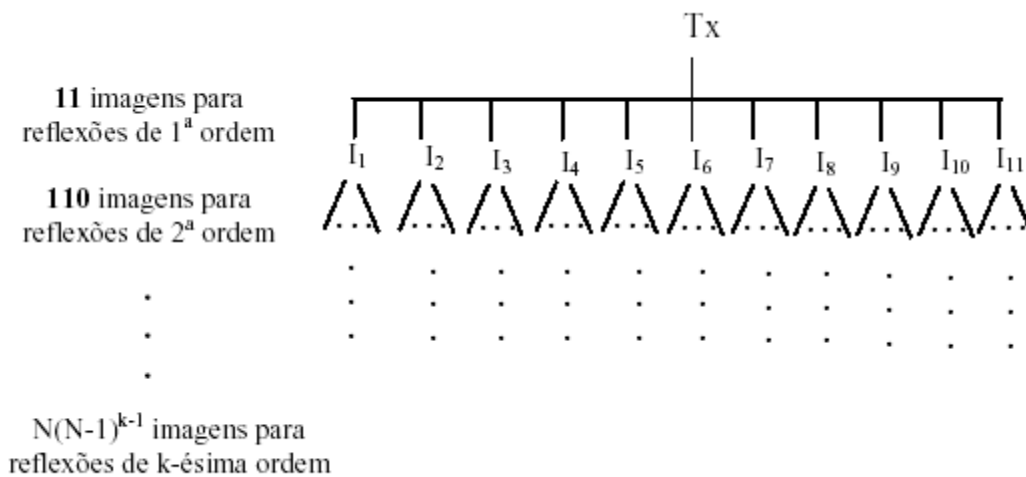


Figura 3.8 – Árvore de imagens (número máximo de imagens geradas)

Dada uma fonte, real ou virtual, se uma face F_1 é totalmente encoberta por uma face F_2 , a imagem da fonte em F_1 pode ser removida da árvore de imagens, bem como todas as imagens que foram geradas a partir dela (da imagem da fonte em F_1). Esta observação é importante para que não se desperdice esforço computacional em percursos inexistentes devido à obstrução de outras faces ou por não estarem nas regiões de reflexão do percurso.

Na prática, a não ser que se use uma técnica de aceleração conveniente, só é determinado que uma face potencialmente refletora está obstruída por outra, quando é realizado o teste de sombreamento no percurso do raio incidente.

Outra forma de eliminar imagens desnecessárias da árvore de imagens é através da análise do posicionamento das faces em relação a regiões de reflexão, ou seja, é verificado se as faces pertencentes a um percurso estão nas regiões de reflexão uma em relação a outra, caso negativo, este percurso pode ser descartado.

Na ausência de qualquer técnica de aceleração conveniente, uma forma de se simplificar a geração da árvore de imagens é a utilização da técnica *Backface Culling*, já descrita na Seção 3.4.1. A Figura 3.9 mostra a árvore de imagens para um cenário genérico.

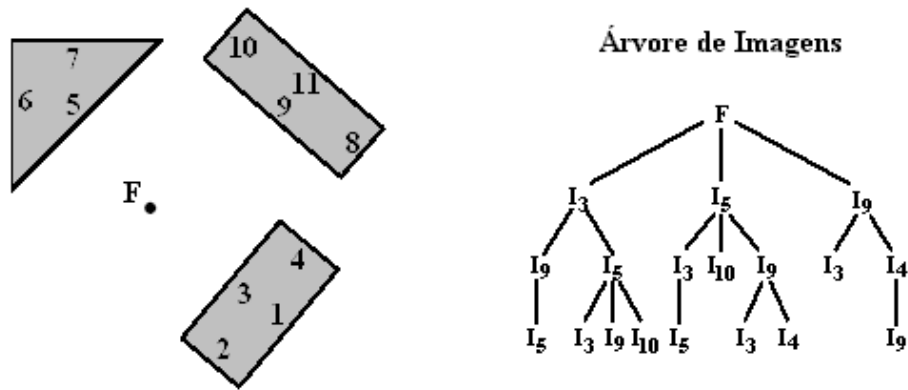


Figura 3.9 – Árvore de imagens para um cenário genérico (com *backface culling*)

Após construída, a árvore é interrogada no sentido reverso, ou seja, quando se deseja obter os raios até ordem k que chegam a determinado observador, a análise deve iniciar nos nós do k -ésimo nível (imagens de ordem k), da seguinte forma. O último possível ponto de reflexão (R_k) do ramo analisado é determinado e é verificado se ele realmente é um ponto de reflexão para o observador O , isto é, é verificado se o observador está na região de reflexão da face considerada. Se a resposta é negativa, não há reflexão e o algoritmo continua em outro nó (ou ramo) da árvore. Se a resposta é

positiva, é determinado o possível ponto de reflexão anterior (R_{k-1}) e, analogamente ao já feito, é verificado se o ponto R_k (agora um ponto de observação intermediário) está na região de reflexão da face que gerou a imagem I_{k-1} . Se o resultado da verificação for positivo, o possível ponto de reflexão anterior (R_{k-2}) é analisado; caso contrário, a imagem é descartada e o algoritmo parte para outro nó (ou ramo) da árvore. O procedimento continua até que se chegue à fonte real F .

Após a determinação dos percursos envolvidos nas reflexões, como descrito no parágrafo anterior, é feito o teste de sombreado (descrito ao longo da Seção 3.4.1) em cada um dos percursos. Nenhum dos percursos pode estar obstruído para que a reflexão de múltipla ordem realmente ocorra. Uma observação importante é que as imagens do último nível, embora não possuam ramos, são também denominadas de nós.

O Método das Imagens difere do Método SBR na medida em que o processo de determinação de percursos de propagação ocorre no sentido inverso (*backward*), ou seja, começa no ponto de recepção e termina na antena transmissora. O fato de o método das imagens determinar exatamente o percurso percorrido por todos os raios envolvidos na propagação entre a antena transmissora e a antena receptora é interessante por permitir que se obtenha a fase dos campos com exatidão, característica não observada no Método SBR.

Em cenários com muitas faces e/ou quando se requer muitas ordens de reflexão, o tamanho da árvore de imagens pode ser tal que torne a computação dos raios muito lenta, sendo portanto, necessário o uso de técnicas de aceleração.

3.4.1.3 – Testes de Limiar para Descarte de Raio

Existem alguns testes de limiar que podem ser aplicados em técnicas de traçado de raios para descarte de raios. Tais testes visam minimizar o esforço computacional gasto com raios que não contribuirão significativamente para a determinação dos campos. Um deles é o teste de número de reflexões, que pode ser implementado no método SBR, porém sem sentido no Método das Imagens, pois a própria ordem máxima de reflexões estipulada não permite que o número de reflexões ultrapasse o máximo desejado.

Outro teste que também não há a necessidade de se implementar no Método das Imagens é o teste de altura, visto que serão analisados quanto à recepção apenas pontos de recepção O que estejam abaixo do limite de altura estabelecido.

Um teste que pode ser aplicado no Método das Imagens é o teste de limiar de nível de campo em cada obstáculo e na recepção. Tal teste descarta raios cujos níveis de campos associados estejam abaixo de um limiar previamente determinado. O teste de limiar de nível de campo não está implementado no presente trabalho.

3.4.1.4 – Classes de Percursos de Propagação

Conforme descrito anteriormente, o Método das Imagens permite a determinação exata de pontos de reflexão nas faces do cenário, qualquer que seja a ordem de reflexão escolhida através da árvore de imagens. Uma limitação intrínseca desse método é a de descrever apenas o mecanismo de reflexão. Para que se considere a difração e a transmissão (refração) em uma técnica de traçado de raios implementada utilizando o Método das Imagens, são necessárias as introduções de algoritmos que executem a busca por pontos de difração em arestas e por pontos de refração em faces, respectivamente. Dados um ponto origem (antena transmissora) e um ponto destino (antena receptora) para os raios, estas buscas por pontos de difração e de refração podem ser feitas de forma análoga ao do procedimento de busca por pontos de reflexão. Entretanto, o tratamento de raios transmitidos através de um algoritmo de busca por percursos de propagação, como é feito para a reflexão, não é simples, principalmente em se tratando da travessia em estruturas com perdas. Na literatura, em geral, as implementações baseadas no método das imagens não consideram o efeito de raios transmitidos mesmo em ambientes *indoor*, onde a contribuição desse mecanismo pode ser significativa. Em ambientes *outdoor*, por se considerar estruturas com espessura infinita, o efeito da transmissão já é desconsiderado. Como uma solução intermediária, pode-se considerar o efeito da transmissão pela adição de um determinado valor ao campo recebido por pontos de recepção situados após obstáculos atingidos por raios [1].

Neste trabalho, será descrito apenas o Método das Imagens associado à busca por pontos de difração, por se tratar da forma mais usual de implementação de técnicas de traçado de raios baseadas no método das imagens. Nessa descrição, devem ser estabelecidos os percursos entre origem e destino que se considerem relevantes ao

cálculo do campo total na recepção. Essa definição de possíveis percursos se faz necessária pelo fato de que cada tipo de percurso, denominados de “classe”, exige a implementação de um processo de busca diferenciado. A seguir são apresentadas algumas das possíveis classes de percursos de propagação propostas.

Na descrição que se segue, a denominação Tx refere-se à antena transmissora e Rx à antena receptora, naturalmente. São definidas em nosso trabalho seis classes de propagação, sendo definidas da seguinte forma:

1. Tx - Rx (raio direto)
2. Tx - reflexões (até número máximo estipulado pela árvore de imagens) - Rx
3. Tx - difração - Rx
4. Tx - difração - difração - Rx
5. Tx - reflexão - difração - Rx
6. Tx - difração - reflexão - Rx

Para cada ponto de recepção, será então verificada a ocorrência de cada classe, para as várias combinações de faces refletoras e arestas causadoras de difração. A implementação da classe 1 é a mais simples, pois o percurso envolve um raio apenas, sem interação com qualquer face do cenário. A classe 2 consiste no próprio método das imagens já descrito, enquanto que as classes 3 a 6 requerem um tratamento especial dado à determinação de pontos de difração, como será descrito adiante.

A escolha de seis classes deve-se basicamente a dois fatores. A literatura mostra que a inclusão de mais graus de interação entre raios e obstáculos não altera de forma significativa a qualidade da predição [1]. O outro fator diz respeito ao tempo de execução, que tende a aumentar de forma expressiva com a inclusão de novas classes. Contudo, é importante esclarecer que não há nenhuma limitação intrínseca ao método proposto no que se refere ao número máximo de classes possíveis. Caso se deseje considerar outros níveis de interação, diferentes dos descritos nas seis classes, cada novo tipo (classe) de percurso entre transmissor e receptor deverá ser estudado, culminando na proposição de uma técnica (numérica, provavelmente) que permita a identificação dos pontos de interação dos raios com o cenário com um grau de precisão aceitável. Se muitas classes são propostas, a complexidade - bem como questões de velocidade de computação - na aplicação de cada técnica elaborada pode torná-la proibitiva, de forma que, no limite em que se queira considerar qualquer forma de

interação, a técnica de traçado de raios SBR (*Shooting and Bouncing Rays*) deverá ser utilizada, dada a sua própria natureza: método direto (*forward*), segundo o qual não se estabelece *a priori* um conjunto de possíveis percursos (classes) a ser considerados.

3.4.1.4.1 – Classe 1

Para cada ponto de recepção, deve-se apenas ser determinada a distância d entre Tx e Rx e verificado se o percurso (Tx - Rx) é obstruído por alguma face do cenário (teste de sombreamento), para que seja aplicada a expressão (2.9), de cálculo de campo de um raio direto.

Apesar de não ser necessário converter o vetor campo elétrico associado aos raios diretos para o sistema de coordenadas fixo ao cenário, devido não haver nenhuma interação com as faces do cenário, pode-se, porém, adotar a estratégia de sempre efetuar a conversão de sistemas para o campo lançado (mesmo para a classe 1).

3.4.1.4.2 – Classe 2

Os procedimentos (passos) envolvidos na aplicação do Método das Imagens para a busca por pontos de reflexão são os seguintes:

- 1º. Definição do número máximo de reflexões desejado (comprimento da árvore de imagens);
- 2º. Geração da árvore de imagens, através do conhecimento das localizações geométricas da fonte (antena transmissora) e das faces do cenário. O procedimento de criação da árvore de imagens é descrito a seguir:
 - Aplica-se o método *Backface Culling* (Equação 3.4) para cada face. As faces que podem ser atingidas pelos raios lançados da antena transmissora, gerando raios refletidos, são as faces cujo teste resultar em verdadeiro; caso contrário, não é necessária a geração de imagem em relação à face. Esse procedimento otimiza a geração da árvore de imagens, pois faces que certamente não refletirão o raio direto, não têm suas respectivas imagens inseridas na árvore;

- as imagens geradas pelas faces que atenderam ao teste do *Backface Culling* são tratadas como novas fontes. É então aplicado novamente o *Backface Culling*, para cada imagem (fonte secundária) e cada face do cenário, excetuando, evidentemente, a própria face que gerou a fonte secundária em questão. Dessa forma, são geradas novas imagens (imagens de segunda ordem), apenas em relação às faces que atenderam ao teste do *Backface Culling*, exatamente como feito para o raio direto;
 - o procedimento se repete até que seja atingida a ordem máxima de reflexões estipulada;
- 3º. Criada a árvore de imagens, deve ser selecionado um ponto de recepção Rx e percorrer a árvore, de baixo para cima, determinando todos os percursos possíveis envolvendo uma ou mais reflexões. O procedimento é conforme já descrito na apresentação do método das imagens (Seção 3.4.1).
- 4º. Conhecidas todas as possibilidades de trajetória entre a antena transmissora e receptora, deve ser determinado o campo total no ponto de recepção analisado, através do somatório de todas as contribuições de campo, conforme será descrito na Seção 3.4.5.

3.4.1.4.3 – Classe 3

O mecanismo descrito por essa classe é denominado “difração simples”. Para a aplicação do método de busca é necessário que todas as arestas do cenário sejam identificadas, caso esse procedimento não tenha sido feito no início da execução.

Para cada ponto de recepção, as arestas são tomadas, uma a uma, para que seja verificada a existência do percurso Tx - aresta - Rx. Para cada uma das arestas, deverá ser aplicada a técnica *Backface Culling* em relação às duas faces que formam a aresta. Se apenas uma das faces não atender ao *Backface Culling*, a aresta deve ser analisada quanto à possibilidade de difração simples. Porém, se nenhuma das faces estiver voltada para o possível raio incidente na aresta (nenhuma das faces atende ao *Backface Culling*), a difração não é possível e, assim, a aresta não precisa ser analisada. A implementação deve analisar a real necessidade de se aplicar o método *Backface Culling*, em termos de ganho de velocidade de execução, já que ao final do procedimento é ainda efetuado teste de sombreamento nos percursos (Tx-aresta e aresta-Rx).

O procedimento de busca por difrações simples é descrito a seguir:

- Para cada aresta selecionada, o problema é formulado considerando a Figura 3.10:

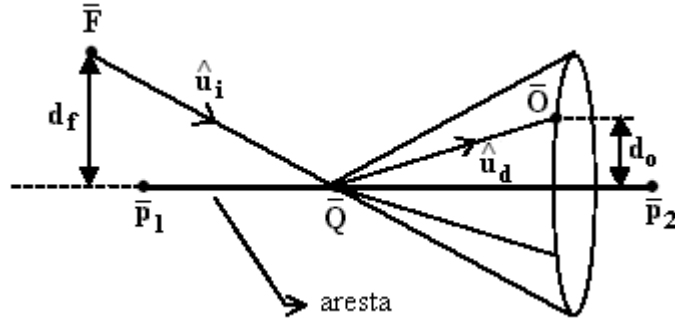


Figura 3.10 – Geometria para a determinação do percurso de difração simples.

Onde os vetores e as dimensões envolvidas são:

- $\bar{\mathbf{F}}$ = vetor posição da fonte do raio (antena transmissora)
- $\bar{\mathbf{O}}$ = vetor posição do ponto de observação (antena receptora)
- $\bar{\mathbf{Q}}$ = vetor posição do ponto de difração. O ponto Q é o ponto que se deseja determinar
- $\bar{\mathbf{p}}_1$ = vetor posição de um dos extremos da aresta
- $\bar{\mathbf{p}}_2$ = vetor posição do outro extremo da aresta
- d_f = distância perpendicular entre a fonte do raio e a aresta
- d_0 = distância perpendicular entre o observador e a aresta

Definição das distâncias d_f e d_0 :

$$d_f = \sqrt{(\bar{\mathbf{F}} - \bar{\mathbf{p}}_1)(\bar{\mathbf{F}} - \bar{\mathbf{p}}_1) - \left[(\bar{\mathbf{F}} - \bar{\mathbf{p}}_1) \frac{(\bar{\mathbf{p}}_2 - \bar{\mathbf{p}}_1)}{|\bar{\mathbf{p}}_2 - \bar{\mathbf{p}}_1|} \right]^2} \quad (3.8)$$

$$d_0 = \sqrt{(\bar{\mathbf{O}} - \bar{\mathbf{p}}_1)(\bar{\mathbf{O}} - \bar{\mathbf{p}}_1) - \left[(\bar{\mathbf{O}} - \bar{\mathbf{p}}_1) \frac{(\bar{\mathbf{p}}_2 - \bar{\mathbf{p}}_1)}{|\bar{\mathbf{p}}_2 - \bar{\mathbf{p}}_1|} \right]^2} \quad (3.9)$$

Deseja-se determinar o vetor unitário diretor do raio incidente, $\hat{\mathbf{u}}_i$, e do raio difratado, $\hat{\mathbf{u}}_d$. Através do conhecimento desses vetores, fica determinado o percurso de difração simples. Para se determinar esses unitários, deve-se conhecer o ponto de difração Q . O vetor $\overline{\mathbf{Q}}$ é definido pela sua equação paramétrica:

$$\overline{\mathbf{Q}}(t) = \overline{\mathbf{p}}_1 + t(\overline{\mathbf{p}}_2 - \overline{\mathbf{p}}_1), \text{ com } 0 < t < 1 \quad (3.10)$$

onde o parâmetro t , quando variado entre 0 e 1, percorre toda a aresta.

O parâmetro t é dado pela seguinte expressão:

$$t = \frac{(\overline{\mathbf{p}}_2 - \overline{\mathbf{p}}_1) \cdot \left[\frac{(\overline{\mathbf{O}}d_f + \overline{\mathbf{F}}d_0)}{d_0 + d_f} - \overline{\mathbf{p}}_1 \right]}{|\overline{\mathbf{p}}_2 - \overline{\mathbf{p}}_1|^2} \quad (3.11)$$

O passo seguinte é a determinação do ponto Q , que só deve ser realizada caso o parâmetro t calculado por (3.11) atenda a $0 < t < 1$ pois, caso contrário, o ponto Q não pertence à aresta (pertence apenas à reta que a contém). Satisfeita essa condição, o ponto de difração Q é determinado pela expressão (3.10). Os vetores unitários desejados são dados por:

$$\hat{\mathbf{u}}_i = \frac{\overline{\mathbf{Q}} - \overline{\mathbf{F}}}{|\overline{\mathbf{Q}} - \overline{\mathbf{F}}|} \text{ e } \hat{\mathbf{u}}_d = \frac{\overline{\mathbf{O}} - \overline{\mathbf{Q}}}{|\overline{\mathbf{O}} - \overline{\mathbf{Q}}|} \quad (3.12)$$

O fato de a condição $0 < t < 1$ ser atendida não garante a existência do percurso de difração, uma vez que um dos raios envolvidos, definidos por $\hat{\mathbf{u}}_i$ e por $\hat{\mathbf{u}}_d$, ou mesmo ambos, pode estar obstruído por uma face do cenário. Portanto, as condições a serem atendidas para que haja a difração simples são:

- o parâmetro t calculado deve satisfazer a $0 < t < 1$;
- nenhum dos dois percursos envolvidos ($\text{Tx} - Q$ e $Q - \text{Rx}$) pode estar obstruído por alguma face do cenário. Para testar se essa condição é atendida, cada um dos dois percursos deve ser submetido ao teste de sombreamento, conforme descrito ao longo da Seção 3.4.1.

3.4.1.4.4 – Classe 4

O mecanismo descrito por essa classe é denominado “difração dupla”. A busca pelos pontos de difração presume que todas as arestas do cenário tenham sido determinadas.

Para cada ponto de recepção, as arestas são tomadas, duas a duas, para que seja verificada a existência do percurso Tx - primeira aresta - segunda aresta - Rx. Para a primeira aresta, deve ser realizado o teste *Backface Culling* tal como descrito na classe 3. O teste também deve ser realizado, da mesma forma, para a segunda aresta, com a origem do vetor \bar{u} da Equação (3.4) no ponto de observação O . Se o teste falhar em qualquer uma das arestas (as duas faces de qualquer uma das arestas não atenderem ao *Backface Culling*), o percurso Tx - primeira aresta – segunda aresta - Rx não existirá, e o procedimento de análise não precisa ser continuado. Como observado na classe 3, deve ser verificado se há ganho em velocidade ao se efetuar as verificações descritas no parágrafo anterior. A princípio, para a classe 4 fica mais evidente a vantagem em se eliminar arestas (através do *Backface Culling*), pois o procedimento de busca por dupla difração é o mais complexo entre todas as classes.

O procedimento de busca por difração dupla é descrito a seguir:

- Para cada par de arestas selecionado, o problema é formulado considerando a Figura 3.1:

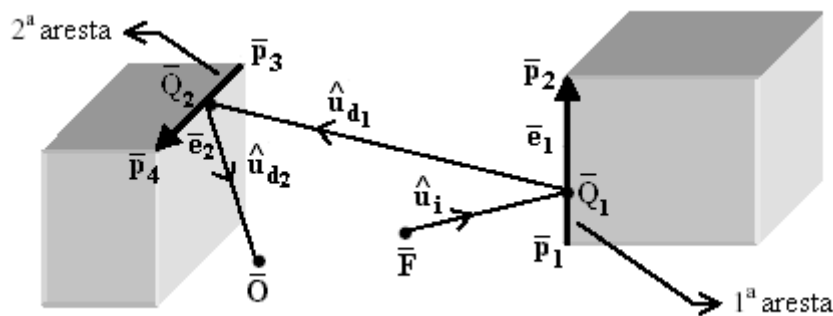


Figura 3.11 – Geometria para determinação do percurso de difração dupla.

Onde os vetores envolvidos são:

- $\bar{\mathbf{F}}$ = vetor posição da fonte do raio (antena transmissora)
- $\bar{\mathbf{O}}$ = vetor posição do ponto de observação (antena receptora)
- $\bar{\mathbf{Q}}_1$ = vetor posição do primeiro ponto de difração. O ponto Q_1 é um dos pontos que se deseja determinar
- $\bar{\mathbf{Q}}_2$ = vetor posição do segundo ponto de difração. O ponto Q_2 é um dos pontos que se deseja determinar
- $\bar{\mathbf{p}}_1$ = vetor posição de um dos extremos da primeira aresta
- $\bar{\mathbf{p}}_2$ = vetor posição do outro extremo da primeira aresta
- $\bar{\mathbf{p}}_3$ = vetor posição de um dos extremos da segunda aresta
- $\bar{\mathbf{p}}_4$ = vetor posição do outro extremo da segunda aresta
- $\bar{\mathbf{e}}_1$ = vetor ao longo da primeira aresta, dado por $(\bar{\mathbf{p}}_2 - \bar{\mathbf{p}}_1)$
- $\bar{\mathbf{e}}_2$ = vetor ao longo da segunda aresta, dado por $(\bar{\mathbf{p}}_4 - \bar{\mathbf{p}}_3)$

Deseja-se determinar os vetores $\hat{\mathbf{u}}_i$, $\hat{\mathbf{u}}_{d_1}$ e $\hat{\mathbf{u}}_{d_2}$. Para tanto, devem ser determinados os pontos de difração Q_1 e Q_2 . Os dois pontos de difração são dados pelas seguintes equações paramétricas:

$$\bar{\mathbf{Q}}_1(t) = \bar{\mathbf{p}}_1 + t_1 \bar{\mathbf{e}}_1 \quad \text{e} \quad \bar{\mathbf{Q}}_2(t) = \bar{\mathbf{p}}_3 + t_2 \bar{\mathbf{e}}_2, \quad \text{com } 0 < t_{1,2} < 1 \quad (3.13)$$

onde os parâmetros $t_{1,2}$, quando variados entre 0 e 1, descrevem a primeira e a segunda aresta, respectivamente.

Tem-se que o percurso entre as antenas transmissora e receptora, envolvendo as duas difrações, é descrito por duas equações, designadas como $F(t_1, t_2)$ e $G(t_1, t_2)$, ambas funções de t_1 e t_2 . Para a determinação dos parâmetros t_1 e t_2 é necessário algum método numérico. Neste trabalho será utilizado o método iterativo de Newton. Para a aplicação deste método para duas variáveis (t_1 e t_2), as duas equações mencionadas anteriormente devem ser definidas da seguinte forma:

$$F(t_1, t_2) = 0 \quad (3.14)$$

$$G(t_1, t_2) = 0 \quad (3.15)$$

Segundo o Método iterativo de Newton, valores sucessivos para os parâmetros t_1 e t_2 são calculados pelas seguintes expressões:

$$t_1^{(v+1)} = t_1^{(v)} - \left[\frac{F(\partial G / \partial t_2) - G(\partial F / \partial t_2)}{(\partial F / \partial t_1)(\partial G / \partial t_2) - (\partial G / \partial t_1)(\partial F / \partial t_2)} \right]_{\text{em}(t_1^{(v)}, t_2^{(v)})} \quad (3.16)$$

$$t_2^{(v+1)} = t_2^{(v)} - \left[\frac{G(\partial F / \partial t_1) - F(\partial G / \partial t_1)}{(\partial F / \partial t_1)(\partial G / \partial t_2) - (\partial G / \partial t_1)(\partial F / \partial t_2)} \right]_{\text{em}(t_1^{(v)}, t_2^{(v)})} \quad (3.17)$$

onde:

$$\begin{aligned} t_{1,2}^{(v)} &= \text{valor atual do parâmetro } t_1 \text{ ou } t_2 \\ t_{1,2}^{(v+1)} &= \text{próximo valor do parâmetro } t_1 \text{ ou } t_2, \text{ calculado a partir dos} \\ &\quad \text{valores atuais de ambos os parâmetros.} \end{aligned}$$

O processo iterativo termina quando as funções F e G e os incrementos dados a ambos os parâmetros satisfaçam a uma tolerância estipulada, da seguinte forma:

$$\left| F(t_1^{(v)}, t_2^{(v)}) \right|, \left| G(t_1^{(v)}, t_2^{(v)}) \right|, \left| dt_1^{(v)} \right|, \left| dt_2^{(v)} \right| < 10^{-\text{tol}} \quad (3.18)$$

onde:

$$\begin{aligned} dt_{1,2}^{(v)} &= t_{1,2}^{(v)} - t_{1,2}^{(v-1)} \\ \text{tol} &= \text{tolerância estipulada conforme a precisão desejada.} \end{aligned}$$

As equações $F(t_1, t_2)$ e $G(t_1, t_2)$ são dadas respectivamente por [1]:

$$\left[\frac{\overline{Q}_1 - \overline{F}}{|\overline{Q}_1 - \overline{F}|} - \frac{\overline{Q}_2 - \overline{Q}_1}{|\overline{Q}_2 - \overline{Q}_1|} \right] \cdot \hat{e}_1 = 0 \quad (3.19)$$

$$\left[\frac{\overline{Q}_2 - \overline{Q}_1}{|\overline{Q}_2 - \overline{Q}_1|} - \frac{\overline{O} - \overline{Q}_2}{|\overline{O} - \overline{Q}_2|} \right] \cdot \hat{e}_2 = 0 \quad (3.20)$$

onde:

$$\begin{aligned}\overline{\mathbf{Q}}_1 \text{ e } \overline{\mathbf{Q}}_2 &= \text{s\~ao dados pelas equa\~oes (3.13)} \\ \overline{\mathbf{F}} \text{ e } \overline{\mathbf{O}} &= \text{s\~ao conforme j\~a definidos} \\ \hat{\mathbf{e}}_{1,2} &= \frac{\overline{\mathbf{e}}_{1,2}}{|\overline{\mathbf{e}}_{1,2}|}, \text{ com } \overline{\mathbf{e}}_{1,2} \text{ conforme j\~a definidos}\end{aligned}$$

As derivadas parciais das equa\~oes (3.16) e (3.17) s\~ao dadas por [1]:

$$\frac{\partial F}{\partial t_1} = \left\{ \frac{|\overline{\mathbf{e}}_1| |\overline{\mathbf{Q}}_1 - \overline{\mathbf{F}}| - \left\{ (\overline{\mathbf{Q}}_1 - \overline{\mathbf{F}}) \left[\frac{(\overline{\mathbf{Q}}_1 - \overline{\mathbf{F}})}{|\overline{\mathbf{Q}}_1 - \overline{\mathbf{F}}|} \cdot \overline{\mathbf{e}}_1 \right] \right\} \cdot \hat{\mathbf{e}}_1}{|\overline{\mathbf{Q}}_1 - \overline{\mathbf{F}}|^2} \right\} + \left\{ \frac{|\overline{\mathbf{e}}_1| |\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1| - \left\{ (\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1) \left[\frac{(\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1)}{|\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1|} \cdot \overline{\mathbf{e}}_1 \right] \right\} \cdot \hat{\mathbf{e}}_1}{|\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1|^2} \right\} \quad (3.21)$$

$$\frac{\partial F}{\partial t_2} = \left\{ \frac{-\overline{\mathbf{e}}_2 |\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1| + (\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1) \left[\frac{(\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1)}{|\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1|} \cdot \overline{\mathbf{e}}_2 \right]}{|\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1|^2} \right\} \cdot \hat{\mathbf{e}}_1 \quad (3.22)$$

$$\frac{\partial G}{\partial t_1} = \left\{ \frac{-\overline{\mathbf{e}}_1 |\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1| + (\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1) \left[\frac{(\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1)}{|\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1|} \cdot \overline{\mathbf{e}}_1 \right]}{|\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1|^2} \right\} \cdot \hat{\mathbf{e}}_2 \quad (3.23)$$

$$\frac{\partial G}{\partial t_2} = \left\{ \frac{|\overline{\mathbf{e}}_2| |\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1| - \left\{ (\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1) \left[\frac{(\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1)}{|\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1|} \cdot \overline{\mathbf{e}}_2 \right] \right\} \cdot \hat{\mathbf{e}}_2}{|\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1|^2} \right\} + \left\{ \frac{|\overline{\mathbf{e}}_2| |\overline{\mathbf{O}} - \overline{\mathbf{Q}}_2| - \left\{ (\overline{\mathbf{O}} - \overline{\mathbf{Q}}_2) \left[\frac{(\overline{\mathbf{O}} - \overline{\mathbf{Q}}_2)}{|\overline{\mathbf{O}} - \overline{\mathbf{Q}}_2|} \cdot \overline{\mathbf{e}}_2 \right] \right\} \cdot \hat{\mathbf{e}}_2}{|\overline{\mathbf{O}} - \overline{\mathbf{Q}}_2|^2} \right\} \quad (3.24)$$

Como os par\~ametros $t_{1,2}$ devem atender a $0 < t_{1,2} < 1$, e n\~ao h\~a nenhum ponto referencial para a localiza\~ao dos pontos de difra\~ao ao longo das arestas, a estimativa inicial para o processo iterativo \xe9:

$$t_{1,2}^1 = 0,5 \quad (3.25)$$

O passo seguinte consiste na determinação dos pontos $Q_{1,2}$, que só deve ser realizada caso os parâmetros $t_{1,2}$ calculados por (3.16) e (3.17) atendam a $0 < t_{1,2} < 1$ pois, caso contrário, um dos pontos (Q_1 ou Q_2), ou ambos, não está sobre a aresta. Satisfeita essa condição, os pontos de difração $Q_{1,2}$ são determinados pelas expressões (3.13). Os vetores unitários desejados são dados por:

$$\hat{\mathbf{u}}_i = \frac{\overline{\mathbf{Q}}_1 - \overline{\mathbf{F}}}{|\overline{\mathbf{Q}}_1 - \overline{\mathbf{F}}|}, \quad \hat{\mathbf{u}}_{d_1} = \frac{\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1}{|\overline{\mathbf{Q}}_2 - \overline{\mathbf{Q}}_1|} \quad \text{e} \quad \hat{\mathbf{u}}_{d_2} = \frac{\overline{\mathbf{O}} - \overline{\mathbf{Q}}_2}{|\overline{\mathbf{O}} - \overline{\mathbf{Q}}_2|} \quad (3.26)$$

O fato de a condição $0 < t_{1,2} < 1$ ser atendida não garante a existência dos percursos de difração, uma vez que um dos raios envolvidos, definidos por $\hat{\mathbf{u}}_i$, $\hat{\mathbf{u}}_{d_1}$ e $\hat{\mathbf{u}}_{d_2}$, ou até mais de um raio, pode estar obstruído por uma face do cenário. Portanto, as condições a serem atendidas para que haja a difração dupla são:

- os parâmetros $t_{1,2}$ calculados devem satisfazer a $0 < t_{1,2} < 1$;
- nenhum dos três percursos envolvidos ($\text{Tx} - Q_1$, $Q_1 - Q_2$ e $Q_2 - \text{Rx}$) pode estar obstruído por outra face do cenário. Para testar se essa condição é atendida, cada um dos três percursos deve ser submetido ao teste de sombreamento, conforme descrito ao longo da Seção 3.4.1.

Um importante comentário a respeito do mecanismo de difração dupla é que quando se implementa o efeito secundário provido pela difração de segunda ordem (*Slope Diffraction*), o cálculo a princípio, se concentra apenas na primeira difração, sendo que na segunda difração, é calculada apenas a difração de primeira ordem.

3.4.1.4.5 – Classe 5 e Classe 6

As duas classes seguintes, por apresentarem procedimentos semelhantes na determinação dos percursos de propagação, foram unidas em um só tópico. Por envolverem difração e reflexão, os percursos serão denominados “percursos mistos”, independente da ordem em que os dois mecanismos (difração e reflexão) ocorrem. O procedimento descrito a seguir é válido para aplicação nas classes 5 e 6, e ressalta particularidades de cada uma, quando existirem.

Para cada ponto de recepção, são tomados pares aresta-face, a fim de que seja verificada a existência de percurso misto. Através da aplicação do *Backface Culling*, são selecionadas apenas as faces interessantes para o prosseguimento da análise. Essas faces são as que atendem ao teste *Backface Culling* em relação ao ponto F (para a classe 5) e as que atendem ao teste em relação ao ponto O (para a classe 6). Selecionadas as possíveis faces refletoras, as arestas que farão par na determinação dos percursos mistos possíveis, com cada face selecionada, são todas as arestas, excetuando-se as seguintes:

- as arestas que compõem o sólido do qual a face faz parte, pois certamente não ocorrerá um percurso de difração-reflexão (ou o inverso) envolvendo faces e arestas de uma mesma estrutura (sólido);
- as arestas que não atendem ao teste *backface culling* (como realizado na classe 4), em relação ao ponto O (para a classe 5) ou em relação ao ponto F (para a classe 6);
- as arestas que estão totalmente situadas “atrás” do plano da face, em relação à normal da face, pois certamente um raio refletido na face não atingirá nenhuma dessas arestas (gerando raios difratados) ou, analogamente, nenhum raio difratado nessas arestas atingirá a face, gerando um raio refletido. A verificação dessa situação é feita, para cada aresta, da maneira descrita a seguir:

Sejam p_1 e p_2 os pontos extremos da aresta em questão, é calculada a distância perpendicular entre cada um dos dois pontos e o plano da face, através da expressão de distância ponto-plano apresentada a seguir:

$$d = \bar{\mathbf{r}}_0 \cdot \hat{\mathbf{n}} + D \quad (3.27)$$

onde:

- | | | |
|----------------------|---|--|
| $\bar{\mathbf{r}}_0$ | = | vetor unindo a origem ao ponto desejado (p_1 ou p_2) |
| $\hat{\mathbf{n}}$ | = | vetor unitário normal à face |
| D | = | coeficiente D da equação do plano da face, conforme mencionado na descrição em (3.1) |

A expressão (3.27) tem a característica de fornecer resultado positivo se o ponto estiver “à frente” do plano (relativo à orientação da normal ao plano); equivalentemente, a distância é negativa se o ponto estiver “atrás” do plano.

Então, denominando $d_{p_{1,2}}$ as distâncias entre p_1 e p_2 e o plano da face, respectivamente, a verificação da situação de aresta escondida por determinado plano de face é realizada da seguinte forma:

- se $d_{p_{1,2}} \leq 0$, não há percurso misto envolvendo o par face-aresta considerado.

Deve ser observado que é necessário que ambos os pontos extremos da aresta atendam a essa condição, o que configura a situação em que a aresta está totalmente encoberta pelo plano da face;

- caso contrário, pode existir o percurso misto envolvendo o par face-aresta considerado. O procedimento de busca deve continuar.

Como já mencionado para as classes 3 e 4, é interessante que se analise o ganho real obtido, em termos de velocidade de execução, ao se aplicar todas as verificações descritas para se minimizar o número de pares face-aresta a serem analisados.

O procedimento de busca por percurso misto é descrito a seguir:

- Para cada par aresta-face selecionado, o problema é formulado da seguinte maneira. Sejam as Figuras 3.12 e 3.13, para as classes 5 e 6, respectivamente.

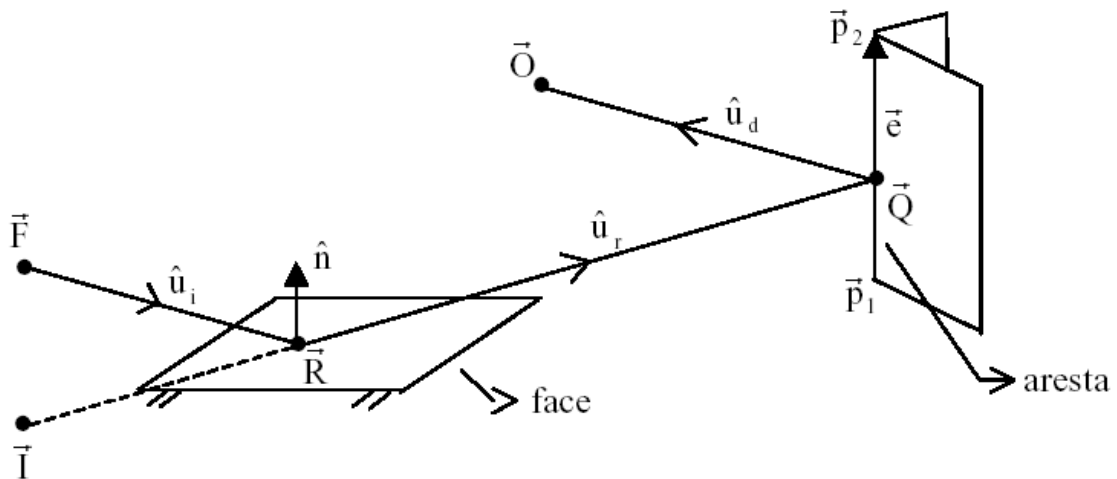


Figura 3.12 - Geometria para determinação do percurso misto reflexão - difração (classe 5)

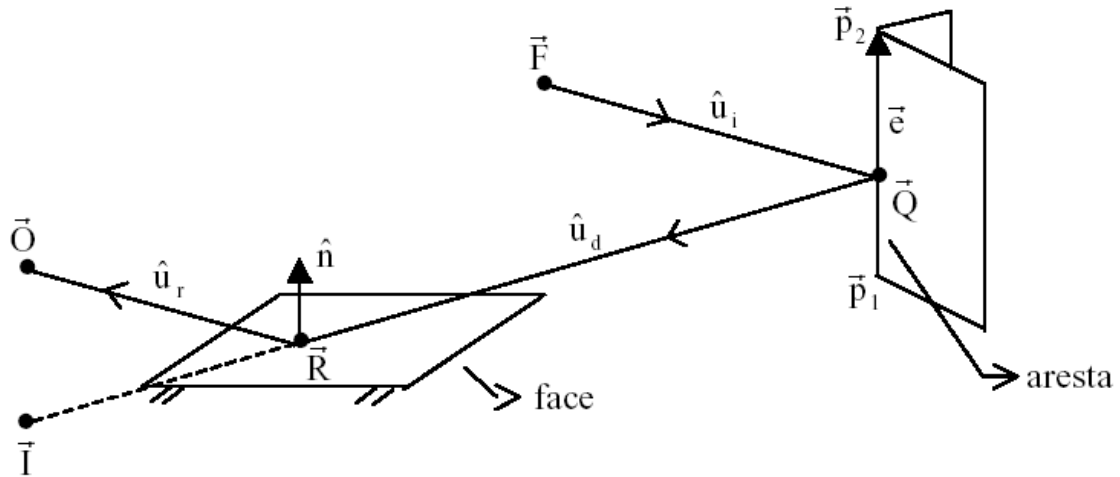


Figura 3.13 - Geometria para determinação do percurso misto difração - reflexão (classe 6)

Onde os vetores envolvidos são:

- \vec{F} = vetor posição da fonte do raio (antena transmissora)
- \vec{O} = vetor posição do ponto de observação (antena receptora)
- \vec{I} = imagem da fonte F em relação à face refletora (para a classe 5)
= imagem do observador O em relação à face refletora (para a classe 6)
- \vec{R} = vetor posição do ponto de reflexão. O ponto R é um dos pontos que se deseja determinar; a determinação do ponto imagem I e do ponto de reflexão R é descrita ao longo da seção 3.4.1.
- \vec{Q} = vetor posição do ponto de difração. O ponto Q é um dos pontos que se deseja determinar
- \vec{p}_1 = vetor posição de um dos extremos da aresta
- \vec{p}_2 = vetor posição do outro extremo da aresta
- \vec{e}_1 = vetor ao longo da aresta, dado por $(\vec{p}_2 - \vec{p}_1)$

Deseja-se determinar os vetores \hat{u}_i , \hat{u}_r e \hat{u}_d . Pelas Figuras 3.12 e 3.13 se observa que, se o problema for resolvido considerando-se os percursos $I-Q$ e $Q-O$ (para a classe 5) e $I-Q$ e $Q-F$ (para a classe 6), o procedimento é resumido ao já descrito na classe 3, ou seja, determinação de um ponto de difração dados um ponto de origem e um ponto de destino.

O parâmetro t , necessário à determinação do ponto Q , é dado pela expressão (3.11), com as seguintes modificações:

- na classe 5: nas expressões (3.8) e (3.11), $\overline{\mathbf{F}}$ deve ser substituído por $\overline{\mathbf{I}}$, que é a fonte virtual para esta classe;
- na classe 6: nas expressões (3.9) e (3.11), $\overline{\mathbf{O}}$ deve ser substituído por $\overline{\mathbf{I}}$, que é o destino (virtual) para esta classe.

Os vetores desejados são dados por:

- na classe 5:

$$\hat{\mathbf{u}}_i = \frac{\overline{\mathbf{R}} - \overline{\mathbf{F}}}{|\overline{\mathbf{R}} - \overline{\mathbf{F}}|}, \quad \hat{\mathbf{u}}_r = \frac{\overline{\mathbf{Q}} - \overline{\mathbf{I}}}{|\overline{\mathbf{Q}} - \overline{\mathbf{I}}|} \quad \text{e} \quad \hat{\mathbf{u}}_d = \frac{\overline{\mathbf{O}} - \overline{\mathbf{Q}}}{|\overline{\mathbf{O}} - \overline{\mathbf{Q}}|} \quad (3.28)$$

- na classe 6:

$$\hat{\mathbf{u}}_i = \frac{\overline{\mathbf{Q}} - \overline{\mathbf{F}}}{|\overline{\mathbf{Q}} - \overline{\mathbf{F}}|}, \quad \hat{\mathbf{u}}_d = \frac{\overline{\mathbf{I}} - \overline{\mathbf{Q}}}{|\overline{\mathbf{I}} - \overline{\mathbf{Q}}|} \quad \text{e} \quad \hat{\mathbf{u}}_r = \frac{\overline{\mathbf{O}} - \overline{\mathbf{R}}}{|\overline{\mathbf{O}} - \overline{\mathbf{R}}|} \quad (3.29)$$

Uma vez determinado o parâmetro t , devem ser feitas duas verificações para decidir se o procedimento deve prosseguir:

- o parâmetro calculado deve satisfazer a $0 < t < 1$;
- satisfeita a condição anterior, é calculado o ponto de difração Q através da expressão (3.10) e feita a segunda verificação, que consiste no seguinte:
 - na classe 5: $\hat{\mathbf{u}}_r \cdot \hat{\mathbf{n}} > 0$
 - na classe 6: $\hat{\mathbf{u}}_d \cdot \hat{\mathbf{n}} < 0$

A verificação é feita para garantir que o ponto de difração é um ponto “à frente” do plano refletor, em relação à sua normal (lembrando que um par face-aresta no qual apenas um dos extremos da aresta é encoberto pelo plano da face é um par válido); caso essa condição não seja atendida, o procedimento é interrompido para esse par face-aresta.

Satisfeitas as condições apresentadas, é determinado o ponto de reflexão R através de procedimento descrito ao longo da Seção 3.4.1. Deve ser observado que, ao utilizar este procedimento, o ponto de destino do vetor com origem em I é, nesse caso, o ponto Q . Também nesse caso, o vetor unitário diretor do raio é $\hat{\mathbf{u}}_r$ ou $-\hat{\mathbf{u}}_d$, conforme seja a classe 5 ou 6, respectivamente. A determinação do ponto R inclui ainda (vide Seção 3.4.1) a verificação de que o ponto está sobre a face refletora, condição necessária para a continuidade do procedimento para o par face-aresta em questão. Ainda que R esteja sobre a face, a existência do percurso misto não está garantida, pois algum (ou mais de um) dos três percursos envolvidos pode estar obstruído. Portanto, somadas às duas verificações apresentadas, as seguintes condições também devem ser satisfeitas para que haja o percurso misto:

- o ponto de reflexão R deve estar sobre a face. Essa verificação faz parte do próprio procedimento de determinação do ponto R ;
- nenhum dos três percursos, envolvendo os pontos F , R , Q e O , podem estar obstruídos por faces do cenário.

3.5 – DETERMINAÇÃO DE CAMPOS

Até o momento, foram apresentados os procedimentos para a determinação dos percursos de propagação dos raios em todas as classes. Uma vez determinado um percurso, o campo elétrico deverá ser calculado através das expressões de raio direto, raio refletido e raio difratado, conforme a classe, apresentadas no Capítulo 2. Após a execução de todas as classes, cada ponto de recepção terá um valor total de campo, dado pelo somatório dos campos obtidos através de cada classe que oferece contribuição de campo àquele ponto. O procedimento de determinação de campos será descrito com mais detalhes a seguir.

3.5.1 – Procedimentos e Definições Gerais

Embora se possa desenvolver algoritmos baseados tanto no Método das Imagens como no método *Shooting and Bouncing Ray*, ou até mesmo em um método híbrido entre essas duas técnicas de traçado de raios, um conjunto de procedimentos e definições é comum a ambos:

- definir uma malha (*grid*) de pontos de recepção, segundo a resolução desejada;
 - definir as características do transmissor, receptor, das antenas transmissora e receptora e inserir a antena transmissora em algum ponto do cenário.
- Características das antenas transmissora e receptora:
- ganho máximo da antena transmissora e da receptora;
 - diagrama de radiação da antena transmissora e da receptora.
- devem ser conhecidas as normais às faces e também as equações dos planos que as contêm.
 - cada raio terá seu vetor diretor (unitário) associado. Geometricamente, um raio é definido pelo seu vetor diretor, sua fonte e seu destino (onde o raio termina), que pode ser a antena receptora ou um ponto de interseção com uma face. O vetor campo elétrico associado ao raio o define eletromagneticamente.
 - No caso geral, a propagação envolve quatro tipos de raios: direto, refletido, transmitido (refratado) e difratado. A obtenção do vetor unitário para cada um dos tipos de raio já foi apresentada anteriormente.
 - todo raio que tem a antena transmissora como fonte tem um par (θ, ϕ) associado no sistema de coordenadas esféricas da antena transmissora. O par (θ, ϕ) é um parâmetro de entrada para uma tabela (ou função) que contém o diagrama de radiação da antena transmissora.
 - Da mesma forma, um raio que tem como destino um ponto de recepção, também terá um par (θ, ϕ) no sistema de coordenadas esféricas da antena receptora, que será um dado de entrada para a tabela (ou função) do diagrama de radiação dessa antena.

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

$$\mathbf{E}_{RX} = \mathbf{E} \cdot E_0(\theta, \phi) \quad (3.30)$$

com:

\mathbf{E}	=	campo elétrico que chega à antena receptora
$E_0(\theta, \phi)$	=	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 da malha de recepção, é calculado o módulo do campo total recebido (valor de pico), através da seguinte expressão:

$$|\mathbf{E}_{total}| = E_R = \sqrt{E_X \cdot E_X^* + E_Y \cdot E_Y^* + E_Z \cdot E_Z^*} \quad [\text{V/m}] \quad (3.31)$$

onde:

E_X , E_Y e E_Z = são o somatório das componentes x, y e z (valores de pico), respectivamente, do 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 pode ser determinada por [1, 8]:

$$P_R = \left(\frac{E_R \cdot \lambda}{2\pi} \right)^2 \frac{G_R}{240} \quad [\text{Watts}] \quad (3.32)$$

onde:

E_R = campo recebido, em V/m, dado pela expressão (3.31)

$\lambda = \lambda_0 = c / f$ - comprimento de onda [m]

$c \cong 3 \times 10^8$ - velocidade da luz no vácuo [m/s]

f - frequência [Hz]

G_R = ganho de potência máximo da antena receptora

ou ainda, em dBm, por [1,8]:

$$P_R [\text{dBm}] = 20 \log E_R [V / m] + 20 \log \lambda [m] + 10 \log G_R - 9,77 \quad (3.33)$$

3.6 – TÉCNICAS DE ACELERAÇÃO

Como já mencionado, Técnicas de Traçado de raios podem exigir muito em termos de recursos computacionais, especialmente quando as dimensões do cenário e principalmente o número de faces do cenário crescem. Para tornar a execução do programa que implementa uma técnica de traçado de raios mais rápida, sem com isso

comprometer a qualidade dos resultados gerados, são utilizadas técnicas denominadas Técnicas de Aceleração.

Embora existam Técnicas de Aceleração para os vários procedimentos que compõem um algoritmo de Traçado de Raios, as técnicas apresentadas em [8] são aplicadas à redução do tempo gasto no procedimento de teste de sobreamento. Como já foi comentado, 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.

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 sobreamento). Na verdade, como foi visto na apresentação das classes do método das imagens associado à busca por pontos de reflexão e/ou difração, em determinadas situações pode-se eliminar algumas faces do teste, mas o número de faces eliminadas não é significativo a ponto de causar um aumento sensível de velocidade de execução. Com o uso de alguma técnica de aceleração, a idéia é de 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 sobreamento realizados.

Mesmo usando técnicas de aceleração, em ambientes complexos o tempo consumido em testes de interseção raio-face (sobreamento) pode ser de mais de 90 % do tempo total de execução [8]

As três técnicas de aceleração descritas com detalhes em [8] são:

- Partição Espacial Binária (BSP – *Binary Space Partition*)
- Partição Espacial Volumétrica (SVP – *Space Volumetric Partition*)
- Algoritmo Angular Z-Buffer (*Angular Z-Buffer Algorithm*)

Embora cada técnica de aceleração tenha suas particularidades, de uma forma geral, elas baseiam-se na divisão do cenário em regiões, segundo é claro, algum critério. Esta divisão limita o número de testes de obstrução (sobreamento) para apenas as faces que pertencem à uma determinada região onde o raio esteja sendo rastreado, reduzindo assim, o tempo e recurso computacional necessário para a realização deste procedimento, que como já mencionado, é o mais demorado e dispendioso em uma técnica de traçado de raios.

Capítulo 4

RESULTADOS

4.1 – INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado o *software* denominado de RT-SIMULATOR que implementa um Modelo de Traçado de Raios 3D (quanto à propagação de raios) para aplicação a cenários compostos por sólidos constituídos de faces planas.

O programa (*software*) desenvolvido implementa o cálculo de campos relativos aos mecanismos de propagação em visada-direta (espaço-livre), reflexão (simples ou múltipla) e difração simples. A técnica de traçado de raios adotada foi baseada no Método das Imagens, conforme procedimentos descritos ao longo do Capítulo 3.

As características gerais do programa assim como alguns exemplos implementados serão descritos a seguir.

4.2 – RT-SIMULATOR

O programa RT-SIMULATOR foi desenvolvido na Linguagem de Programação Orientada à Objetos DELPHI 6.0TM (*Object Pascal*). Todas as rotinas desenvolvidas no programa foram elaboradas utilizando-se o paradigma da Programação Orientada à Objetos (OOP), ou seja, fazendo-se uso dos conceitos de Classes e Objetos. Tais conceitos são essenciais para tornarem o programa mais gerenciável, modular e mais robusto. A Figura 4.1 mostra a janela principal do programa.

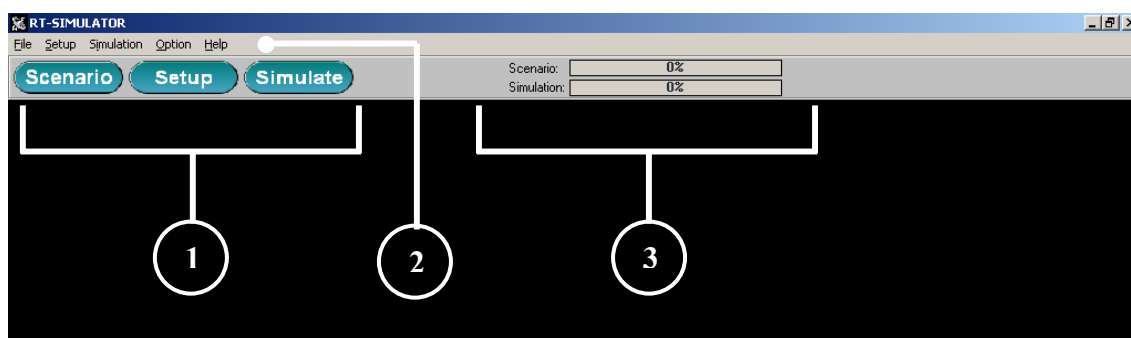


Figura 4.1 – Janela Principal do RT-SIMULATOR

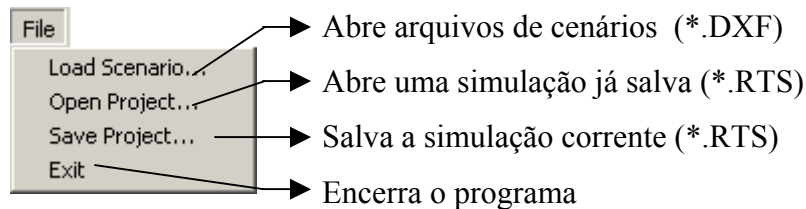
Na Figura 4.1, a barra de ferramentas principal é dividida em três seções:

1) Botões de Acesso Rápido:

- a. Botão “**Scenario**”: Abre a caixa de diálogo para carregamento do arquivo de cenário em formato *.DXF
- b. Botão “**Setup**”: Abre o formulário para inserção dos parâmetros da Simulação
- c. Botão “**Simulate**”: realiza a simulação com os parâmetros inseridos no formulário do *Setup*

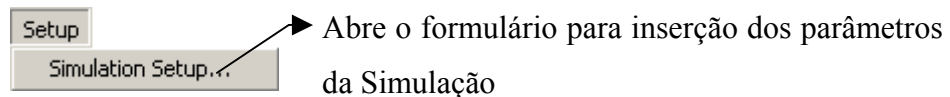
2) Menu Principal:

d. Menu “**File**”:

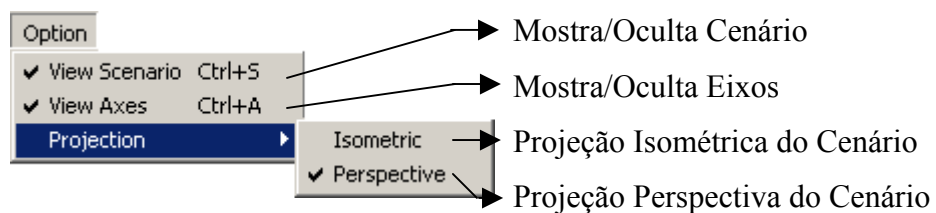


Obs: As opções “*Open/Save Project...*” não estão implementadas na versão atual do *software*.

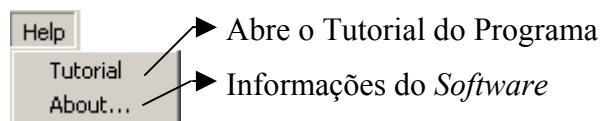
e. Menu “**Setup**”:



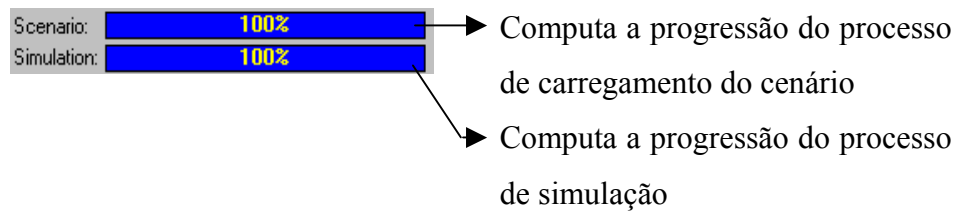
f. Menu “**Option**”:



g. Menu “**Help**”:



3) Barras de Progressão:



4.2.1 – Características do Programa

4.2.1.1 – Arquivos de Cenário

O programa é capaz de carregar arquivos de cenários tridimensionais compostos por estruturas multifacetadas planas geradas no formato *.DXF. Este formato, desenvolvido pela Autodesk® [9], é um formato padrão para intercâmbio de dados entre programas comerciais CAD, tais como 3DStudio, AutoCAD, etc. Esta característica é importante pois, permite que ambientes reais gerados por tais *softwares* comerciais, sejam transportados para o programa de traçado de raios. Além disso, vários simuladores comerciais tanto de traçado de raios quanto de outras técnicas, como as baseadas em FDTD (*Finite Difference Time Domain*), já utilizam como padrão o formato DXF para representar as estruturas em análise, favorecendo assim, comparações mais efetivas entre técnicas e/ou simuladores diferentes para efeito de validação de modelos.

Um aspecto importante referente aos arquivos DXF é que ele possui várias entidades primitivas de desenho, como pontos (*Point*), linhas (*Line*), círculos (*Circle*), etc. O programa de traçado de raios RT-SIMULATOR define como a entidade padrão para desenho dos sólidos (conjunto de faces) o *Polyface Meshes* [9], que representa no formato DXF, uma variante da entidade *Polyline*. Isto significa que os cenários criados em *softwares* comerciais só serão carregados corretamente pelo RT-SIMULATOR se o cenário for gerado utilizando-se da entidade *Polyface Meshes*. Embora esta exclusividade quanto a entidade adotada pareça uma limitação, ela é na verdade a mais lógica e prática, pois a entidade *Polyface Meshes* representa na verdade um malha de faces, que se for uma malha fechada, na qual é o interesse, representará um sólido. É mais lógico construir um cenário constituído por faces por entidades que implementem um conjunto de faces de que, por exemplo, criar um cenário com apenas pontos, ou

linhas. Além disso, outro motivo de se trabalhar com as entidades *Polyface Meshes*, e não com linhas (*Lines*) ou pontos (*Point*) por exemplo, é que elas fornecem diretamente as normais às faces orientadas para fora do sólido do qual a face faz parte, parâmetros estes que são fundamentais na implementação das técnicas de traçados de raios.

O RT-SIMULATOR adota como plano-base (plano do chão) padrão para cenários tridimensionais (3D) o plano formado pelos eixos x - y (com a componente z fixada em zero), sendo a elevação (característica de altura dos elementos do cenário) computada ao longo do eixo z (componente $z \geq 0$). A origem do sistema de coordenadas fixo ao cenário ($x_0 = 0, y_0 = 0, z_0 = 0$) é sempre fixada no centro da tela do simulador, sendo sugerido portanto, que no processo de geração do cenário em algum *software* comercial CAD, o cenário seja construído com a origem do sistema de coordenadas também no centro do cenário, desta forma, a visualização do mesmo através do RT-SIMULATOR ficará bem mais distribuída na área útil do simulador. A Figura 4.2 mostra um exemplo de cenário com vista em perspectiva no formato DXF carregado pelo programa.

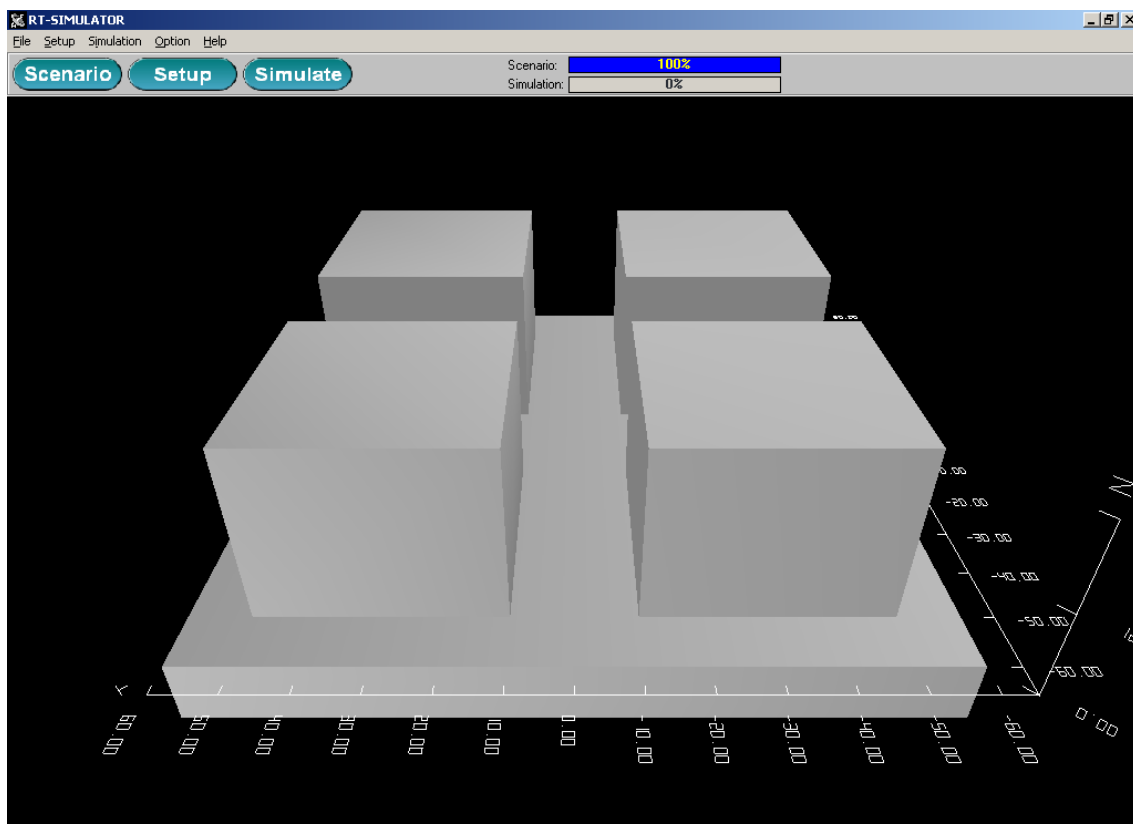


Figura 4.2 – Cenário no formato DXF (vista em perspectiva)

4.2.1.2 – Parâmetros para Simulação

Após o carregamento do cenário, será necessária a definição de alguns parâmetros para a realização da simulação. A Figura 4.3 mostra o formulário para inserção de parâmetros (acionado pelo botão *Setup* ou pelo *Menu* principal *Setup/Simulation Setup...*):

The image shows a software window titled "Simulation Setup" with three tabs: "Image Method Parameters", "Tx Antenna Parameters", and "Rx Antenna Parameters". A callout box labeled "Paletas (Abas)" points to these tabs. The "Image Method Parameters" tab is active and contains several sections, each with a circled number:

- 1** Propagation Classes: Includes checkboxes for "Direct Field (Free-Space)", "Reflection Order" (set to 1), "Single Diffraction", "Double Diffraction", "Reflection-Diffraction", and "Diffraction-Reflection".
- 2** Transmitter: Includes "Tx Power (dbm): 30" and "Frequency (MHz): 1800".
- 3** Receiver: Includes "Rx Threshold (dbm): -113".
- 4** Reception Mode: Includes radio buttons for "Reception Point" (selected), "Reception Mesh", and "Reception Path".
- 5** Reception Parameters: Includes input fields for "Reception Point (m)", "Middle Point of the Mesh (m)", "Length of the Mesh (m)", and "Reception Path (m)".
- 6** Delay Spread Parameter: Includes "Floor Level below to the Maximum Received Power Component: 10 dB".
- 7** Environment: Includes a dropdown for "Type: Outdoor", and input fields for "s/s0: 3", "σ [S/m]: 0", and "d [cm]: 20".

At the bottom of the window are three buttons: "Apply" (with a green checkmark icon), "Retry" (with a green circular arrow icon), and "Close" (with a red X icon).

Figura 4.3 – Formulário para inserção de parâmetros para a simulação

Na Figura 4.3 pode-se identificar três paletas (abas):

- 1) **Image Method Parameters (Parâmetros do Método das Imagens):** Esta paleta contém os parâmetros necessários para a realização da simulação baseada no método das imagens, possuindo sete (07) Grupos (*Group Box*) de entrada de dados.

1. **Propagation Classes (Classes de Propagação):** Neste grupo, o usuário deverá selecionar quais as classes de propagação que serão contabilizadas no cálculo de campo. As classes implementadas na atual versão do programa são:
 - **Direct Field (Free Space):** representa a propagação em espaço livre;
 - **Reflection Order:** representa a reflexão de múltipla ordem, com a ordem sendo especificada na caixa de texto ao lado deste campo;
 - **Single Diffraction:** representa a difração simples.
2. **Transmitter (Transmissor):** Neste grupo, o usuário deverá fornecer os parâmetros do transmissor, como a potência de transmissão (*Tx Power*) em dBm e sua frequência de operação (*Frequency*) em MHz.
3. **Receiver (Receptor):** Este grupo se refere aos parâmetros relacionados ao receptor empregado na simulação. Ao contrário do transmissor, este grupo apresenta um único parâmetro, representado pelo limiar de recepção do receptor (*Rx Threshold*) em dBm.
4. **Reception Mode (Modo de Recepção):** Neste grupo o usuário deverá selecionar qual modo de recepção será adotado. O RT-SIMULATOR apresenta três formas básicas de análise:
 - *Reception Point* (Ponto de Recepção):
 - *Reception Mesh* (Malha de Recepção)
 - *Reception Path* (Percurso de Recepção)

No modo *Reception Point*, o simulador fará o cálculo dos campos em um único ponto. No modo *Reception Mesh*, será criada uma malha de recepção (definida pelo usuário) em alguma região do cenário e o simulador fará então os cálculos em todos os pontos da malha (dependente da resolução adotada). Por fim, no modo *Reception Path*, será criado um percurso (definido pelo usuário) no qual o simulador efetuará os cálculos de campo apenas nos pontos (dependente da resolução adotada) de recepção sobre este percurso. A resolução é um parâmetro que somente é usado nos modos *Reception Mesh* e *Reception Path*, sendo que seu valor, quando necessário, deverá ser inserido na

caixa de texto pertencente ao subgrupo intitulado “*Resolution*” ao lado dos campos de seleção dos modos. A resolução é atribuída como sendo 1 ponto de recepção a cada x metros, sendo o valor de x inserido na caixa de texto já mencionada (*1 point to each [caixa de texto] m*)

5. **Reception Parameters (Parâmetros de Recepção):** Neste grupo, o usuário deverá fornecer os parâmetros de definição (dados geométricos) do modo de análise escolhido no grupo anterior (Grupo 4). Para o modo *Reception Point*, o usuário deverá fornecer apenas a localização do ponto de recepção “*Reception Point*” nas coordenadas x , y e z no sistema fixo ao cenário. As coordenadas devem estar em metros, sendo x e y representando a localização no plano-base (plano do chão) e z representando a altura em relação a este plano. No modo *Reception Mesh*, o usuário deverá criar uma malha de recepção em alguma região do cenário, para isto deverá fornecer o ponto central da malha “*Middle Point of the Mesh*” em coordenadas x , y e z no sistema fixo ao cenário e as dimensões “*Length of the mesh*” em cada eixo do plano-base (x e y). Todos os valores inseridos devem estar em metros. A malha criada será simetricamente disposta em torno do ponto central, e o número de pontos da malha dependerá da resolução adotada. Um exemplo de como a malha é gerada em torno do ponto central é mostrada na Figura 4.4

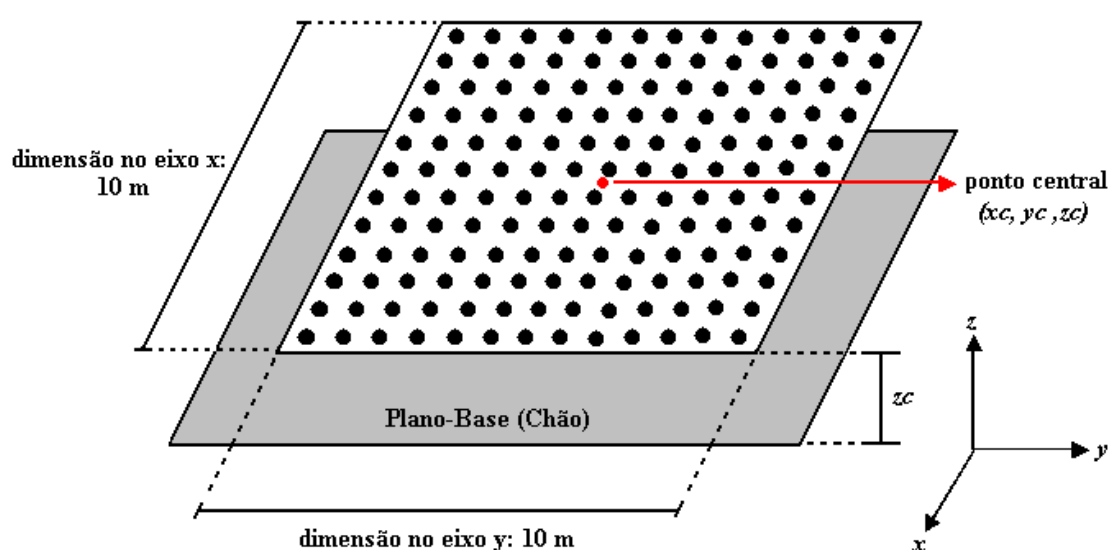


Figura 4.4 – Geração da Malha de Recepção

Já no modo *Reception Path*, o usuário deverá fornecer as coordenadas x e y no sistema fixo ao cenário dos pontos inicial “start” e final “end” de um percurso. Adicionalmente, deverá fornecer a altura “height” deste percurso. Todos os valores inseridos devem estar em metros. O simulador criará então uma linha reta sobre este percurso e criará pontos de recepção (dependente da resolução adotada) sobre esta reta (percurso).

6. Delay Spread Parameter (Parâmetro para o Espalhamento

Temporal): Este grupo, só será acessível se o modo de análise for o *Reception Point*, pois a análise do espalhamento temporal do canal só é realizada no programa para este tipo de análise. O parâmetro a ser inserido “*Floor Level below to the Maximum Received Power Component*” se refere ao nível (X dB estipulado) abaixo do maior nível de sinal recebido necessário para a realização dos cálculos dos parâmetros da dispersão temporal do canal, conforme apresentado na Seção 2.4.1.

- 7. Environment (Ambiente Móvel):** Neste grupo, o usuário deverá selecionar primeiramente o tipo de ambiente móvel “*Type*” a ser analisado: “*outddor*” ou “*indoor*”. Esta definição de ambiente deverá ser fornecida, pois, conforme apresentado no Capítulo 2 (Seção 2.3.4), os coeficientes de reflexão (transmissão) de *Fresnel* são diferentes para cada tipo de ambiente. As justificativas para estas diferenças foram também detalhadas nessa seção. Após a seleção do tipo de ambiente, o usuário deverá fornecer as propriedades elétricas das faces que farão parte do cenário: permissividade relativa “ $\varepsilon/\varepsilon_0$ ” e condutividade “ σ [S/m]”. Na atual versão do programa não está implementada a propriedade de individualização das faces, ou seja, todas as faces do cenário terão as mesmas propriedades elétricas. O último campo deste grupo que só será acessível se o tipo de ambiente selecionado for o “*indoor*”, é a espessura das paredes “ d [cm]”, este parâmetro é necessário neste tipo de ambiente para a determinação dos coeficientes de *Fresnel* (reflexão/transmissão), valendo o mesmo comentário, quanto à individualização das faces do cenário, feito anteriormente.

2) ***Tx Antenna Parameters (Parâmetros da Antena Transmissora):*** Esta paleta contém os parâmetros que definem o tipo de antena utilizada como fonte na simulação. Nesta paleta, existem seis (06) Grupos, cinco (05) para entrada de dados e um (01) para visualização, conforme mostrado na Figura 4.5:

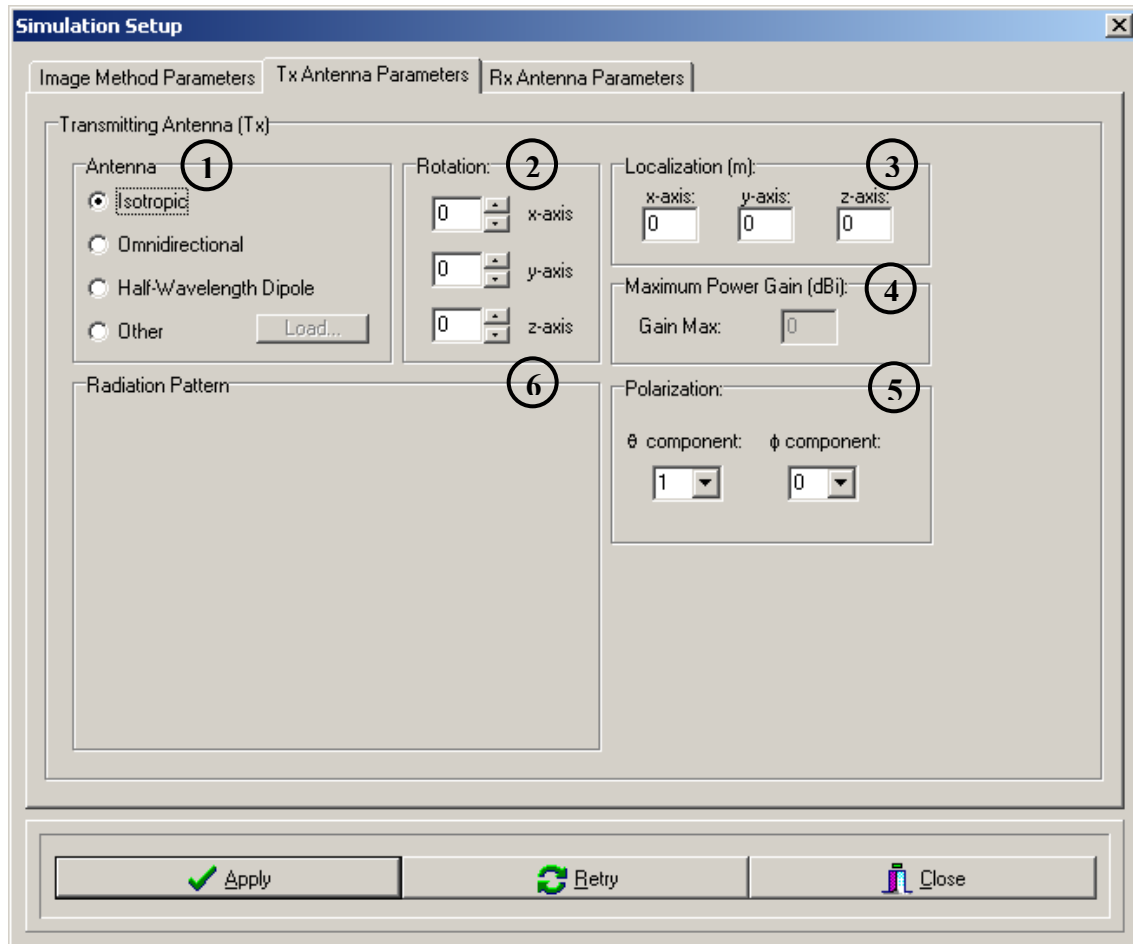


Figura 4.5 – Paleta “Tx Antenna Parameters”

1. ***Antenna (Tipo da Antena):*** Neste grupo o usuário deverá selecionar o tipo de antena que será adotada como fonte na simulação. As opções são: antena isotrópica “*isotropic*”, omnidirecional “*omnidirectional*”, dipolo de meia-onda “*Half-Wavelength Dipole*” e qualquer outra antena diferente das anteriores “*Other*”. Sendo que neste último caso, o usuário deverá carregar o arquivo contendo as informações do diagrama de irradiação da antena considerada através do botão “*Load...*”. O formato deste arquivo ainda está em fase de padronização.

2. **Rotation (Rotação da Antena):** Neste grupo o usuário tem a possibilidade de rotacionar o sistema de coordenadas original da antena transmissora segundo seus três eixos x , y e z . Os valores de rotação em cada eixo deverão ser fornecido em graus.
 3. **Localization (Localização da Antena):** Neste grupo o usuário deverá fornecer a posição da antena transmissora (fonte) em algum ponto do cenário. Esta informação deverá ser inserida em metros segundo as três coordenadas x , y e z do sistema fixo ao cenário. Para facilitar o posicionamento da antena, o usuário poderá checar a posição correta através dos eixos mostrados junto com o cenário (caso a opção “*View Axes*” esteja selecionada).
 4. **Maximum Power Gain (Ganho Máximo de Potência da Antena):** Neste grupo o usuário deverá fornecer o ganho máximo de potência da antena em dBi. Para a antena isotrópica e dipolo de meia-onda este grupo não será acessível, pois o programa determinará o ganho máximo automaticamente.
 5. **Polarization (Polarização):** Neste grupo o usuário deverá fornecer o vetor polarização da antena transmissora segundo suas componentes θ e ϕ .
 6. **Radiation Pattern (Diagrama de Irradiação):** Este grupo é destinado (disponível apenas na próxima versão do programa) para fins de visualização do diagrama de irradiação da antena transmissora. Com este tipo de ferramenta (visualização), o usuário poderá, por exemplo, ver o efeito da rotação de eixos para ajustar o diagrama da antena para uma determinada situação de cobertura.
- 3) **Rx Antenna Parameters (Parâmetros da Antena Receptora):** Esta paleta contém os parâmetros que definem o tipo de antena utilizada nos pontos de recepção na simulação. Nesta paleta, existem quatro (04) Grupos, três (03) para entrada de dados e um (01) para visualização, conforme mostrado na Figura 4.6. Para esses grupos, são válidos os mesmos comentários feitos para a antena transmissora, ressaltando-se apenas que os mesmos fazem referência agora à antena receptora.

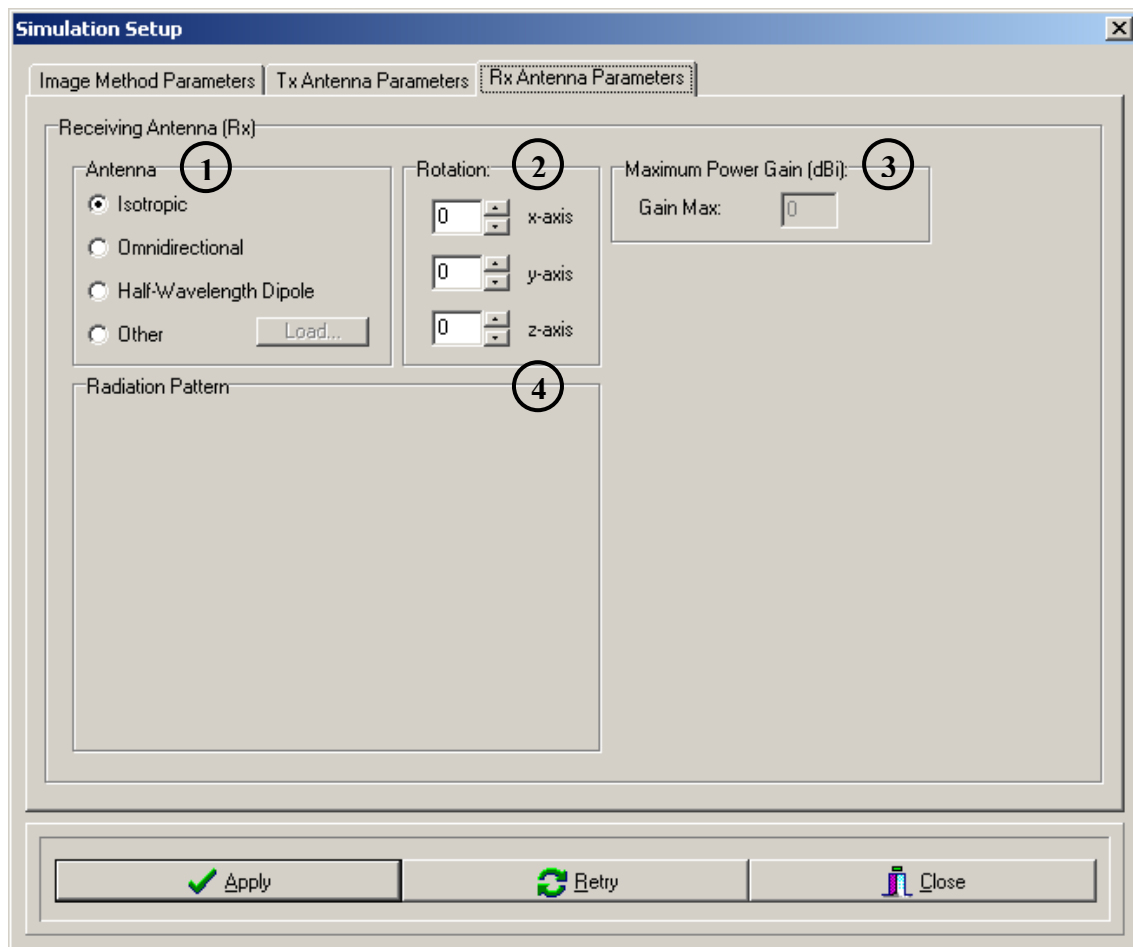


Figura 4.6 – Paleta “Rx Antenna Parameters”

Após inseridas todas as informações necessárias para a realização da simulação, o usuário terá três botões na parte inferior do formulário “*Simulation Setup*” (Fig. 4.6):

- **Botão “Apply”:** clicando neste botão, o usuário irá confirmar as informações contidas no formulário e o programa fechará o formulário. Após esta confirmação, o programa estará habilitado para realização da simulação.
- **Botão “Retry”:** clicando neste botão, o programa retornará com os parâmetros inseridos na última confirmação realizada pelo usuário. Caso seja o primeiro acesso do usuário, o programa retornará com valores padrões gerados no momento da execução do mesmo.
- **Botão “Close”:** clicando neste botão, o usuário irá fechar o formulário sem confirmação dos parâmetros alterados desde a abertura do mesmo.

4.2.1.3 – Saídas Geradas pelo RT-SIMULATOR

Os tipos de saídas (resultados) gerados pelo simulador dependerão do modo de análise escolhida. Nesta seção apenas serão descritos os tipos gerados em cada modo, sem apresentar explicitamente (figuras ilustrativas) a forma com que serão mostrados ao usuário, ficando esta apresentação para a próxima Seção, onde simulações realizadas em alguns cenários típicos em ambientes móveis serão mostradas.

As respectivas saídas geradas para cada tipo de análise serão descritas abaixo:

- **Modo “*Reception Point*”:**
 - **“*Received Power*” (Potência Recebida):** mostra a potência recebida no referido ponto de recepção em dBm proveniente das classes de propagação previamente selecionadas.
 - **“*Delay Spread RMS*” (Espalhamento Temporal RMS):** mostra o valor do espalhamento temporal RMS para o ponto de recepção considerando as classes de propagação previamente selecionadas e o nível de patamar abaixo da componente de maior nível de sinal, conforme definido na Seção 2.4.1.
 - **“*Coherence Bandwidth*” (Banda de Coerência):** mostra o valor da banda de coerência do canal no ponto de recepção para a faixa de frequências com correlação superior a 50% (0,5), conforme definida na Seção 2.4.2.
 - **“*Power Delay Profile*” (Perfil de Retardos de Potência):** mostra o perfil de retardos de potência para o ponto de recepção considerando as classes de propagação previamente selecionadas e o nível de patamar abaixo da componente de maior nível de sinal, conforme definido na Seção 2.4.1.
 - **Visualização do Cenário:** o cenário é mostrado ao usuário conforme o exemplo da Figura 4.2.
 - **Visualização das Antenas Transmissora e Receptora:** as antenas transmissora e receptora serão desenhadas sobre o cenário nos respectivos pontos de transmissão e de recepção respectivamente. A antena transmissora será representada graficamente como um cubo vermelho e a receptora como um cubo azul.

- **Visualização dos Raios:** os raios provenientes das classes de propagação previamente selecionadas serão traçados sobre o cenário, partindo da antena transmissora e chegando na receptora. O raio direto (quando existir), será traçado na cor vermelha, enquanto os raios refletidos e difratados serão traçados nas cores azul e verde, respectivamente.
- **Modo “*Reception Mesh*”:**
 - **Visualização do Cenário:** o cenário é mostrado ao usuário conforme o exemplo da Figura 4.2.
 - **Visualização da Antena Transmissora:** a antena transmissora é desenhada sobre o cenário no ponto de localização da antena transmissora definido previamente pelo usuário. A antena transmissora será representada graficamente como um cubo vermelho.
 - **Visualização do Diagrama de Interferências:** a malha definida pelo usuário será criada (desenhada) sobre o cenário. O simulador fará então os cálculos em todos os pontos da malha (dependente da resolução adotada) e criará um diagrama de interferências sobre esta malha. A função de cores deste diagrama e seu relacionamento com o nível de potência em dBm são mostrados em uma legenda de cores, onde os níveis mais fortes terão cores tendendo ao vermelho e os níveis mais fracos terão cores tendendo ao azul.
- **Modo “*Reception Path*”:**
 - **Visualização do Cenário:** o cenário é mostrado ao usuário conforme o exemplo da Figura 4.2.
 - **Visualização da Antena Transmissora e do Percurso de Recepção:** a antena transmissora e percurso adotado serão desenhados sobre o cenário nos pontos de localização da antena transmissora e nos pontos que fazem parte do percurso de recepção, respectivamente. A antena transmissora será representada graficamente como um cubo vermelho e os pontos do percurso serão representados como cubos azuis.

- **Gráficos da Potência Recebida e da Perda de Propagação:** são gerados gráficos da potência recebida em dBm e da perda de propagação em dB ao longo do percurso. Nestes gráficos são mostradas as contribuições individuais assim como a contribuição total das classes selecionadas.

4.3 – EXEMPLOS DE APLICAÇÃO

Adiante são apresentados alguns exemplos de aplicação do programa de traçado de raios implementado (RT-SIMULATOR). Os exemplos procuram evidenciar, para diferentes tipos de cenários, a alteração no comportamento do campo predito conforme variações da altura das antenas, da frequência de operação, da ordem máxima de reflexões (profundidade da árvore de imagens) estipulada e ainda, seu comportamento em regiões de sombra (contribuição difrativa). Adicionalmente, também se procurou mostrar as potencialidades em se caracterizar um canal rádio através das Técnicas de Traçado de Raios em um ambiente computacional robusto e com interface amigável com o usuário.

Em todos os exemplos abaixo, uma tabela apresentará os parâmetros adotados em uma determinada simulação. Onde, se houver referência ao posicionamento de alguma entidade (fonte ou receptor, por exemplo), esta posição estará segundo o sistema de coordenadas fixo ao cenário. Sendo que nas figuras, a origem deste sistema estará localizada no centro do cenário, sendo o plano x - y coincidente com a base do mesmo.

4.3.1 – Exemplo 01 – Prédio Simples

Neste exemplo, será considerado como cenário um prédio simples de dimensões 40 m x 40 m e altura 30 m. Os parâmetros utilizados para esta simulação estão mostrados na Tabela 4.1:

Tabela 4.1 – Parâmetros de Simulação do Exemplo 01

Parâmetros de Simulação	
Potência de Transmissão:	30 dBm
Posição da Fonte:	$x = 40 \text{ m}$, $y = 0 \text{ m}$, $z = 15 \text{ m}$
Malha (<i>Reception Mesh</i>):	100 m x 100 m (altura = 1,5 m)
Frequência:	1000 MHz (1 GHz)
Permissividade relativa [1]:	7
Condutividade [1]:	0,047265261 S/m
Antenas (Tx e Rx):	Dipolo de Meia-Onda

Na Figura 4.7, mostram-se os resultados obtidos para a potência recebida (código de cores) considerando-se apenas os raios diretos. Uma observação importante a ser feita, válida também para os próximos exemplos, é de que a polarização utilizada foi sempre a vertical com o diagrama de irradiação horizontal da antena sendo computado sobre um plano paralelo ao plano-base x - y (chão). E ainda, a antena utilizada nas simulações foi sempre um dipolo de meia-onda, o qual apresenta o diagrama de irradiação uniforme no plano horizontal, e diagrama de irradiação vertical com ganho máximo sobre o plano $z = z_{\text{fonte}}$ (ou seja, ganho máximo em $\theta = 90^\circ$) e decaindo segundo a função característica de um dipolo de meia-onda. Dessa forma, a menos que a altura da malha de recepção seja a mesma da fonte (ou esteja muito próxima desta), o campo nas proximidades da fonte será baixo (devido ao baixo ganho para valores correspondentes de θ), aumentando de valor à medida em que a distância em relação à fonte cresce (pelo fato de θ aproximar-se de 90°), até que o valor de campo predito comece a decrescer, agora devido à própria atenuação de espaço livre.

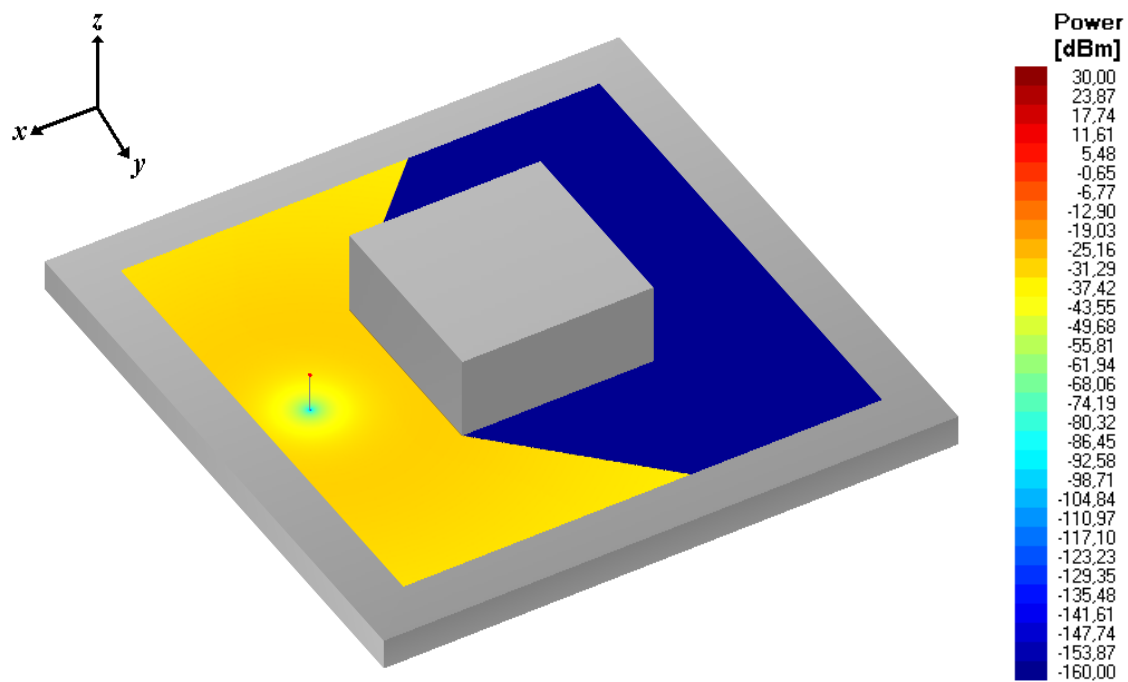


Figura 4.7 – Contribuição apenas de campos ao longo de raios diretos

Na Figura 4.8 são consideradas, além dos raios diretos, reflexões simples. Foram então geradas duas imagens (já empregando a técnica *Backface Culling*): uma em relação ao chão e outra em relação à face imediatamente à frente da fonte. Observa-se que, caso a componente z da fonte (altura) fosse maior que a componente z do topo do prédio (teto), seria gerada uma terceira imagem, em relação à essa face, para que a reflexão no topo do prédio fosse também contabilizada.

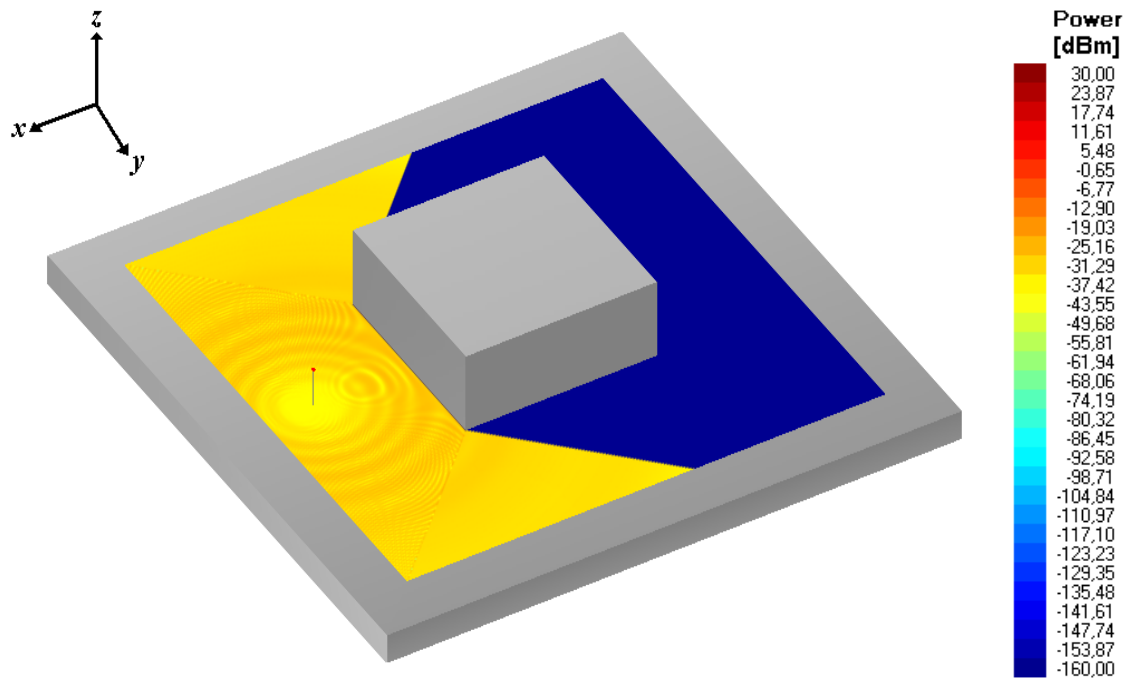


Figura 4.8 – Contribuição de campos ao longo de raios diretos e refletidos de primeira ordem

Na Figura 4.9 são contabilizadas até duas ordens de reflexão, além dos raios diretos. Não é observada grande alteração em relação à situação apresentada na Figura 4.8 e, claramente, a inclusão de mais uma ordem de reflexão (reflexões até terceira ordem) em nada alteraria a predição de campo (potência associada) apresentada na Figura 4.9, dada à impossibilidade de percursos envolvendo três ou mais reflexões no ambiente apresentado.

Por fim, na Figura 4.10 são contabilizados além dos raios diretos e refletidos de até 2º ordem, a contribuição difrativa (difração simples). Verifica-se a grande relevância da contribuição difrativa apenas em áreas de sombra, ou seja, em áreas fora da região de iluminação da fonte.

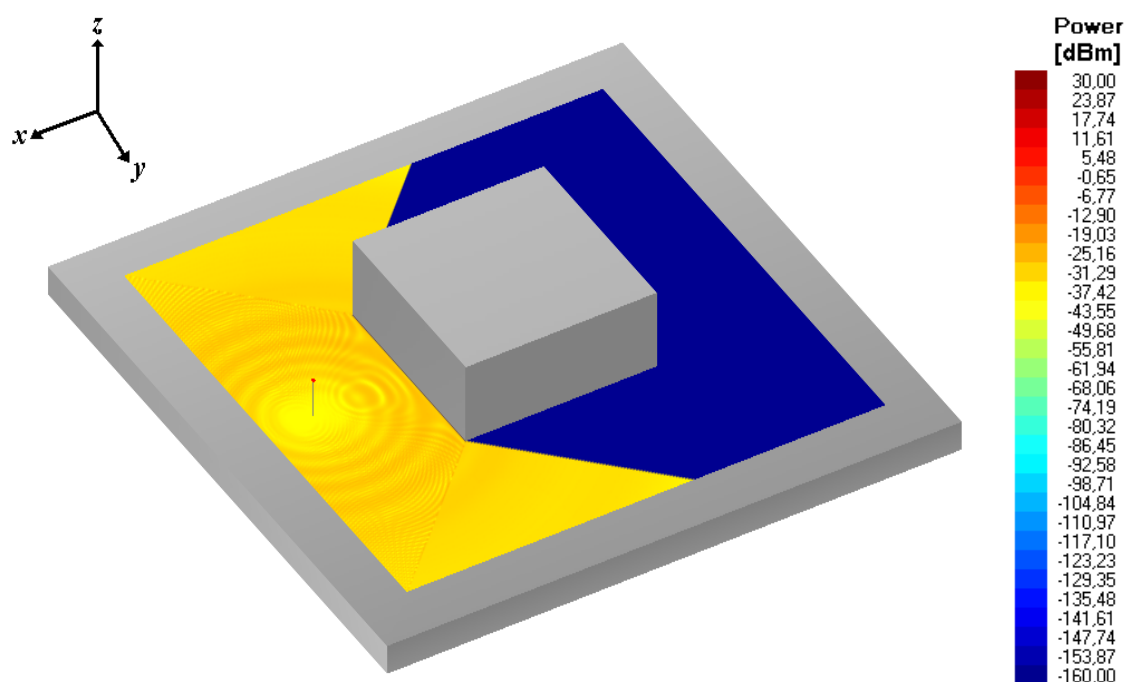


Figura 4.9 – Contribuição de campos ao longo de raios diretos e refletidos de 1^a e 2^a ordens

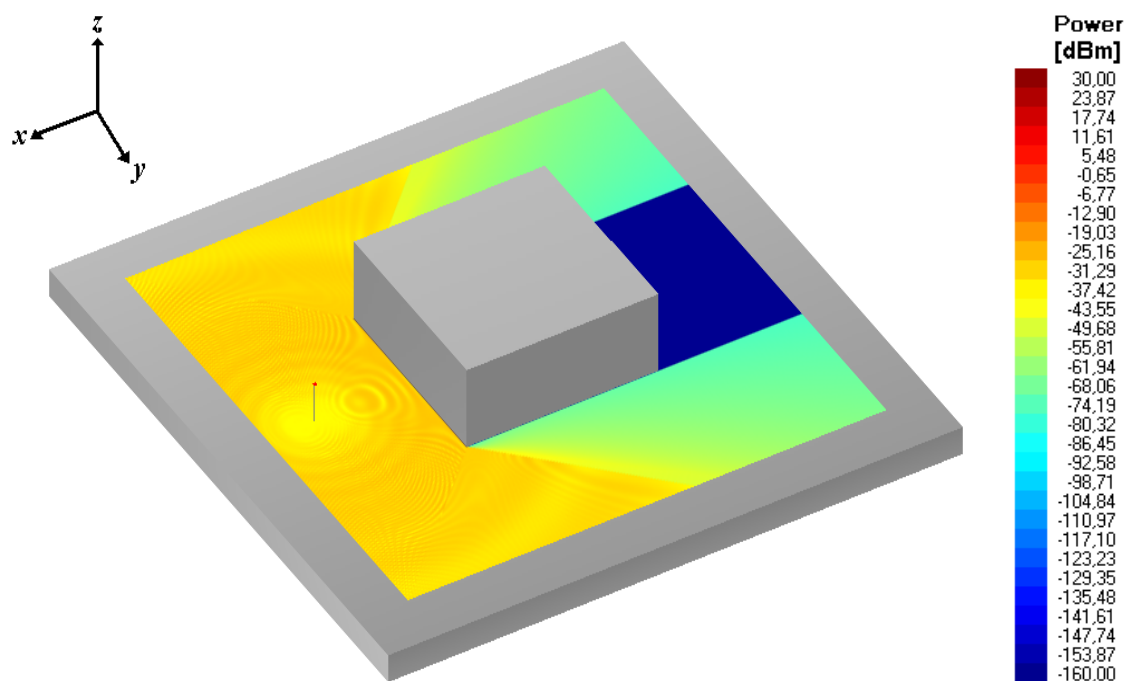


Figura 4.10 – Contribuição de campos ao longo de raios diretos, refletidos de primeira e segunda ordens e difratados (difração simples)

4.3.2 – Exemplo 02 – Corredor

Neste exemplo, será considerado como cenário um corredor. Cada coluna do corredor apresenta 200 m de comprimento por 30 m de altura. O espaçamento entre as duas faces internas das colunas é de aproximadamente 40 m. Os parâmetros utilizados para esta simulação estão mostrados na Tabela 4.2:

Tabela 4.2 – Parâmetros de Simulação do Exemplo 02

Parâmetros de Simulação	
Potência de Transmissão:	30 dBm
Posição da Fonte:	$x = 0$ m, $y = 0$ m, $z = 15$ m
Malha (<i>Reception Mesh</i>):	80 m x 240 m (altura = 1,5 m)
Frequência:	1000 MHz (1 GHz)
Permissividade relativa [1]:	7
Condutividade [1]:	0,047265261 S/m
Antenas (Tx e Rx):	Dipolo de Meia-Onda

Este tipo de cenário pode ser usado, por exemplo, para modelagem de canal rádio em ruas urbanas com grande densidade de prédios e árvores ao longo da mesma, pois tais ambientes, podem oferecer um certo padrão de confinamento ao sinal de rádio quando as estações rádio-base estão dispostas a uma altura bem abaixo da altura média dos prédios e das árvores [10].

Na Figura 4.11 considerou-se o cálculo dos campos (potência associada) apenas para os raios diretos. Já na Figura 4.12, levou-se em conta também as reflexões de 1ª ordem. É interessante observar que ao se incluir a reflexão simples, a área de cobertura é aumentada (alargamento da região central de maior intensidade de campo). Por fim, na Figura 4.13, são contabilizados além dos raios diretos, os refletidos de até 2ª ordem. Nesta última figura, pode-se observar variações mais acentuadas na intensidade de campo principalmente nas regiões próximas ao início e fim do corredor. Os efeitos observados neste cenário, tais como as grandes variações de intensidade de campo e a redução da área de cobertura, podem ser explicadas pelas interações construtivas e destrutivas entre os campos ao longo de raios diretos e refletidos, que podem se compor em fase ou em oposição de fase, respectivamente.

A inclusão de mais ordens de reflexão e a contribuição difrativa praticamente não representaram alterações significativas no diagrama de interferências, em relação ao obtido na Figura 4.13.

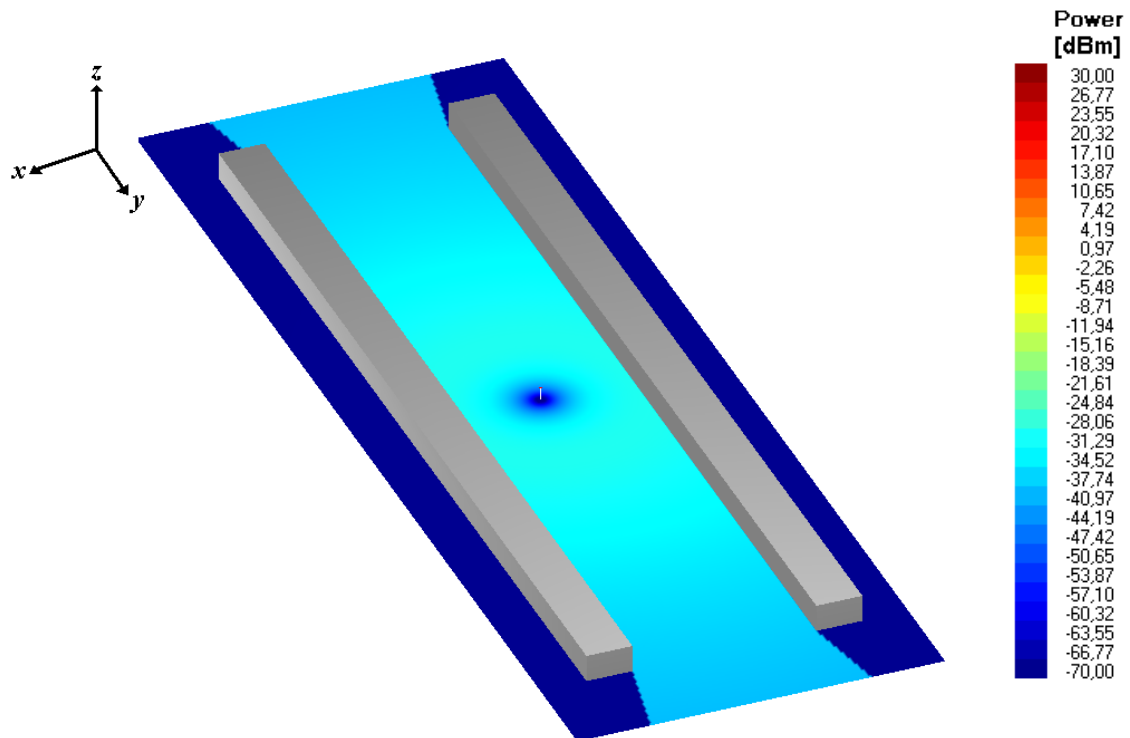


Figura 4.11 – Contribuição apenas de campos ao longo de raios diretos

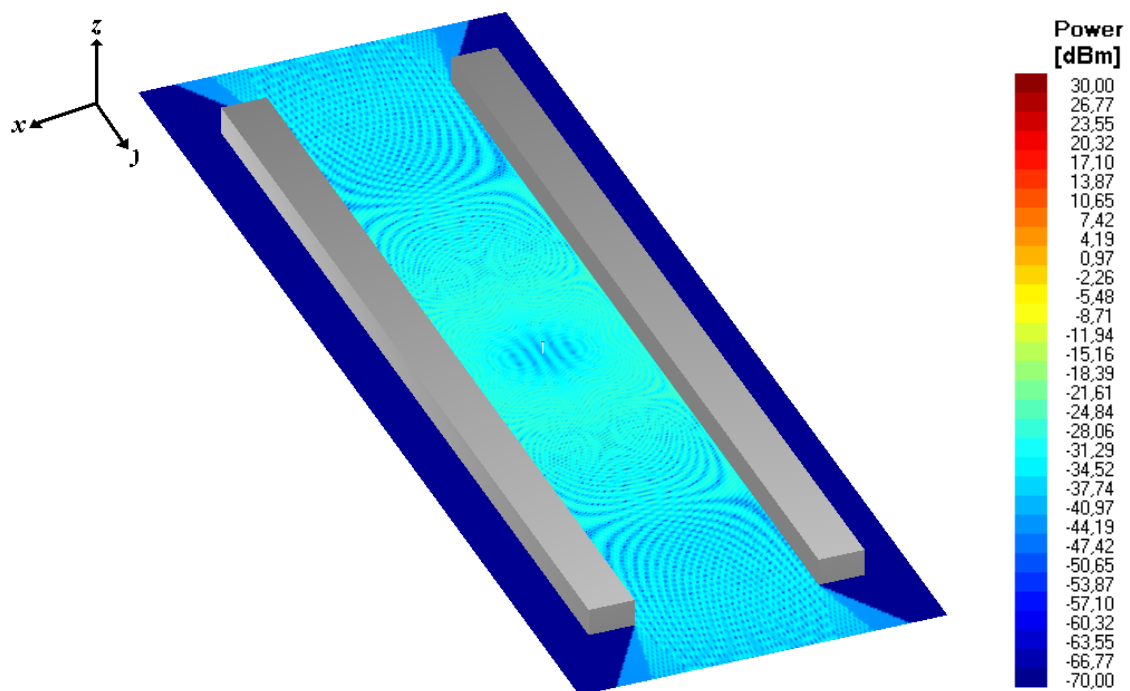


Figura 4.12 – Contribuição de campos ao longo de raios diretos e refletidos de 1ª ordem

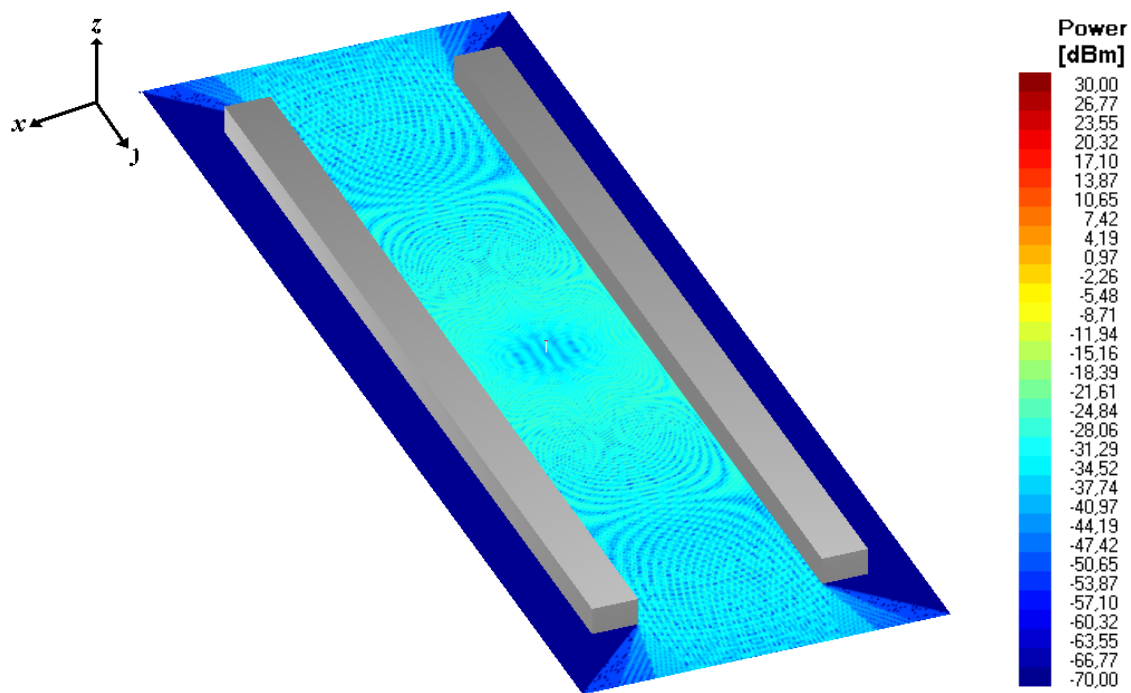


Figura 4.13 – Contribuição de campos ao longo de raios diretos e refletidos de 1ª e 2ª ordens

Outro tipo análise que pode ser realizada pelo RT-SIMULATOR é o percurso de recepção (*Reception Path*). Esse tipo de análise é importante quando se deseja tomar vários pontos de recepção ao longo de um percurso, conforme mostrado na Figura 4.14 para pontos ao longo de um corredor.

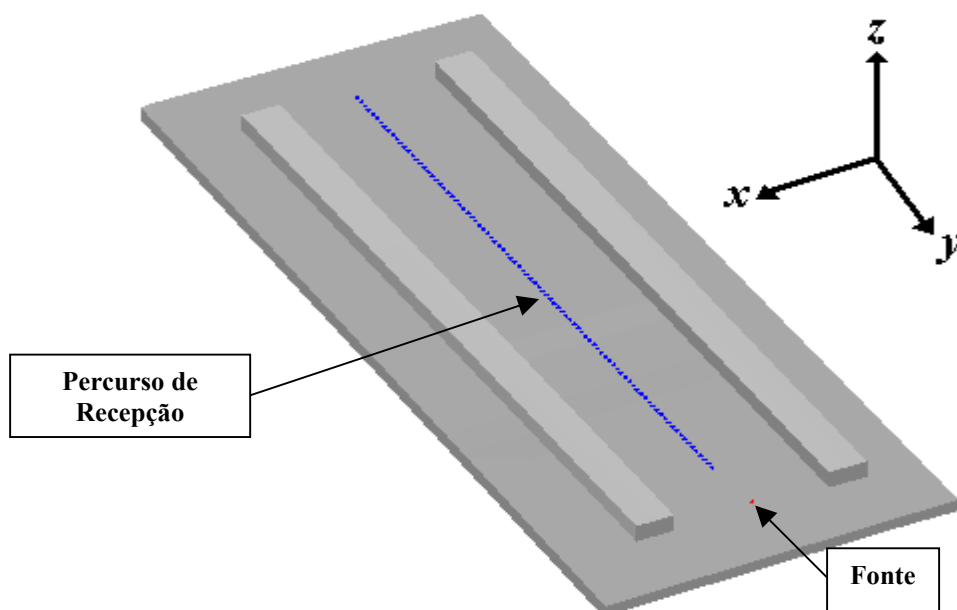


Figura 4.14 – Configuração da Análise Percurso de Recepção (*Reception Path*)

Para ilustrar este tipo de análise, considerou-se o exemplo da Figura 4.14, onde um percurso de recepção foi criado ao longo do corredor. Os pontos inicial e final do percurso são, respectivamente ($x = 0$ m, $y = 80$ m) e ($x = 0$ m, $y = -100$ m) com altura de 1,5 m. A antena transmissora (fonte) é um dipolo de meia onda (considerada para todos os exemplos) e está localizada no ponto ($x = 0$ m, $y = 100$ m, $z = \text{altura} = 15$ m).

As Figuras de 4.15 a 4.17 mostram os resultados gerados pelo simulador para este tipo de análise, representando respectivamente a potência recebida ao longo do percurso das contribuições individuais de cada classe de propagação considerada, a potência recebida total (somatória de todas as contribuições de cada classe de propagação considerada) e a perda de propagação associada ao percurso. Conforme pode ser observado nas referidas figuras, os resultados gerados constam além de uma análise gráfica, de uma tabela de dados contendo os valores da perda de propagação e potência total recebida em cada ponto de recepção do percurso considerado. Esses dados podem ser salvos em um arquivo ou serem carregados de algum arquivo pré-existente.

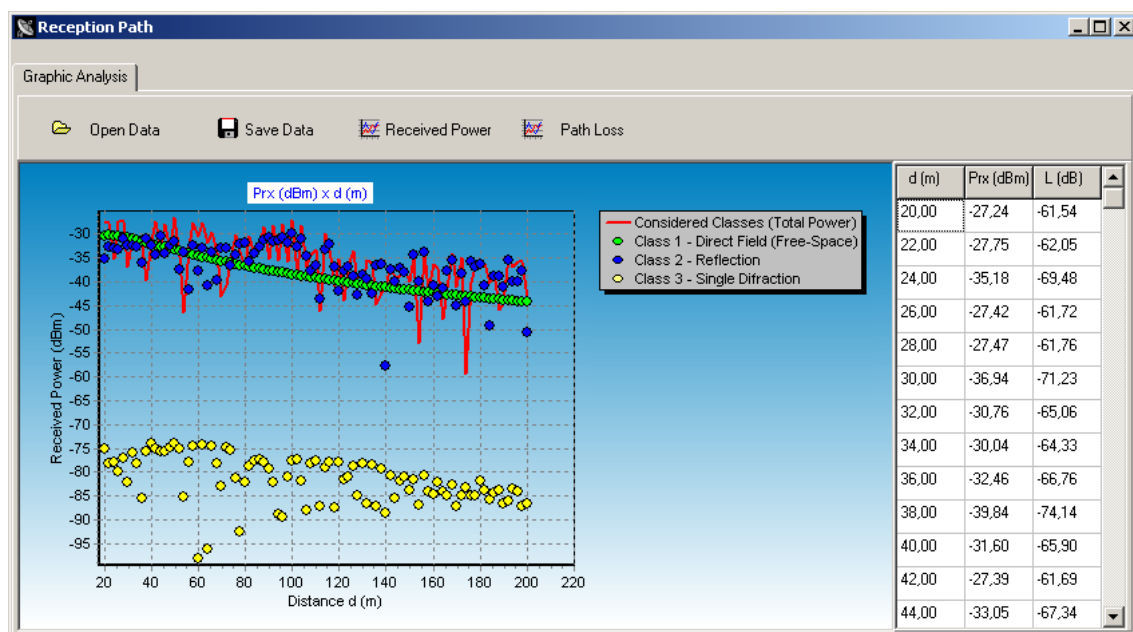


Figura 4.15 – Potência recebida ao longo do percurso individual de cada classe de propagação considerada

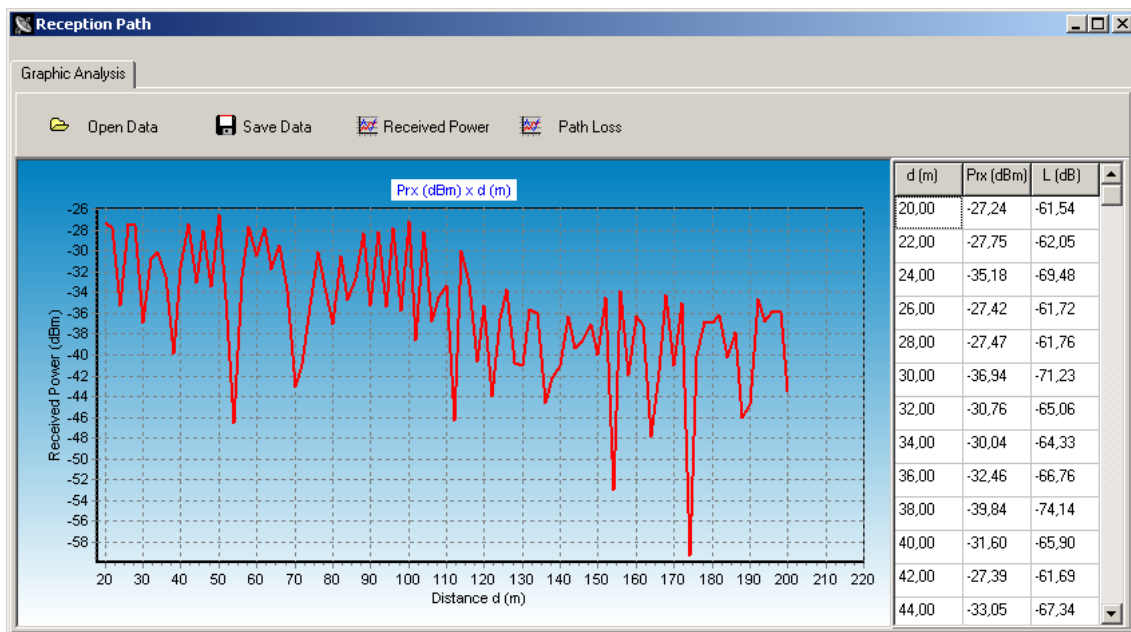


Figura 4.16 – Potência total recebida ao longo do percurso
(somatória de todas as contribuições individuais de cada classe de propagação considerada)

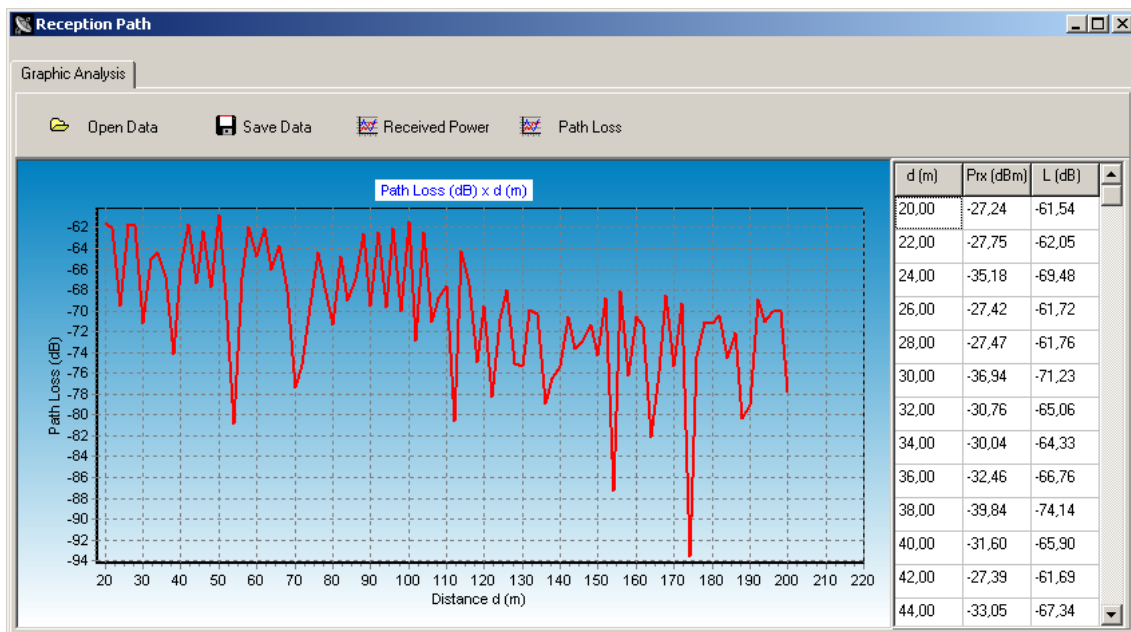


Figura 4.17 – Perda de Propagação associada ao percurso

4.3.3 – Exemplo 03 – Cruzamento de Ruas

Neste exemplo, será considerado como cenário um ambiente típico de cidades urbanas, um cruzamento de ruas onde cada esquina desse cruzamento possui um prédio. Os prédios possuem dimensões de 40 m x 40 m e altura 30 m e o espaçamento entre os mesmos (equivalente à largura das ruas) é de 20 m. Os parâmetros utilizados para esta simulação estão mostrados na Tabela 4.3:

Tabela 4.3 – Parâmetros de Simulação do Exemplo 03

Parâmetros de Simulação	
Potência de Transmissão:	30 dBm
Posição da Fonte:	$x = 0$ m, $y = 0$ m, $z = 15$ m
Malha (<i>Reception Mesh</i>):	110 m x 110 m (altura = 1,5 m)
Frequência:	1000 MHz (1 GHz)
Permissividade relativa [1]:	7
Condutividade [1]:	0,047265261 S/m
Antenas (Tx e Rx):	Dipolo de Meia-Onda

Na Figura 4.18 são contabilizados apenas os raios diretos. A localização da fonte representa o centro do cruzamento.

Na Figura 4.19 é incluído o cálculo do mecanismo de reflexão de até 1ª ordem e, dada a maior complexidade do cenário em relação aos já apresentados anteriormente, observa-se uma nítida ocorrência de interferências construtivas e destrutivas ao longo das ruas. Já na Figura 4.20, a ordem de reflexão máxima permitida é alterada para dois, ou seja, são contabilizados os campos devido às reflexões de até 2ª ordem, além é claro, dos raios diretos. Pode-se observar nessa figura que não houve quase nenhuma variação em relação ao diagrama de interferências apresentado na Figura 4.19. Isto se deve basicamente ao fato de que os raios refletidos seguem trajetórias segundo a Lei de Snell para a reflexão (Capítulo 2), e nesta configuração (posição da fonte e dos prédios) haverá pouca contribuição de 2ª ordem ou nenhuma no início do cruzamento e pelo menos até a uma certa distância da fonte.

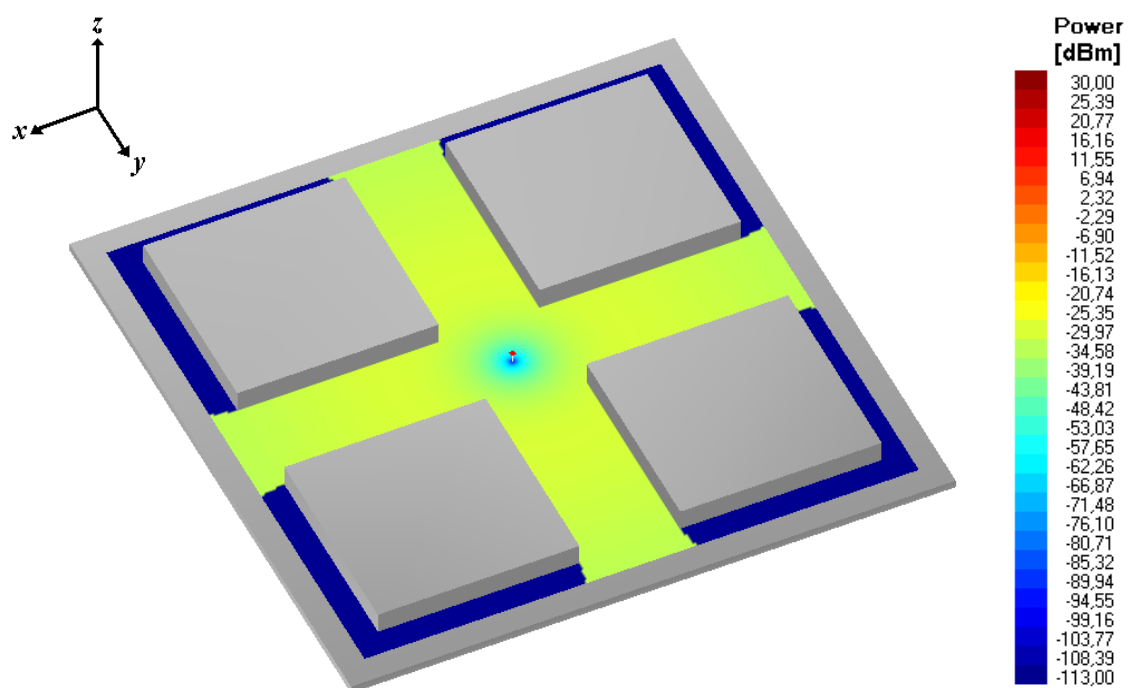


Figura 4.18 – Cálculo apenas de campos ao longo de raios diretos

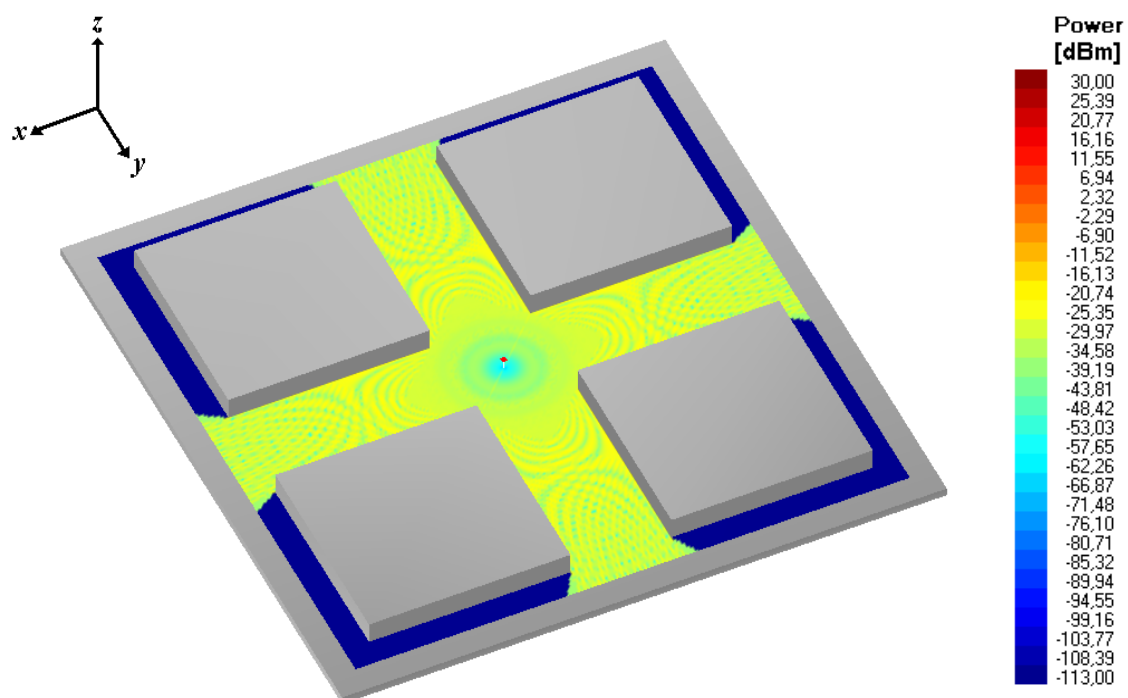


Figura 4.19 – Cálculo de campos ao longo de raios diretos e refletidos de 1ª ordem

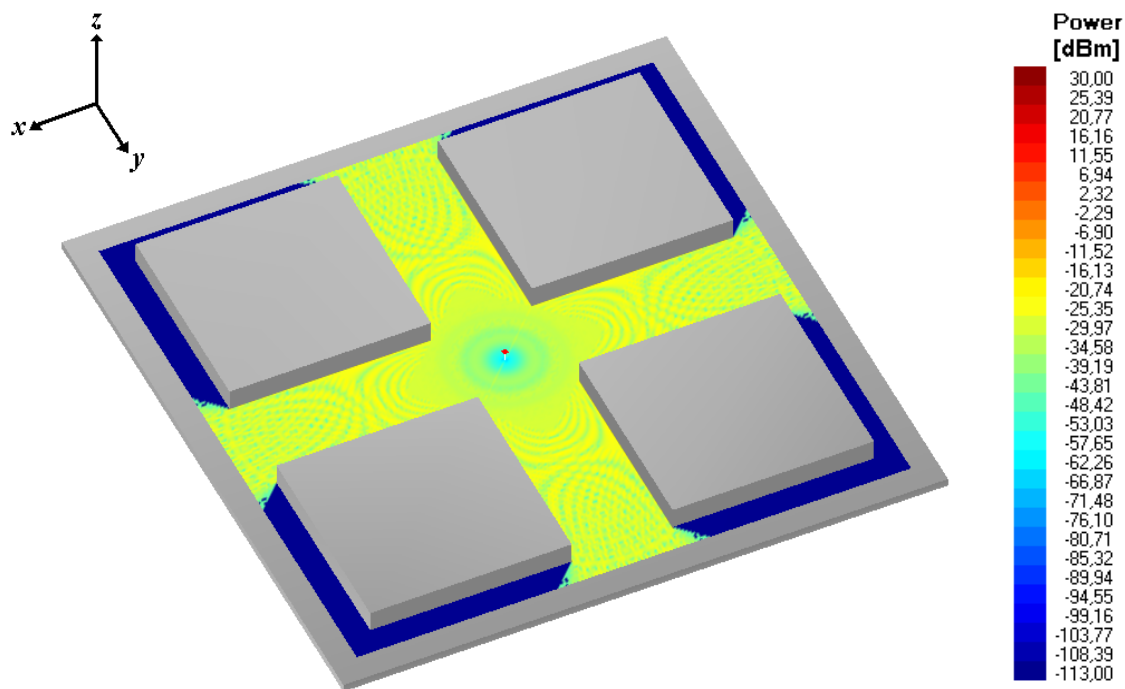


Figura 4.20 – Cálculo de campos ao longo de raios diretos e refletidos de 1ª e 2ª ordens

A Figura 4.21 e Figura 4.22 apresentam uma análise do comportamento do diagrama de interferência com a variação da frequência. No exemplo da Figura 4.21, há uma redução do valor da frequência de operação por um fator de 10 (ou seja, 100 MHz), em relação ao do exemplo da Figura 4.20. Esta redução reduz a variabilidade das regiões de interferências. A explicação reside no fato de que, em frequências mais baixas (comprimentos de onda maiores), a taxa de variação da fase do campo com a distância (constante de fase) é menor, ou seja, para que haja alterações de fase relativas entre campos interferentes, distâncias maiores tenham que ser percorridas.

No exemplo da Figura 4.22, há um aumento do valor da frequência de operação por um fator de 10 (ou seja, 10 GHz), em relação ao do exemplo da Figura 4.20. Este aumento tem um efeito oposto ao evidenciado no exemplo da Figura 4.21, ou seja, o número de composições de fase construtivas e destrutivas entre campos interferentes, em pequenas distâncias percorridas aumenta. Esse fato pode ser observado pela maior “granulação” apresentada pelo diagrama de interferências (potência associada) da Figura 4.22. Um aspecto importante a ser observado é que, para uma melhor observação dos efeitos mencionados foi adotado nesse exemplo um limiar de recepção maior que dos exemplos anteriores (-70 dBm).

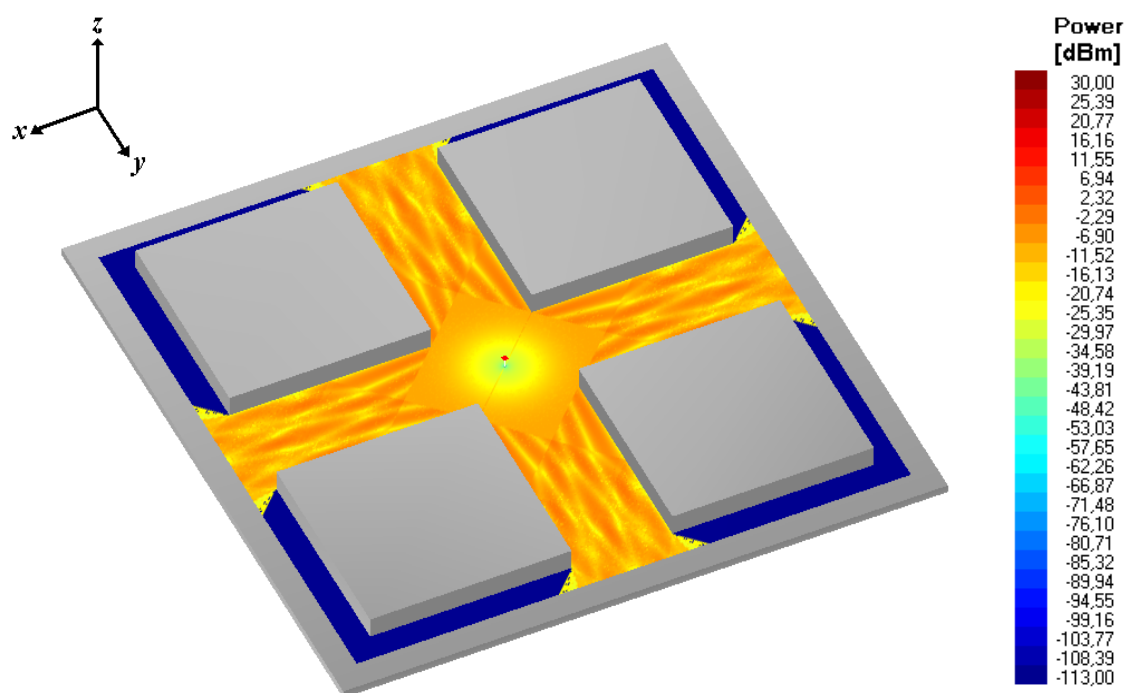


Figura 4.21 – Cálculo de campos ao longo de raios diretos e refletidos de 1^a e 2^a ordens
(Análise do efeito da redução da frequência de operação)

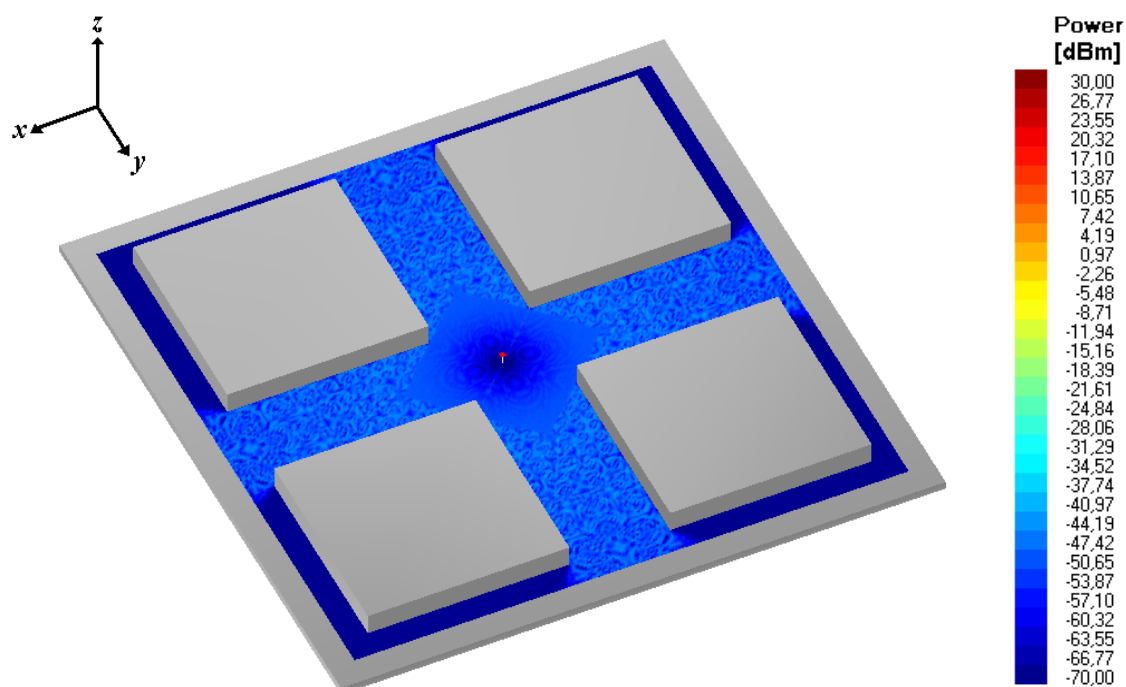


Figura 4.22 – Cálculo de campos ao longo de raios diretos e refletidos de 1^a e 2^a ordens
(Análise do efeito do aumento da frequência de operação)

Na Figura 4.23 é feita uma análise do efeito da altura da antena. Nesse exemplo, a altura da antena transmissora (fonte) é reduzida por um fator de 2 (ou seja, 7,5 m). Como esperado, ocorre alteração no diagrama de interferência obtido em relação ao apresentado no exemplo da Figura 4.20. A determinação da altura ótima da antena transmissora de uma determinada célula de uma rede móvel celular é um dos parâmetros de projeto de relevância na fase de planejamento.

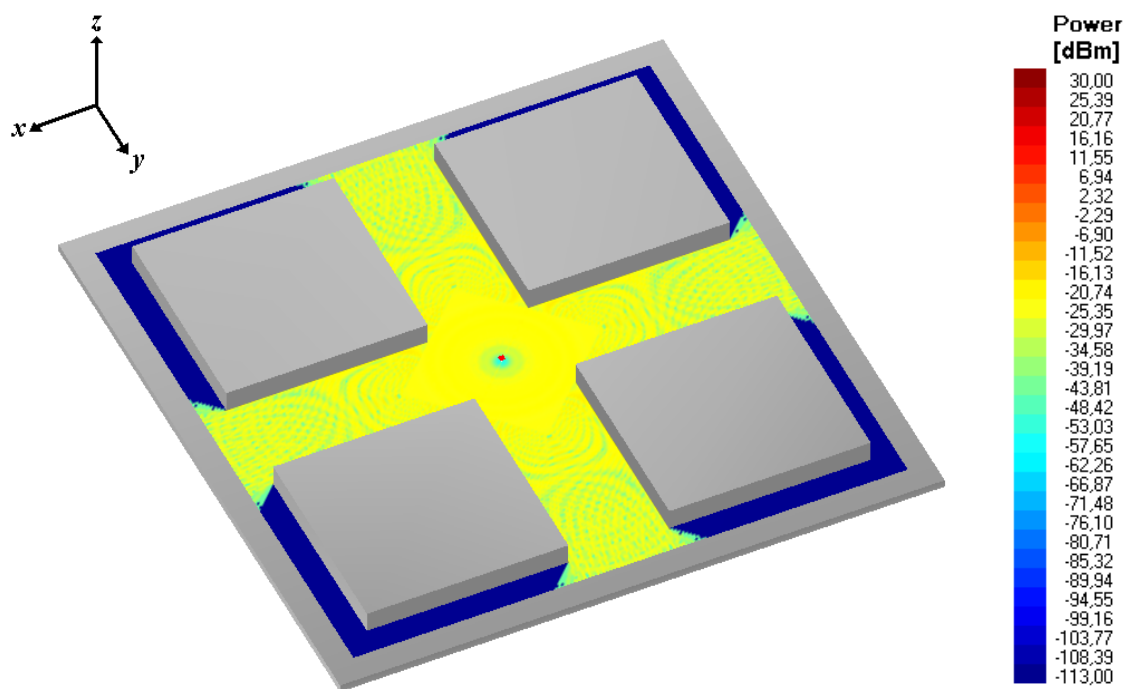


Figura 4.23 – Cálculo de campos ao longo de raios diretos e refletidos de 1ª e 2ª ordens
(Análise do efeito da altura da antena transmissora)

4.3.4 – Exemplo 04 – Fileira de Prédios

Neste exemplo, será considerado como cenário um outro ambiente também típico de cidades urbanas, uma fileira de prédios ao longo de uma rua. Este cenário consiste de seis (06) prédios, três (03) em cada lado da rua. Os prédios possuem dimensões de 6 m x 9 m e altura 30 m, o espaçamento entre os prédios adjacentes (prédios em um mesmo lado da rua) é de 4,5 m e o espaçamento entre as duas fileiras de prédios (equivalente à largura da rua) é de 9 m. Os parâmetros utilizados para esta simulação estão mostrados na Tabela 4.4:

Tabela 4.4 – Parâmetros de Simulação do Exemplo 04

Parâmetros de Simulação	
Potência de Transmissão:	30 dBm
Posição da Fonte:	$x = 13,5 \text{ m}$, $y = 0 \text{ m}$, $z = 4 \text{ m}$
Malha (<i>Reception Mesh</i>):	27 m x 27 m (altura = 1,5 m)
Frequência:	850 MHz
Permissividade relativa [1]:	7
Condutividade [1]:	0,047265261 S/m
Antenas (Tx e Rx):	Dipolo de Meia-Onda

Na Figura 4.24 são contabilizados os raios diretos, refletidos de até 3^a ordem e difratados (difração simples). Os mesmos comentários feitos aos efeitos verificados nos exemplos anteriores foram evidenciados neste exemplo, destacando-se apenas que o efeito da difração em zonas fora de região de iluminação dos raios diretos e/ou refletidos apresenta uma importante contribuição, conforme já era esperado.

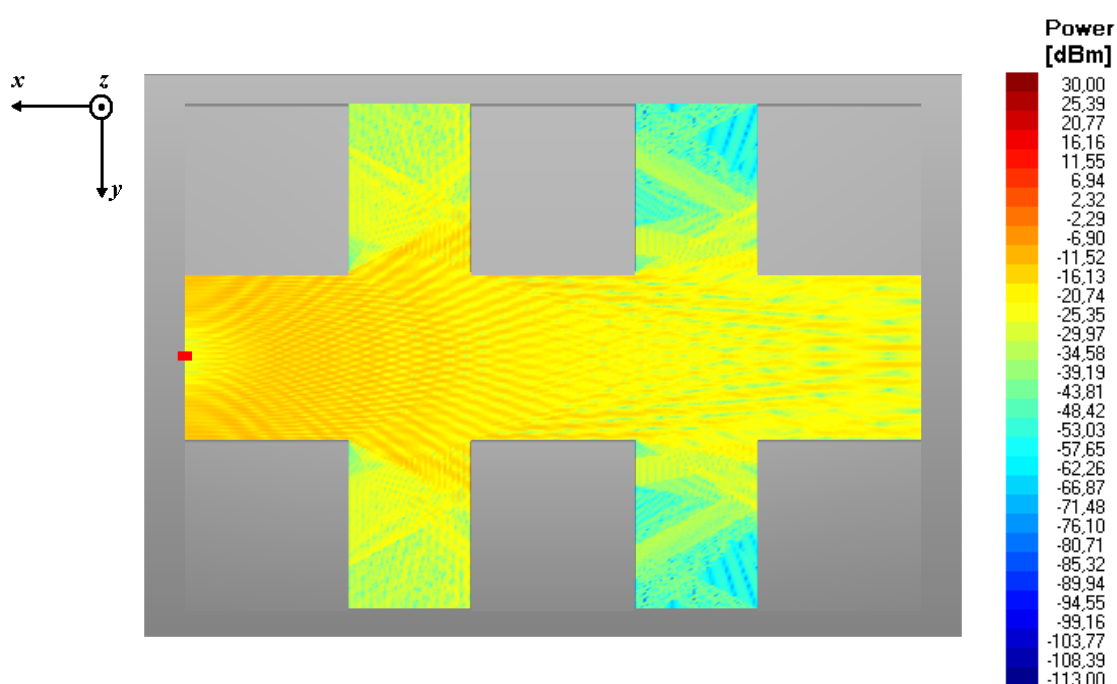


Figura 4.24 – Cálculo de campos ao longo de raios diretos, refletidos de até 3^a ordem e difratados (difração simples)

Todos os exemplos anteriormente apresentados destacaram principalmente o tipo de análise denominado de Malha de Recepção (*Reception Mesh*), com exceção do Exemplo 02 que mostrou adicionalmente o tipo de análise denominado de Percurso de Recepção (*Reception Path*). Neste tipo de cenário adotado no exemplo atual (fileira de prédios), pode-se evidenciar com mais clareza os efeitos de multipercursos, tais efeitos podem fornecer parâmetros importantes para a caracterização do canal rádio móvel, principalmente parâmetros da dispersão temporal do mesmo, conforme descrito na Seção 2.4 (Capítulo 2). Pelo exposto, este cenário será usado para demonstrar o último tipo de análise disponível no RT-SIMULATOR, denominada de Ponto de Recepção (*Reception Point*).

Para este exemplo, serão realizadas simulações em cinco (05) pontos de recepção distintos, denominados respectivamente de L1, L2,..., L5, conforme mostrados na Figura 4.25. Estes pontos estão a uma altura de 1,5 m do chão (piso) do cenário e a fonte (representada por Tx na Figura 4.25) continua posicionada conforme a Tabela 4.4.

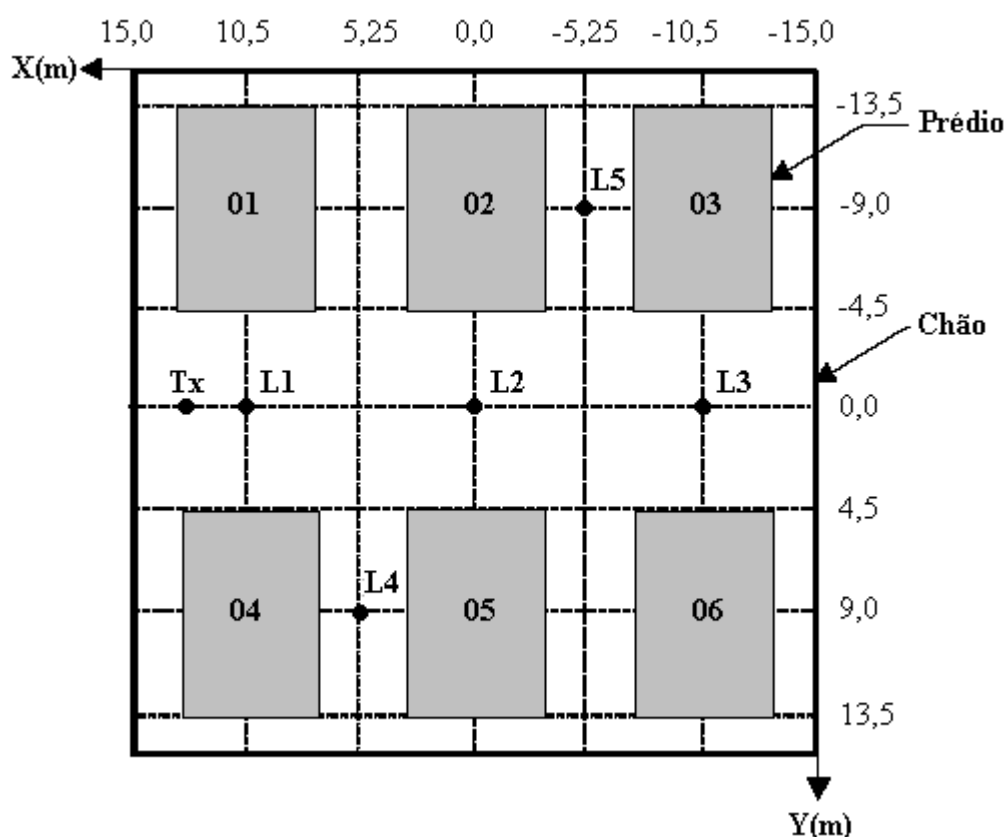


Figura 4.25 – Arranjo de Prédios, transmissor (Tx) e pontos de recepção

Para todos os pontos de recepção mencionados, foram considerados os raios diretos, refletidos de até 4ª ordem e difratados (difração simples). Os parâmetros restantes necessários para a simulação continuam sendo os mesmos apresentados da Tabela 4.4 (potência de transmissão, tipo de antena, propriedades elétricas do cenário). Adicionalmente, conforme descrito na Seção 2.4.1 (Capítulo 2), é necessário definir para este tipo de análise (*Reception Point*), um nível de X[dB] (patamar) abaixo da componente de multipercurso de maior nível de potência sobre o qual serão contabilizados os parâmetros de dispersão temporal do canal. Em todos os casos desta simulação (pontos de recepção L1,...,L5) será adotado um nível de 30 dB abaixo da componente de maior nível de potência. Este nível é denominado no programa RT-SIMULATOR como *Floor Level below to the Maximum Received Power Component* e é inserido no formulário *Simulation Setup*, conforme já apresentado na Seção 4.2.1.2.

Os resultados gerados pelo simulador para cada ponto de recepção são mostrados a seguir:

- Ponto L1:

A primeira característica importante do simulador RT-SIMULATOR em relação a este tipo de análise (*Reception Point*), é que ele permite a visualização dos raios contabilizados em um determinado ponto de recepção. Para o caso o ponto L1, os raios contabilizados são mostrados na Figura 4.26. O programa sempre adota como referência para traçar os raios a cor vermelha para o raio direto, a cor azul para os raios refletidos e a cor verde para os raios difratados:

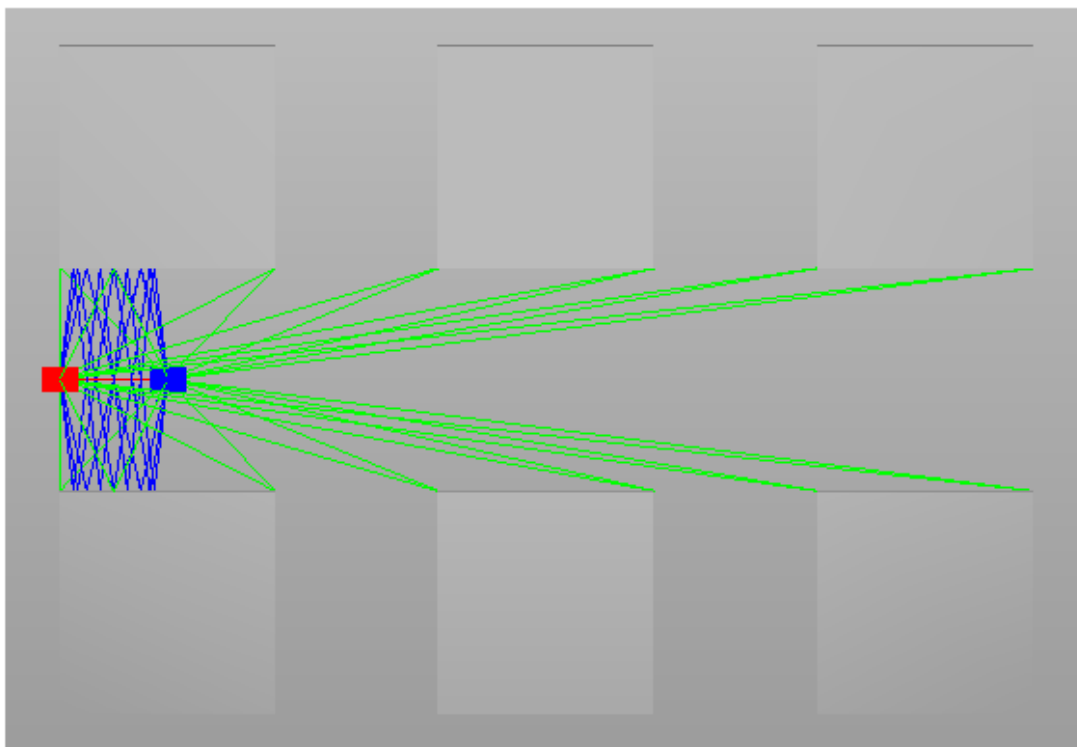


Figura 4.26 – Ponto de Recepção L1
(Visualização dos Raios)

Os outros resultados fornecidos pelo simulador são mostrados na Tabela 4.5:

Tabela 4.5 – Resultados para o ponto L1

Potência Recebida [dBm] (<i>Received Power</i>):	-11,807
Espalhamento Temporal RMS [ns] (<i>Delay Spread RMS</i>):	11,819
Banda de Coerência [MHz] (<i>Coherence Bandwidth</i>):	16,922

Além dos parâmetros acima determinados, o simulador pode mostrar o Perfil de Retardos de Potência (*Power Delay Profile*) do referido ponto, considerando é claro, o nível de patamar já mencionado anteriormente. O perfil gerado pelo simulador para o ponto L1 é mostrado na Figura 4.27.



Figura 4.27 – Perfil de Retardos de Potência (*Power Delay Profile*) para o ponto L1

Um aspecto importante a ser notado no perfil gerado pelo simulador é que, ao invés do eixo vertical representar o nível absoluto de potência das componentes, ele representa o nível de potência acima do limiar de recepção estabelecido (inserido no formulário *Simulation Setup*), denominado no programa de *Power Level over Threshold*. Esta troca de representações serve apenas para que as raias de potência das componentes de multipercurso estejam sempre apontadas para cima, pois caso apresentasse valores negativos, as raias seriam traçadas da referência zero (0) até o valor negativo, ou seja, a raia estaria apontando para baixo. Além dessa visualização gráfica do perfil, o programa gera uma tabela de dados contendo os tempos de chegada de cada componente e seu respectivo nível de potência associado. Estes dados podem ser salvos ou caso já exista um arquivo de dados de algum perfil, o programa pode carregá-lo e visualizá-lo.

A seguir, serão mostrados apenas os resultados obtidos para cada ponto de recepção restante, seguindo a mesma ordem adotada para o caso do ponto L1, ou seja, visualização dos raios, resultados numéricos e por fim o perfil de retardos de potência. Sendo válido, portanto, os mesmos comentários feitos a respeito da forma como são apresentados ao usuário os resultados gerados.

- Ponto L2:

A visualização dos raios para o ponto L2 é mostrada na Figura 4.28. Observa-se que não há reflexão (de até 4ª ordem) em nenhuma parede dos prédios. A única reflexão existente é a proveniente do chão do cenário, porém, na angulação mostrada na figura, o raio refletido ficou encoberto pelo raio direto.

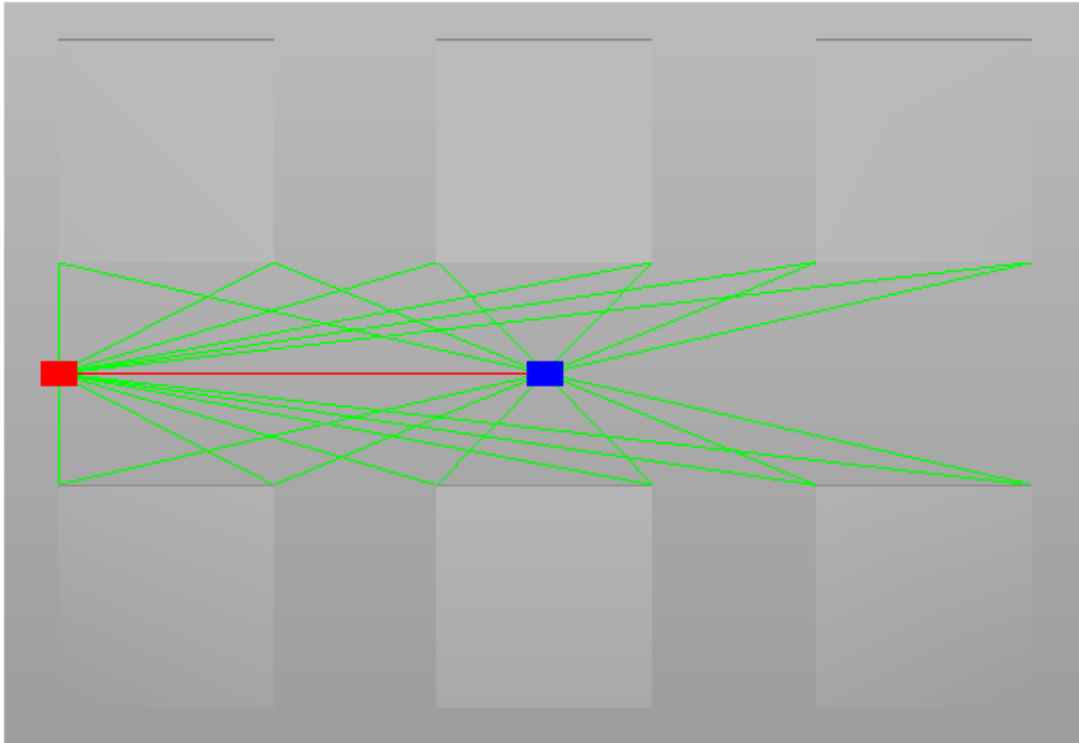


Figura 4.28 – Ponto de Recepção L2
(Visualização dos Raios)

Os outros resultados fornecidos pelo simulador são mostrados na Tabela 4.6:

Tabela 4.6 – Resultados para o ponto L2

Potência Recebida [dBm] (<i>Received Power</i>):	-18,624
Espalhamento Temporal RMS [ns] (<i>Delay Spread RMS</i>):	4,001
Banda de Coerência [MHz] (<i>Coherence Bandwidth</i>):	49,991

O Perfil de Retardos de Potência (*Power Delay Profile*) gerado pelo simulador para o ponto L2 é mostrado na Figura 4.29.

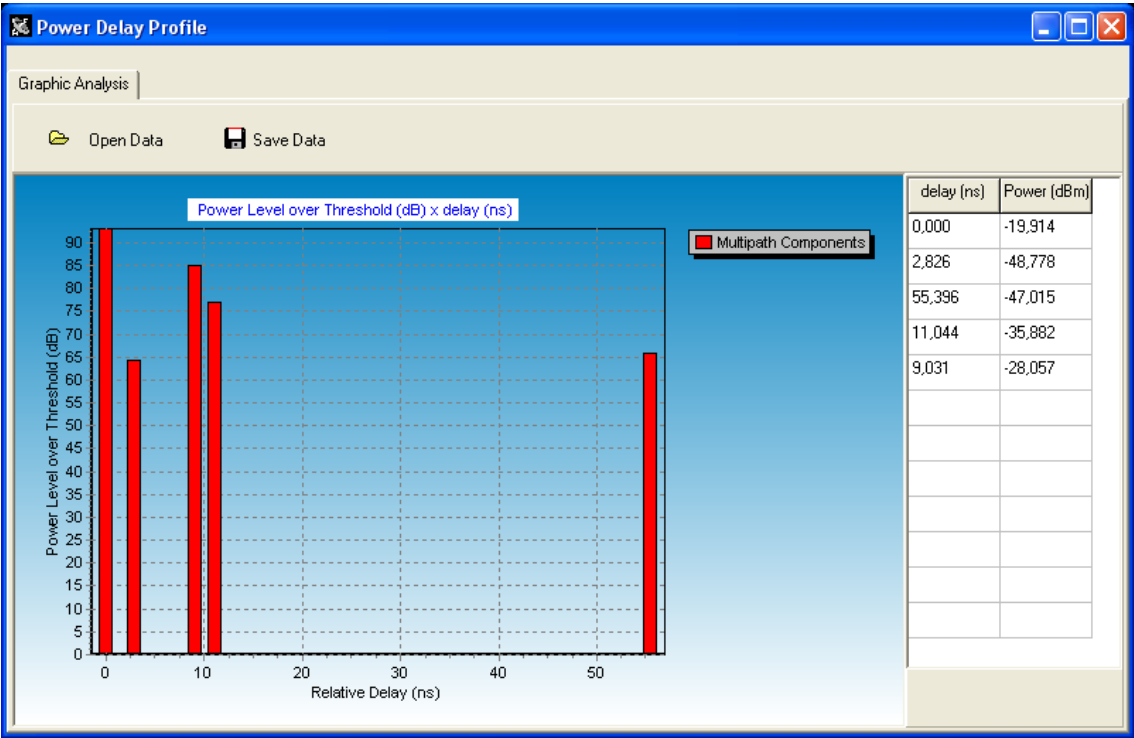


Figura 4.29 – Perfil de Retardos de Potência (*Power Delay Profile*) para o ponto L2

- Ponto L3:

A visualização dos raios para o ponto L3 é mostrada na Figura 4.30. Observam-se contribuições de raio direto, de raios refletidos nas paredes dos prédios centrais do cenário (02 e 05) e no chão além de raios difratados nas quinas dos prédios. Pela angulação mostrada na figura, alguns raios ficaram sobrepostos.

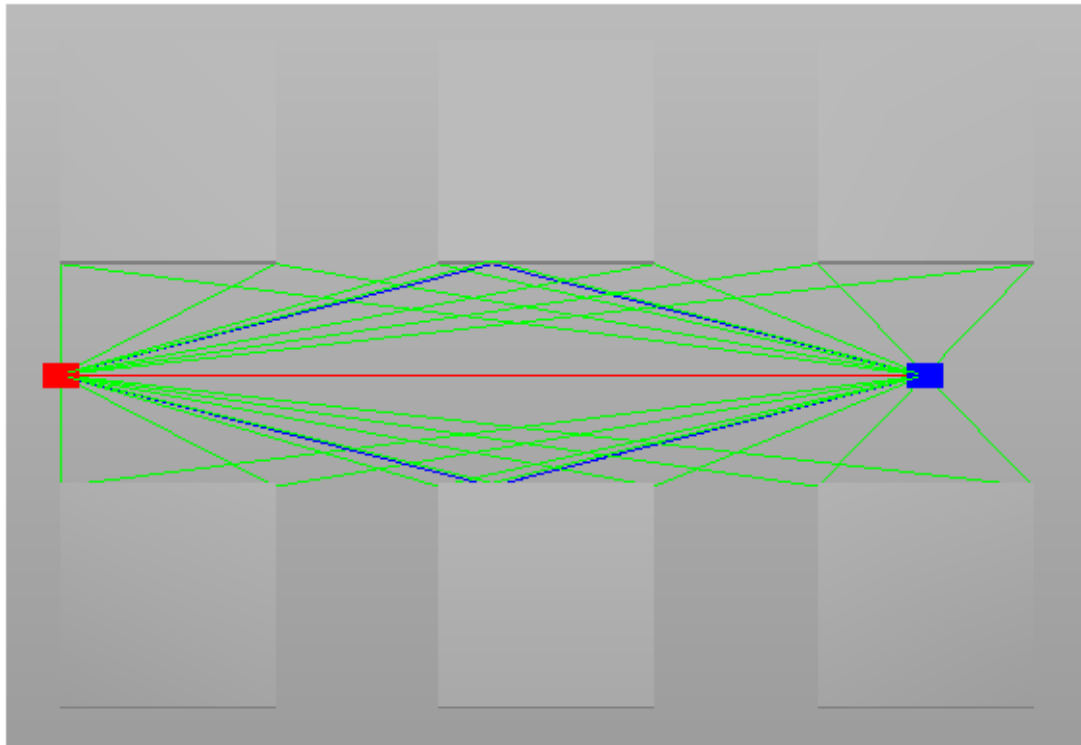


Figura 4.30 – Ponto de Recepção L3
(Visualização dos Raios)

Os outros resultados fornecidos pelo simulador são mostrados na Tabela 4.7:

Tabela 4.7 – Resultados para o ponto L3

Potência Recebida [dBm] (<i>Received Power</i>):	-17,171
Espalhamento Temporal RMS [ns] (<i>Delay Spread RMS</i>):	2,597
Banda de Coerência [MHz] (<i>Coherence Bandwidth</i>):	77,019

O Perfil de Retardos de Potência (*Power Delay Profile*) gerado pelo simulador para o ponto L3 é mostrado na Figura 4.31.

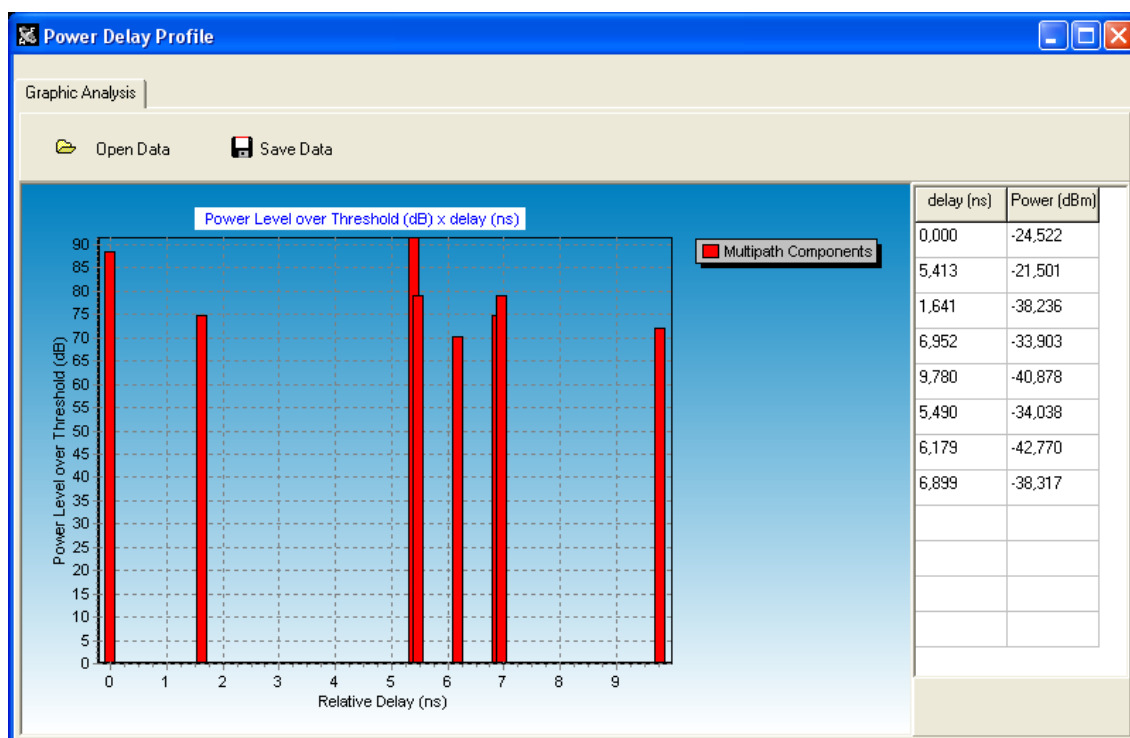


Figura 4.31 – Perfil de Retardos de Potência (*Power Delay Profile*) para o ponto L3

- Ponto L4:

A visualização dos raios para o ponto L4 é mostrada na Figura 4.32. Observam-se contribuições de raios refletidos nas paredes e no chão além de raios difratados nos quatro prédios mais próximos da fonte (01, 02, 04 e 05). Pela angulação mostrada na figura, alguns raios ficaram sobrepostos.

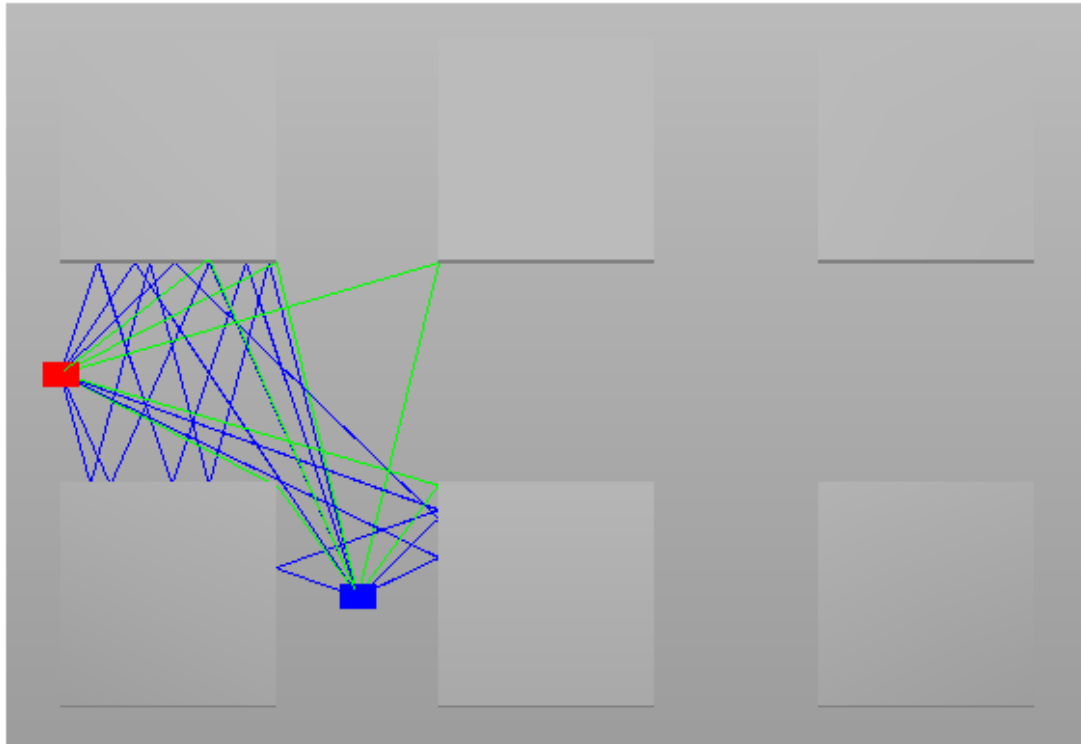


Figura 4.32 – Ponto de Recepção L4
(Visualização dos Raios)

Os outros resultados fornecidos pelo simulador são mostrados na Tabela 4.8:

Tabela 4.8 – Resultados para o ponto L4

Potência Recebida [dBm] (<i>Received Power</i>):	-23,900
Espalhamento Temporal RMS [ns] (<i>Delay Spread RMS</i>):	10,915
Banda de Coerência [MHz] (<i>Coherence Bandwidth</i>):	18,324

O Perfil de Retardos de Potência (*Power Delay Profile*) gerado pelo simulador para o ponto L4 é mostrado na Figura 4.33.

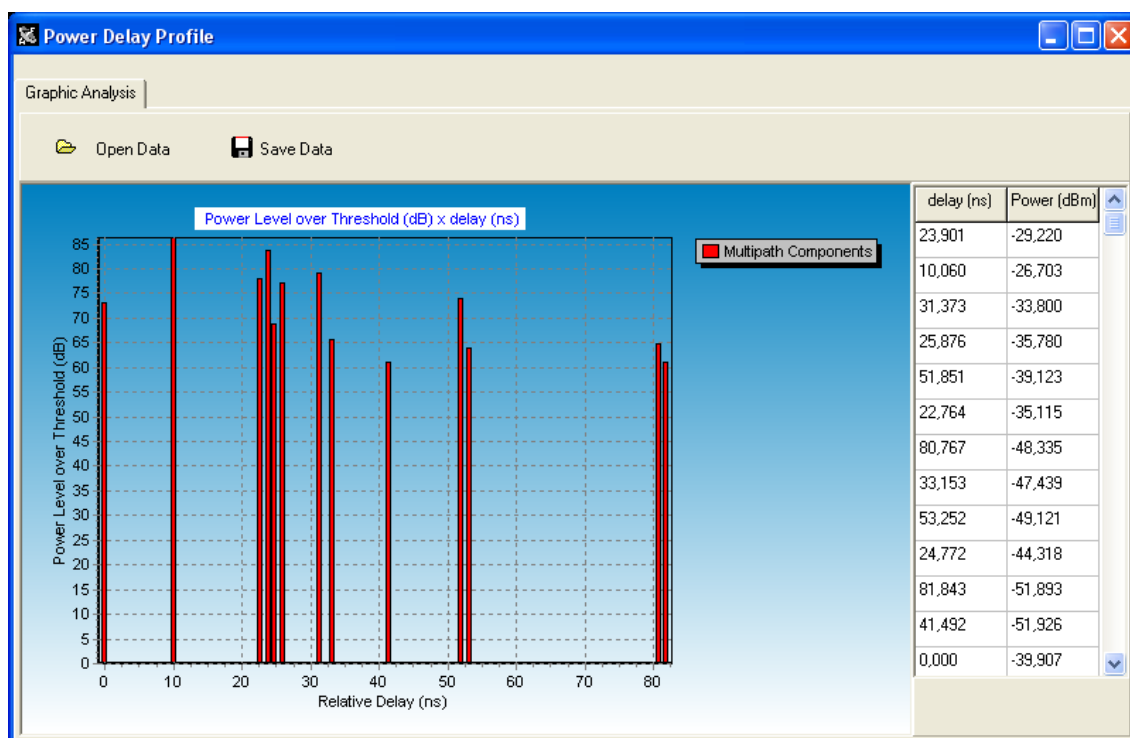


Figura 4.33 – Perfil de Retardos de Potência (*Power Delay Profile*) para o ponto L4

- Ponto L5:

A visualização dos raios para o ponto L5 é mostrada na Figura 4.34. Observam-se contribuições de raios refletidos nas paredes e no chão, além de raios difratados nos quatro prédios mais afastados da fonte (02, 03, 05 e 06). Pela angulação mostrada na figura, alguns raios ficaram sobrepostos.

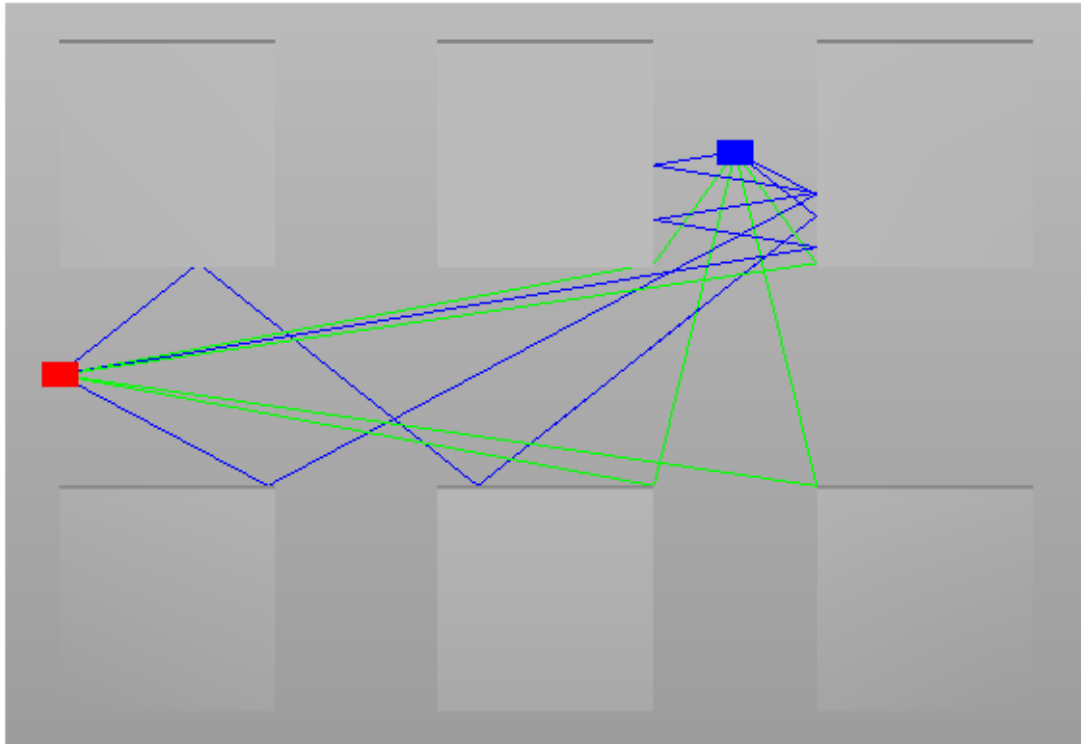


Figura 4.34 – Ponto de Recepção L5
(Visualização dos Raios)

Os outros resultados fornecidos pelo simulador são mostrados na Tabela 4.9:

Tabela 4.9 – Resultados para o ponto L5

Potência Recebida [dBm] (<i>Received Power</i>):	-34,225
Espalhamento Temporal RMS [ns] (<i>Delay Spread RMS</i>):	8,834
Banda de Coerência [MHz] (<i>Coherence Bandwidth</i>):	22,640

O Perfil de Retardos de Potência (*Power Delay Profile*) gerado pelo simulador para o ponto L4 é mostrado na Figura 4.35.



Figura 4.35 – Perfil de Retardos de Potência (*Power Delay Profile*) para o ponto L5

Um comentário adicional sobre os resultados obtidos para o tipo de análise “Ponto de Recepção” (*Reception Point*), é sobre o uso da banda de coerência. Com ela, pode-se definir se o canal é apropriado para uma determinada técnica de modulação [tal como as usadas em sistemas comerciais tipo o GSM (*Global System for Mobile Communications*), AMPS (*Advanced Mobile Phone System*), D-AMPS (*Digital AMPS*), etc...] ou se será necessário o uso de equalizadores. Para os resultados encontrados nos cinco pontos de recepção adotados (L1, L2, ..., L5), tanto para a técnica utilizada no GSM (largura de banda de 200 KHz) quanto para o AMPS e D-AMPS (largura de banda de 30 KHz) pode-se utilizar os canais sem a necessidade de equalizadores [6], pois conforme descrito na Seção 2.4.2 (Capítulo 2), quando a faixa do sinal a ser transmitido é menor que a banda de coerência do canal, o sistema é denominado *faixa estreita*, significando que o canal será pouco afetado pela seletividade do multipercurso. Em todos os casos obtidos, a banda de coerência foi maior de que as bandas utilizadas nos referidos sistemas comerciais [6].

Simulações equivalentes para os cinco pontos de recepção anteriores foram simulados em [6], porém fazendo uso das técnicas das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD). Mesmo considerando as condições de simulação adotadas em [6], ou seja, antenas isotrópicas, paredes elétricas perfeitas e um nível (patamar de recepção) de 10 dB abaixo da componente de multipercurso de maior nível de potência, os resultados obtidos usando as técnicas de traçado de raios apresentaram algumas discordâncias em relação aos apresentados em [6], principalmente no nível de potência recebido por cada componente (discordância máxima próxima de 10 dB). Estas discordâncias podem ser atribuídas pelos seguintes motivos:

- diferença intrínseca entre as técnicas, pois a técnica FDTD é uma técnica que usa uma solução de onda completa (considera todos os conjuntos de efeitos combinados de reflexão, transmissão e difração), podendo contabilizar assim, mais componentes de multipercurso importantes.
- o modelo adotado em [6] era bi-dimensional (2D), não contabilizando o efeito do solo. Além disso, no modelo FDTD 2D a onda se espalha como uma onda cilíndrica e não como uma onda esférica considerada no modelo de traçado de raios 3D. Isto implica em fatores de espalhamento diferentes, ocasionando diferentes níveis de potência em um determinado ponto.

Considerando as justificativas acima e fazendo uma análise simples, pode-se considerar uma boa correlação geral dos resultados.

4.3.5 – Exemplo 05 – Sala de Laboratório

Neste exemplo, será considerado como cenário uma sala que pertence ao novo anexo do Laboratório de Engenharia Elétrica da UFPA. Será avaliada nesse ambiente o desempenho (qualidade de predição) do modelo proposto (*Ray-Tracing*) frente algumas medidas de campo realizadas na referida sala. Serão considerados nessa análise dois percursos de recepção (*Reception Paths*), denominados de Rota 1 e Rota 2 respectivamente, conforme mostrado esquematicamente na Figura 4.36.

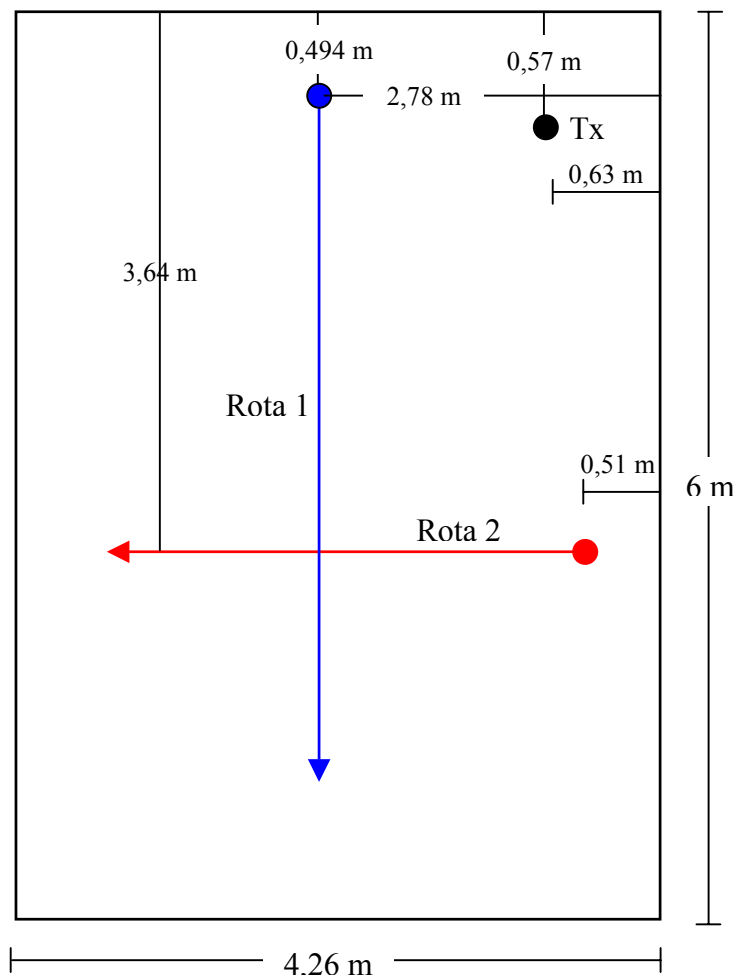


Figura 4.36 – Esquema de Medição - Percursos de Recepção (Rota 1 e Rota 2)

Os parâmetros de simulação considerados para as duas rotas estão mostrados na Tabela 4.11, sendo estabelecidos de acordo com os parâmetros utilizados na campanha de medições realizada no referido local, excetuando-se apenas, as propriedades elétricas das paredes, nas quais foram arbitrariamente adotadas como sendo as do concreto para a faixa de frequência considerada.

Tabela 4.11 – Parâmetros de Simulação do Exemplo 06

Parâmetros de Simulação	
Potência de Transmissão:	15 dBm
Posição da Fonte:	x = -1,5 m, y = -2,43 m, z = 1,56 m
Ordem de Reflexão:	5
Frequência:	900 MHz
Permissividade relativa [1]:	7
Tipo de Ambiente:	<i>Indoor</i>
Espessura das Paredes:	0,2 m (20 cm)
Altura da Sala:	3 m
Condutividade [1]:	0,047265261 S/m
Antena Tx:	Monopolo (Ganho = 0,99 dBi)
Antena Rx:	Dipolo de Meia-Onda

As Figuras 4.37 e 4.38 mostram respectivamente para as rotas 1 e 2, a potência recebida predita pelo modelo proposto (Traçado de Raios) e pelas medidas.

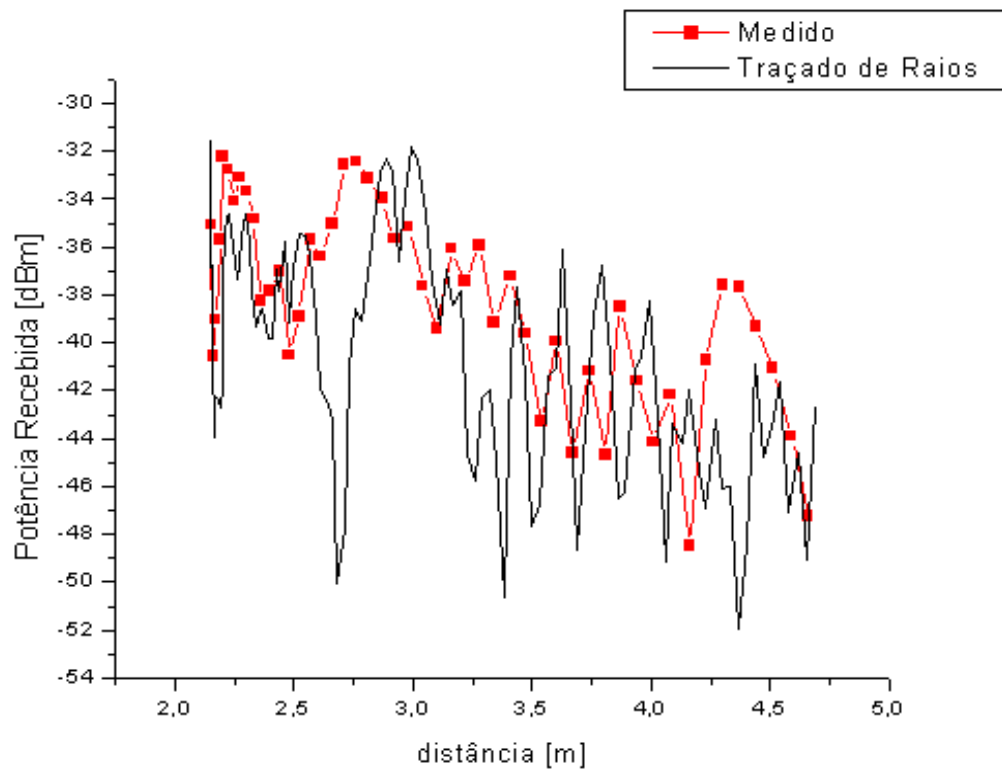


Figura 4.37 – Rota 1 – Potência Recebida [dBm] *versus* Distância [m]

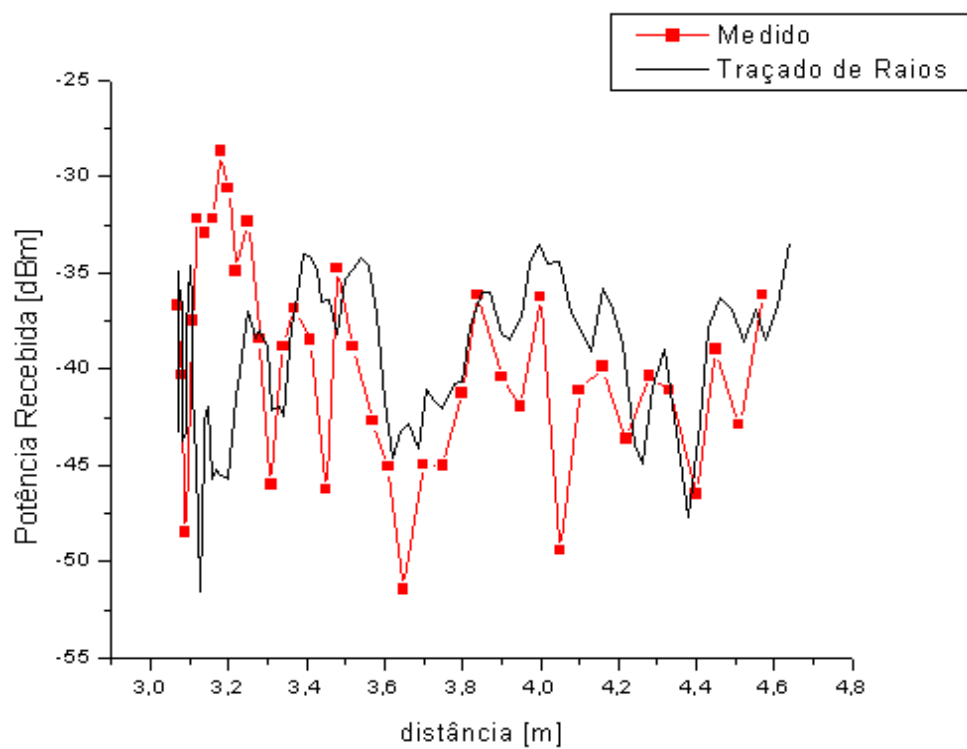


Figura 4.38 – Rota 2 – Potência Recebida [dBm] *versus* Distância [m]

Pode-se observar dos resultados obtidos (Figs. 4.37 e 4.38) que o modelo teórico baseado na Técnica de Traçado de Raios apresenta uma boa concordância geral, gerando erros dentro de margens bem aceitáveis. Alguns detalhes observados durante as simulações devem ser comentados:

- foram verificadas grandes alterações no nível de potência predito pelo modelo com a mudança das propriedades elétricas das paredes (o modelo teórico a princípio se torna mais preciso a medida que as propriedades elétricas adotadas correspondem o mais próximo possível da realidade);
- foi verificado que o teto do ambiente corresponde ao principal elemento refletor de sinais. Isto se deve ao fato da fonte (antena Tx) considerada ser um monopolo, cujo diagrama de irradiação existe (teoricamente) somente acima de seu plano de terra (a base da antena);

Capítulo 5

CONCLUSÕES E

SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Nesse trabalho foi feita uma descrição detalhada dos procedimentos necessários à implementação de uma técnica de traçado de raios tridimensional (3D) baseada no Método das Imagens para a caracterização de canal rádio móvel. Buscou-se analisar e compreender todos os procedimentos necessários à geração e rastreamento de raios ao longo de um cenário representativo do ambiente onde se deseja calcular a cobertura eletromagnética, descrito através de sólidos formados por faces planas.

A ênfase teórica dada ao Método das Imagens em conjunto com a busca por pontos de difração aplicada na técnica de traçado de raios se deve principalmente ao fato de que o método SBR (*Shooting and Bouncing-Rays*) se apresenta *a priori* como um método inerentemente “*time-consuming*”, necessitando na maioria dos casos, de grandes recursos computacionais (memória e processamento). Além disso, o método das imagens é bem mais rigoroso do que o método SBR, no sentido de ser capaz de determinar exatamente todas as componentes de multipercorso, inclusive os raios difratados, sem redundância.

Para gerar os resultados providos pelo modelo proposto, foi desenvolvido um simulador escrito na linguagem de programação DELPHI 6TM (*Object Pascal*), juntamente com a biblioteca OpenGL para a visualização gráfica dos resultados. O simulador proposto foi denominado de RT-SIMULATOR e apresenta vários tipos de análises e grandes potencialidades de aplicações, conforme mostrado ao longo do Capítulo 4.

A versão atual do RT-SIMULATOR contempla o cálculo de campos diretos, campos refletidos especularmente em superfícies planas de condutividade finita e campos difratados (difração simples) em cunhas com condutividade finita, assim como o cálculo de alguns parâmetros da dispersão temporal do canal. Durante a execução do programa, para alguns exemplos de cenário, foi constatada a necessidade de

implementação de técnicas de aceleração, visto que o tempo de execução era alto, mesmo para cenários relativamente simples. O estudo mais aprofundado e a implementação de técnicas de aceleração constam, portanto, como um tópico prioritário nas sugestões para trabalhos futuros.

A seguir são listadas algumas sugestões para trabalhos futuros:

- implementação das outras classes de propagação propostas no trabalho (percursos mistos);
- análise da importância da *slope diffraction* comparada à da difração de primeira ordem, bem como a importância de se considerar algumas situações não estudadas, como o cálculo da *slope diffraction* em relação a um campo já originário de difração;
- estudo aprofundado e implementação de técnicas de aceleração. Embora as três técnicas mencionadas no Capítulo 4 já tenham sido analisadas na literatura, um maior detalhamento, assim como comparações de desempenho se fazem necessárias;
- implementação da descrição morfológica (propriedades elétricas) individual das superfícies do cenário;
- criação de formatos de arquivos proprietários tanto para o cenário, antenas e projeto;
- implementação da técnica SBR;
- comparação de desempenho quanto à velocidade de execução e qualidade de predição de campo entre o Método das Imagens e a técnica SBR, quando da eventual implementação desta última;
- metodologias para cálculo de interseção entre raios e faces curvas, para uso na eventualidade de se desenvolver um programa de traçado de raios para aplicação a obstáculos formados por superfícies curvas;
- validação computacional mais extensa, através da comparação entre os resultados obtidos através do programa implementado e os providos por modelos empíricos e semi-empíricos, por outras técnicas como FDTD (*Finite Difference Time Domain*) e por medidas;

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Márcio Eduardo da Costa Rodrigues, “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, Abril de 2000.
- [2] 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.
- [3] Constantine A. Balanis, “Advanced Engineering Electromagnetics,” *John Wiley & Sons*, 1989.
- [4] Robert G. Kouyoumjian and Prabhakar H. Pathak, “A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 11, Nov. 1974.
- [5] Raymond J. Luebbers, “A Heuristic UTD Slope Diffraction Coefficient for Rough Lossy Wedges,” *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol. 37, no. 2, pp. 206-211, Feb. 1989.
- [6] Antônio Nunes Belém, “Caracterização Bidimensional de Canais Rádio Através de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo”, Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Eletrônica, UFMG, Setembro de 2001.
- [7] F. J. Ponce, F. Martí Pallarés, L. Juan-Llácer, and N. Cardona, “Educational Software Tool Based on a Geographical Information System (GIS) for Radio Wave Propagation Analysis,” *IEEE Trans. on Education*, vol. 44, no.42, pp. 355-364, Nov. 2001.
- [8] Manuel F. Cátedra and Jesús Pérez-Arriaga, “Cell Planning for Wireless Communications,” *Artech House –Mobile Communications Series*, 1999.
- [9] Autodesk® - AutoCAD 2002®, “DXF Reference Guide,” 2001.
- [10] Braga A. J. B. B. e Cavalcante G. P. S., “Theoretical Analysis of a UHF Channel in a City Street Modeled as a Deterministic Multislit Waveguide,” *International Microwave and Optoelectronics Conference*, pp. 421-424, Belém, august 2001.