

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**TÉCNICAS ASSINTÓTICAS PARA A PREDIÇÃO DE COBERTURA
RADIOELÉTRICA**

Daniela Naufel Schettino

1 de Março de 2002



GAPTEM – Grupo de Antenas, Propagação e Teoria Eletromagnética

**Departamento de Engenharia Eletrônica
Escola de Engenharia
Universidade Federal de Minas Gerais**

Universidade Federal de Minas Gerais
Escola de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Técnicas Assintóticas para a Predição de Cobertura Radioelétrica

Texto da dissertação submetido à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Daniela Naufel Schettino

Fernando José da Silva Moreira (Orientador)

Belo Horizonte, março de 2002

Resumo

Este trabalho trata da predição de cobertura radioelétrica em ambientes urbanos através da Teoria Uniforme da Difração (UTD - *Uniform Theory of Diffraction*). A UTD é uma técnica assintótica que determina o campo espalhado rastreando-o através das trajetórias entre transmissor e receptor. Estas trajetórias são determinadas através de um algoritmo baseado no método das imagens para traçar os raios refletidos e difratados em um ambiente 2D. O traçado de raios pode ser adaptado para um ambiente 3D, caso as alturas das paredes que formam os obstáculos sejam muito maiores que as alturas das antenas transmissora e receptora (análise *quasi-3D*).

São consideradas múltiplas reflexões e difrações no cálculo do campo espalhado através da separação das trajetórias em quatro classes de raios distintas: transmissor-receptor ($T - R$), transmissor-ponto de difração ($T - D$), ponto de difração-ponto de difração ($D - D$) e ponto de difração-receptor ($D - R$). As trajetórias completas entre transmissor e receptor contendo múltiplas reflexões e difrações são formadas através da concatenação dessas diversas classes, permitindo que raios que aparecem diversas vezes, inclusive no caso de receptores distintos, não precisem ser recalculados, otimizando enormemente o tempo de processamento da rotina de traçado de raios.

Finalmente, são apresentados alguns estudos de casos com o intuito de ilustrar o algoritmo implementado e validar os resultados obtidos. Para tal, utilizou-se como comparação para a UTD o Método dos Momentos e casos apresentados na literatura. Foram analisados diversos exemplos em ambientes 2D, com obstáculos de superfícies condutoras elétricas perfeitas. A análise dos campos espalhados (elétrico e magnético) para os casos comparativos com o Método dos Momentos apresentou discordâncias pouco significativas. Além disso, foi analisada a atenuação (em dB) para dois exemplos *quasi-3D*, considerando superfícies de condutividade finita, sendo os resultados comparados com medições apresentadas na literatura. No melhor resultado obtido desses casos ocorreram discrepâncias máximas em regiões do ambiente analisado da ordem de 10dB.

Abstract

This work presents a Uniform Theory of Diffraction (UTD) radio propagation prediction model in urban environments. The UTD is an asymptotic technique that uses ray tracing to determine the paths between the transmitter and the receiver antennas. An algorithm based on the Image Theory (IT) was developed to trace the reflected and diffracted rays in a 2D environment. The ray tracing can be adapted to a 3D environment, if the heights of the building walls are greater than the antennas height (*quasi-3D* analysis).

Multiple reflections and diffractions are considered to determine the spread field through the use of four different classes of rays: transmitter-receiver ($T - R$), transmitter-diffraction point ($T - D$), diffraction point-diffraction point ($D - D$) and diffraction point-receiver ($D - R$). The complete paths between transmitter and receiver containing multiple reflections and diffractions are formed by the link of these classes, avoiding the unnecessary recalculation of repeated rays appearing in different trajectories, including different positions of the receiver, improving the processing time of the ray-tracing procedure.

At last, some case studies are presented in order to illustrate the implemented algorithm and to validate the generated results. To perform this validation, the Moment Method (MoM) and case studies presented in the related literature were used as a comparison basis to the UTD algorithm. Many cases of 2D environments with perfect conducting obstacles were analyzed. The UTD electric and magnetic fields, when compared to the ones predicted by the MoM, showed insignificant disagreements. Besides, it was calculated the path loss (dB) for two *quasi-3D* cases, considering obstacles with finite conductivity, where the results were compared to published measurements. The case that presented better result showed disagreements of 10 dB at most, in certain regions.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Motivação e justificativa do trabalho	1
1.2	Revisão Bibliográfica	4
1.3	Estrutura da Dissertação	7
2	Traçado de raios	9
2.1	Introdução	9
2.2	Modelo do Ambiente Associado ao Canal Rádio	11
2.3	Raios Refletidos	15
2.3.1	Teoria das Imagens <i>versus</i> Método da Força Bruta	16
2.3.2	Teoria das Imagens	19
2.3.3	Técnica para redução do número de imagens	26
2.3.4	Determinação de Possíveis Obstruções da Trajetória	28
2.4	Raios Difractados	32
2.5	Separação das Trajetórias em Classes	34
2.6	Conversão das trajetórias 2D para <i>quasi</i> -3D	39
3	Avaliação Assintótica do Campo Eletromagnético Através da UTD	42
3.1	Introdução	42

3.2	Principais Mecanismos de Propagação	45
3.2.1	Reflexão	46
3.2.2	Difração	49
3.3	Óptica Geométrica	51
3.3.1	Campo Direto	52
3.3.2	Campo Refletido	54
3.4	Teoria Uniforme da Difração	56
3.4.1	Formulação da UTD	58
3.4.2	Coefficientes de Difração da UTD para a Cunha	61
3.4.3	Comportamento da Difração no Entorno das Fronteiras de Sombra	66
3.4.4	Casos Particulares dos Coefficientes de Difração	69
3.5	Procedimento para o Cálculo do Campo Espalhado	71
3.5.1	Formulação	71
3.5.2	Raios de Curvatura	74
3.6	Consideração da Reflexão no Solo para o caso <i>quasi</i> -3D	76
4	Implementação Numérica do Algoritmo e Resultados	78
4.1	Introdução	78
4.2	Algoritmo	79
4.3	Resultados Numéricos	82
4.3.1	Cunha Condutora Elétrica Perfeita	83
4.3.2	Efeitos da Dupla Difração em Arestas Consecutivas So- bre o Mesmo Obstáculo	85
4.3.3	Análise de um Enlace Radioelétrico Prático	94
4.3.4	Exemplos do algoritmo implementado	99

5	Conclusão	107
5.1	Propostas de Continuidade	110
A		119
A.1	Determinação das Imagens	119
A.2	Teste de Interseção	122
A.3	Região de Iluminação	125

Definição de Siglas

- EFIE=Equação Integral do Campo Elétrico (*Electric Field Integral Equation*).
- FSI=Fronteira de Sombra de Incidência.
- FSR=Fronteira de Sombra de Reflexão.
- GO=Óptica Geométrica (*Geometrical Optics*).
- GTD=Teoria Geométrica da Difração (*Geometrical Theory of Diffraction*).
- IT=Teoria das Imagens (*Image Theory*).
- MFIE=Equação Integral do Campo Magnético (*Magnetic Field Integral Equation*).
- MoM=Método dos Momentos (*Moment Method*).
- SBR=Método da força bruta (*Shooting and Bouncing Ray*).
- SVP=Partição Volumétrica Espacial (*Space Volumetric Partition*).
- TE=Transverso elétrico.
- TEM=Transverso eletromagnético.
- TM=Transverso magnético.
- UTD=Teoria Uniforme da Difração (*Uniform Theory of Diffraction*).
- VHF=Freqüência muito alta (*Very High Frequency*).

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação e justificativa do trabalho

Este trabalho tem como objetivo a implementação computacional de um modelo de predição de cobertura radioelétrica baseado em técnicas assintóticas. O modelo utiliza a Ótica Geométrica (GO - *Geometrical Optics*) e a Teoria Uniforme da Difração (UTD - *Uniform Theory of Diffraction*), que são técnicas assintóticas que permitem determinar o campo espalhado rastreando-o através de trajetórias entre transmissor e receptor. Estas trajetórias serão determinadas através de um algoritmo de traçado de raios bidimensional, podendo ser adaptado para considerar também reflexões no solo (*quasi-3D*).

A principal justificativa para se fazer uma predição de cobertura radioelétrica é minimizar o custo de planejamento e implementação de um sistema rádio. Ao se fazer predições de cobertura confiáveis, diminui-se consideravelmente o número de medições a serem feitas no local de interesse e, com isso, o tempo e o custo de projeto de tais sistemas. As técnicas para predição de cobertura de sistemas rádio vêm sendo intensamente estudadas

nas últimas quatro décadas, fornecendo diversos modelos de propagação [1]–[10]. Estes podem ser agrupados em duas grandes categorias: simulação e predição.

Tradicionalmente, os modelos de simulação (empíricos e semi-empíricos) têm sido preferidos para as comunicações em ambientes rurais e urbanos [1]–[5]. Nesses métodos, dados específicos de cada ambiente são considerados somente de forma estatística (altura média dos edifícios, largura média das ruas, etc.). Além disso, inúmeras medições são realizadas para se caracterizar melhor um ambiente específico. Com isso, faz-se uma tentativa para se criar um modelo estatístico com base nos dados medidos. Esta abordagem é muito útil e faz predições razoavelmente boas, especialmente quando as antenas transmissoras estão localizadas em posições elevadas em relação ao ambiente analisado, fazendo com que o receptor esteja bloqueado pela maior parte dos obstáculos, obviamente se a altura deste for menor que as dos obstáculos em questão [4]. No entanto, as técnicas de simulação apresentam algumas limitações. Dentre elas, podemos citar o fato de que um certo modelo, obtido em um ambiente específico, nem sempre funciona de forma adequada para ambientes diversos, e, assim, novas medições precisam ser realizadas para os devidos ajustes. Outra limitação se deve à crescente demanda por comunicações móveis e a limitação do espectro de frequência, gerando problemas quanto à capacidade de usuários que os sistemas suportam. Por exemplo, uma das técnicas utilizadas para se melhorar a eficiência de sistemas móveis celulares é o uso de células menores (micro e picocélulas), fornecendo, assim, um maior número de canais por unidade de área de cobertura. A adoção de micro e picocélulas para se obter um melhor desempenho destes sistemas faz com que a altura relativa da antena transmissora seja baixa em relação aos obstáculos do ambiente em questão. Como o número de obstáculos blo-

quando a antena receptora é menor, as suposições estatísticas feitas pelos modelos empíricos não são mais satisfatórias no planejamento de microcélulas, onde o conhecimento da cobertura do sinal de rádio deve ser o mais preciso possível. Isso vem restringindo o uso dos modelos comprovadamente eficientes na predição de cobertura em macrocélulas e ambientes rurais, como, por exemplo o modelo de Hata [5].

As limitações dos modelos de simulação provocaram um maior interesse no uso dos modelos de predição (técnicas determinísticas) de cobertura em micro e picocélulas. Além disso, o emprego de sistemas de comunicação digital de alta velocidade trouxe novas exigências aos modelos de propagação para o planejamento dos sistemas radioelétricos em ambientes urbanos. Ou seja, para garantir um funcionamento adequado destes tipos de sistemas, a predição de cobertura deve ser a mais precisa possível. Os modelos de predição apresentam resultados bastante satisfatórios, sem a necessidade de várias medições locais para ajuste do modelo [9]–[40]. Isso é feito através de uma descrição do ambiente como dado de entrada para o modelo. Em conjunto com bases de dados digitalizados de perfis de terrenos e prédios, fornece-se também um modelo que avalie analiticamente as características de propagação. Dentre estes modelos, destacamos as técnicas assintóticas (por exemplo, GO e UTD) [11]–[37] e os métodos numéricos (por exemplo, aqueles baseados em equações integrais) [37]–[40]. Estes modelos permitem se resolver de maneira aceitável problemas eletromagnéticos para frequências relativamente altas, para os quais a solução exata das equações de Maxwell como problemas de valor de contorno são pouco práticas.

Os métodos numéricos das Equações Integrais do Campo Elétrico (EFIE - *Electric Field Integral Equation*) e do Campo Magnético (MFIE - *Magnetic Field Integral Equation*) geralmente são resolvidos pelo Método dos Momen-

tos (MoM) [41]. Este método apresenta resultados bastante precisos [37]–[40]. No entanto, esta técnica tem tratamento pouco prático se for utilizada em grandes cenários, onde as dimensões típicas dos obstáculos em função do comprimento de onda são elevadas, como é o caso de sistemas de comunicação móvel em ambientes urbanos.

Já a abordagem assintótica é uma técnica aproximada que se torna mais precisa à medida que a frequência aumenta. Estes modelos assintóticos sofrem de algumas restrições, principalmente ao se considerar o meio de propagação como sendo homogêneo, e por não se saber com exatidão as características elétricas e geométricas do terreno e dos obstáculos do ambiente analisado. No entanto, resultados obtidos de métodos como a UTD, quando comparados com medições, indicam uma enorme precisão [17]–[23]. Com isto e com o fato de que a utilização de técnicas assintóticas acelera o processo de predição de cobertura em relação aos métodos de solução numérica, nesta dissertação optou-se por desenvolver um modelo de predição de cobertura que utiliza as técnicas assintóticas GO e UTD.

1.2 Revisão Bibliográfica

Nesta seção será feita uma breve revisão bibliográfica com as principais referências utilizadas como consulta no desenvolvimento deste trabalho.

Para uma melhor compreensão do contexto em que o presente trabalho está inserido o leitor deve consultar as Refs. [1]–[10]. Nelas são apresentados conceitos e exemplos relativos à predição de cobertura radioelétrica em diversos ambientes. Além disso, são apresentados diversos modelos de propagação empíricos e semi-empíricos. Além da descrição dos principais mecanismos de propagação associados aos vários modelos, são apresentados também diver-

Exemplos, ilustrando não só o funcionamento destes modelos mas também comparando-os com medições em ambientes reais. As Refs. [1]–[3] e [6] tratam do conceito de sistemas móveis celulares, macro, micro e picocélulas, ambientes *outdoor* e *indoor*, além de conceitos relativos ao planejamento deste tipo de sistema e, conseqüentemente, da importância de se fazer previsão de cobertura. Na Ref. [10] é feita uma análise do desempenho de alguns modelos de propagação teóricos.

Aplicações envolvendo previsão de cobertura através do traçado de raios e da UTD são apresentadas nas Refs. [11]–[36]. As Refs. [11]–[27] abordam o problema do traçado de raios através do método da força bruta, ou SBR (*Shooting and Bouncing Ray*). Esta técnica rastreia raios utilizando um método semelhante ao usado em computação para síntese de imagens, cujos procedimentos são apresentados nas Refs. [42] e [43]. Nestes procedimentos diversos raios são lançados a partir do transmissor; o progresso de cada um destes raios é acompanhado até que eles atinjam o receptor, levando-se em conta a interação destes com o ambiente em questão. Já as Refs. [28]–[36] abordam o problema de rastreamento de raios através de técnicas baseadas na Teoria das Imagens (IT - *Image Theory*). As Refs. [11]–[36], além de apresentarem técnicas diversas de traçado de raios, apresentam também métodos para se realizar este traçado de raios de forma eficiente. Ou seja, são apresentadas diversas técnicas de aceleração com o intuito de se evitar o cálculo de trajetórias que não irão efetivamente contribuir na avaliação do campo espalhado em uma dada região.

As Refs. [11]–[36], além de realizarem previsão do campo recebido através de técnicas assintóticas (GO e UTD), apresentam comparações dos resultados obtidos com medições em ambientes reais. Além disso, algumas dessas referências, juntamente com a Ref. [44], apresentam comparações da UTD

com outros métodos de predição de cobertura, trazendo exemplos de alguns parâmetros que podem ser obtidos através do modelo de traçado de raios para a caracterização do canal rádio. Os resultados das medições utilizadas como solução de referência nesta dissertação, para comparação dos resultados gerados pelo programa implementado são apresentadas em [45].

Os conceitos utilizados neste trabalho para predição de cobertura, ou seja, os conceitos relativos à técnica assintótica UTD, baseada em traçado de raios, são apresentados nas Refs. [46]–[51]. Em [46] são apresentados os princípios da GO. Em [47] é apresentada a utilização de raios na descrição de fenômenos eletromagnéticos. Em [48] é apresentada a Teoria Geométrica da Difração (GTD - *Geometrical Theory of Diffraction*), proposta por Joseph B. Keller. A GTD foi um método no qual o fenômeno da difração pôde ser interpretado e modelado através de parâmetros geométricos. Keller apresentou os raios difratados se comportando como raios da GO, a partir do momento que eles partem da borda onde raios incidentes sofreram difração. O campo calculado pela GTD, no entanto, não é uniforme ao longo de todo o espaço: nas fronteiras de sombra ele tende abruptamente para infinito, o que não acontece fisicamente. Na Ref. [50], Robert G. Kouyoumjian e Prabhakar H. Pathak apresentaram a UTD, que foi formulada a partir da GTD. A UTD introduziu uma modificação nos coeficientes de difração propostos por Keller, de forma que a nova solução seja contínua através das regiões de transição, onde a GTD falha. A Ref. [51] apresenta de forma didática e com exemplos as teorias da GO, GTD e UTD.

Variações dos coeficientes de difração da UTD apresentados nas Refs. [50] e [51] são apresentados nas Refs. [52]–[54]. Estes coeficientes são utilizados nos casos onde os coeficientes da UTD falham, ou seja, quando o segundo ponto de difração está na região de transição da fonte em questão, onde o

campo da UTD deixa de ser óptico. Este assunto não será abordado na presente dissertação, ficando como recomendação para trabalhos futuros.

Finalmente, as Refs. [41] e [55] apresentam diversos conceitos de teoria eletromagnética e de antenas, importantes no presente estudo.

1.3 Estrutura da Dissertação

Nesta dissertação serão apresentados os conceitos e técnicas utilizadas na implementação de um algoritmo para predição de cobertura radioelétrica baseado em traçado de raios. Serão apresentadas também a GO e a UTD, que são as técnicas assintóticas utilizadas no cálculo do campo espalhado. Além da descrição dos procedimentos e da formulação relativos à determinação das trajetórias de múltiplas reflexões e difrações, com as consequentes contribuições para o campo total, serão apresentados diversos resultados gerados pelo programa, a serem comparados com outros métodos de cálculo de campo e com medições apresentadas na literatura.

No Capítulo 2 serão apresentadas as técnicas utilizadas para se realizar o traçado de raios. Primeiramente, será apresentado o modelamento do ambiente onde se realizará a predição de cobertura. Em seguida, serão descritos os procedimentos utilizados na determinação das múltiplas reflexões através do Método das Imagens. Além disso, serão também descritas duas técnicas de aceleração do traçado dos raios refletidos: uma envolvendo a redução do número de imagens e outra sobre a diminuição do número de Testes de Obstrução das trajetórias. Serão descritos também os procedimentos para a determinação dos raios difratados. A formação das trajetórias completas entre transmissor e receptor, com múltiplas reflexões e difrações, serão apresentadas através da definição das diferentes classes de raios: transmissor-

receptor ($T - R$), transmissor-ponto de difração ($T - D$), ponto de difração-ponto de difração ($D - D$) e ponto de difração-receptor ($D - R$). Essa divisão dos raios em classes distintas faz com que trechos das trajetórias que aparecem diversas vezes, inclusive para receptores distintos (em um mesmo ambiente e para um mesmo transmissor), não precisem ser recalculados. Por fim, será apresentado um procedimento para conversão das trajetórias no espaço bidimensional (2D) em trajetórias em um espaço *quasi*-tridimensional, já que as técnicas de traçado de raios foram implementadas assumindo-se ambientes bidimensionais.

No Capítulo 3, primeiramente será feita uma breve descrição dos mecanismos de propagação no canal rádio considerados no presente trabalho. Em seguida, será apresentada a formulação da GO, utilizada para descrever os campos associados aos raios direto e refletidos, e da UTD, para os campos associados aos raios difratados.

O Capítulo 4 apresenta uma descrição do funcionamento do algoritmo implementado para realizar o traçado de raios e o cálculo do campo eletromagnético através da GO e da UTD. Também serão apresentados alguns exemplos do funcionamento do programa, mostrando tanto o traçado de raios quanto a predição de cobertura. Em seguida, serão apresentados alguns casos a serem comparados com resultados obtidos através do Método dos Momentos e com medições apresentadas na literatura.

O Capítulo 5 apresenta a conclusão do trabalho e traz, também, algumas propostas de continuidade. Finalmente, é apresentado um apêndice com as implementações numéricas de algumas das técnicas de traçado de raios descritas no Capítulo 2.

Capítulo 2

Traçado de raios

2.1 Introdução

Um raio em óptica é a idealização de um feixe de luz muito estreito. Raios ópticos são definidos como: “curvas tangentes à direção de propagação (vetor raio), onde o transporte de energia ocorre ao longo de sua trajetória” [51]. Em meios homogêneos, as trajetórias destes raios são linhas retas ao longo das quais a energia eletromagnética se propaga. Nesta dissertação restringiu-se a abordagem a meios lineares, homogêneos, isotrópicos e sem dispersão, o que é adequado para o estudo da propagação de ondas eletromagnéticas em faixas de frequência a partir de VHF [4].

Como dito no Capítulo 1, o conceito de raios pode ser usado para se determinar soluções assintóticas das equações de Maxwell. Ou seja, calcular o campo eletromagnético em frequências relativamente altas, rastreando-o ao longo de raios. A Óptica Geométrica (GO - *Geometric Optics*) e a Teoria Uniforme da Difração (UTD - *Uniform Theory of Diffraction*) são exemplos de métodos assintóticos para o cálculo do campo eletromagnético resultante em um certo ponto de observação (receptor). A GO será aqui utilizada na

determinação dos campos incidentes e refletidos, enquanto que a UTD será utilizada na determinação dos campos difratados [50]–[51].

De acordo com essas duas teorias (GO e UTD), o primeiro passo para se calcular o campo espalhado, proveniente de uma dada fonte, é a determinação geométrica das trajetórias dos raios que partem desta fonte até o receptor, ou seja, a realização do traçado de raios. Através do traçado de raios será feita a identificação dos diversos mecanismos de propagação, representados pelos multipercursos originados na antena transmissora e que chegam até a antena receptora. Estes multipercursos representam, então, a interação eletromagnética do campo radiado com os obstáculos do ambiente externo às antenas.

Neste capítulo serão apresentadas as técnicas utilizadas no traçado de raios. O algoritmo de traçado de raios identificará as trajetórias dos raios direto, refletidos e difratados que se propagam pelo ambiente com obstáculos, cujas superfícies serão supostas condutoras. Os efeitos da refração não serão considerados neste trabalho, ficando como sugestão para trabalhos futuros.

Inicialmente será feita uma descrição do ambiente externo às antenas, ou seja, como a região de cobertura radioelétrica será modelada. Em seguida, serão descritos os métodos utilizados para o traçado dos raios refletidos, com número arbitrário de reflexões. Os procedimentos necessários para se determinar as trajetórias dos raios refletidos envolvem o Método das Imagens [28]–[36] e os Testes de Interseção e de Obstrução [42]. Além disso, serão também descritas duas técnicas de aceleração no traçado dos raios refletidos: uma envolve a redução do número de imagens a serem calculadas e armazenadas [28], [33], e a outra permite a diminuição do número total de Testes de Obstrução a serem realizados [24]. Em seguida, serão descritos os procedimentos para a determinação dos raios difratados. Todas estas técnicas foram implemen-

tadas para ambientes bidimensionais. Para que se possa considerar também reflexões no solo, além das reflexões nos obstáculos, será apresentado um procedimento para a conversão das trajetórias no espaço bidimensional (2D) em trajetórias no espaço *quasi*-tridimensional [35], cuja aplicabilidade depende da geometria do ambiente.

2.2 Modelo do Ambiente Associado ao Canal Rádio

A descrição do ambiente onde se deseja realizar a predição dos níveis de potência na cobertura propiciada por uma antena se dará através de um modelo aproximado. Isto porque ambientes práticos são extremamente complexos, inviabilizando uma análise numérica (ou assintótica) exata (do ponto de vista numérico). Na realidade, a predição exata é virtualmente impossível dado o caráter dinâmico do ambiente. Logo, o modelo de caracterização do canal rádio deve ser suficiente para predições de valores médios do nível de potência e demais parâmetros necessários para cálculos estatísticos precisos.

No caso de um ambiente urbano, esta simplificação na descrição de um ambiente real pode ser feita através de uma representação dos obstáculos em termos de poliedros. Geralmente, em uma representação tridimensional (3D) de um ambiente urbano, as paredes dos obstáculos podem ser definidas como faces planas em forma de polígonos, onde um obstáculo é formado por diversas faces verticais e uma horizontal, para representar o topo do obstáculo, gerando arestas verticais e horizontais, como mostrado na Fig. 2.1. Uma descrição mais simplificada ainda, e que será útil no presente trabalho, pode ser feita através de uma representação bidimensional (2D) do cenário a ser analisado. Nesse caso, os obstáculos do ambiente externo podem ser repre-

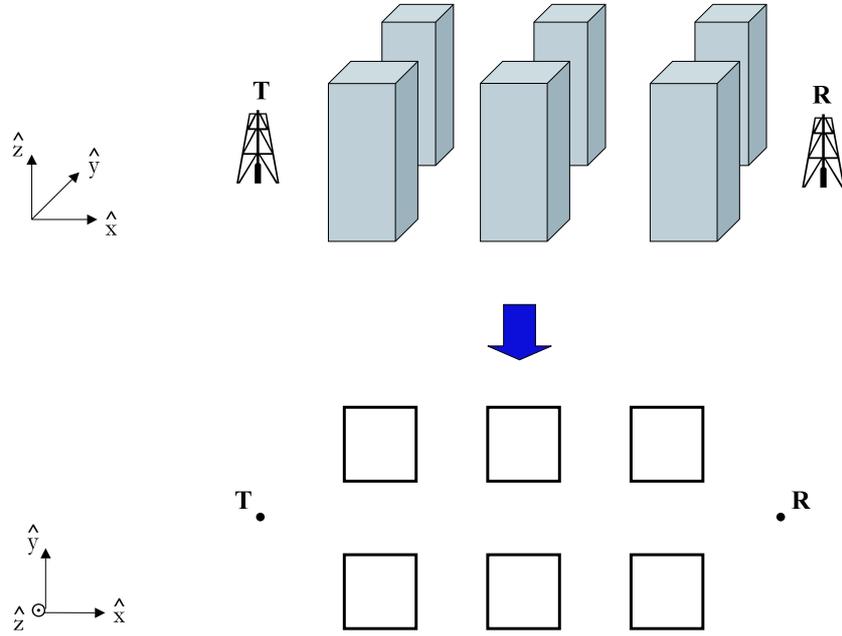


Figura 2.1: Representação 2D de um ambiente: corte horizontal.

sentados através de cilindros infinitos de seção reta arbitrária com arestas paralelas entre si, onde o ambiente é representado através de um corte horizontal, como ilustra a Fig. 2.1. Além disso, uma descrição 2D do ambiente serve para modelar também representações do terreno ao longo do plano de incidência em enlaces envolvendo grandes distâncias (Fig 2.2), desde que o elipsóide de Fresnel seja suficientemente estreito para não sofrer obstruções laterais apreciáveis [1].

Quando simplificamos uma representação 3D do ambiente para uma 2D, os obstáculos (poliedros) passam a ser representados por polígonos, as faces dos obstáculos se reduzem a segmentos e as arestas são representadas pelas junções entre os segmentos (pontos), como mostra a Fig. 2.3. De acordo com esta figura, as faces a e b do obstáculo são representadas pelos segmentos \overline{S}_a e \overline{S}_b , respectivamente; o ponto 1 representa a aresta 1, e assim por diante.

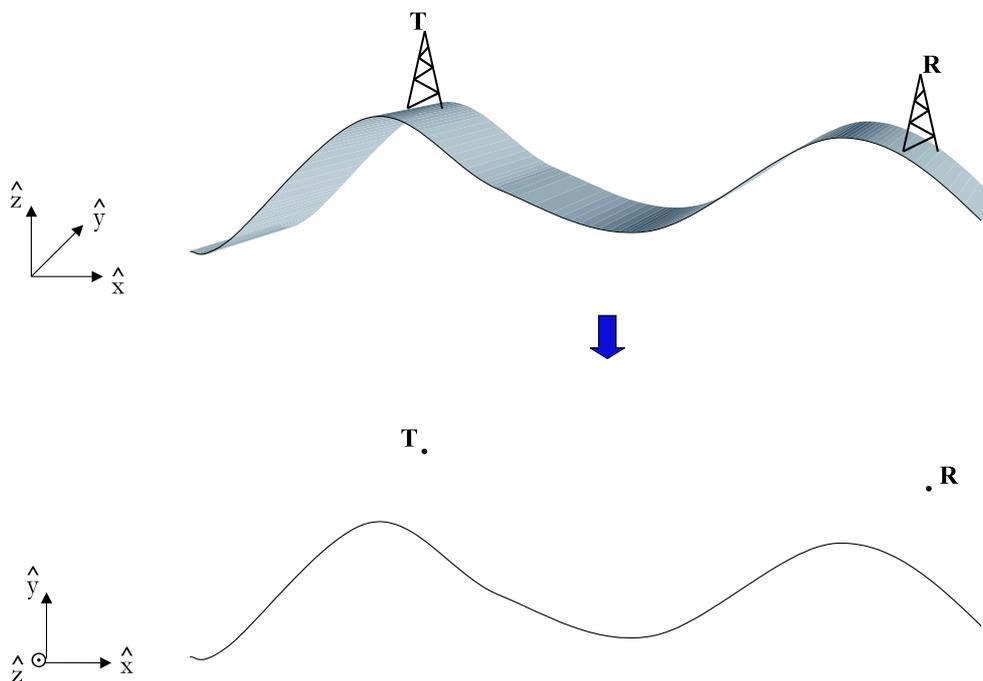


Figura 2.2: Representação 2D de um ambiente: corte vertical.

No presente trabalho, adotou-se uma representação *quasi*-3D para o modelamento do ambiente [35]. Neste modelo, as alturas das antenas são assumidas muito menores do que as alturas dos obstáculos, de forma que difrações e reflexões nos topos dos obstáculos tenham efeitos desprezíveis. O solo é assumido plano, de tal modo que as arestas verticais dos obstáculos sejam todas perpendiculares ao solo, e, conseqüentemente, paralelas entre si. Nestas condições, o modelo *quasi*-3D considera a reflexão no solo simplesmente aplicando-se o conceito de imagem no receptor (ou transmissor). A consequência é que as trajetórias aparecerão sempre aos pares (um caso com e o outro sem reflexão no solo). Além disso, as trajetórias de um dado par possuirão a mesma projeção no plano do solo. Conseqüentemente, as trajetórias serão inicialmente determinadas através do modelo 2D apresentado anterior-

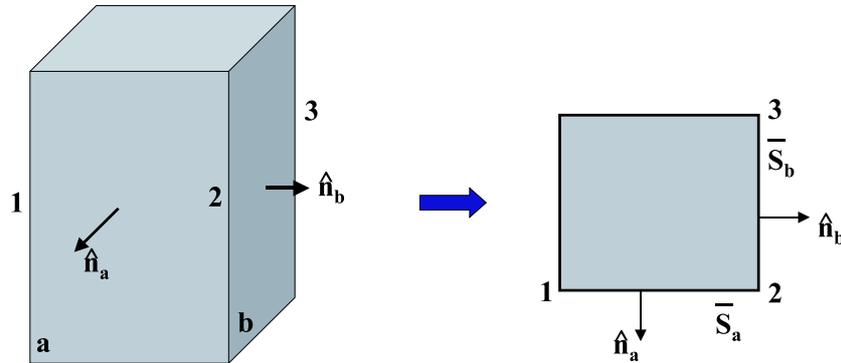


Figura 2.3: Representação 2D de um obstáculo 3D.

mente (Fig. 2.1), assumindo transmissor e receptor com as mesmas alturas. Em seguida, cada trajetória 2D dará origem a duas 3D, onde uma delas refere-se à reflexão no solo. O procedimento será detalhado na Seção 2.6.

O modelo *quasi*-3D pode ser usado sem perda significativa na precisão dos resultados gerados (em relação ao modelo 3D) para um ambiente *outdoor* onde as alturas das antenas são menores que as alturas dos obstáculos [28], [29]. No entanto, se o transmissor ou o receptor estiver na mesma altura ou acima do topo dos obstáculos, o ideal seria representar o cenário através de um ambiente 3D. Uma representação 3D do cenário em questão também é necessária no caso de ambientes *indoor*, pois a maior parte dos obstáculos deste tipo de ambiente (por exemplo, móveis, armários, etc.) têm alturas baixas em relação às alturas das antenas, e também porque ocorre a reflexão no teto.

2.3 Raios Refletidos

Como mencionado anteriormente, o primeiro passo para se achar a solução assintótica do campo em uma região através da GO e da UTD é realizar o traçado de raios (direto, refletidos e difratados). Um certo receptor é considerado iluminado por um raio direto se existe uma trajetória (raio) desobstruída direta entre o transmissor e esse receptor, o que não será aqui abordado em detalhes dada a simplicidade inerente.

As trajetórias dos raios refletidos, por definição, são determinadas através da aplicação da lei de Snell para a reflexão do raio incidente sobre uma face arbitrária, entre as diversas que definem os contornos dos obstáculos. A lei de Snell para a reflexão, doravante denominada Lei da Reflexão por simplicidade, determina que o ângulo de incidência seja igual ao ângulo de reflexão. Na prática, o problema é a determinação dos pontos de reflexão, tendo em vista a Lei da Reflexão. Uma vez identificada a localização destes pontos de reflexão, a determinação das trajetórias dos raios envolvidos é tão simples quanto a do raio direto, bastando atentar para possíveis obstruções causadas pelas outras faces dos obstáculos.

Para a ilustração da Lei da Reflexão, e aproveitando para inicializar a simbologia a ser utilizada neste capítulo, consideremos a Fig. 2.4. Nela estamos ilustrando o caso simplificado de uma única reflexão na trajetória entre o transmissor (ponto T) e o receptor (R). O raio atinge o segmento \bar{S} no ponto de reflexão Q com ângulo de incidência (que é igual ao ângulo de reflexão) θ_i . Com isso, temos definidas as trajetórias dos raios incidente (\overline{TQ}) e refletido (\overline{QR}).

Como mencionado na Seção 2.2, o segmento \bar{S} representa a face do obstáculo na descrição 2D do ambiente. Consequentemente, \bar{S} possui um “lado” onde a reflexão ocorre, que é o lado que representa a face externa do ob-

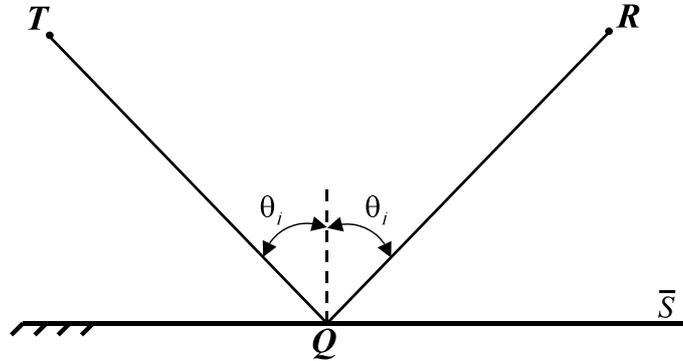


Figura 2.4: Ilustração da Lei da Reflexão.

stáculo. No outro lado do segmento, que representa a face interna do obstáculo, a reflexão não é possível. O teste para verificar se um raio está refletindo do lado “correto” do segmento é discutido no Apêndice A.1.

A localização dos pontos de reflexão, de acordo com a Lei da Reflexão, é feita pelas técnicas que serão apresentadas a seguir.

2.3.1 Teoria das Imagens *versus* Método da Força Bruta

Existem basicamente duas abordagens para se realizar o traçado de raios através do canal rádio: uma baseada na Teoria das Imagens (IT - *Image Theory*) [28]–[36] e outra na técnica SBR (*Shooting-and-Bouncing Ray*), também conhecida como Método da Força Bruta (*Brute Force*) [11]–[27].

O algoritmo de traçado de raios baseado na SBR é uma abordagem relativamente simples para o problema de propagação por multipercursos: diversos raios são lançados a partir do transmissor, com separação angular uniforme; o progresso de cada um desses raios é acompanhado enquanto eles percorrem o ambiente, até que eles atinjam as proximidades do receptor, ou que per-

cam potência suficiente para se tornarem desprezíveis. O tempo, a direção de chegada, a amplitude e a fase de cada raio são armazenados para posteriormente se fazer o cálculo do campo no receptor. Porém, a SBR é uma técnica aproximada, já que a recepção dos raios não é feita de forma precisa. No método SBR um raio só é considerado se ele atinge uma região esférica centrada no ponto de recepção. Essa região é chamada de esfera de recepção e o diâmetro dessa esfera é definido levando-se em conta alguns parâmetros como a distância percorrida pelos raios, a separação angular entre dois raios lançados adjacentes e a abertura efetiva da antena receptora [12]. Assim, na técnica SBR é necessário que o receptor tenha um tamanho finito, ou seja, que sua área seja definida através da esfera de recepção e não somente pelo ponto de recepção. Consequentemente, a técnica SBR apresenta algumas desvantagens:

- muitos raios que não chegarão a contribuir para o cálculo do campo no receptor devem ser lançados e acompanhados;
- é muito difícil incluir os efeitos da difração nesta técnica. Isto se deve ao fato de que um raio (trajetória) incidente em uma aresta, ao sofrer difração, é espalhado. Como nesta técnica cada raio deve ser acompanhado individualmente enquanto percorre o ambiente, após a difração, além de se ter que acompanhar o raio incidente, ter-se-á que se rastrear também os diversos raios difratados. Com isso, o conjunto discreto de raios que são lançados no início do processo de busca das trajetórias entre transmissor e receptor cresce enormemente ao se considerar o efeito da difração.
- Dada a discretização dos raios lançados, nem todas as possíveis difrações são consideradas.

- A precisão do resultado final depende do número de raios lançados (quanto menos raios, maior será a imprecisão).
- A precisão do método também é afetada pelo diâmetro da esfera de recepção: se a área do receptor for muito pequena, o algoritmo pode não identificar todas as trajetórias possíveis; porém, se ela for muito grande as contribuições podem ser duplicadas [42]. Isso ocorre devido à separação angular entre raios adjacentes. Uma esfera com diâmetro muito pequeno computa poucas contribuições, enquanto que uma esfera com diâmetro de recepção muito grande pode computar duas ou mais contribuições envolvendo o mesmo fenômeno. Esta última desvantagem, no entanto, vem sendo superada através da utilização de um esquema híbrido que utiliza conjuntamente a técnica SBR e a IT [31].

A técnica IT é mais rigorosa do que a SBR na medida em que é capaz de determinar rigorosamente todas as componentes de multipercorso, inclusive os raios difratados, sem redundância. A IT utiliza imagens ópticas do transmissor, considerando as superfícies como sendo refletoras. O transmissor é refletido através dos vários obstáculos para se encontrar todos os caminhos ópticos até o receptor. Como a IT é uma técnica analítica (e não aproximada, como a SBR), o receptor é assumido em um certo ponto, de forma que os percursos não são duplicados nem perdidos. A distância percorrida e a direção de cada percurso são, então, utilizadas para se calcular a amplitude, fase, retardo e direção de chegada da componente do campo eletromagnético associada ao raio em questão.

A técnica IT tem a vantagem de permitir a adição dos efeitos da difração ao modelo de propagação de maneira relativamente simples, aumentando a utilidade da técnica. Outra vantagem é que o número de raios gerados pela IT é menor, diminuindo-se assim o número de cálculos envolvidos.

Uma desvantagem da IT diz respeito ao número de imagens (fontes virtuais) que devem ser calculadas e armazenadas, especialmente quando diversas componentes multipercurso (incluindo reflexões e difrações) são necessárias para caracterizar o canal rádio. O número de imagens também aumenta na medida que o número de segmentos, ou seja, faces necessárias para se caracterizar o ambiente, cresce. Além disso, a existência de uma imagem não implica na existência de uma trajetória válida. Com isso, técnicas para se reduzir o número de imagens calculadas desnecessariamente devem ser aplicadas para que o método funcione de forma eficiente.

Neste trabalho optou-se pela adoção da técnica IT para se fazer o traçado de raios, já que a maioria dos métodos de otimização de programas de traçado de raios envolve a redução do número de percursos gerados. Além disso, a IT facilita a inclusão dos efeitos difrativos, importantes na predição do sinal em ambientes urbanos [21]. A inclusão dos pontos de difração será discutida na Seção 2.4.

2.3.2 Teoria das Imagens

Nesta seção será descrita a implementação da Teoria das Imagens (IT) e como tais imagens são armazenadas e utilizadas na determinação dos pontos de reflexão. Na Seção 2.3.3, será descrita uma técnica de aceleração para este método, que permite a redução do número de imagens a serem consideradas.

Basicamente, a IT calcula as imagens de um dado ponto T (o transmissor) geradas pelas diversas faces que compõem os obstáculos. Em seguida, cada uma dessas diversas imagens (também denominadas fontes virtuais) passa por um processo semelhante ao do ponto original T . Ou seja, as imagens determinadas na iteração anterior são utilizadas como novas fontes para a iteração atual. O processo é sucessivamente aplicado a todas as fontes virtu-

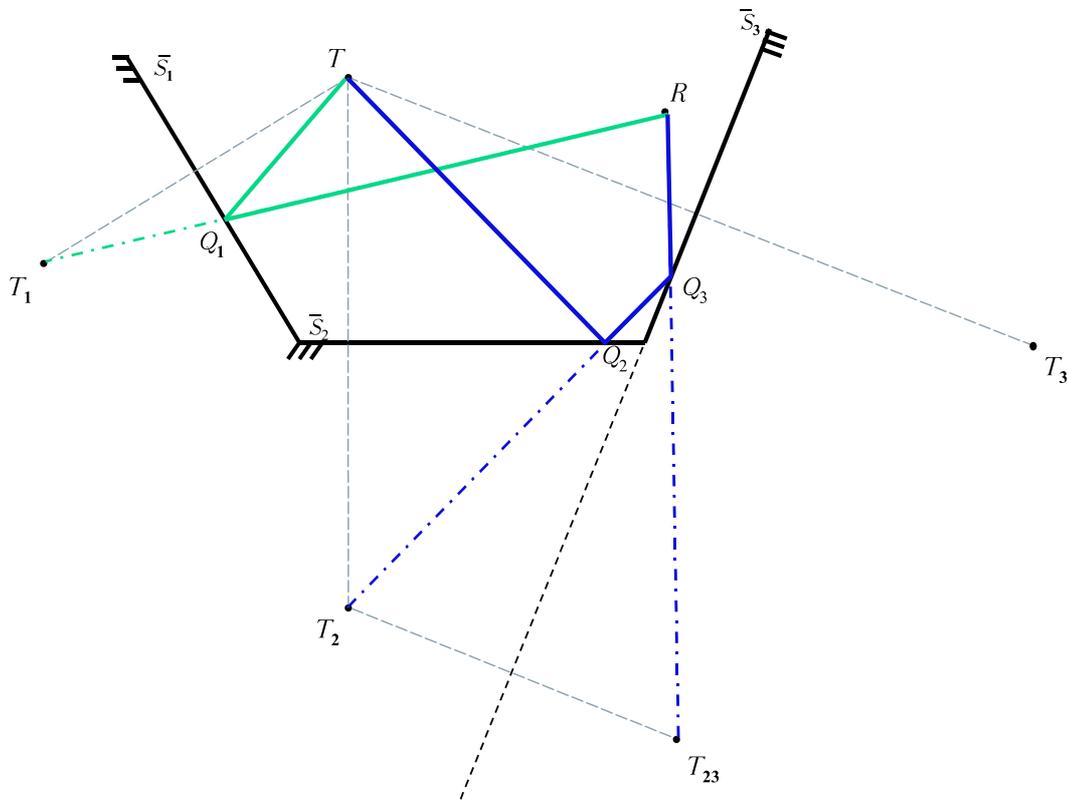


Figura 2.5: Definição das imagens.

ais (imagens) até um determinado número de níveis, dependente do número máximo de reflexões a ser considerado.

Para a ilustração simplificada do processo de determinação sucessiva das imagens e sua utilização na definição das trajetórias dos raios refletidos, consideremos a Fig. 2.5. Tal figura apresenta algumas imagens resultantes do transmissor T , situado em um perfil representado pelos três segmentos \bar{S}_1 , \bar{S}_2 e \bar{S}_3 . Para determinarmos as trajetórias dos raios refletidos que atingem o receptor R , devemos primeiramente determinar as imagens de primeira ordem do transmissor, T_i , onde, na Fig. 2.5, $i = 1, 2, 3$. Ou seja, T_1 representa a imagem de T em relação a \bar{S}_1 , T_2 a imagem de T em relação a \bar{S}_2 , e assim

por diante. Para se determinar a trajetória que sofre uma única reflexão e exatamente em \overline{S}_1 , devemos ligar a imagem T_1 a R . O ponto de interseção entre essa reta e \overline{S}_1 determina a localização do ponto de reflexão (Q_1). Assim, definiu-se a trajetória do raio que parte de T , reflete em \overline{S}_1 e chega a R . Continuando o processo de definição das imagens, devemos agora determinar as imagens de segunda ordem do transmissor, ou seja, determinar as imagens T_{ij} de T_i , onde $j = 1, 2, 3$. Assim, T_{12} representa a imagem de T_1 em relação a \overline{S}_2 , T_{23} a imagem de T_2 em relação a \overline{S}_3 , e assim por diante. Note que não é possível termos $i = j$. T_{23} será utilizada para se determinar a trajetória do raio que sofre reflexão em \overline{S}_2 e posteriormente em \overline{S}_3 antes de atingir o receptor. De forma semelhante ao que foi feito para a trajetória que sofreu apenas uma reflexão, devemos ligar a imagem T_{23} a R . O ponto de interseção entre essa reta e \overline{S}_3 determina a localização do segundo ponto de reflexão (Q_3) ao longo da trajetória. Continuando esse processo até que se atinja T , devemos ligar a imagem T_2 (que gerou a imagem T_{23}) ao ponto de reflexão Q_3 , anteriormente determinado. O ponto de interseção entre essa reta e \overline{S}_2 determina a localização do primeiro ponto de reflexão (Q_2). Assim, definiu-se a trajetória do raio que parte de T , reflete em \overline{S}_2 , reflete em \overline{S}_3 e chega em R . Mais detalhes sobre a determinação das imagens e das trajetórias dos raios serão fornecidos ainda nesta seção e nos Apêndices A.1 e A.2.

As imagens sucessivas de T são ordenadas em um esquema do tipo árvore hierárquica, ilustrada na Fig. 2.6. A raiz da árvore é o transmissor (T). O próximo nível consiste das imagens de primeira ordem do transmissor, geradas pelas diversas faces dos obstáculos. O segundo nível consiste das imagens de segunda ordem (ou seja, as imagens das imagens de primeira ordem), e assim por diante. Cada fonte virtual é conectada à sua imagem

geradora (localizada no nível anterior) por um ramo, como mostra a figura. Os diversos índices (i, j, k, \dots) denotam as faces $(\bar{S}_i, \bar{S}_j, \bar{S}_k, \dots)$ que geraram as imagens. Note que índices idênticos nunca aparecem juntos, já que a face que gera uma certa imagem não pode gerar a imagem desta.

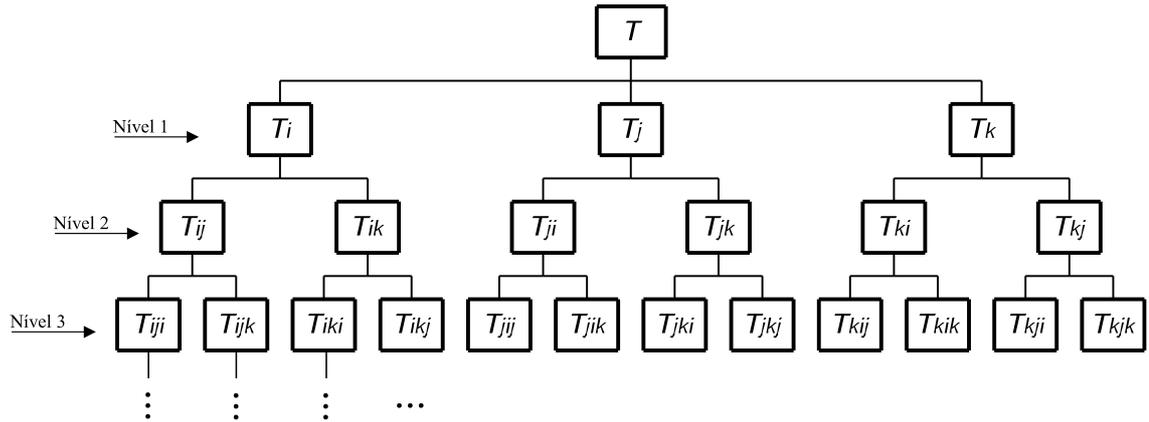


Figura 2.6: Árvore de imagens.

De uma forma mais geral, podemos descrever o funcionamento do método das imagens da seguinte forma: primeiramente, considera-se todas as faces externas \bar{S}_i dos obstáculos como potenciais refletores e então calcula-se todas as imagens T_i da fonte transmissora T , exceto nos casos onde a possível reflexão tiver que ocorrer do lado “opaco” de \bar{S}_i . Por sua vez, uma dada imagem T_i passa a ser considerada como uma fonte virtual, que irá gerar imagens de segunda ordem T_{ij} em relação às outras faces \bar{S}_j , onde obrigatoriamente $i \neq j$, e assim por diante. Se quisermos traçar raios com número máximo de reflexões igual a N_R , devemos calcular imagens até a N_R -ésima ordem (ou seja, construir a árvore de imagens até o nível N_R). A implementação numérica para o cálculo das imagens está descrita no Apêndice A.1.

Após a determinação de todas as imagens necessárias, devemos identificar os pontos de reflexão associados a uma dada trajetória. Seja a trajetória em

questão associada a $n \leq N_R$ reflexões. Logo, inicia-se o processo por uma imagem ($T_{...i}$) no nível n da árvore. Em seguida traçamos um segmento ligando tal imagem ao receptor R . A interseção deste segmento com \overline{S}_i (que gerou a imagem em questão) determina o último ponto de reflexão da trajetória (Q_n) antes de atingir R . Em seguida percorre-se a árvore um nível acima ($n - 1$) para a obtenção da próxima imagem ($T_{...j}$). Define-se então outro segmento unindo tal imagem ao ponto de reflexão obtido na etapa anterior (Q_n). A interseção entre este segmento e \overline{S}_j (que gerou a presente imagem) define o penúltimo ponto de reflexão da trajetória (Q_{n-1}). O processo é repetido percorrendo-se a árvore no sentido inverso até T e, conseqüentemente, determinando-se todos os n pontos de reflexão. Seja em que nível for, caso a interseção para a determinação do ponto de reflexão não se verifique, o processo é imediatamente interrompido (já que tal trajetória não é fisicamente possível) e o processo para a determinação de uma outra trajetória é inicializado.

O procedimento para se identificar os pontos de reflexão é feito para todas as imagens armazenadas na árvore. As imagens do primeiro nível poderão gerar raios com uma reflexão; as do segundo nível, raios com duas reflexões e assim por diante. Para ilustrar o processo de localização dos pontos de reflexão, considere a Fig. 2.7, que ilustra a determinação de uma trajetória com duas reflexões. Assumindo que todas as imagens já foram determinadas, primeiramente traçamos um segmento ligando o receptor R à imagem de segunda ordem T_{ij} (que é a imagem de T_i em relação a \overline{S}_j). Este segmento deve interceptar o segmento que deu origem a essa imagem de segunda ordem (\overline{S}_j). A interseção entre os dois segmentos ($\overline{T_{ij}R}$ e \overline{S}_j) localiza o ponto onde ocorrerá a segunda reflexão (Q_2). Para localizarmos o ponto onde ocorrerá a primeira reflexão (Q_1), traçamos um segmento ligando o ponto Q_2 à im-

agem de primeira ordem T_i . Este segmento deve necessariamente interceptar o segmento que deu origem a essa imagem (\overline{S}_i) para que a trajetória seja válida. Esta interseção localiza, então, o ponto onde ocorrerá a primeira reflexão (Q_1). Com isso, identificamos uma possível trajetória que sofre duas reflexões, percorrendo o seguinte trajeto: $T \rightarrow Q_1 \rightarrow Q_2 \rightarrow R$ (Fig. 2.7). Finalmente, para que a trajetória seja realmente válida, basta verificar se os segmentos $\overline{TQ_1}$, $\overline{Q_1Q_2}$ e $\overline{Q_2R}$ não são obstruídos pelos demais segmentos \overline{S}_k que representam as diversas faces dos obstáculos.

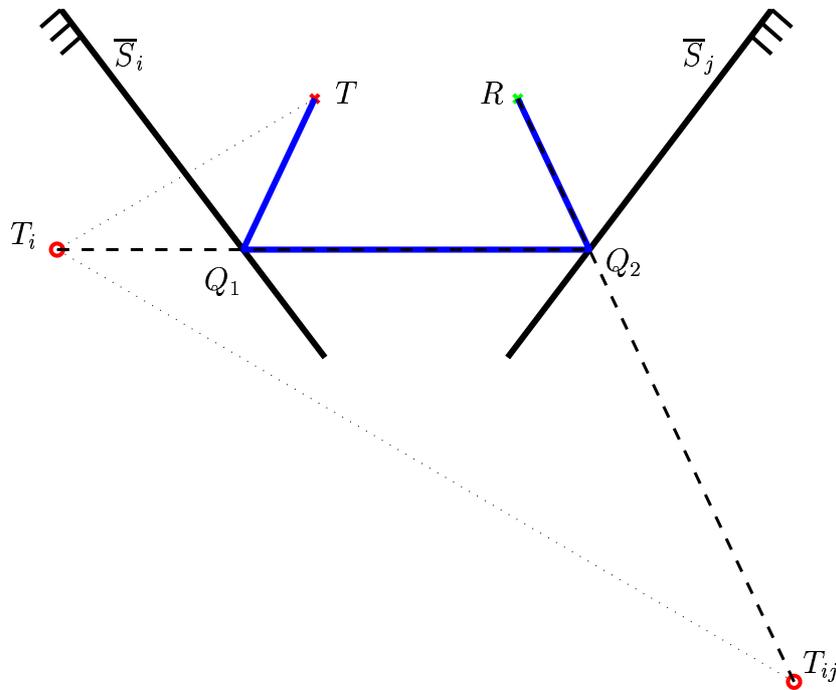


Figura 2.7: Identificação de pontos de reflexão através do Método das Imagens.

Pode-se perceber que os cálculos para se determinar os pontos de reflexão são feitos na ordem inversa: começa-se traçando os raios a partir do receptor até chegar ao transmissor. Da mesma forma, percorre-se a árvore de imagens

de baixo para cima. Assim, começa-se com as imagens nos níveis mais baixos e percorre-se a árvore até se alcançar o transmissor, como indicado na Fig. 2.8 para o caso apresentado na Fig. 2.7. Ou seja, o método das imagens é

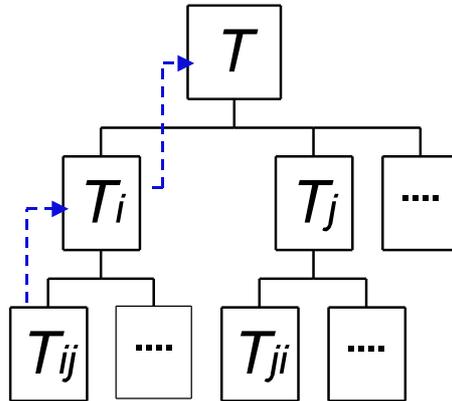


Figura 2.8: Caminho percorrido em uma árvore de imagens para a localização dos pontos de reflexão do caso apresentado pela Fig. 2.7.

intrinsecamente recursivo na medida em que ele utiliza as imagens e suas respectivas fontes na determinação das trajetórias.

Cada uma das imagens calculadas é capaz de gerar uma trajetória específica, onde o seu nível na árvore indica o número de reflexões da possível trajetória. Uma imagem localizada no segundo nível, como por exemplo a imagem T_{ij} indicada nas Figs. 2.7 e 2.8, juntamente com sua fonte (T_i), pode gerar um raio que sofre 2 reflexões antes de atingir o receptor, necessariamente em \bar{S}_i (primeira reflexão) e \bar{S}_j .

A identificação dos pontos de reflexão foi implementada numericamente através de uma rotina para verificar a interseção entre dois segmentos, no caso, entre o segmento que liga uma imagem a um observador e o segmento que descreve o obstáculo que gerou a imagem. Tal algoritmo está detalhado no Apêndice A.2. Essa rotina também é utilizada para se realizar os testes

de obstrução das trajetórias pelas demais faces dos obstáculos.

2.3.3 Técnica para redução do número de imagens

Como mencionado na Seção 2.3.1, uma das principais desvantagens no uso da IT diz respeito ao elevado número de imagens que devem ser calculadas e armazenadas. Outra desvantagem deve-se ao fato de que a existência de uma imagem não implica necessariamente na existência de uma trajetória válida. Com a finalidade de tornar a IT eficiente, serão apresentadas técnicas para a redução do número de imagens armazenadas na árvore.

Cabe ressaltar que muitas imagens não chegam a ser armazenadas na árvore, já que nem todas as faces (segmentos) são refletoras em relação à fonte em questão. Ou seja, como a reflexão só ocorre em um lado de uma face, diversos pontos não são calculados por não constituírem uma imagem válida, como discutido na Seção 2.3.1 e Apêndice A.1. Em seguida, serão apresentadas algumas técnicas para reduzir ainda mais o número de imagens a serem calculadas.

Como indicado na Fig. 2.6, as imagens calculadas são armazenadas em um esquema do tipo árvore. Essa árvore facilita a busca recursiva das fontes virtuais e a determinação dos pontos de reflexão, necessários para o traçado dos raios refletidos. No entanto, esse esquema pode fazer com que a análise de um perfil com muitos obstáculos e/ou a consideração de vários níveis de reflexão torne-se computacionalmente inviável, pois o número de imagens a ser considerado na árvore cresce exponencialmente à medida em que mais obstáculos (faces) são acrescentados e/ou múltiplas reflexões são analisadas. Uma análise aproximada da Fig. 2.6 mostra que tal árvore pode ter até $(N_S - 1)^{N_R}$ elementos, onde N_S é o número de segmentos representando as faces dos obstáculos. Na prática o limite superior é de aproximadamente $(N_S/2)^{N_R}$, pois

cerca da metade dos segmentos não é capaz de gerar a imagem de um determinado ponto, já que só um lado da face reflete.

Para lidar com esse tipo de problema, existem algumas técnicas que conseguem reduzir significativamente o número de imagens na árvore. Isso é feito através do descarte *a priori* das fontes virtuais que não são capazes de estabelecer uma trajetória válida (ou seja, um percurso que não alcançará o observador) [28] e [33]. Essas técnicas são ditas de aceleração, pois reduzem o tempo de processamento computacional do algoritmo. Além disso, elas diminuem também a quantidade de memória requerida para armazenamento de dados.

No presente trabalho foi considerado um teste para a redução do número de imagens, que consiste na determinação da Região de Iluminação de uma fonte virtual (ou Área de Visibilidade desta fonte) [28] e [33]. O Teste de Iluminação consiste em se delimitar uma determinada região no espaço, a partir de uma fonte virtual e da face do obstáculo que a gerou, e somente calcular as imagens de ordem superior dessa fonte em relação às superfícies que estão inteira ou parcialmente contidas nesta região. As superfícies contidas nesta região são ditas iluminadas pela fonte virtual. Para uma dada fonte virtual no modelo 2D, sua região de iluminação corresponde ao espaço delimitado pelo segmento \overline{S} que a gerou e pelas semi-retas que unem essa fonte aos pontos das extremidades desse segmento.

A Fig. 2.9 mostra um exemplo da Região de Iluminação da fonte virtual T_p . T_p é a imagem de T em relação ao segmento \overline{S}_p . A Região de Iluminação de T_p corresponde à região delimitada pelas semi-retas que partem de T_p e passam pelos pontos extremos de \overline{S}_p e pelo próprio segmento \overline{S}_p . Para que imagens de T_p de ordem superior não sejam calculadas desnecessariamente, devemos considerar apenas os segmentos que estão inteira ou

parcialmente contidos na sua Região de Iluminação, já que somente as partes iluminadas destes segmentos poderão gerar novas reflexões. O procedimento para o cálculo das imagens referentes aos segmentos iluminados é descrito no Apêndice A.1. De acordo com a Fig. 2.9, deve-se calcular as imagens de ordem superior de T_p (T_{pi} , T_{pj} , etc.) somente em relação aos segmentos “iluminados” \bar{S}_i e \bar{S}_j . Já as imagens em relação a \bar{S}_k e \bar{S}_l não devem ser calculadas, pois não serão capazes de gerar a reflexão subsequente.

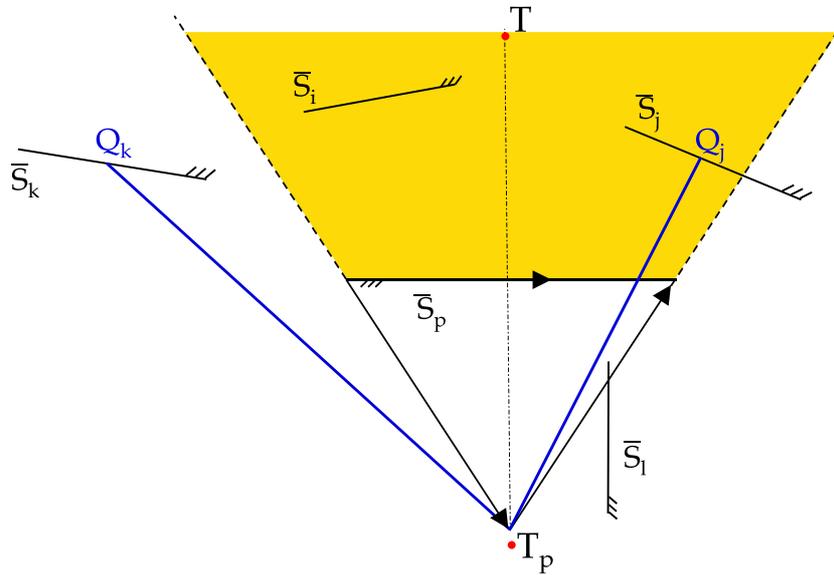


Figura 2.9: Região de Iluminação.

O teste da Região de Iluminação foi implementado numericamente de acordo com o Apêndice A.3.

2.3.4 Determinação de Possíveis Obstruções da Trajetória

Conforme discutido na Seção 2.3.2, após a determinação das imagens necessárias e da identificação dos pontos de reflexão associados a uma trajetória, deve-se verificar possíveis obstruções para determinar se o raio em

questão é mesmo válido. O processo de determinação de possíveis obstruções consiste na verificação de interseções entre os diversos trechos da trajetória e todas as faces de todos os obstáculos que compõem o ambiente analisado. Uma trajetória só será considerada válida (ou desobstruída) se não houver interseção com nenhum dos segmentos \overline{S}_i usados na descrição 2D dos obstáculos. Porém, quando consideramos todos estes segmentos, o procedimento de verificação de obstrução tem custo numérico elevado. Logo, faz-se necessário o uso de técnicas de aceleração para otimizar tal processo.

O teste de interseção que deve ser feito para se determinar possíveis obstruções na trajetória é apresentado em detalhes no Apêndice A.2. A seguir, será descrita uma técnica de aceleração que visa diminuir o número de testes de interseção que devem ser feitos, para se determinar possíveis obstruções da trajetória.

Técnica de Aceleração SVP

Após a determinação das possíveis trajetórias, o algoritmo de traçado de raios deve verificar se elas são ou não obstruídas pelos diversos obstáculos do ambiente, ou seja, realizar o teste de interseção descrito no Apêndice A.2. Porém, à medida que o número de obstáculos aumenta linearmente, o número de testes de interseção (ou obstrução) cresce exponencialmente, pois todas as faces devem ser consideradas para todas as possíveis trajetórias. Com isso, em ambientes complexos, tais como ambientes urbanos, o modelo de propagação requer técnicas de aceleração para se fazer o traçado de raios, com o intuito de reduzir o tempo de processamento computacional e memória ocupada. Na Ref. [24] são encontradas as descrições de algumas técnicas de aceleração, visando diminuir o número de testes de obstrução. No presente trabalho, optou-se pela técnica da Partição Volumétrica Espacial (SVP -

Space Volumetric Partition). Esta técnica foi escolhida por ser eficiente e de simples implementação, e consiste na divisão espacial do ambiente a ser analisado em um conjunto de N^2 blocos, como indicado na Fig. 2.10 para o caso $N = 4$. Os blocos estão dispostos na forma de uma matriz $N \times N$,

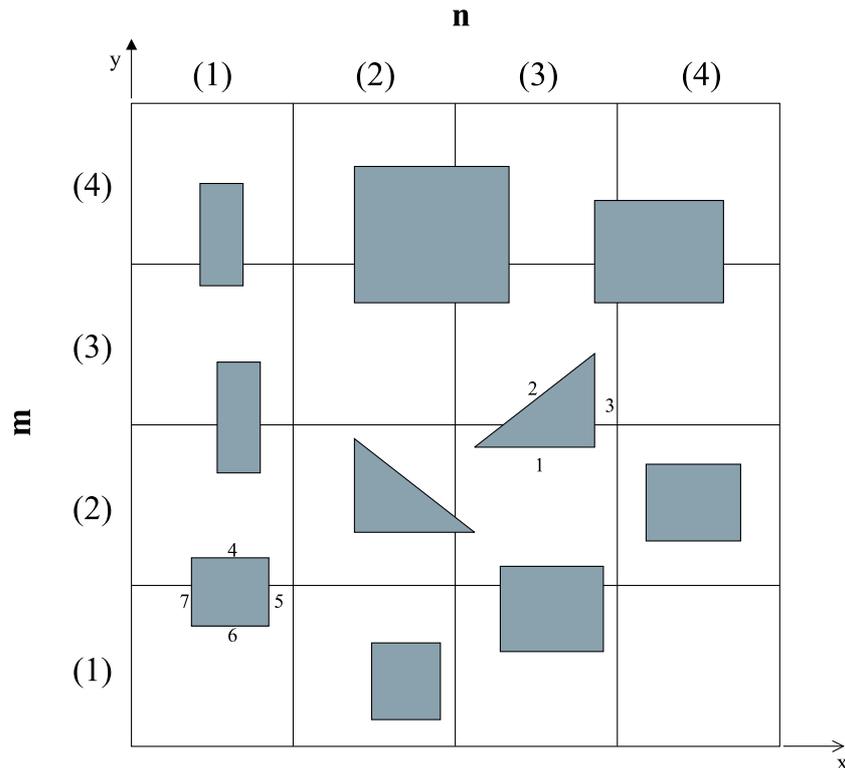


Figura 2.10: Exemplo da construção de uma matriz SVP em ambiente 2D arbitrário.

chamada matriz SVP. Assim, cada bloco é identificado por uma linha e uma coluna [$SVP(m, n)$ caracteriza o bloco da linha m e coluna n]. Assume-se que cada segmento (\bar{S}_i), representando uma determinada face do obstáculo, pode ser identificado por um número (i). Através desse número é possível localizar este segmento dentro do ambiente. A matriz SVP é então preenchida com os números dos segmentos que estão contidos inteira ou parcialmente

em cada bloco $SVP(m, n)$. Consequentemente, um certo segmento \overline{S}_i pode pertencer simultaneamente a vários blocos. De acordo com a Fig. 2.10, o bloco $SVP(1, 1)$ irá armazenar os números 5, 6 e 7, que representam os segmentos \overline{S}_5 , \overline{S}_6 e \overline{S}_7 , respectivamente.

Após a construção da matriz SVP, passa-se a utilizá-la para o teste de obstrução dos percursos. Pode-se descrever o funcionamento da matriz SVP da seguinte forma: primeiro testa-se quais blocos são cortados pela trajetória em questão; depois, para determinar se ocorre obstrução, faz-se o teste de interseção descrito no Apêndice A.2 apenas com os segmentos \overline{S}_i contidos nos blocos cortados pela trajetória.

Para ilustrar a aplicação da técnica SVP, consideremos agora a Fig. 2.11. Nela temos uma trajetória representando o raio direto \overline{TR} . Primeiramente, verificamos quais blocos ela atravessa [neste caso, os blocos $SVP(3, 2)$ e $SVP(3, 3)$]. Feito isso, passamos para os testes de interseção entre o raio \overline{TR} e os segmentos \overline{S}_2 , \overline{S}_3 , \overline{S}_8 , \overline{S}_9 , \overline{S}_{11} , \overline{S}_{12} e \overline{S}_{13} que estão contidos nos blocos $SVP(3, 2)$ e $SVP(3, 3)$. Se ocorrer alguma interseção, significa que o raio \overline{TR} está obstruído e deve ser descartado.

Esse mesmo procedimento também é realizado para os diversos trechos das trajetórias envolvendo uma ou mais reflexões, obviamente sem considerar o segmento onde ocorre a reflexão como obstrutor. Com isso, reduz-se consideravelmente o número de testes de interseção, já que não é necessário fazê-los com todos os segmentos \overline{S}_i do perfil. Além disso, para se fazer a identificação dos blocos cortados por um raio da trajetória, utiliza-se uma técnica chamada Algoritmo de Corte de *Cohen-Sutherland* [43], que identifica de forma eficiente a interseção entre um plano (bloco da matriz) e um segmento (trajetória). É importante observar que para um mesmo perfil só é necessário montar a matriz SVP uma única vez, mesmo que se varie a posição

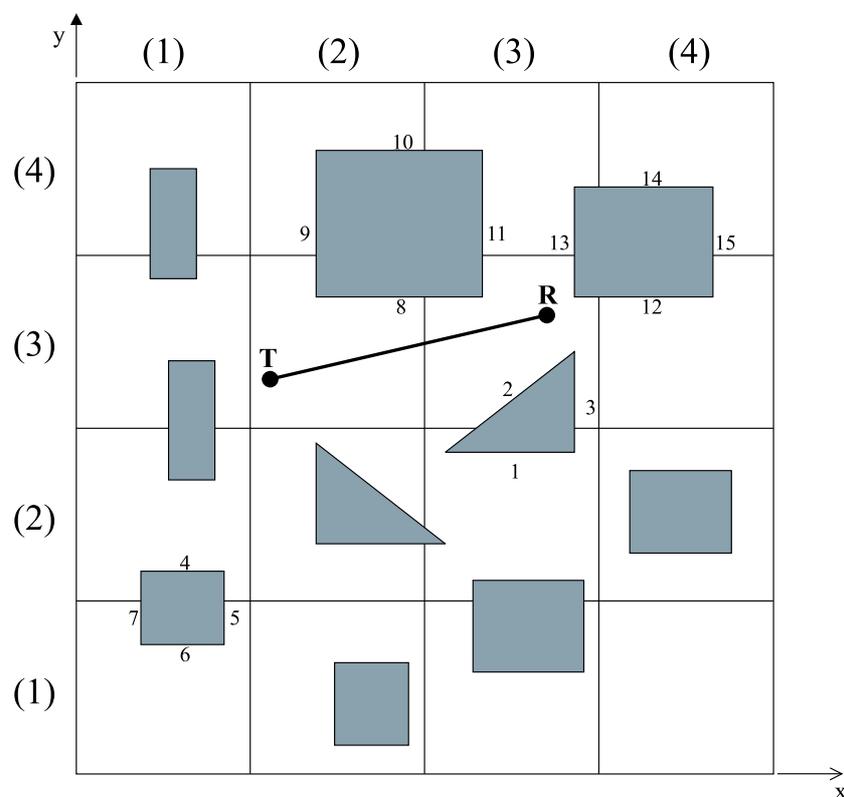


Figura 2.11: Exemplo de determinação de quais segmentos devem ser testados em relação ao raio \overline{TR} .

do receptor ou do transmissor diversas vezes.

2.4 Raios Difrattados

A inclusão do efeito da difração para a predição de cobertura é extremamente importante quando existe obstrução pronunciada na região onde se quer determinar o campo eletromagnético. A difração é um efeito físico inerente a todo fenômeno ondulatório. A análise acurada do espalhamento eletromagnético é complicada devido ao acoplamento entre os diversos obstáculos. Porém, na medida em que a frequência aumenta, as regiões dos ob-

stáculos mais relevantes ao fenômeno difrativo limitam-se, em geral, a pontos bem definidos geometricamente. Nestes casos, técnicas assintóticas baseadas no rastreamento de raios, como a Teoria Uniforme da Difração (UTD) [50], [51], podem ser empregadas, permitindo uma interpretação e uma análise mais simples do fenômeno. No presente trabalho consideraremos os efeitos difrativos correspondentes às arestas dos obstáculos, conforme ilustrado na Fig. 2.12.

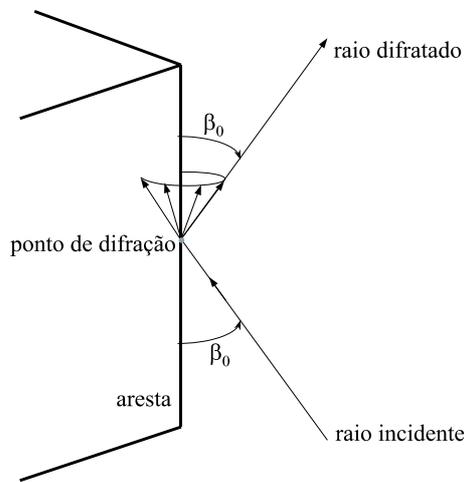


Figura 2.12: Raio difratado na aresta de um obstáculo: cone de Keller.

Dada a importância de se levar em conta os efeitos da difração, devemos traçar as trajetórias dos raios difratados, para posteriormente calcular o campo difratado através da UTD. As trajetórias dos raios difratados são determinados pela Lei da Difração: “Um raio difratado e o raio incidente correspondente formam ângulos iguais com a borda no ponto de difração, desde que eles estejam no mesmo meio. Eles estão em lados opostos do plano normal à borda no ponto de difração” [51] (Fig. 2.12).

Para se determinar as trajetórias dos raios difratados, devemos primeiramente identificar a localização dos pontos de difração nas arestas dos obstácu-

los que compõem o ambiente em questão. Como se adotou uma descrição bidimensional do ambiente (Seção 2.2), estas arestas se reduzem a pontos. Ou seja, os pontos de difração são as junções entre os segmentos \overline{S} (Fig. 2.3). Os casos a serem analisados neste trabalho só envolvem pontos de difração pertencentes a arestas cujo ângulo interno é menor que 180° .

Após a localização dos pontos de difração (ou seja, pontos representando as arestas no modelo 2D), cada um deles será tratado como uma fonte transmissora. Ou seja, cada possível ponto de difração será considerado como uma fonte. Em seguida, constrói-se uma árvore de imagens para cada uma destas fontes, exatamente da mesma maneira como foi feito para a antena transmissora (Seção 2.3.2). A única diferença é que os segmentos adjacentes associados à aresta onde ocorre a difração não geram imagem. Essas imagens dos pontos de difração serão utilizadas para traçar os raios que saem destes pontos, sofrem reflexões e chegam a um receptor, como mostrado na Fig. 2.13. Esse receptor pode ser tanto a antena receptora como um ponto de difração, o qual pode ser o próprio ponto de difração transmissor.

2.5 Separação das Trajetórias em Classes

Para a determinação dos multipercursos entre T e R , considerando-se múltiplas reflexões e difrações, adotou-se a separação das trajetórias em classes de raios distintas. Assim, para se traçar a trajetória completa dos raios que sofrem difração, deve-se primeiramente identificar os raios que saem da antena transmissora (T) e chegam a um determinado ponto de difração (D_i). O procedimento para se identificar essa trajetória é o mesmo adotado para se traçar os raios do transmissor até o receptor, descrito na Seção 2.3. Porém, o receptor agora não é mais a antena receptora (R), e sim o ponto

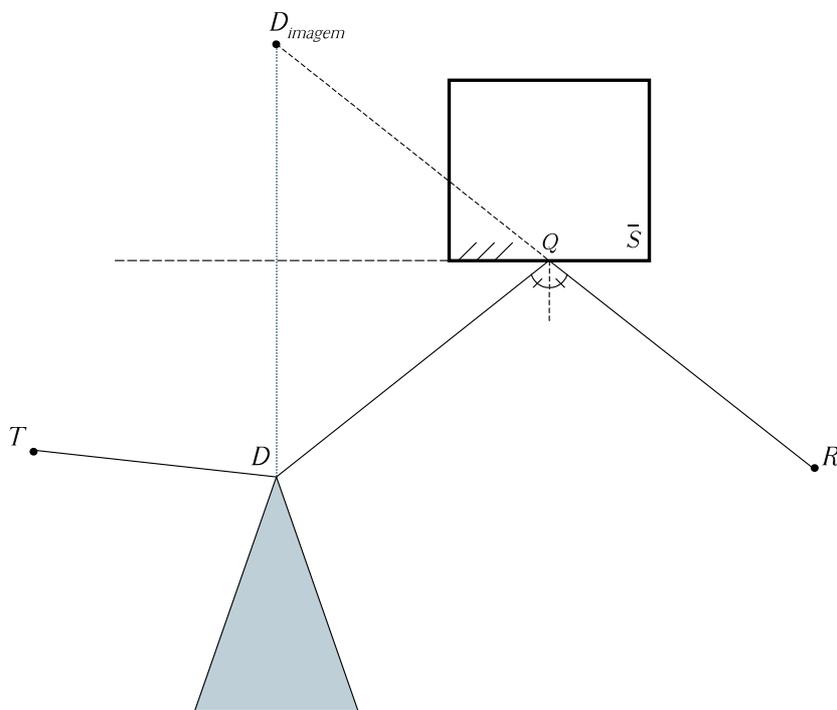


Figura 2.13: Trajetória de um raio difratado pela aresta de um obstáculo.

de difração D_i . Todos os raios desse tipo que forem encontrados serão armazenados na classe do tipo $T - D$. As trajetórias encontradas entre T e D_i incluem o raio direto (sem nenhuma reflexão) e os raios refletidos (N_R reflexões), excluindo-se qualquer trajetória obstruída. Este processo é repetido para todos os pontos de difração D_i , até que todas as trajetórias do tipo $T - D$ sejam identificadas e armazenadas.

Em seguida, deve-se identificar todas as trajetórias entre dois pontos de difração (D_i, D_j) , onde um destes pontos passa a ser interpretado como o transmissor e o outro como o receptor. O processo de traçado de raios é mais uma vez utilizado e as trajetórias encontradas são armazenadas em uma classe do tipo $D - D$. Havendo uma ou mais reflexões entre estes dois pontos de difração, podemos ter trajetórias começando e terminando

no mesmo ponto D_i . Finalmente, repete-se o procedimento para identificar as trajetórias entre os pontos de difração D_i (que agora farão o papel do transmissor) e o receptor R . Esses raios são armazenados em uma terceira classe do tipo $D - R$. Note que existe uma quarta classe ($T - R$) contendo as trajetórias entre T e R que não passam por nenhum ponto de difração.

Quando todos os tipos de trajetórias possíveis estiverem armazenadas em suas respectivas classes ($T - D$, $D - D$, $D - R$ e $T - R$), faz-se diversas concatenações entre estas classes para se obter todas as possíveis trajetórias entre T e R passando por diversos pontos de reflexão e de difração. Obviamente que o processo é sempre limitado por um número máximo de reflexões (N_R) e outro de difrações (N_D) para as trajetórias entre T e R .

Para explicar melhor o funcionamento do procedimento descrito acima, vamos considerar o exemplo abaixo, adotando a seguinte notação: T representa a antena transmissora e R o receptor; Q_i representa um ponto de reflexão, onde i identifica o segmento \overline{S}_i onde ocorreu reflexão, e D_j representa uma difração, onde o índice j identifica o ponto de difração correspondente. Assuma que na classe $T - D$ estão armazenadas as seguintes trajetórias: TD_2 , TQ_5D_1 , TQ_4D_3 e $TQ_1Q_9D_2$. Já na classe ($D - D$) temos as seguintes trajetórias: D_1D_3 , D_3D_1 , $D_1Q_8D_1$, $D_2Q_7D_2$, $D_2Q_2Q_6D_3$, $D_3Q_6Q_2D_2$, $D_2Q_5Q_9D_3$ e $D_3Q_9Q_5D_2$. Finalmente, na classe ($D - R$) estão armazenadas as seguintes trajetórias: D_2R , D_3Q_8R e $D_1Q_6Q_3R$.

Para se obter as várias combinações de raios refletidos e difratados, inicia-se escolhendo um elemento da classe $T - D$ e outro da classe $D - R$, para o caso de uma única difração. Por exemplo:

$$TQ_5D_1 + D_1Q_6Q_3R = TQ_5D_1Q_6Q_3R$$

(trajetória com uma difração e três reflexões)

Note que o ponto de difração D_1 é o mesmo nos dois elementos.

Para que se possa obter trajetórias com mais de uma difração, deve-se concatenar um ou mais elementos da classe $D - D$ entre os elementos das classes $T - D$ e $D - R$. Assim, para se obter uma trajetória com duas difrações, concatena-se um elemento da classe $D - D$ com correspondentes das classes $T - D$ e $D - R$. Por exemplo:

$$TQ_5D_1 + D_1D_3 + D_3Q_8R = TQ_5D_1D_3Q_8R$$

(trajetória com duas difrações e duas reflexões)

De forma semelhante, para se obter um percurso com três difrações, inicia-se a trajetória com um elemento da classe $T - D$, liga-se dois elementos correspondentes da classe $D - D$, e, por fim, liga-se o último elemento selecionado da classe $D - D$ ao correspondente da classe $D - R$. Por exemplo:

$$TQ_4D_3 + D_3Q_9Q_5D_2 + D_2Q_7D_2 + D_2R = TQ_4D_3Q_9Q_5D_2Q_7D_2R$$

(percurso de três difrações e quatro reflexões)

Vale ressaltar que o cálculo das trajetórias através destas classes faz com que vários raios, que possam aparecer repetidas vezes em diversas trajetórias distintas, só precisem ser determinados e armazenados uma única vez em sua classe correspondente. Além disso, para se fazer predição de cobertura, diversos receptores são utilizados para cobrir a região de interesse, mantendo-se o transmissor em uma mesma posição. Com isso, todos os elementos das classes $T - D$ e $D - D$ só precisam ser calculados uma única vez, otimizando o tempo de processamento da rotina de traçado de raios. A Fig. 2.14 mostra um exemplo onde um mesmo raio da classe $T - D$ e outro da classe $D - D$ são reaproveitados na determinação de duas trajetórias para dois receptores distintos, R_1 e R_2 .

Outra questão relativa à classe de raios $D - D$ é a simetria entre pares de elementos, reduzindo a busca de todos os raios pertencentes a esta classe

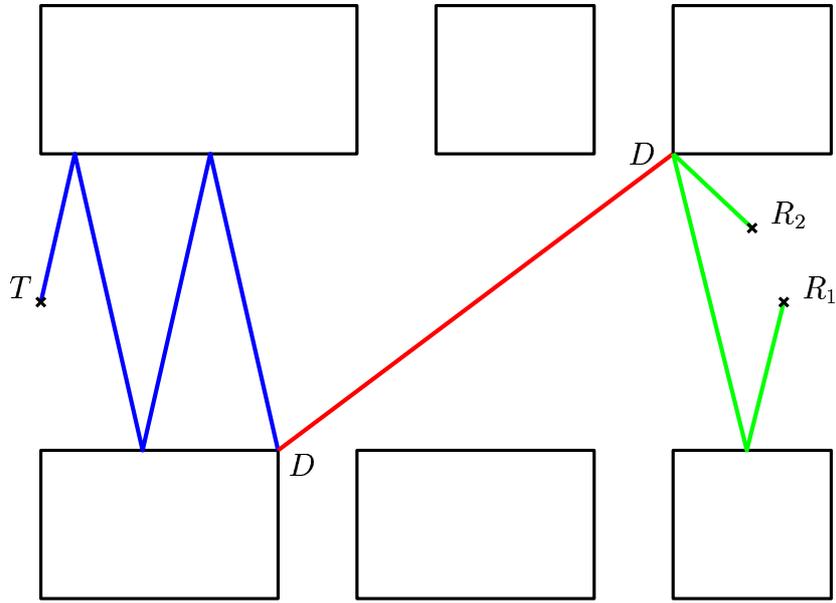


Figura 2.14: Classes de raios.

pela metade. Ou seja, uma vez determinadas as trajetórias partindo de um certo ponto de difração D_i até um outro ponto de difração D_j as trajetórias dos raios partindo de D_j até D_i já ficam automaticamente determinadas, bastando armazená-las percorrendo o sentido inverso da trajetória partindo de D_i e chegando até D_j . Por exemplo, ao determinarmos a trajetória $D_2Q_2Q_6D_3$, sua trajetória simétrica $D_3Q_6Q_2D_2$, já tem suas coordenadas definidas, o que contribui ainda mais para uma busca eficiente das trajetórias completas entre transmissor e receptor.

Como mencionado anteriormente, o número máximo de concatenações entre os raios das diversas classes é limitado por N_R e N_D . Assim que todas as combinações entre as classes tiverem sido feitas, ou seja, as trajetórias completas entre T e R estiverem definidas, o procedimento para traçar raios 2D está concluído. De acordo com a Seção 2.2, para que o traçado de raios esteja completo, deve-se, ainda, realizar a conversão das trajetórias 2D para

trajetórias *quasi*-3D, que é o assunto da próxima seção.

2.6 Conversão das trajetórias 2D para *quasi*-3D

Como mencionado na Seção 2.2, o modelo de traçado de raios adotado nesta dissertação trata-se, na verdade, de um modelo *quasi*-3D. Isso significa que as alturas das paredes que formam os obstáculos são muito maiores que as alturas das antenas transmissora e receptora. Assim, reflexões e difrações nos topos dos prédios não são consideradas. Já as reflexões no solo podem ser determinadas através da metodologia a ser apresentada nesta seção. Vale ressaltar que esta técnica só é válida se todas as arestas verticais forem perpendiculares ao solo plano.

Para se considerar o efeito de reflexão no solo, este é modelado como um plano abrangendo toda a área do ambiente associado ao canal rádio. Tendo como base a Fig. 2.1, o plano que representa o solo é aqui assumido como sendo o plano $z = 0$. Todos os raios 2D identificados através dos processos apresentados nas Seções 2.3–2.4 serão agora convertidos em trajetórias 3D. A partir deste ponto a tridimensionalidade refere-se à possível inclinação da trajetória em relação ao plano $z = 0$, e não à representação 3D dos obstáculos. Cada trajetória 2D representa duas trajetórias 3D: uma com e a outra sem reflexão no solo. A conversão de uma trajetória 2D em duas 3D é feita com o auxílio das alturas (coordenada z no caso da Fig. 2.1) das antenas transmissora e receptora e da distância total ao longo da trajetória 2D [35]. Este procedimento só é possível pois a trajetória 2D é a própria projeção das duas trajetórias 3D no plano do solo. A Fig. 2.15 mostra um exemplo da conversão de uma trajetória 2D em duas 3D.

A trajetória que não sofre reflexão no solo é determinada considerando-

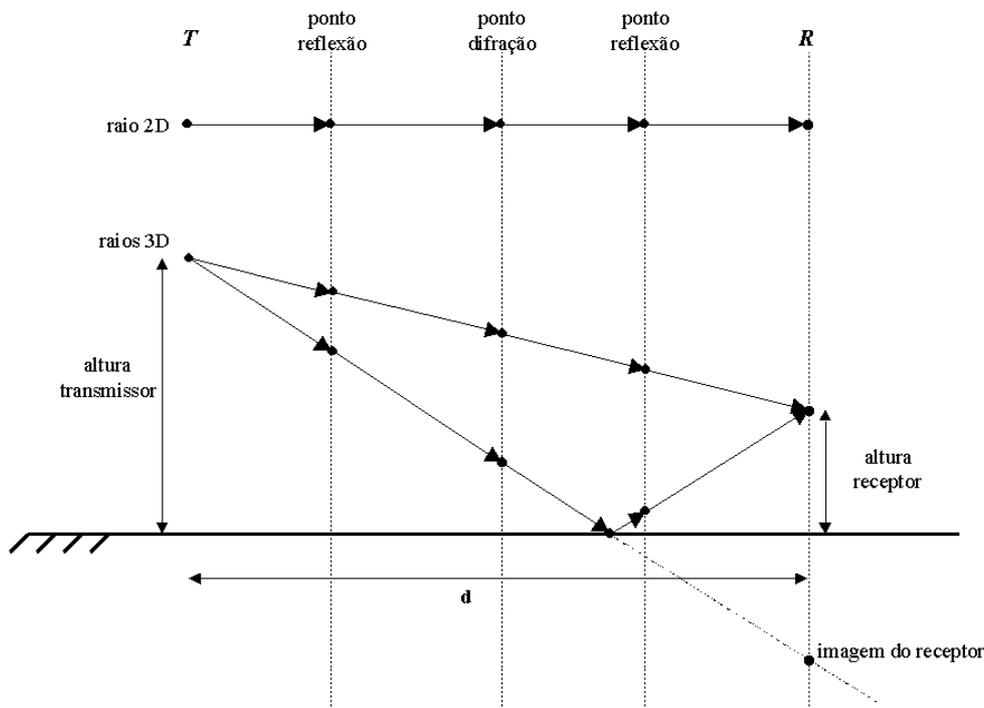


Figura 2.15: Conversão de um raio 2D em dois raios 3D.

se as alturas reais das antenas transmissora e receptora. Já a trajetória refletida no solo é determinada utilizando-se a altura da antena transmissora e a imagem da antena receptora em relação ao solo. A determinação das novas coordenadas das trajetórias 3D é feita utilizando-se os ângulos que descrevem a inclinação dos raios em relação ao plano $z = 0$ e as distâncias percorridas entre cada ponto (Fig. 2.15). Vale destacar que esse método preserva a lei da difração e da reflexão, já que todas as arestas dos obstáculos (2D) são assumidas paralelas entre si e perpendiculares ao plano $z = 0$.

Assim, todas as coordenadas de todas as trajetórias dos raios que caracterizam um cenário, de acordo com as limitações adotadas no presente trabalho, foram determinadas. O próximo passo para a predição de cobertura é calcular o campo eletromagnético, com o auxílio das trajetórias previamente

determinadas, através da UTD, o que será tratado no próximo capítulo.

Capítulo 3

Avaliação Assintótica do Campo Eletromagnético Através da UTD

3.1 Introdução

O campo eletromagnético espalhado em uma certa região pode ser avaliado qualitativamente através da teoria ondulatória da luz, e descrito quantitativamente através de soluções da equação de onda ou das equações de Maxwell. Métodos para solucionar essas equações vêm sendo descritos há mais de um século, tornando possível se avaliar o campo resultante em um certo observador [49]. Como soluções analíticas para o campo eletromagnético são conhecidas apenas para poucos problemas, o problema de cálculo de campo pode ser tratado através de soluções numéricas. No entanto, estes tipos de soluções podem apresentar tratamento pouco prático, principalmente se forem utilizadas em grandes cenários e onde as dimensões típicas dos obstáculos em função do comprimento de onda são pequenas.

Tendo em vista essas questões, neste trabalho optou-se pela avaliação assintótica do campo eletromagnético. Soluções assintóticas são soluções

aproximadas que se tornam cada vez mais precisas à medida que a frequência aumenta. Essa avaliação assintótica será realizada através da Teoria Uniforme da Difração (UTD - *Uniform Theory of Diffraction*). A UTD, juntamente com a Óptica Geométrica (GO - *Geometrical Optics*), realiza uma abordagem geométrica do problema de cálculo de campo, onde a descrição do fenômeno de propagação é feita através de raios ópticos [47]. Como técnicas assintóticas, a UTD e a GO são úteis quando o comprimento de onda é pequeno em relação às dimensões significativas dos obstáculos com os quais o campo interage.

Esta abordagem assintótica utilizando raios ópticos é bem mais simplificada do que as técnicas que fornecem solução exata (do ponto de vista numérico). A GO e a UTD permitem a solução aproximada de certos problemas em eletromagnetismo para os quais a solução exata das equações de Maxwell torna-se impraticável. Um exemplo deste contexto é a predição de cobertura para sistemas de comunicação móvel (faixa de UHF e acima), em áreas urbanas. Outra vantagem das técnicas assintóticas é que a interpretação geométrica dada à UTD permite uma melhor compreensão do comportamento do campo eletromagnético e seus efeitos, dada à inequívoca relação entre causa (pontos especulares e de difração geometricamente bem definidos) e efeito (campo em um dado ponto de observação determinado com o auxílio do traçado de raios). A determinação das trajetórias dos raios ópticos, que a UTD utiliza para avaliar o campo espalhado, é feita através da técnica de rastreamento de raios, previamente descrita no Capítulo 2.

A GO foi formulada a partir dos conceitos geométricos da óptica clássica e das equações de Maxwell para cálculo de campos eletromagnéticos, no limite em que o comprimento de onda tende a zero [46]. Um método no qual o fenômeno da difração pôde ser incorporado e modelado através de parâmetros

geométricos foi apresentado por Joseph B. Keller em 1953 e denomina-se Teoria Geométrica da Difração (GTD - *Geometrical Theory of Diffraction*) [48]. Keller apresentou os raios difratados se comportando como raios da GO, a partir do momento em que estes partem da borda onde sofreram difração. O campo calculado pela GTD, no entanto, não é uniforme ao longo de todo o espaço: nas fronteiras de sombra (regiões que serão detalhadas mais adiante) ele tende abruptamente para infinito, o que não acontece fisicamente. Em 1970, Robert G. Kouyoumjian e Prabhakar H. Pathak apresentaram a UTD, que foi formulada a partir da GTD [50]. A UTD introduziu uma modificação nos coeficientes de difração propostos por Keller, de forma que a nova solução permanecesse contínua nas regiões de transição adjacentes às fronteiras de sombra, onde a GTD falha. A UTD utiliza a GO para avaliar a contribuição dos campos direto e refletidos em um observador. As contribuições dos raios difratados determinadas através da UTD são somadas às da GO para, em conjunto, avaliarem corretamente o campo espalhado.

Neste capítulo será apresentada a formulação da GO, utilizada para descrever as componentes multipercurso referentes aos raios direto e refletidos, e da UTD, para as componentes associadas aos raios difratados. O campo total em um certo ponto de recepção será, então, dado pela soma do campo eletromagnético associado a cada uma das diversas componentes multipercurso (trajetórias direta, refletidas e difratadas). Antes de apresentarmos a formulação da GO e da UTD, será feita uma breve descrição dos mecanismos de propagação no canal rádio considerados no presente trabalho. Como mencionado no Capítulo 2, o ambiente a ser analisado representa microcélulas em ambientes urbanos, que são descritas através de obstáculos 2D com superfícies condutoras. Com isso, serão desconsiderados os efeitos relativos a ondas de superfície, refração, refração troposférica, etc., sendo tratados somente

os efeitos da reflexão e da difração. A descrição desses efeitos auxiliará no melhor entendimento das técnicas de traçado de raios e de cálculo de campo.

A teoria eletromagnética fasorial a ser apresentada neste capítulo pressupõe um regime harmônico estacionário com variação temporal $e^{j\omega t}$ subentendido [41], onde ω é a frequência angular.

3.2 Principais Mecanismos de Propagação

O canal rádio, por se tratar de um meio extremamente aleatório, é de difícil análise e pode exercer diversas limitações no desempenho de sistemas de comunicação sem fio. Assim, modelar o canal rádio é uma das etapas mais difíceis no desenvolvimento de um sistema de comunicação sem fio. Para se fazer esse modelamento, devemos detectar os principais mecanismos de propagação do canal rádio e caracterizar cada um deles.

Quando se está tratando da caracterização do canal rádio em ambientes urbanos ou muito acidentados, na maior parte das vezes não se tem visibilidade direta entre transmissor e receptor graças à presença de diversos obstáculos, o que causa uma atenuação significativa do nível médio do sinal recebido. Os fenômenos relativos à propagação de ondas radioelétricas fazem com que o sinal recebido em um certo receptor chegue, em geral, através de diversos caminhos distintos devido a múltiplas reflexões, difrações e espalhamento no meio, fenômeno este denominado multipercurso. Com isso, um estudo sobre predição de cobertura deve considerar os efeitos do multipercurso, em particular sobre terrenos irregulares e em ambientes urbanos, dada a quantidade de obstáculos inerentes.

Devido às interações com os obstáculos do ambiente, as ondas eletromagnéticas se propagam ao longo de trajetórias diferentes, com distâncias var-

iáveis, o que pode causar desvanecimento (atenuação) do sinal transmitido. Podemos classificar o desvanecimento de um sinal em dois tipos: lento ou rápido. O desvanecimento lento (ou de grande escala) é usado para descrever a atenuação média de um sinal sobre grandes distâncias (vários comprimentos de onda) entre transmissor e receptor. Já o desvanecimento rápido (ou de pequena escala) é utilizado para descrever flutuações rápidas na amplitude do sinal sobre um intervalo de tempo curto. Esse tipo de desvanecimento é causado pelos multipercursos, ou seja, tem como causa interferências entre réplicas atenuadas, defasadas e atrasadas do sinal transmitido através de percursos distintos e, em alguns casos, altamente descorrelacionados [1]. A seguir, será feita uma breve descrição dos fenômenos relativos à propagação de ondas radioelétricas, responsáveis pelo multipercurso.

Os mecanismos básicos de propagação mais importantes para caracterizar o canal rádio em ambientes urbanos são: reflexão e difração. Não será considerado o efeito da rugosidade dos obstáculos e do solo do ambiente analisado. Além disso, como mencionado no Capítulo 2, será considerada a reflexão e a difração em obstáculos com faces perpendiculares ao solo. Essas aproximações impostas sobre a geometria do modelo fazem com que algumas alterações que ocorrem fisicamente na polarização dos campos espalhados não sejam modeladas. Porém, mesmo assim, os resultados obtidos com o presente modelo para a estimação dos níveis médios de potência, direção de chegada e características do desvanecimento são satisfatórios, conforme discutido no Capítulo 1 [21], [22], [35].

3.2.1 Reflexão

O fenômeno da reflexão ocorre quando uma onda eletromagnética atinge um obstáculo e sofre espalhamento. Mesmo assumindo-se meios lineares,

homogêneos e isotrópicos, o tratamento da reflexão é difícil, pois toda a superfície do obstáculo afeta as características do espalhamento. Além disso, existe acoplamento mútuo entre as regiões distintas desta superfície.

Porém, na medida em que a frequência aumenta, ao somarmos as contribuições individuais de cada ponto da superfície, elas tendem a se cancelar mutuamente, já que suas fases são proporcionais à distância elétrica entre o ponto fonte (sobre a superfície) e o observador e, conseqüentemente, passam a oscilar mais rapidamente com o aumento da frequência. No regime assintótico de $\omega \rightarrow \infty$, que pressupõe obstáculos com superfícies suaves e dimensões físicas muito maiores que o comprimento de onda, apenas alguns pontos isolados são responsáveis pelos efeitos mais significativos sobre o espalhamento. A caracterização do espalhamento pode, então, ser realizada de forma aproximada através da GO e do traçado de raios [51].

Nestas condições, e caso a fonte esteja suficientemente afastada da superfície do obstáculo, a frente de onda incidente pode ser considerada transversa elétrica e magnética (TEM) e localmente plana, sendo o coeficiente de reflexão de Fresnel (Γ) utilizado na determinação do campo refletido, desde que a superfície seja localmente suave (aproximadamente tratada como plana).

Feitas essas considerações, considere a Fig. 3.1 para ilustrar o fenômeno da reflexão de uma frente de onda plana (TEM) em uma superfície plana. A componente enviada pode ser matematicamente representada como a soma de duas componentes ortogonais. Na Fig. 3.1, essa onda eletromagnética com direção de incidência \hat{s}_i tem seu campo (por exemplo) elétrico decomposto em duas componentes ortogonais $\hat{\beta}_i$ e $\hat{\varphi}_i$. Da mesma forma, o campo elétrico da onda refletida (com direção de propagação \hat{s}_r) pode ser decomposto nas componentes ortogonais $\hat{\beta}_r$ e $\hat{\varphi}_r$. As componentes $\hat{\beta}_{i,r}$ e $\hat{\varphi}_{i,r}$ são determinadas de acordo com um sistema de coordenadas fixo ao respectivo raio, de forma a

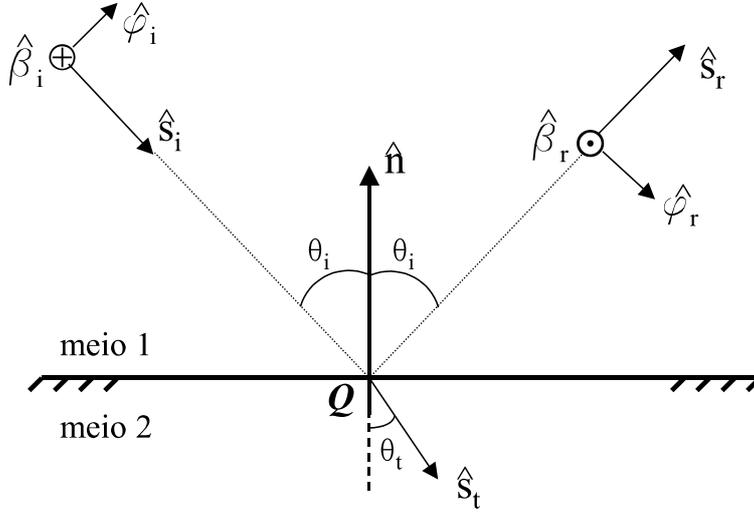


Figura 3.1: Reflexão: onda incidente (*i*) e onda refletida (*r*)

simplificar a matriz dos coeficientes de reflexão a ser discutida na Seção 3.3.2. O raio representando a trajetória da onda incidente intercepta a superfície no ponto de reflexão Q , formando um ângulo θ_i com a normal (\hat{n}). Parte da energia é refletida na direção \hat{s}_r e o restante é transmitido na direção \hat{s}_t , como ilustrado na Fig. 3.1.

Para as polarizações $\hat{\beta}_{i,r}$ e $\hat{\varphi}_{i,r}$ do campo elétrico representadas na Fig. 3.1, os respectivos coeficientes de reflexão são dados por [41]:

$$\Gamma_{\beta} = \frac{\eta_1 \cos \theta_t - \eta_2 \cos \theta_i}{\eta_1 \cos \theta_t + \eta_2 \cos \theta_i}, \quad (3.1)$$

$$\Gamma_{\varphi} = \frac{\eta_2 \cos \theta_t - \eta_1 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_t + \eta_1 \cos \theta_i}, \quad (3.2)$$

onde $\eta_i = \sqrt{\mu_i/\varepsilon_i}$ é a impedância característica do meio ($i = 1, 2$) e

$$\cos \theta_t = \sqrt{1 - \frac{\mu_1 \varepsilon_1}{\mu_2 \varepsilon_2} \text{sen}^2 \theta_i}.$$

Os parâmetros ε_i e μ_i representam a permissividade e a permeabilidade do meio i , respectivamente. Condutividades finitas e dispersões podem ser consideradas através de ε_i e μ_i complexos (ε_c e μ_c), da seguinte forma [41]:

$$\varepsilon_c = \varepsilon_i - \frac{j\sigma}{\omega}, \quad (3.3)$$

$$\mu_c = \mu_i - \frac{j\sigma_m}{\omega}, \quad (3.4)$$

onde σ e σ_m representam as condutividades elétricas e magnéticas, respectivamente, e ω é a frequência angular.

Um caso particular de extremo interesse no presente trabalho é aquele onde o meio 2 é um condutor elétrico perfeito. Neste caso [41]:

$$\Gamma_\beta = 1, \quad (3.5)$$

$$\Gamma_\varphi = -1. \quad (3.6)$$

Com os princípios da reflexão brevemente apresentados nesta seção e com as técnicas de traçado do raio refletido apresentadas na Seção 2.3, podemos então determinar a componente multipercurso associada a uma dada reflexão (ou a um conjunto de sucessivas reflexões). Este assunto será discutido na Seção 3.3. Antes, porém, vamos apresentar sucintamente um outro mecanismo de propagação considerado neste trabalho: a difração.

3.2.2 Difração

A difração, assim como a reflexão, está envolvida no fenômeno do espalhamento da energia eletromagnética. Como já discutido na Seção 3.2.1, no regime assintótico para comprimentos de onda relativamente pequenos em relação às dimensões físicas dos obstáculos (ou seja, frequências relativamente elevadas), as contribuições significativas provêm de pontos isolados,

definidos como pontos de reflexão, nas regiões onde a superfície do obstáculo for suficientemente suave. Caso fenômeno parecido ocorra em uma parte da superfície com curvaturas elevadas ou descontínuas (como no caso de arestas, cantos e bicos), ele é então interpretado como difrativo e o ponto da superfície associado ao fenômeno é dito ponto de difração.

O fenômeno da difração pode ser explicado pelo princípio de Huygens, que estabelece que todos os pontos de uma frente de onda podem ser considerados fontes pontuais para a produção de ondas secundárias. Essas ondas secundárias se combinam na formação de uma nova frente de onda. Com isso, a difração permite que sinais de rádio se propaguem para regiões sem visibilidade direta (regiões de sombra). O campo difratado é o principal mecanismo de propagação responsável pela potência do campo resultante nestas regiões de sombra.

Assim como na reflexão, é possível interpretar geometricamente a difração, com o auxílio da teoria de traçado de raios discutida no Capítulo 2. A Teoria Geométrica da Difração (GTD), como mencionado na Seção 3.1, foi iniciada com os trabalhos pioneiros de Joseph B. Keller [48], que geraram técnicas mais eficientes, como a já clássica Teoria Uniforme da Difração (UTD) [50],[51]. Os raios difratados se comportam como raios comuns da óptica geométrica quando eles deixam o ponto de difração [48]. Com isso, de forma análoga à feita para a reflexão, são definidos coeficientes de difração que dependem da geometria da superfície no entorno do ponto de difração e do comportamento do campo incidente. Esses coeficientes de difração da UTD para o cálculo do campo difratado serão apresentados na Seção 3.4, levando-se em conta as condições geométricas do modelamento do ambiente, já mencionadas nas Seções 1.1 e 2.2.

3.3 Óptica Geométrica

Como mencionado na Seção 3.1, a Óptica Geométrica (GO) será utilizada na determinação dos campos direto e refletido que atingem um observador. A GO considera os efeitos de interferência (através da fase), as propriedades de polarização dos campos eletromagnéticos e informação quantitativa acerca da amplitude dos campos. A técnica é obtida rigorosamente das equações de Maxwell no limite do comprimento de onda tendendo a zero e a relação com os aspectos geométricos da óptica clássica é evidente [46].

Queremos obter soluções assintóticas para os campos elétrico (\mathbf{E}) e magnético (\mathbf{H}). Nesse tipo de solução, os campos, cujas trajetórias são representadas por raios ópticos, podem ser definidos de acordo com a expansão de Luneberg-Kline [51], que para \mathbf{E} é dada por:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega) \sim e^{-jk\Psi(\mathbf{r})} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\mathbf{E}_n(\mathbf{r})}{(j\omega)^n}, \quad (3.7)$$

onde $\Psi(\mathbf{r})$ é a função de fase, \mathbf{r} localiza o observador e $k = 2\pi/\lambda$, onde λ é o comprimento de onda. A GO, assim como a UTD, é utilizada no cálculo de campos ópticos geométricos (ou campos de alta frequência). Quando estivermos lidando com esse tipo de campo, estaremos nos referindo apenas ao primeiro termo da Eq. (3.7).

A propriedade mais importante dos campos no regime de alta frequência é o fato destes se comportarem como ondas localmente planas e TEM. Essa é uma das características principais exploradas na GO e na UTD, pois permite a simplificação das equações para a determinação da polarização, amplitude e fase dos campos.

3.3.1 Campo Direto

A expressão geral que descreve a propagação de um campo óptico é dada por [51]:

$$\mathbf{E}(s) = \mathbf{E}(s = 0) A(s) e^{-jks}, \quad (3.8)$$

onde $\mathbf{E}(s = 0)$ fornece a polarização, amplitude e fase do campo no ponto de referência ($s = 0$), s é a distância percorrida ao longo da trajetória do raio e, conseqüentemente, e^{-jks} dá a variação da fase ao longo da trajetória. O termo $A(s)$ é o fator de espalhamento, dado por:

$$A(s) = \sqrt{\frac{\rho_1}{\rho_1 + s}} \sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_2 + s}}, \quad (3.9)$$

onde ρ_1 e ρ_2 são os raios principais de curvatura da frente de onda no ponto de referência $s = 0$ [51]. Este fator de espalhamento é responsável pela variação da amplitude ao longo da trajetória.

Através da especificação da amplitude complexa $[\mathbf{E}(s=0)]$ e da polarização do campo no ponto de referência $s = 0$, e dos raios principais de curvatura ρ_1 e ρ_2 da frente de onda, é possível calcular as características do campo da GO em qualquer ponto, a uma distância s do ponto de referência. A Fig. 3.2 mostra um tubo de raios astigmático com seus respectivos raios de curvatura ρ_1 e ρ_2 .

A Eq. (3.8) fornece o campo direto para um tubo de raios astigmático, que é o caso geral para ρ_1 e ρ_2 finitos e diferentes entre si. Se $\rho_1 \rightarrow \infty$ e $\rho_2 \rightarrow \infty$, temos então uma onda plana. Nesse caso $A(s) = 1$ e a Eq. (3.8) se reduz:

$$\mathbf{E}(s) = \mathbf{E}(s = 0) e^{-jks}.$$

Se $\rho_1 \rightarrow \infty$ e $\rho_2 = \rho$, sendo ρ finito, $A(s) = \sqrt{\rho/(\rho + s)}$. Neste caso trata-se

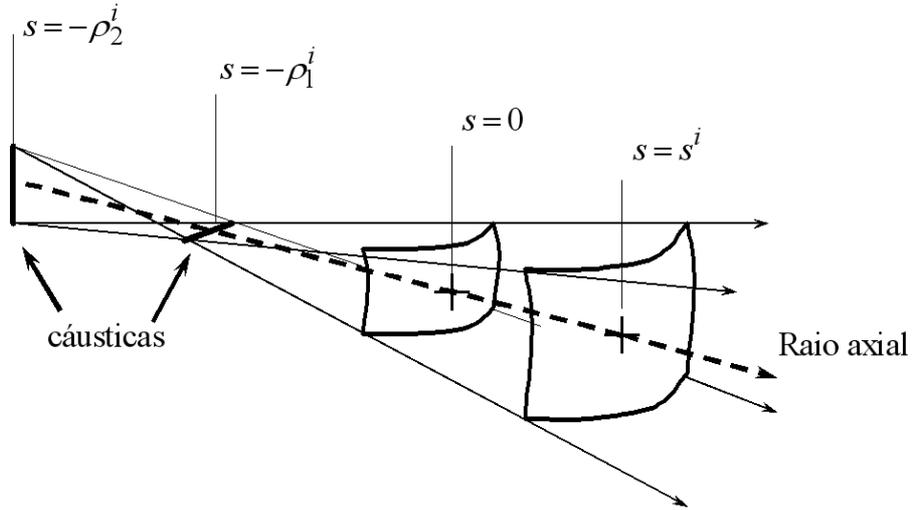


Figura 3.2: Tubo de raios astigmático

de uma frente de onda cilíndrica e a Eq. (3.8) se reduz:

$$\mathbf{E}(s) = \mathbf{E}(s = 0) \sqrt{\frac{\rho}{\rho + s}} e^{-jks} .$$

O último caso especial refere-se a uma frente de onda esférica, quando $\rho_1 = \rho_2 = \rho$, com valor finito. Neste caso:

$$\mathbf{E}(s) = \mathbf{E}(s = 0) \left(\frac{\rho}{\rho + s} \right) e^{-jks} .$$

No presente trabalho, o campo direto terá suas características iniciais $\mathbf{E}(0)$, ρ_1 e ρ_2 dadas conforme a excitação utilizada. A expressão para o campo direto é utilizada na caracterização da componente direta que chega até o receptor e também do campo incidente sobre um determinado ponto de difração ou reflexão vindo diretamente do transmissor.

3.3.2 Campo Refletido

A expressão geral que descreve o campo da GO que chega até um observador \mathbf{O} após a reflexão no ponto \mathbf{Q} de uma superfície é dada por [51]:

$$\mathbf{E}_r(\mathbf{O}) = \mathbf{E}_r(\mathbf{Q}) A_r(s_r) e^{-jks_r}, \quad (3.10)$$

onde $\mathbf{E}_r(\mathbf{Q})$ fornece o campo imediatamente após a reflexão no ponto \mathbf{Q} , s_r é a distância percorrida ao longo da trajetória do raio refletido desde \mathbf{Q} até \mathbf{O} e e^{-jks_r} dá a variação da fase ao longo desta trajetória. O termo $A_r(s_r)$ é o fator de espalhamento, dado por:

$$A_r(s_r) = \sqrt{\frac{\rho_{1r}}{\rho_{1r} + s_r}} \sqrt{\frac{\rho_{2r}}{\rho_{2r} + s_r}}, \quad (3.11)$$

onde ρ_{1r} e ρ_{2r} são os raios principais de curvatura da frente de onda, imediatamente após a reflexão no ponto \mathbf{Q} [51], como indica a Fig. 3.3. Este fator de espalhamento é responsável pela variação da amplitude ao longo da trajetória.

Como estaremos tratando apenas de reflexão sobre superfícies planas, ρ_{1r} e ρ_{2r} serão iguais aos raios principais de curvatura da frente de onda incidente imediatamente antes de atingir o ponto \mathbf{Q} [51]. O ponto de reflexão \mathbf{Q} e as trajetórias dos raios incidente e refletido são determinados de acordo com os procedimentos vistos na Seção 2.2. O campo $\mathbf{E}_r(\mathbf{Q})$ imediatamente após a reflexão no ponto \mathbf{Q} é dado por:

$$\mathbf{E}_r(\mathbf{Q}) = \overline{\overline{\mathbf{R}}} \cdot \mathbf{E}_i(\mathbf{Q}),$$

onde $\mathbf{E}_i(\mathbf{Q})$ é o campo incidente imediatamente antes do ponto de reflexão \mathbf{Q} e $\overline{\overline{\mathbf{R}}}$ é uma diádica representando os coeficiente de reflexão descrito pelas Eqs. (3.1) e (3.2). Como discutido na Seção 3.2.1 e ilustrado pela Fig. 3.1, o

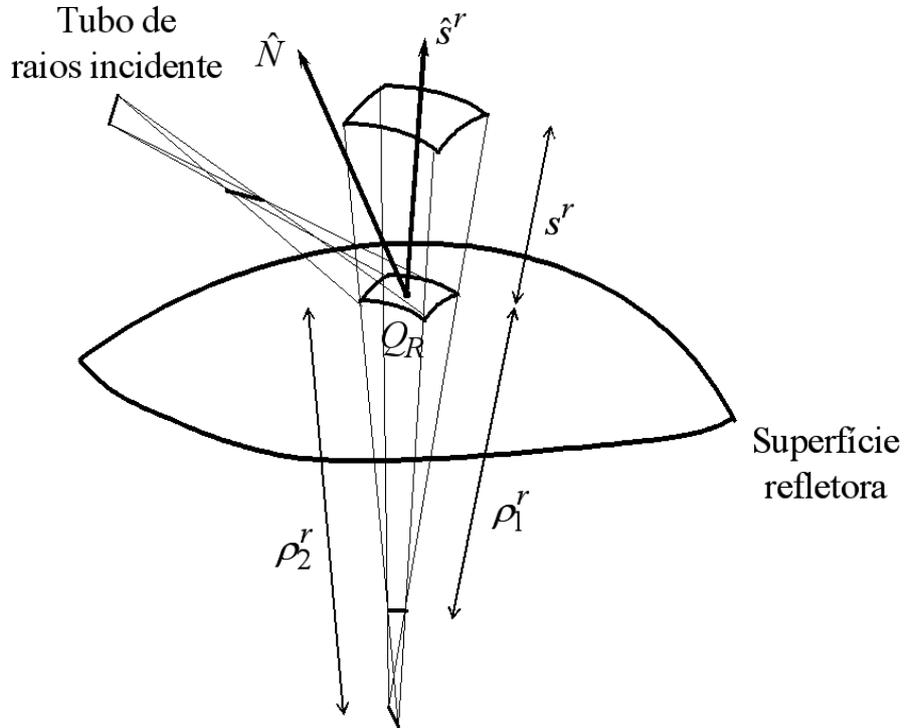


Figura 3.3: Tubo de raios de uma onda refletida

campo incidente, o refletido e o coeficiente de reflexão são descritos de acordo com os sistemas de coordenadas fixo ao raio ($\hat{\beta}$ e $\hat{\varphi}$), de forma que:

$$\mathbf{E}_i(\mathbf{Q}) = E_{\beta_i}(\mathbf{Q})\hat{\beta}_i + E_{\varphi_i}(\mathbf{Q})\hat{\varphi}_i ,$$

$$\mathbf{E}_r(\mathbf{Q}) = E_{\beta_r}(\mathbf{Q})\hat{\beta}_r + E_{\varphi_r}(\mathbf{Q})\hat{\varphi}_r ,$$

$$\overline{\mathbf{R}} = \Gamma_{\beta}\hat{\beta}_i\hat{\beta}_r + \Gamma_{\varphi}\hat{\varphi}_i\hat{\varphi}_r .$$

Levando-se em conta estes sistemas de coordenadas locais e os resultados apresentados nesta seção, podemos reescrever a Eq. (3.10) da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} E_{\beta_r}(\mathbf{O}) \\ E_{\varphi_r}(\mathbf{O}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{\beta} & 0 \\ 0 & \Gamma_{\varphi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{\beta_i}(\mathbf{Q}) \\ E_{\varphi_i}(\mathbf{Q}) \end{bmatrix} \sqrt{\frac{\rho_{1r}}{\rho_{1r} + s_r}} \sqrt{\frac{\rho_{2r}}{\rho_{2r} + s_r}} e^{-jk s_r} , \quad (3.12)$$

onde as componentes de campo elétrico E_{β_r} , E_{φ_r} , E_{β_i} e E_{φ_i} referem-se às direções $\hat{\beta}_r$, $\hat{\varphi}_r$, $\hat{\beta}_i$ e $\hat{\varphi}_i$, respectivamente, ilustradas na Fig. 3.1. Finalmente, em se tratando de superfícies planas, é importante notar que a reflexão não gera uma combinação entre as polarizações ortogonais $\hat{\beta}$ e $\hat{\varphi}$ (por exemplo, um campo incidente com apenas a componente E_{β_i} nunca irá gerar uma componente refletida E_{φ_r}).

3.4 Teoria Uniforme da Difração

A difração pode ser geometricamente interpretada como o desvio da trajetória de uma frente de onda predita pela GO, quando essa onda interage com a borda de um obstáculo. Um método no qual o fenômeno da difração pode ser descrito e interpretado em termos geométricos foi primeiramente proposto por Joseph B. Keller [48], como mencionado na Seção 3.1. Este trabalho foi a base para a chamada Teoria Geométrica da Difração (GTD). Estudando a difração na borda de um semi-plano condutor perfeito de maneira assintótica, Keller introduziu raios difratados que se comportam como raios ópticos ao partirem desta borda. Estes raios têm seus percursos determinados através da lei da difração [51], como visto na Seção 2.4. Os campos difratados são então adicionados aos campos da GO para que, em conjunto, eles possam determinar o comportamento assintótico do campo espalhado.

No entanto, a GTD proposta por Keller apresenta algumas deficiências, dentre elas o fato de que as expressões só são válidas para regiões afastadas das fronteiras de sombra. Ao se cruzar tais fronteiras, o campo da GO cai abruptamente para zero e o campo difratado dado pela GTD se torna infinito (exatamente sobre a fronteira). Ou seja, o campo da GTD é descontínuo nessas regiões limites. Para lidar com esse problema, foi proposta uma

solução uniforme para a GTD, conhecida como UTD (Teoria Uniforme da Difração) [50]. A UTD é uma teoria assintótica uniforme que fornece uma solução contínua em todo o espaço [51].

A UTD conseguiu superar as limitações da GTD nas fronteiras de sombra através da multiplicação dos coeficientes de difração (originalmente propostos por Keller) por uma função de transição $F(x)$ [50]. Essa função compensa a singularidade associada aos coeficientes de difração da GTD. No entanto, a UTD ainda apresenta algumas limitações, como nos casos onde o campo incidente não pode ser descrito como óptico (ou seja, não satisfaz a equação 3.7) e quando a reflexão e a difração não puderem ser consideradas como fenômenos locais.

Para o melhor entendimento da formulação da UTD, vamos inicialmente definir as fronteiras de sombra para o caso de interesse: uma cunha. A cunha é uma geometria de interesse neste trabalho já que ela representa a configuração das bordas (arestas) dos obstáculos a serem considerados. A localização das fronteiras de sombra depende da posição relativa entre a fonte T (do campo incidente) e a cunha, como mostra a Fig. 3.4. Quando o observador (\mathbf{O}_I) encontra-se na região I (também conhecida como região de reflexão), as seguintes componentes de campo chegam até ele (assumindo que não há outras fontes ou obstáculos em volta): as componentes direta, refletida e difratada. Na região II (\mathbf{O}_{II}), entretanto, a componente refletida não estará presente. A fronteira entre as regiões I e II é denominada fronteira de sombra para a reflexão (FSR) e é definida pela trajetória do último raio refletido (Fig. 3.4). Finalmente, na região III (\mathbf{O}_{III}), também conhecida como região de sombra, só há a componente difratada, sendo esta região separada da região II pela fronteira de sombra para o raio incidente (FSI).

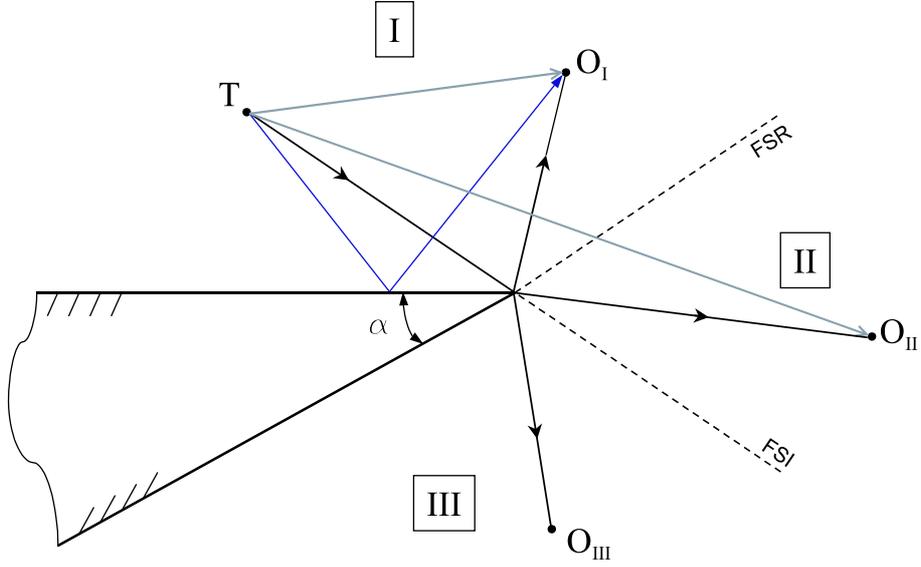


Figura 3.4: Definições das regiões e fronteiras de sombra para uma cunha.

3.4.1 Formulação da UTD

Assim como foi feito para o cálculo do campo direto e do refletido, o campo elétrico difratado será decomposto em duas componentes ortogonais. Isso será feito através de sistemas de coordenadas fixos a cada raio, definidos exatamente como na Ref. [51]. Estes sistemas de coordenadas são ilustrados na Fig. 3.5.

O campo incidente é decomposto nas componentes $\hat{\beta}_i$ e $\hat{\varphi}_i$, e o campo difratado nas componentes $\hat{\beta}_d$ e $\hat{\varphi}_d$, onde:

$$\hat{\varphi}_i = \frac{\hat{s}_i \times \hat{e}}{|\hat{s}_i \times \hat{e}|}, \quad (3.13)$$

$$\hat{\beta}_i = \hat{\varphi}_i \times \hat{s}_i, \quad (3.14)$$

$$\hat{\varphi}_d = \frac{\hat{e} \times \hat{s}_d}{|\hat{e} \times \hat{s}_d|}, \quad (3.15)$$

$$\hat{\beta}_d = \hat{\varphi}_d \times \hat{s}_d, \quad (3.16)$$

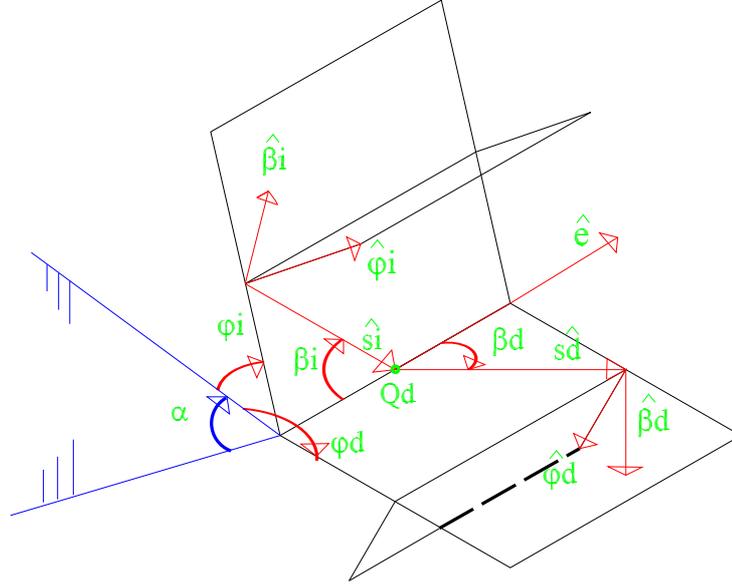


Figura 3.5: Definição dos sistemas de coordenadas para a aplicação da UTD na borda da cunha

\hat{e} é o vetor unitário tangente à borda da cunha no ponto de difração \mathbf{Q}_d , \hat{s}_i é o vetor unitário que define a direção de propagação do raio incidente e \hat{s}_d define a direção de propagação do raio difratado. Assim, os diversos campos envolvidos na trajetória difratada podem ser decompostos de maneira análoga à que foi feita para a reflexão [51]:

$$\mathbf{E}_d(\mathbf{O}) = \mathbf{E}_d(\mathbf{Q}_d) A_d(s_d) e^{-jk_s s_d}, \quad (3.17)$$

onde $\mathbf{E}_d(\mathbf{O})$ é o campo elétrico difratado pela borda da cunha (no ponto \mathbf{Q}_d) que chega até um observador \mathbf{O} , s_d é a distância do ponto de difração (\mathbf{Q}_d) ao observador (\mathbf{O}) e $A_d(s_d)$ é o fator de espalhamento, dado por:

$$A_d(s_d) = \sqrt{\frac{\rho_d}{s_d(s_d + \rho_d)}}, \quad (3.18)$$

onde ρ_d é a distância da cáustica da borda. Cáustica é definida como um

ponto (ou conjunto de pontos) no qual o campo predito pela GO diverge. Quando uma cáustica é definida por um conjunto de pontos, ela pode ser definida através de um plano ou uma linha, como, por exemplo, uma aresta. Assim, ρ_d é dado por:

$$\rho_d = \rho_e i ,$$

para o caso de superfícies planas. O campo elétrico

$$\mathbf{E}_d(\mathbf{Q}_d) = E_{\beta_d}(\mathbf{Q}_d)\hat{\beta}_d + E_{\varphi_d}(\mathbf{Q}_d)\hat{\varphi}_d \quad (3.19)$$

é aquele imediatamente após a difração no ponto \mathbf{Q}_d e é dado por:

$$\mathbf{E}_d(\mathbf{Q}_d) = \overline{\overline{\mathbf{D}}} \cdot \mathbf{E}_i(\mathbf{Q}_d) , \quad (3.20)$$

onde

$$\mathbf{E}_i(\mathbf{Q}_d) = E_{\beta_i}(\mathbf{Q}_d)\hat{\beta}_i + E_{\varphi_i}(\mathbf{Q}_d)\hat{\varphi}_i \quad (3.21)$$

é o campo elétrico incidente em \mathbf{Q}_d e

$$\overline{\overline{\mathbf{D}}} = -D_s \hat{\beta}_d \hat{\beta}_i - D_h \hat{\varphi}_d \hat{\varphi}_i \quad (3.22)$$

é uma diádica representando os coeficientes de difração D_s e D_h da UTD para a cunha. Note que os sinais negativos da Eq. (3.22) seguem a notação usual [51].

De maneira análoga ao que foi feito na Seção 3.3.2 para o campo refletido, o campo difratado pode ser representado pela seguinte forma matricial:

$$\begin{bmatrix} E_{\beta_d}(\mathbf{O}) \\ E_{\varphi_d}(\mathbf{O}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -D_s & 0 \\ 0 & -D_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{\beta_i}(\mathbf{Q}_d) \\ E_{\varphi_i}(\mathbf{Q}_d) \end{bmatrix} \sqrt{\frac{\rho_d}{s_d(s_d + \rho_d)}} e^{-jks_d} . \quad (3.23)$$

De acordo com as Figs. 3.1 e 3.5, pode-se notar que o sistema de coordenadas utilizado na UTD para descrever as componentes dos campos incidentes e difratados possui semelhanças com o utilizado para descrever os campos associados à reflexão. Essa uniformidade no tratamento das componentes

das ondas incidentes, refletidas e difratadas irá simplificar o tratamento do cálculo do campo total (mais detalhes sobre este tratamento uniforme serão dados na Seção 3.5).

3.4.2 Coeficientes de Difração da UTD para a Cunha

Nesta seção serão apresentados os coeficientes de difração da UTD para uma cunha com ângulo interno α menor que 180° , como ilustrado na Fig. 3.6. Devido à sua complexidade, a dedução desses coeficientes será omitida e apenas os resultados serão apresentados [51]. Os coeficientes de difração D_s e D_h que aparecem nas Eqs. (3.22) e (3.23) são expressos por:

$$D_{s,h}(L_i, L_{ro}, L_{rn}, \varphi_i, \varphi_d, \beta_0, n) = D_1 + D_2 + \Gamma_{s,h}^n D_3 + \Gamma_{s,h}^o D_4, \quad (3.24)$$

onde $\Gamma_{s,h}^o$ e $\Gamma_{s,h}^n$ são os coeficientes de reflexão, para as polarizações *soft* (plano $\hat{\beta}$) e *hard* (plano $\hat{\varphi}$), para as faces o e n , respectivamente (Fig. 3.6). Os índices o e n identificam as faces da cunha em cuja aresta ocorre a difração. A escolha de qual face é a o e qual é a n é feita de forma arbitrária. No entanto, qualquer que seja a escolha, ela deve ser fixada no início da análise da UTD. Os coeficientes Γ_s e Γ_h são dados por:

$$\Gamma_s^{o,n} = \frac{\eta_2 \cos \theta_i - \eta_1 \cos \theta_t}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t}, \quad (3.25)$$

$$\Gamma_h^{o,n} = \frac{\eta_1 \cos \theta_i - \eta_2 \cos \theta_t}{\eta_1 \cos \theta_i + \eta_2 \cos \theta_t}. \quad (3.26)$$

Note que $\Gamma_s^{o,n}$ e $\Gamma_h^{o,n}$ são os coeficientes de reflexão Γ_β e Γ_φ definidos pelas Eqs. (3.1) e (3.2), respectivamente, a menos de uma troca de sinal, a qual decorre da definição usual dos coeficientes de difração conforme a

Eq. (3.22) [51]. A impedância intrínseca η_2 refere-se à face (o ou n) correspondente. Os efeitos associados a condutividades finitas podem ser facilmente incorporados através da definição de uma permissividade complexa ε_2 [41]. Para o caso de uma cunha condutora elétrica perfeita, $\Gamma_s^{o,n} = -1$ e $\Gamma_h^{o,n} = +1$ [51].

Os valores dos ângulos de incidência (θ_i) para os coeficientes $\Gamma_{s,h}^o$ e $\Gamma_{s,h}^n$ são determinados da seguinte forma, de acordo com [6]:

$$\theta_{io} = \arccos (|\hat{s}_i \cdot \hat{n}_o|) , \quad (3.27)$$

$$\theta_{in} = \arccos (|\hat{s}_i \cdot \hat{n}_n|) , \quad (3.28)$$

onde θ_{io} é o ângulo de incidência para ser usado em $\Gamma_{s,h}^o$ e θ_{in} é o ângulo de incidência para ser usado em $\Gamma_{s,h}^n$. \hat{s}_i é a direção do raio incidente no ponto de difração e \hat{n}_o e \hat{n}_n representam as normais em relação às faces o e n , respectivamente, como ilustrado na Fig. 3.6.

Os coeficientes D_1 a D_4 da Eq. (3.24) são dados por [51]:

$$D_1 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \operatorname{sen}\beta_0} \cot \left[\frac{\pi + (\varphi_d - \varphi_i)}{2n} \right] F[k L_i a^+(\varphi_d - \varphi_i)] , \quad (3.29)$$

$$D_2 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \operatorname{sen}\beta_0} \cot \left[\frac{\pi - (\varphi_d - \varphi_i)}{2n} \right] F[k L_i a^-(\varphi_d - \varphi_i)] , \quad (3.30)$$

$$D_3 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \operatorname{sen}\beta_0} \cot \left[\frac{\pi + (\varphi_d + \varphi_i)}{2n} \right] F[k L_{rn} a^+(\varphi_d + \varphi_i)] , \quad (3.31)$$

$$D_4 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \operatorname{sen}\beta_0} \cot \left[\frac{\pi - (\varphi_d + \varphi_i)}{2n} \right] F[k L_{ro} a^-(\varphi_d + \varphi_i)] , \quad (3.32)$$

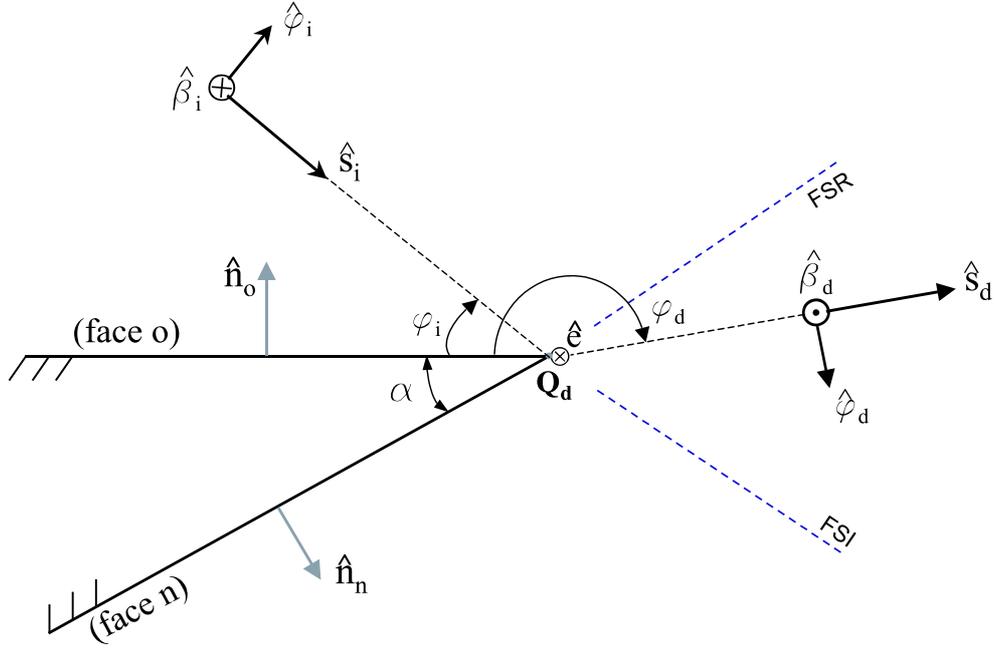


Figura 3.6: Principais parâmetros para o cálculo da difração por uma cunha de faces planas

onde β_0 é o semi-ângulo do cone de Keller [48] (Fig. 2.12), ou seja:

$$\text{sen}\beta_0 = |\hat{s}_i \times \hat{e}| = |\hat{s}_d \times \hat{e}|, \quad (3.33)$$

sendo tal igualdade consequência da lei da difração [51]. A função de transição $F(x)$ é dada por:

$$F(x) = 2j\sqrt{x} e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-ju^2} du \quad (3.34)$$

e as funções $a^\pm(\theta^\pm)$ são definidas como:

$$a^\pm(\theta^\pm) = 2 \cos^2 \left(\frac{2n\pi N^\pm - \theta^\pm}{2} \right), \quad (3.35)$$

onde $\theta^\pm = \varphi_d \pm \varphi_i$ e N^\pm são os inteiros mais próximos que satisfazem as

equações:

$$2\pi n N^+ - (\varphi_d \pm \varphi_i) = \pi , \quad (3.36)$$

$$2\pi n N^- - (\varphi_d \pm \varphi_i) = -\pi . \quad (3.37)$$

O parâmetro n está relacionado com o ângulo interno α da borda da cunha (Fig. 3.6) onde ocorre a difração e é dado por:

$$n = \frac{2\pi - \alpha}{\pi} . \quad (3.38)$$

Já φ_i e φ_d são os ângulos dos raios incidente e difratado, respectivamente, em relação à face o , escolhida como referência (Fig. 3.6).

Os termos L_i, L_{ro}, L_{rn} das Eqs. (3.29)–(3.32) são chamados de parâmetros de distância. O parâmetro de distância L_i , associado com as fronteiras de sombra de incidência, é dado por [51]:

$$L_i = \frac{s_d (\rho_{ei} + s_d) \rho_{1i} \rho_{2i}}{\rho_{ei} (\rho_{1i} + s_d) (\rho_{2i} + s_d)} \text{sen}^2 \beta_0 , \quad (3.39)$$

onde ρ_{1i} é o raio principal de curvatura da onda incidente no plano de incidência, ou seja, no plano que contém \hat{s}_i e a normal \hat{n}_o (Fig. 3.6), ρ_{2i} é o raio principal de curvatura da onda incidente no plano transversal ao plano de incidência e ρ_{ei} é o raio de curvatura da onda incidente no plano de incidência fixo à borda, ou seja, no plano que contém \hat{s}_i e \hat{e} . Para o caso particular da cunha com faces planas (Fig. 3.6) sendo iluminada por uma frente de onda cilíndrica (caso puramente 2D), cuja fonte dista s_i do ponto de difração \mathbf{Q}_d , temos [51]:

$$\rho_{1i} = s_i ,$$

$$\rho_{2i} = \rho_{ei} \rightarrow \infty .$$

Para o caso da cunha sendo iluminada por uma frente de onda esférica cuja fonte dista s_i do ponto de difração \mathbf{Q}_d , temos:

$$\rho_{1i} = \rho_{2i} = \rho_{ei} = s_i .$$

Os parâmetros de distância associados com as fronteiras de sombra de reflexão, L_{ro} e L_{rn} , são dados por:

$$L_{ro,n} = \frac{s_d (\rho_{ero,n} + s_d) \rho_{1ro,n} \rho_{2ro,n}}{\rho_{ero,n} (\rho_{1ro,n} + s_d) (\rho_{2ro,n} + s_d)} \text{sen}^2 \beta_0 , \quad (3.40)$$

onde $\rho_{1ro,n}$ e $\rho_{2ro,n}$ são os raios principais de curvatura da frente de onda refletida nas faces o e n , respectivamente, e $\rho_{ero,n}$ é o raio de curvatura da onda refletida no plano contendo o raio refletido e o vetor \hat{e} [51]. Para o caso particular da cunha com faces planas:

$$\rho_{1ro,n} = \rho_{1i} ,$$

$$\rho_{2ro,n} = \rho_{2i} ,$$

$$\rho_{ero,n} = \rho_{ei} .$$

Consequentemente, para a cunha de faces planas, $L_i = L_{ro} = L_{rn}$ [51].

Para ilustrar alguns dos parâmetros utilizados no cálculo do campo difratado através da UTD, considere a Fig. 3.6. Nela temos a difração por uma cunha de faces planas, com $\beta_0 = \pi/2$ (incidência normal à borda no ponto \mathbf{Q}_d), campo incidente (componentes $\hat{\beta}_i$ e $\hat{\varphi}_i$) com direção de propagação \hat{s}_i e campo difratado (componentes $\hat{\beta}_d$ e $\hat{\varphi}_d$) com direção de propagação \hat{s}_d . φ_i e φ_d indicam os ângulos de incidência e de difração em relação à face o , respectivamente. α é o ângulo interno da cunha, \hat{e} é o vetor tangente à aresta na borda onde ocorre a difração e \hat{n}_o (\hat{n}_n) é o vetor normal à face o (n).

Vale ressaltar, como informação, que as expressões da UTD só são válidas se $k L_i \text{sen}^2 \beta_0 > 1$ [51]. Esta condição é imposta pelas exigências da aproximação assintótica. Alguns fatores que podem contribuir para que a UTD não seja válida são, por exemplo, frequências muito baixas ou distâncias percorridas pelas trajetórias incidente (s_i) ou difratada (s_d) muito pequenas (da ordem do comprimento de onda ou menor).

3.4.3 Comportamento da Difração no Entorno das Fronteiras de Sombra

Os coeficientes de difração D_1 , D_2 , D_3 e D_4 , dados pelas Eqs. (3.29)–(3.32), respectivamente, apresentam comportamento singular devido aos termos $\cot \left[\frac{\pi \pm (\varphi_d \pm \varphi_i)}{2n} \right]$ e por isso devem ser analisados e interpretados com maior cuidado. Isso acontece para que, como já mencionado na Seção 3.4, a UTD forneça uma solução uniforme em todo o espaço, em particular ao cruzar as fronteiras de sombra. Quando o referido termo cotangente torna-se singular, o termo da função de transição $F(x)$ compensa essa singularidade nas respectivas fronteiras. Assim, em uma implementação numérica da UTD, devemos fazer um tratamento analítico sobre os coeficientes de difração para garantir a continuidade do cálculo através das fronteiras de sombra.

Tomemos como exemplo o coeficiente D_1 , responsável pela continuidade do campo na fronteira de sombra incidente (FSI) quando a face o não é iluminada pela fonte (raio direto), conforme ilustrado pela Fig. 3.7. Nela, \vec{s}_i representa o raio incidente no ponto \mathbf{Q}_d com ângulo de incidência φ_i em relação à face o , \vec{s}_d representa o raio difratado com o respectivo ângulo φ_d , a linha tracejada FSI representa a Fronteira de Sombra de Incidência e φ_{FSI} é o ângulo que define sua localização em relação à face o . Da figura temos que $\varphi_{FSI} = \varphi_i - \pi$ e $\varphi_d = (\varphi_i - \pi) + \epsilon$. Com isso, vamos analisar o comportamento de D_1 quando $|\epsilon| \rightarrow 0$, ou seja, quando o raio difratado se aproxima da FSI. Note que ϵ é definido da seguinte forma:

$$\left\{ \begin{array}{l} \epsilon = 0 \rightarrow \varphi_d = \varphi_{FSI} \\ \epsilon > 0 \rightarrow \text{raio direto está presente} \\ \epsilon < 0 \rightarrow \text{região de sombra.} \end{array} \right.$$

Quando $|\epsilon| \rightarrow 0$, $\varphi_d - \varphi_i = -\pi$ e os termos relevantes da Eq. (3.29) podem ser reescritos como:

$$\cot \left[\frac{\pi + (\varphi_d - \varphi_i)}{2n} \right] = \cot \left[\frac{\epsilon}{2n} \right] \cong \frac{2n}{\epsilon} \left(1 - \frac{\epsilon^2}{8n^2} \right) \cong \frac{2n}{\epsilon},$$

$$N^+ = 0 \rightarrow a^+(\varphi_d - \varphi_i) = 2 \cos^2 \left(\frac{\pi - \epsilon}{2} \right) = 2 \text{sen}^2 \left(\frac{\epsilon}{2} \right) \approx \frac{\epsilon^2}{2},$$

$$\begin{aligned} F(k L_i a^+) &\approx F(k L_i \frac{\epsilon^2}{2}) \approx e^{j\pi/4} \left(|\epsilon| \sqrt{\frac{\pi k L_i}{2}} - \epsilon^2 k L_i e^{j\pi/4} \right) e^{jk L_i \epsilon^2/2} \\ F(k L_i \frac{\epsilon^2}{2}) &\approx |\epsilon| \sqrt{\frac{\pi k L_i}{2}} e^{j\pi/4} - j k L_i \epsilon^2. \end{aligned}$$

Com isso, o produto entre a função de transição $F(x)$ e o termo da cotangente de D_1 pode ser aproximado da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \cot \left[\frac{\pi + (\varphi_d - \varphi_i)}{2n} \right] F(k L_i a^+) &\approx \frac{|\epsilon|}{\epsilon} 2n \sqrt{\frac{\pi k L_i}{2}} e^{j\pi/4} - j 2n k L_i \epsilon \\ &\approx 2n e^{j\pi/4} \epsilon \sqrt{2\pi k} \left[\frac{\sqrt{L_i}}{2|\epsilon|} - e^{j\pi/4} \frac{k L_i}{\sqrt{2\pi k}} \right]. \end{aligned}$$

Assim, para um raio difratado em torno da fronteira FSI mostrada na Fig. 3.7, o coeficiente D_1 assume a forma abaixo:

$$D_1 \approx -\frac{\sqrt{L_i}}{\text{sen}\beta_0} \left[\frac{\text{sign}(\epsilon)}{2} - \epsilon \sqrt{\frac{k L_i}{2\pi}} e^{j\pi/4} \right] \quad (3.41)$$

onde

$$\text{sign}(\epsilon) = \begin{cases} -1, & \epsilon \leq 0 \\ +1, & \epsilon > 0. \end{cases}$$

Note que $\text{sign}(\epsilon) = -1$ para $\epsilon = 0$, desde que o raio direto da GO não seja considerado exatamente sobre a FSI ($\epsilon = 0$), assegurando que o campo total será exatamente a metade do campo direto na direção da FSI [51].

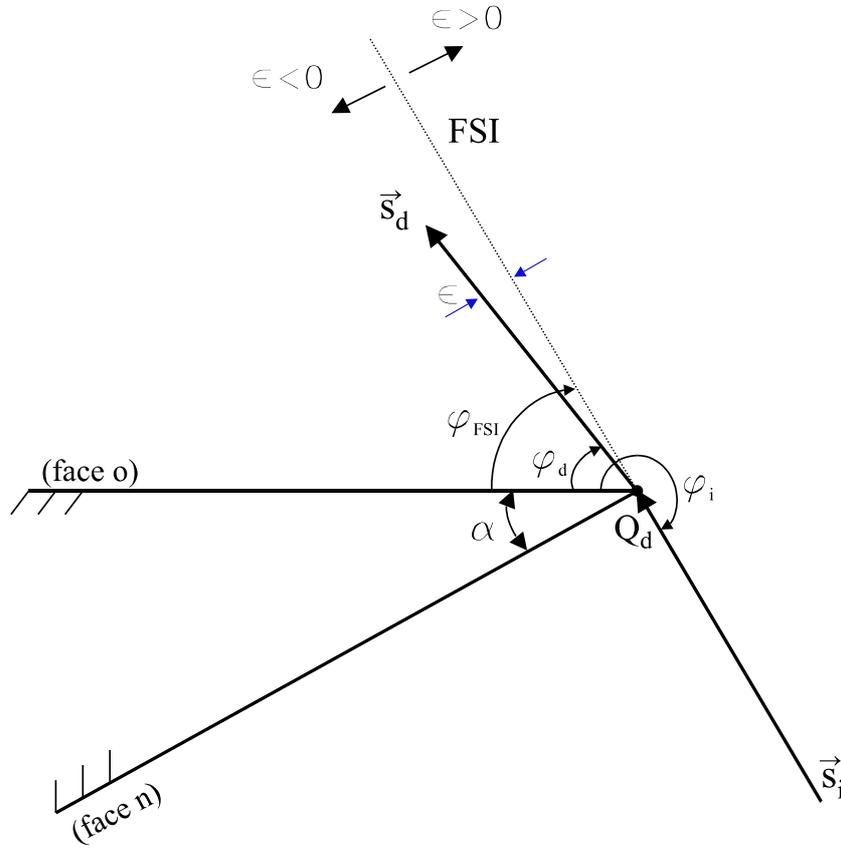


Figura 3.7: Raio difratado \vec{s}_d próximo à FSI. Quando $\epsilon = 0$, \vec{s}_d coincide com a FSI.

Esse tratamento realizado para D_1 é feito também para os demais coeficientes de difração (D_2 , D_3 e D_4), sempre que o raio difratado estiver muito próximo ou sobre as suas respectivas fronteiras de sombra. Nesse caso, mostra-se que a expressão para os coeficientes D_2 , D_3 e D_4 é a mesma apresentada na Eq. (3.41) para o coeficiente D_1 , desde que $\epsilon > 0$ para a região onde o campo da GO associado esteja presente. Porém, a localização das fronteiras de sombra varia para cada caso. Como D_2 compensa a descontinuidade da GO quando a face n não está iluminada, sua FSI está

localizada em $\varphi_{FSI} = \varphi_i + \pi$. D_3 refere-se à descontinuidade quando há reflexão na face n e D_4 , na face o ; com isso, suas fronteiras de sombra de reflexão (FSR) estão localizadas em $\varphi_{FSR} = (2n-1)\pi - \varphi_i$ e $\varphi_{FSR} = \pi - \varphi_i$, respectivamente [51], com ângulos sempre relativos à face o .

Assim, sempre que o ponto de observação estiver sobre ou muito próximo a uma das FSI ou FSR, o coeficiente de difração apropriado deve ser substituído pela aproximação dada pela Eq. (3.41), sendo que os demais coeficientes permanecem inalterados, de acordo com as Eqs. (3.29)–(3.32).

3.4.4 Casos Particulares dos Coeficientes de Difração

Um caso a ser tratado de forma especial na UTD é quando o raio incidente apresenta incidência rasante na face o ($\varphi_i = 0$) ou na face n ($\varphi_i = n\pi$). Nestas situações, os campos incidentes e refletidos se confundem, assim como suas respectivas fronteiras de sombra. Como mencionado na Seção 3.4.3, os termos referentes à GO não são considerados quando estes forem bloqueados (raio direto) ou refletidos exatamente na aresta de um obstáculo. Assim, quando ocorrer incidência rasante os coeficientes de difração apresentados nas Eqs. (3.29)–(3.32) devem ser multiplicados por um fator de incidência rasante $G_{s,h}^{o,n}$. De acordo com a Ref. [6], este fator é definido da seguinte forma:

$$G_{s,h}^o = \begin{cases} \frac{1}{1+\Gamma_{s,h}^o}, & \varphi_i = 0 \\ \frac{1}{2}, & \varphi_i = n\pi \\ 1, & \text{qualquer outro caso} \end{cases} \quad (3.42)$$

$$G_{s,h}^n = \begin{cases} \frac{1}{1+\Gamma_{s,h}^n}, & \varphi_i = n\pi \\ \frac{1}{2}, & \varphi_i = 0 \\ 1, & \text{qualquer outro caso} \end{cases} \quad (3.43)$$

onde $\Gamma_s^{o,n}$ e $\Gamma_h^{o,n}$ são os coeficientes de reflexão dados pelas Eqs. (3.25) e (3.26), respectivamente. O fator $G_{s,h}^o$ deve multiplicar os termos D_2 e D_4 , dados pelas Eqs. (3.30) e (3.32), respectivamente, enquanto que o fator $G_{s,h}^n$ deve multiplicar os termos D_1 e D_3 , dados pelas Eqs. (3.29) e (3.31), respectivamente. Assim, a Eq. 3.24 passa a ser escrita como:

$$D_{s,h} = G_{s,h}^n(D_1 + \Gamma_{s,h}^n D_3) + G_{s,h}^o(D_2 + \Gamma_{s,h}^o D_4). \quad (3.44)$$

Casos de incidência rasante vão ocorrer sempre que o raio incidente numa determinada aresta vier difratado de outra aresta consecutiva do mesmo obstáculo. Isto acontece ao considerarmos duas ou mais difrações ($N_D \geq 2$). A incidência rasante foi considerada ao se implementar o algoritmo de traçado de raios. No entanto, existe um outro caso especial que não foi considerado no programa, que é o caso de múltiplas difrações por arestas consecutivas. Como indicam as Refs. [52]–[54], ao se considerar $N_D \geq 2$, a aplicação sucessiva dos coeficientes da UTD pode levar a resultados incorretos se o segundo ponto de difração estiver na região de transição da fonte em questão. Isto acontece porque o raio difratado no primeiro ponto não é óptico, saindo do escopo de validade da UTD [52]–[54]. No Capítulo 4 são apresentados casos comparativos da UTD com resultados numéricos obtidos através do Método dos Momentos (MoM) para superfícies condutoras elétricas perfeitas indicando que as discrepâncias não são apreciáveis (dependendo da polarização são inexistentes), principalmente quando se tratar de ambientes com muitas componentes de multipercurso.

O termo correspondente à *slope diffraction* [51] não foi considerado no presente trabalho. Entende-se por *slope diffraction* à parcela do campo difratado proporcional à derivada do campo incidente num ponto de difração. A análise da importância da inclusão deste termo fica como sugestão para trabalhos futuros. Neste trabalho também não foram consideradas difrações em arestas

com ângulo interno α maior que 180° , ficando a análise destes fenômenos para trabalhos futuros.

3.5 Procedimento para o Cálculo do Campo Espalhado

3.5.1 Formulação

Como mencionado na Seção 3.1, o campo resultante em um determinado ponto de observação é dado pela soma das contribuições de cada trajetória que chega até ele. Essas contribuições envolvem o campo direto e as componentes de multipercurso com várias reflexões e/ou difrações. Na Seção 2.3, foi feita a identificação das trajetórias dos raios direto e refletidos. Na Seção 2.4, um procedimento semelhante foi adotado para se determinar as trajetórias dos raios difratados. Nesta mesma seção foi então mostrado como as diferentes classes de trajetórias ($T-R$, $T-D$, $D-D$ e $D-R$) são combinadas para a obtenção dos multipercursos entre o transmissor e o receptor. Como visto no Capítulo 2, as técnicas adotadas para o traçado de raios são semelhantes para as diferentes classes, variando-se apenas os pontos iniciais e finais. Ou seja, o procedimento de determinação das trajetórias é equivalente, qualquer que seja o ponto de transmissão (T ou D) ou de recepção (D ou R). Isso faz com que o procedimento de rastreamento de raios se torne uniforme para os diversos tipos de trajetórias.

Neste capítulo, foi mostrado que essas trajetórias são utilizadas para realizar o cálculo do campo espalhado: a GO é responsável pela determinação das contribuições dos raios direto e refletidos (Seções 3.3.1 e 3.3.2) e a UTD (Seção 3.4) determina as contribuições dos raios difratados. Com isso, tanto

a GO como a UTD são utilizadas para se determinar a contribuição de uma única trajetória, com múltiplas reflexões e difrações, no campo resultante. Assim, se faz desejável a obtenção de um procedimento uniforme para o cálculo dos campos incidentes, refletidos e difratados.

Como mencionado nas Seções 3.2.1 e 3.4, uma frente de onda TEM pode ser representada como a soma de duas componentes ortogonais. Nestas seções, as ondas incidentes, refletidas e difratadas foram decompostas em duas componentes, $\hat{\beta}$ e $\hat{\varphi}$, através do uso de sistemas de coordenadas locais fixos aos respectivos raios (Figs. 3.1 e 3.6). Isso faz com que a representação dessas componentes seja equivalente para os diversos casos.

Vamos considerar a Fig. 3.8 como exemplo para este sistema de coordenadas locais para raios incidentes, refletidos e difratados. Na figura, \hat{s}_P representa a direção da trajetória de uma onda incidente no ponto \mathbf{P} , decomposta nas componentes $\hat{\beta}_P$ e $\hat{\varphi}_P$; \hat{s}_O indica a direção da trajetória de uma onda partindo do ponto \mathbf{P} e chegando no observador \mathbf{O} , decomposta nas componentes $\hat{\beta}_O$ e $\hat{\varphi}_O$. Para o caso do campo direto (Seção 3.3.1), \mathbf{P} representa a antena transmissora e o campo no ponto \mathbf{O} é determinado através da Eq. (3.8). Para o caso do campo refletido (Seção 3.3.2), \mathbf{P} representa um ponto de reflexão. Comparando as Figuras 3.1 e 3.8, vemos que \mathbf{P} (Fig. 3.8) corresponde a \mathbf{Q} (Fig. 3.1) e que os sistemas de coordenadas em ambas as figuras são equivalentes. Finalmente, para o campo difratado (Seção 3.4), \mathbf{P} representa um ponto de difração. Comparando as Figs. 3.5 e 3.6 com a Fig. 3.8, vemos que \mathbf{P} (Fig. 3.8) corresponde a \mathbf{Q}_d (Figs. 3.5 e 3.6) e que os sistemas de coordenadas são também equivalentes. Com isso, podemos adotar um tratamento uniforme para o rastreamento do campo.

Como mencionado na Seção 2.2, os casos a serem analisados pelo algoritmo desenvolvido envolvem apenas cunhas retas com faces planas, com

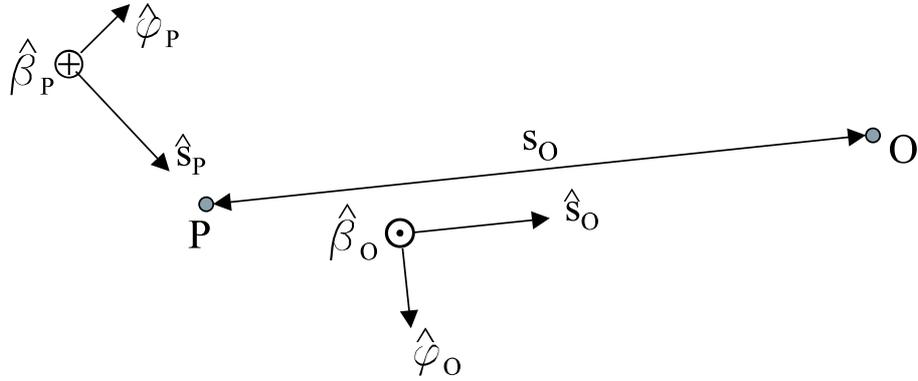


Figura 3.8: Sistema de coordenadas locais para raios incidentes, refletidos e difratados

todas as arestas paralelas entre si e perpendiculares ao solo. Nestas circunstâncias, as reflexões e as difrações não irão acoplar as polarizações $\hat{\beta}$ e $\hat{\varphi}$ entre si (Figs. 3.1 e 3.5), além do fato que as arestas nos topos dos obstáculos e as junções obstáculo/solo são ignoradas. Dadas estas considerações e a representação uniforme para as trajetórias incidentes, refletidas e difratadas (Fig. 3.8), podemos representar a formulação para cálculo do campo em um certo ponto da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} E_{\beta_O}(\mathbf{O}) \\ E_{\varphi_O}(\mathbf{O}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{\beta} & 0 \\ 0 & C_{\varphi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{\beta_P}(\mathbf{P}) \\ E_{\varphi_P}(\mathbf{P}) \end{bmatrix} A(s_O) e^{-jks_O} \quad (3.45)$$

onde $E(\mathbf{P})$ refere-se ao campo incidente no ponto \mathbf{P} e $E(\mathbf{O})$ ao campo no ponto \mathbf{O} . $E_{\beta_P}(\mathbf{P})$ determinará $E_{\beta_O}(\mathbf{O})$ e $E_{\varphi_P}(\mathbf{P})$ determinará $E_{\varphi_O}(\mathbf{O})$ (não há acoplamento entre essas componentes ortogonais). Os coeficientes C_{β} e C_{φ} dependem apenas de \mathbf{P} . Se \mathbf{P} for o transmissor, $C_{\beta} = C_{\varphi} = -1$. Isto se deve à inversão entre as orientações da base $\hat{\beta}_P, \hat{\varphi}_P$ para a base $\hat{\beta}_O, \hat{\varphi}_O$. Caso \mathbf{P} corresponda a um ponto de reflexão, de acordo com o que foi discutido nas Seções 3.2.1 e 3.3.2 e ilustrado na Fig. 3.1, C_{β} representará

o coeficiente de reflexão Γ_β [Eq. (3.1)] e C_φ representará o coeficiente Γ_φ [Eq. (3.2)]. Finalmente, quando \mathbf{P} representar de um ponto de difração, $C_\beta = -D_s$ e $C_\varphi = -D_h$, onde D_s e D_h são expressos pela Eq. (3.24). O fator de espalhamento $A(s_O)$ também está relacionado com o tipo de mecanismo de espalhamento que a Eq. (3.45) representa. Para o campo direto, $A(s_O) = A(s)$, dado pela Eq. (3.9); para o campo refletido, $A(s_O) = A_r(s_r)$, dado pela Eq. (3.11); e para o campo difratado, $A(s_O) = A_d(s_d)$, dado pela Eq. (3.18).

Vale destacar que, para um dado ambiente (composto por superfícies condutoras), múltiplas reflexões ocorridas em uma dada trajetória entre os pontos \mathbf{P} e \mathbf{O} da Fig. 3.8 podem ser tratadas conjuntamente. Para isso, basta considerar a distância total percorrida pela trajetória de múltiplas reflexões e em que faces ocorreram tais reflexões. O campo incidente em \mathbf{O} é determinado considerando-se a distância total percorrida pela trajetória de múltiplas reflexões. O número total de reflexões é utilizado na determinação de quantas vezes deve-se multiplicar este campo incidente pelos coeficientes de reflexão correspondentes.

3.5.2 Raios de Curvatura

Outra questão relativa ao procedimento de cálculo do campo espalhado se refere à definição dos raios de curvatura das frentes de onda incidentes e refletidas [ρ_{1i} , ρ_{2i} , $\rho_{1ro,n}$ e $\rho_{2ro,n}$, presentes nas Eqs. (3.39) e (3.40)], em função do sistema de coordenadas locais $\hat{\beta}$ e $\hat{\varphi}$ utilizado para definir as componentes das ondas difratadas. Primeiramente vamos analisar o caso dos raios de curvatura das frentes de onda incidentes ρ_{1i} e ρ_{2i} . ρ_{1i} se refere ao raio principal de curvatura no plano de incidência, que coincide com o plano- φ , ou seja, com o plano que contém \hat{s}_i e a normal à face o . Assim, o raio principal de curvatura no plano- φ , $\rho_\varphi = \rho_{1i}$. Já ρ_{2i} se refere ao raio de curvatura no

plano transversal ao plano de incidência, que coincide com o plano- β . Assim, o raio principal de curvatura no plano- β , $\rho_\beta = \rho_{2i}$. Os planos φ e β estão representados na Fig. 3.5. Como estamos tratando somente de cunhas com faces planas (Seção 3.4.1), $\rho_{1ro,n} = \rho_{1i} = \rho_\varphi$ e $\rho_{2ro,n} = \rho_{2i} = \rho_\beta$. Como os sistemas de coordenadas locais utilizados para os raios direto e refletido são análogos ao do raio difratado, podemos definir os raios de curvatura das frentes de onda incidente [ρ_1 e ρ_2 , presentes na Eq. (3.9)] e refletida [ρ_{1r} e ρ_{2r} , presentes na Eq. (3.11)] de forma semelhante à que feita para os raios de curvatura da frente de onda difratada. Como estamos tratando apenas de reflexões em superfícies planas, os raios de curvatura principais das frentes de onda refletidas são iguais aos da onda incidente. Com isso, $\rho_\varphi = \rho_{1r} = \rho_1$ e $\rho_\beta = \rho_{2r} = \rho_2$.

Os valores iniciais de ρ_β e ρ_φ são determinados de acordo com a frente de onda da excitação utilizada. Vamos considerar como exemplo uma excitação esférica ($\rho_\beta = \rho_\varphi$). A frente de onda proveniente do transmissor permanecerá esférica até atingir o receptor (para os casos dos raios direto ou puramente refletidos), com raio de curvatura igual à distância total medida ao longo da trajetória. Caso ocorra difrações, a frente de onda do transmissor permanecerá esférica até atingir o primeiro ponto de difração, com raio de curvatura igual à distância total medida ao longo desta trajetória até o referido ponto de difração. Ao sofrer difração, a frente de onda se torna astigmática (ou seja, $\rho_\beta \neq \rho_\varphi$). No plano- β , o raio de curvatura ρ_β da frente de onda não se altera, ou seja, continuará sendo dado pela distância total medida ao longo da trajetória. No plano- φ , o raio de curvatura ρ_φ refere-se à cáustica na aresta da cunha, ou seja, $\rho_\varphi = 0$ no ponto de difração. Esse mecanismo se repete para as difrações posteriores, independentemente da excitação utilizada. Para uma excitação cilíndrica (em um problema bidi-

mensional), $\rho_\beta \rightarrow \infty$ em qualquer situação, enquanto que ρ_φ comporta-se como no caso da onda esférica.

3.6 Consideração da Reflexão no Solo para o caso *quasi-3D*

Faremos agora uma breve consideração acerca dos coeficientes de reflexão apresentados na Seção 3.2.1, para o caso em que ocorre reflexão no solo. O fenômeno da reflexão é tratado da mesma forma em que foi considerado na referida seção, porém há agora uma mudança nas posições das componentes ortogonais $\hat{\beta}$ e $\hat{\varphi}$ dos campos incidentes e refletidos, como mostra a Fig. 3.9.

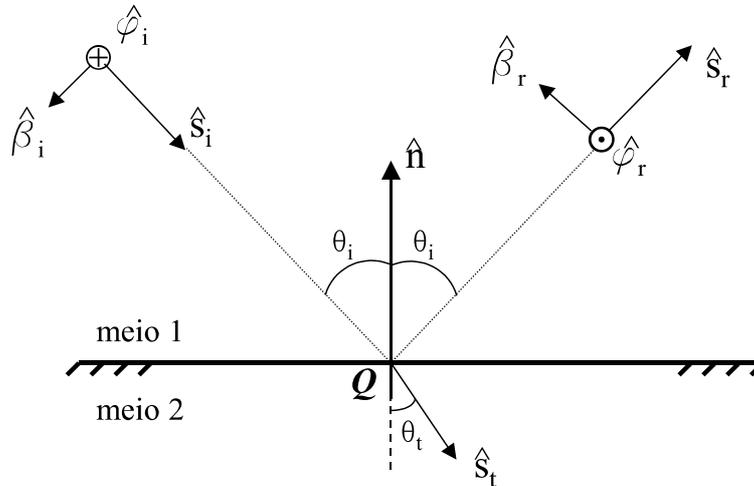


Figura 3.9: Reflexão no solo: onda incidente (*i*) e onda refletida (*r*)

Nestas condições, os coeficientes de reflexão de Fresnel (Γ), utilizados na determinação do campo refletido no solo, são dados por:

$$\Gamma_{\beta} = \frac{\eta_2 \cos \theta_t - \eta_1 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_t + \eta_1 \cos \theta_i}, \quad (3.46)$$

$$\Gamma_{\varphi} = \frac{\eta_1 \cos \theta_t - \eta_2 \cos \theta_i}{\eta_1 \cos \theta_t + \eta_2 \cos \theta_i}. \quad (3.47)$$

Podemos notar que a componente $\hat{\beta}$ considerada para a reflexão no solo equivale à componente $\hat{\varphi}$ para a reflexão nas faces dos obstáculos (Seção 3.2.1), e vice-versa. Com isso, ao invés de definir novos coeficientes de reflexão de Fresnel, podemos simplesmente utilizar a seguinte expressão para o cálculo das componentes $\hat{\beta}$ e $\hat{\varphi}$ do campo refletido no solo:

$$\begin{bmatrix} E_{\beta_r}(\mathbf{O}) \\ E_{\varphi_r}(\mathbf{O}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{\beta} & 0 \\ 0 & \Gamma_{\varphi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{\beta_i}(\mathbf{Q}) \\ E_{\varphi_i}(\mathbf{Q}) \end{bmatrix} A_r(s_r) e^{-jk s_r}, \quad (3.48)$$

Capítulo 4

Implementação Numérica do Algoritmo e Resultados

4.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentadas algumas características do algoritmo implementado numericamente, bem como alguns exemplos de utilização do modelo de predição de cobertura baseado na UTD e em traçado de raios. Além de realizar o traçado de raios através do Método das Imagens de acordo com as técnicas descritas no Capítulo 2, o programa avalia o campo eletromagnético através da GO e da UTD, técnicas estas descritas no Capítulo 3. O programa desenvolvido foi implementado em linguagem C, sendo a visualização gráfica desenvolvida através do compilador Builder C++, versão 5.0.

O programa implementado realiza a predição de cobertura através da determinação dos níveis de campo (caso 2D) ou de potência (caso *quasi*-3D) recebidos em uma dada região. Para o caso 2D, a excitação utilizada é uma linha infinita de corrente (elétrica para a polarização TM e magnética para a

TE), que produz uma excitação cilíndrica [41]. Já para o caso *quasi-3D*, a antena é um dipolo infinitesimal elétrico arbitrariamente orientado, que produz uma excitação esférica [41]. Assim, o programa permite a visualização gráfica do campo ou da potência preditos em um ambiente através da distribuição de receptores em uma grade uniforme cobrindo a região de interesse. Além disso, o programa permite a visualização das trajetórias dos raios para um ponto de recepção particular. Tal visualização é interessante na medida em que ela fornece uma interpretação geométrica do fenômeno de espalhamento do campo na presença de obstáculos (multipercursos).

Neste capítulo vamos primeiramente fazer uma breve descrição do funcionamento do algoritmo implementado. Isso será feito de maneira simplificada, uma vez que o funcionamento das técnicas de traçado de raios e cálculo de campo já foram descritas com maiores detalhes nos Capítulos 2 e 3, respectivamente. Em seguida, serão apresentados alguns resultados numéricos a serem comparados com resultados obtidos através de técnicas integrais resolvidas pelo Método dos Momentos (solução de referência já que as técnicas assintóticas são validadas no domínio de aplicabilidade), e resultados apresentados na literatura, para a validação do algoritmo implementado. Também serão apresentados alguns exemplos do funcionamento do programa, tanto da representação das trajetórias quanto de predição de cobertura.

4.2 Algoritmo

O primeiro passo para a execução do programa é montar um arquivo de entrada contendo informações acerca do modelo que representará o ambiente onde se quer realizar a predição de cobertura. Ele deve fornecer as coordenadas e alturas das antenas transmissora e receptora, os números máximos

de reflexões (N_R) e de difrações (N_D) a serem considerados, as características da excitação utilizada (transmissor) e em qual frequência será feita a predição de cobertura. Além disso, este arquivo deve conter a descrição dos obstáculos que modelam o ambiente a ser analisado. Ou seja, deve fornecer as coordenadas (em metros) dos obstáculos que podem representar tanto um corte horizontal, quanto um vertical do ambiente (veja Figs. 2.1 e 2.2). Esta descrição é feita de acordo com as considerações apresentadas na Seção 2.2. Também ser dadas as características elétricas de cada face e do solo.

Como se deseja realizar predição de cobertura em uma área e não somente em um ponto, os observadores são representados através de uma grade de receptores espalhados em toda a região de interesse. Assim, deve-se escolher a resolução dessa grade de receptores através do número de receptores por metro quadrado na região de interesse. O programa, então, define as coordenadas de cada ponto de recepção, determinando, assim, a resolução para a predição de cobertura no ambiente.

Após a determinação dos dados de entrada, o programa identificará, nos obstáculos do ambiente fornecido, quais são os pontos de difração. As coordenadas desses pontos são armazenadas em uma matriz de pontos de difração, posteriormente utilizadas para a determinação das trajetórias correspondentes. Determinados os pontos de difração, o programa construirá a matriz SVP, descrita na Seção 2.3.4.

Feito esse tratamento inicial envolvendo os obstáculos que modelam o ambiente, o algoritmo fará o traçado de raios propriamente dito. Primeiramente serão traçados os raios pertencentes às classes $T - D$ e $D - D$ (Seção 2.4), de acordo com os procedimentos descritos no Capítulo 2. Essas trajetórias são armazenadas e não precisam ser recalculadas para receptores diferentes, já que elas independem da posição da antena receptora. Determinadas as

trajetórias dos raios para essas classes, determina-se então as trajetórias dos raios pertencentes às classes $T - R$ e $D - R$. Como essas trajetórias dependem da posição do receptor, o conjunto de raios dessas classes deve ser recalculado para cada nova posição da antena receptora.

O procedimento para a formação de qualquer uma das classes começa com a construção da árvore de imagens a partir do transmissor (para as classes $T - D$ e $T - R$) ou de um determinado ponto de difração (classes $D - D$ e $D - R$), conforme discutido na Seção 2.3.2. O tamanho da árvore é determinado de acordo com o número máximo de reflexões (N_R) fornecido no arquivo de entrada. Após a construção da árvore de imagens, são determinados os pontos de reflexão e, conseqüentemente, as trajetórias dos raios refletidos. Tendo-se determinado essas trajetórias, verifica-se, então, uma possível obstrução destas pelos obstáculos do ambiente em questão, descartando-se as que estiverem obstruídas (Seção 2.3.4).

O procedimento descrito acima é repetido até que se tenha construído todas as classes de raios ($T - R$, $T - D$, $D - D$ e $D - R$). Feito isso, o próximo passo é criar combinações dessas classes até que se obtenha as trajetórias completas entre transmissor e receptor, finalizando, assim, o traçado de raios. Essas trajetórias “completas” são então duplicadas em trajetórias tridimensionais, conforme descrito na Seção 2.6, a não ser que o problema seja puramente bidimensional (excitação cilíndrica). As novas trajetórias descritas através de coordenadas tridimensionais são então armazenadas para serem posteriormente utilizadas no cálculo do campo resultante em um dado receptor.

O próximo passo é o cálculo do campo através da GO (Seção 3.3) e da UTD (Seção 3.4). A formulação da GO e da UTD foi implementada para trajetórias com coordenadas tridimensionais, podendo ser utilizada também

para problemas puramente bidimensionais (que é um caso particular da formulação 3D). Em cada ponto da grade de receptores é determinado o campo recebido através da Eq. 3.45, com as devidas considerações para os campos direto, refletidos e difratados apresentadas na Seção 3.5. Vale ressaltar que as formulações da GO e da UTD são aplicadas ponto a ponto, ou seja, para cada iteração que a trajetória sofre com o ambiente. Por exemplo, se um raio sofre uma reflexão e uma difração antes de atingir o ponto de recepção, primeiramente calcula-se a intensidade do campo radiado pelo transmissor que atinge o primeiro ponto de reflexão. Em seguida, determina-se o campo refletido, que é o campo que incide no ponto de difração. Neste ponto, aplicamos a UTD para determinar a intensidade do campo no receptor. Esse procedimento é feito para cada trajetória e o campo total no ponto de recepção é resultante das contribuições de cada trajetória.

Como se pode observar, o rastreamento do campo total em um dado receptor envolve primeiramente a identificação das trajetórias dos raios (traçado de raios) e posteriormente o cálculo do campo espalhado através da GO (raios direto e refletidos) e da UTD (raios difratados). Em seguida serão apresentados diversos resultados numéricos para validação e ilustração do programa implementado.

4.3 Resultados Numéricos

Nesta seção serão apresentados diversos casos, visando não somente ilustrar o funcionamento da implementação numérica do traçado de raios e da UTD, mas também comparar com resultados obtidos através de outros métodos. Estas comparações serão úteis não só para a validação do programa, mas também para mostrar sua precisão e determinar seus limites de aplicação.

Como mencionado na Seção 2.2, os casos a serem analisados pelo programa envolvem apenas cunhas retas com faces planas, com todas as arestas paralelas entre si, cujas superfícies são condutoras elétricas perfeitas, com exceção do caso *quasi*-3D da Seção 4.3.3, aonde condutividades finitas para os obstáculos e o solo serão consideradas.

4.3.1 Cunha Condutora Elétrica Perfeita

Os próximos resultados a serem analisados são os campos elétrico (\mathbf{E}_z) e magnético (\mathbf{H}_z) resultantes em um dado receptor, próximo à aresta de uma cunha, como ilustra o círculo pontilhado na Fig. 4.1. Esta figura ilustra uma cunha condutora elétrica perfeita, de faces planas, com ângulo interno $\alpha = 40^\circ$, onde os receptores estão distantes da aresta da cunha de $R = 1$ m e com $0^\circ < \varphi_d < 320^\circ$. No presente caso, todas as possíveis trajetórias corresponderão a $N_R = N_D = 1$, no máximo. O campo incidente é uma onda plana com $\varphi_i = 55^\circ$, nas frequências de 3 e 10 GHz, para os casos *soft* (\mathbf{E}_z) e *hard* (\mathbf{H}_z). Os resultados a serem apresentados fornecem valores de campo normalizados em relação à intensidade do campo incidente. Os resultados obtidos através do programa implementado [Figs. 4.2(a) a 4.3(b)] foram visualmente comparados com os resultados obtidos nas Figs. 4.21 e 4.22 da Ref. [51], mostrando concordância com os casos lá ilustrados, também obtidos através da UTD.

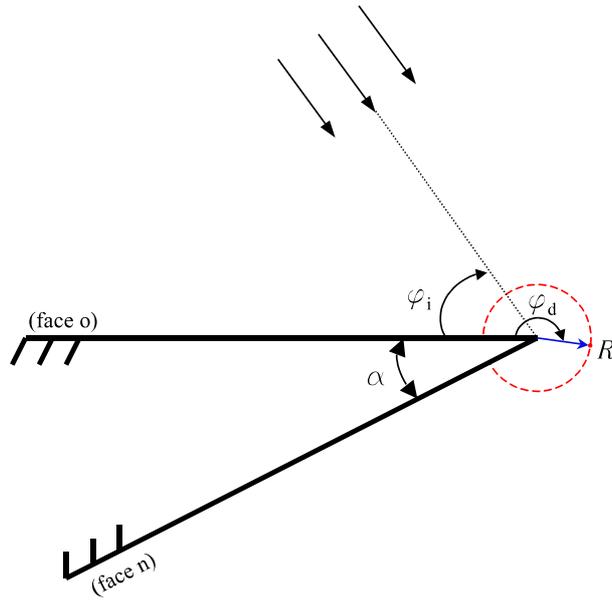
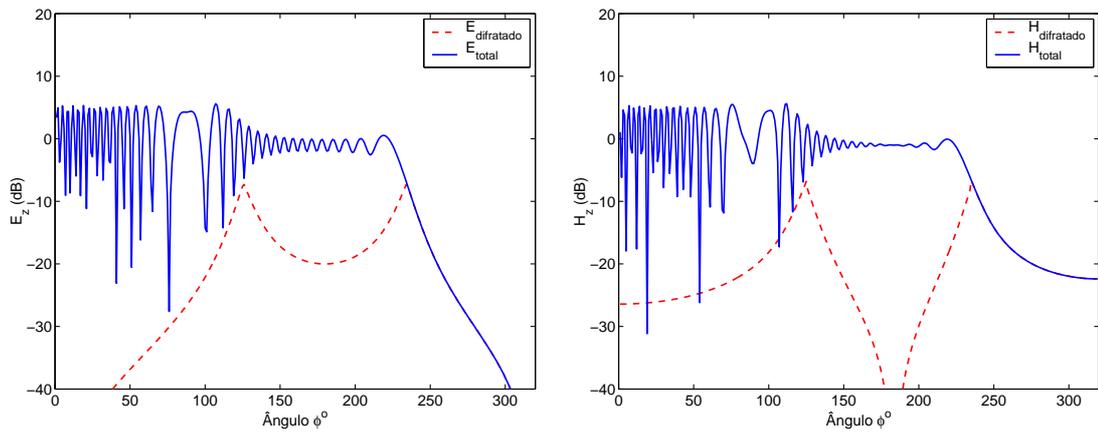


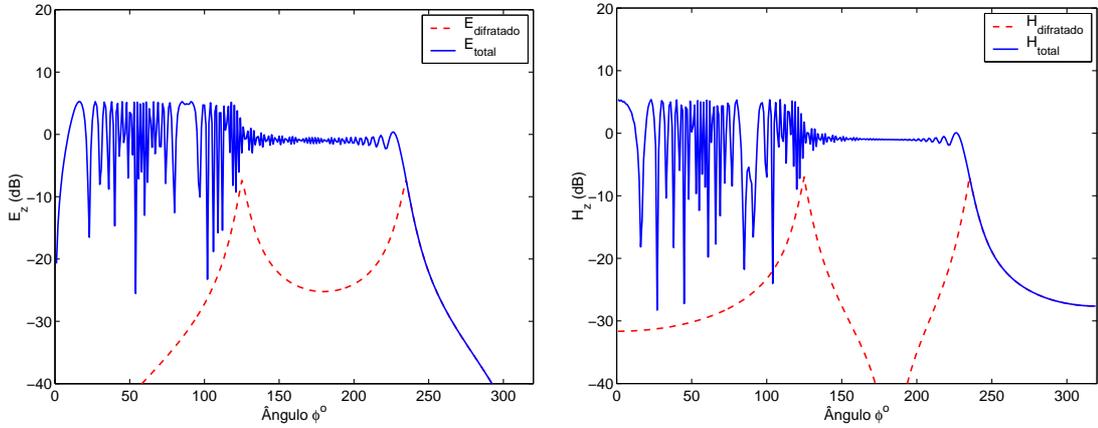
Figura 4.1: Cunha condutora elétrica perfeita de faces planas: $\alpha = 40^\circ$, $\varphi_i = 55^\circ$ e $R = 1$ m.



(a) Caso *soft* - \mathbf{E}_z

(b) Caso *hard* - \mathbf{H}_z

Figura 4.2: Campo espalhado pela cunha da Fig. 4.1, com $f = 3$ GHz.



(a) Caso *soft* - \mathbf{E}_z

(b) Caso *hard* - \mathbf{H}_z

Figura 4.3: Campo espalhado pela cunha da Fig. 4.1, com $f = 10$ GHz.

4.3.2 Efeitos da Dupla Difração em Arestas Consecutivas Sobre o Mesmo Obstáculo

Os próximos resultados a serem apresentados fazem uma comparação da UTD com o Método dos Momentos (MoM) [37]–[41]. Para tal é feita a análise do campo espalhado por um obstáculo através das Equações Integrais do Campo Elétrico (EFIE) e do Campo Magnético (MFIE). Este método apresenta resultados precisos, sendo assim uma boa maneira de validar os resultados obtidos com o programa da UTD implementado. Efeitos de ressonância interna foram resolvidos através da Equação Integral de Campo Combinado (CFIE) para a polarização TM_z ou da Equação Integral de Campo Magnético (MFIE) com a imposição de campo nulo no interior do obstáculo para a polarização TE_z [37].

A geometria dos obstáculos condutores e as localizações do transmissor e dos observadores são ilustradas nas Figs. 4.4, 4.6 e 4.8 para as três situações

analisadas, respectivamente. Em cada situação, tanto a polarização TM_z (com a excitação dada por uma linha infinita de corrente $I=1$ A) como a TE_z (corrente magnética $M=10$ V) foram analisadas em 1 GHz. As dimensões dos obstáculos e a separação entre eles é da ordem de $13,3\lambda$. Os resultados para estes casos, comparando a UTD com o MoM, são apresentados nas Figs. 4.5(a), 4.7(a) e 4.9(a), para a polarização TM_z e nas Figs. 4.5(b), 4.7(b) e 4.9(b) para a polarização TE_z . Em todos estes casos considerou-se $N_R = 6$ e $N_D = 2$.

Pode-se observar que os resultados fornecidos pela UTD aproximam-se bastante dos resultados fornecidos pelo MoM, tanto para o caso TM_z quanto para o caso TE_z . No entanto, discrepâncias podem ocorrer em certos casos por estarmos considerando a difração dupla através da aplicação sucessiva dos coeficientes da UTD para o cálculo do campo difratado, como discutido na Seção 3.4.4. De acordo com as Refs. [52]–[54], os coeficientes da UTD falham quando o segundo ponto de difração encontra-se na região de transição do primeiro. Em relação à polarização TM_z , este problema é menos significativo. Isto porque, como estamos analisando o espalhamento do campo em superfícies condutoras elétricas perfeitas e a maior parte das difrações duplas ocorrem em arestas adjacentes, a componente E_z do campo elétrico é nula sobre a superfície, fazendo com que o coeficiente de difração seja nulo. Assim, a aplicação sucessiva dos coeficientes da UTD não acarreta em grandes complicações para a polarização TM_z . Em seguida será feita uma análise mais detalhada a respeito do comportamento da UTD para a polarização TE_z .

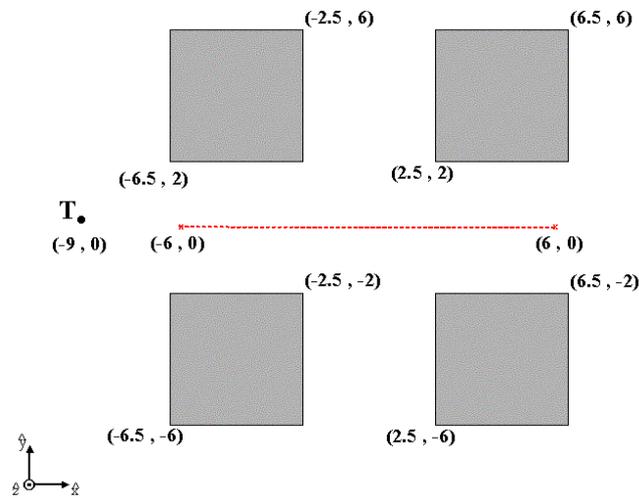
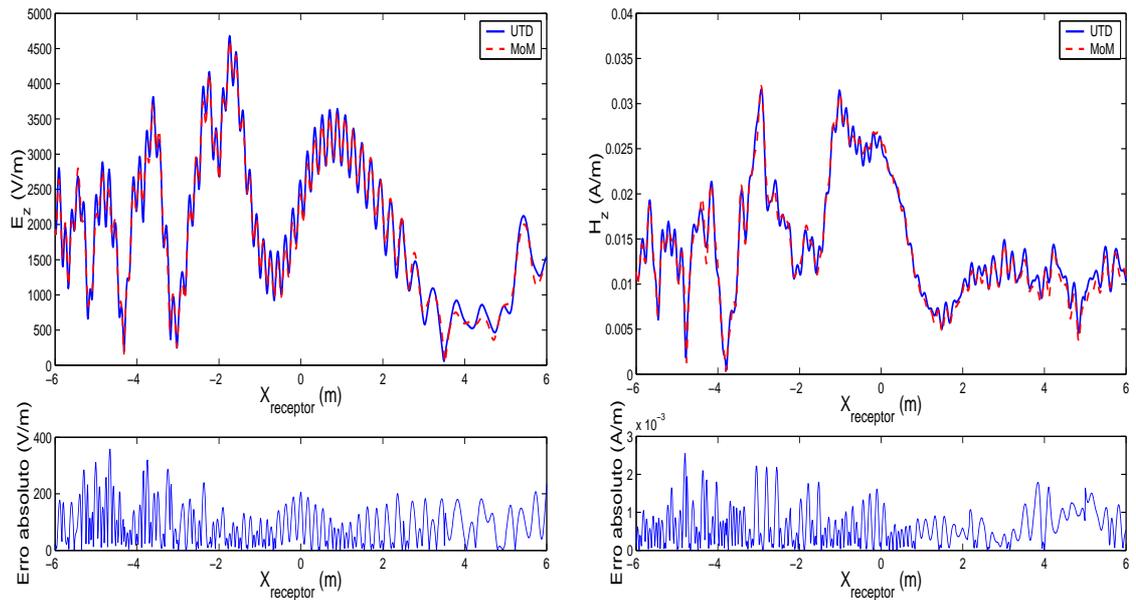


Figura 4.4: Configuração do ambiente (valores em metros)



(a) Campo elétrico - UTD x MoM

(b) Campo magnético - UTD x MoM

Figura 4.5: Campo espalhado pelo ambiente da Fig. 4.4 ($f = 1$ GHz).

$T_x = (-9 \text{ m}, 0 \text{ m})$ e os receptores variam de $(-6 \text{ m}, 0 \text{ m})$ a $(6 \text{ m}, 0 \text{ m})$.

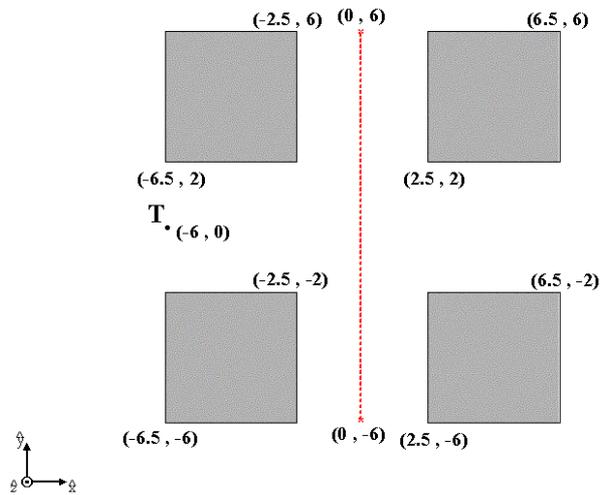
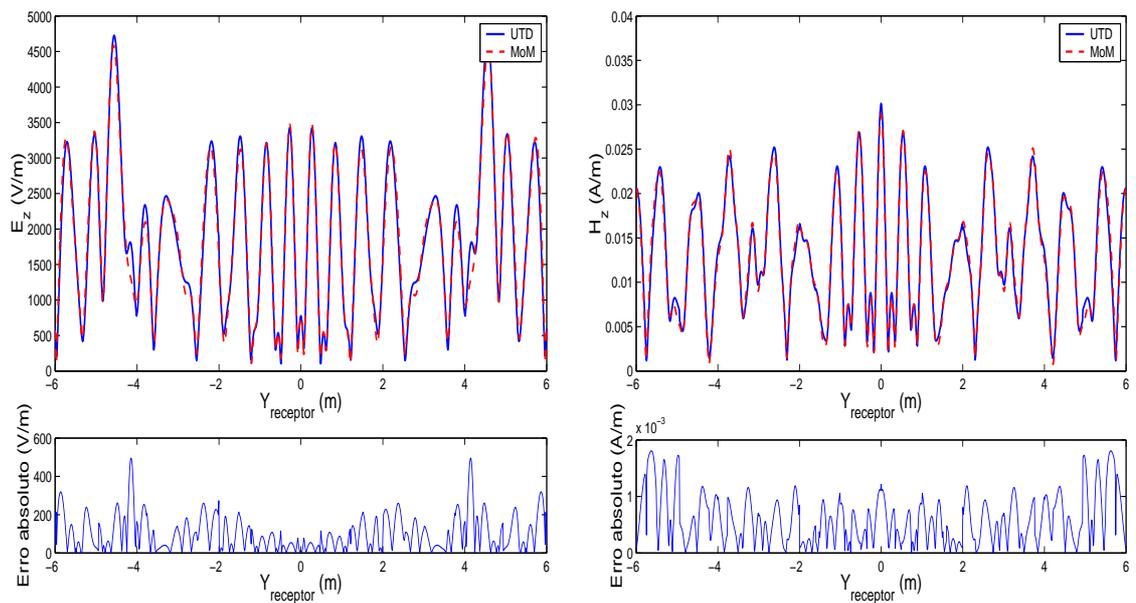


Figura 4.6: Configuração do ambiente (valores em metros)



(a) Campo elétrico - UTD x MoM

(b) Campo magnético - UTD x MoM

Figura 4.7: Campo espalhado pelo ambiente da Fig. 4.6 ($f = 1$ GHz).

$T_x = (-6 \text{ m}, 0 \text{ m})$ e os receptores variam de $(0 \text{ m}, -6 \text{ m})$ a $(0 \text{ m}, 6 \text{ m})$.

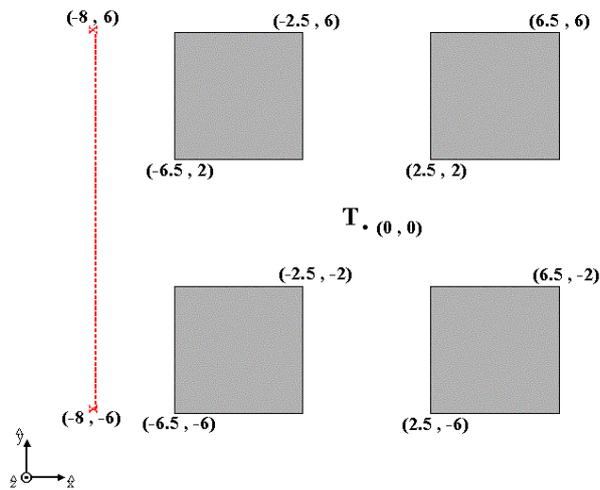
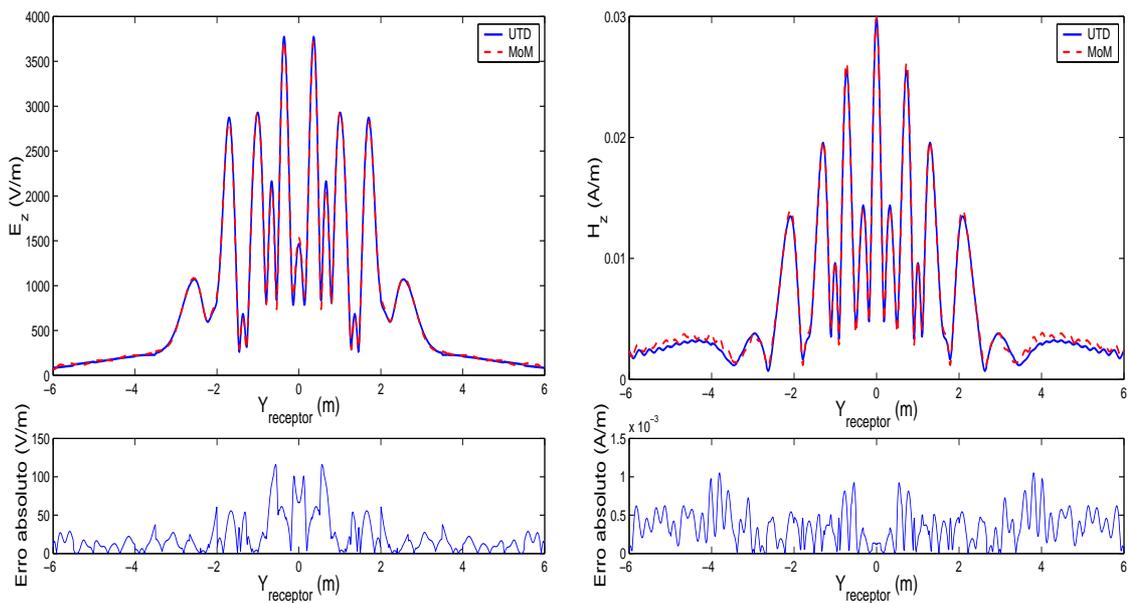


Figura 4.8: Configuração do ambiente (valores em metros)



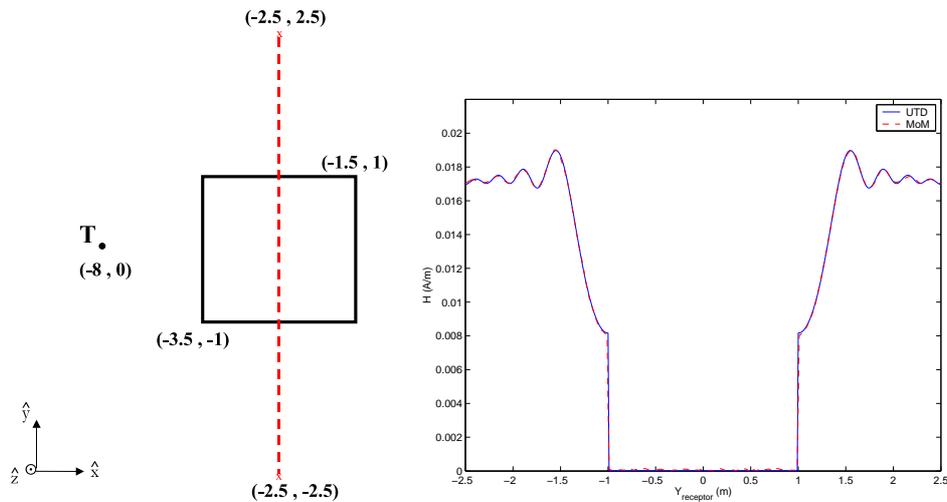
(a) Campo elétrico - UTD x MoM

(b) Campo magnético - UTD x MoM

Figura 4.9: Campo espalhado pelo ambiente da Fig. 4.8 ($f = 1$ GHz).

$T_x = (-6 \text{ m}, 0 \text{ m})$ e os receptores variam de $(-8 \text{ m}, -6 \text{ m})$ a $(-8 \text{ m}, 6 \text{ m})$.

Vamos analisar agora o espalhamento da componente H_z do campo magnético para a polarização TE_z (*hard*), para um obstáculo condutor elétrico perfeito representado por um cilindro de seção reta quadrada, verificando o efeito da aplicação sucessiva dos coeficientes da UTD em arestas consecutivas. As posições do transmissor e do receptor variam de acordo com os casos apresentados nas Figs. 4.10(a), 4.11(a), 4.12(a) e 4.13(a). A excitação é dada por uma linha infinita de corrente magnética direcionada ao longo do eixo z , com $M=10$ V, na frequência de 3 GHz. As dimensões dos obstáculos são da ordem de 20λ . Os resultados para estes casos, comparando a UTD com o MoM, são apresentados nas Figs. 4.10(b), 4.11(b), 4.12(b) e 4.13(b), respectivamente. Em todos esses casos considerou-se $N_R = 1$ e $N_D = 2$.



(a) Configuração do ambiente

(b) Campo magnético - UTD x MoM

Figura 4.10: Campo espalhado pelo transmissor localizado em $(-8 \text{ m}, 0 \text{ m})$, para receptores variando de $(-8 \text{ m}, -6 \text{ m})$ a $(-8 \text{ m}, 6 \text{ m})$, com $f = 3 \text{ GHz}$

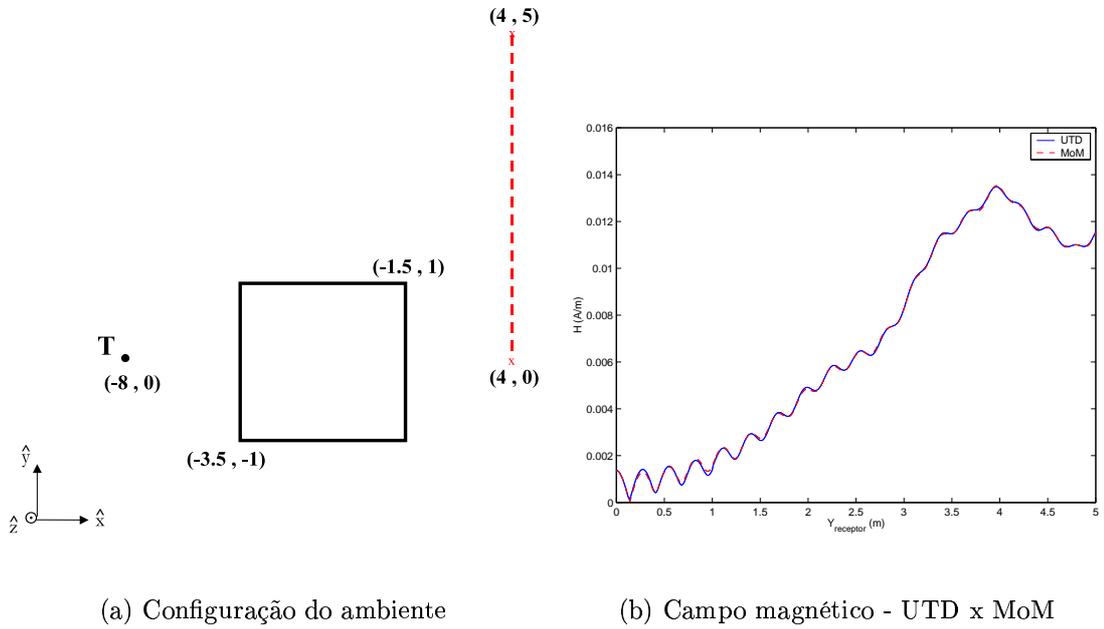


Figura 4.11: Campo espalhado pelo transmissor localizado em $(-8 \text{ m}, 0 \text{ m})$, para receptores variando de $(4 \text{ m}, 0 \text{ m})$ a $(4 \text{ m}, 5 \text{ m})$, com $f = 3 \text{ GHz}$

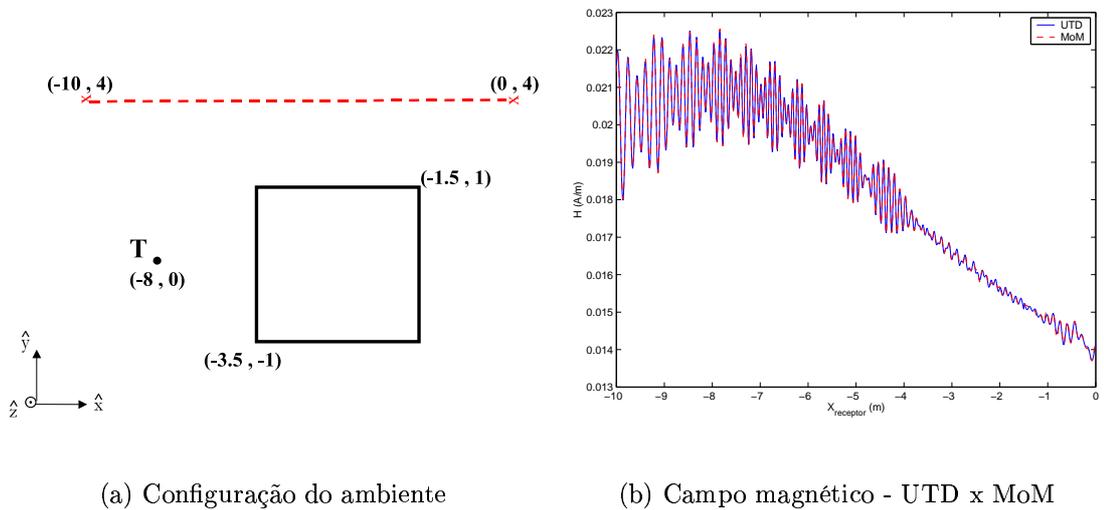


Figura 4.12: Campo espalhado pelo transmissor localizado em $(-8 \text{ m}, 0 \text{ m})$, para receptores variando de $(-10 \text{ m}, 4 \text{ m})$ a $(0 \text{ m}, 4 \text{ m})$, com $f = 3 \text{ GHz}$

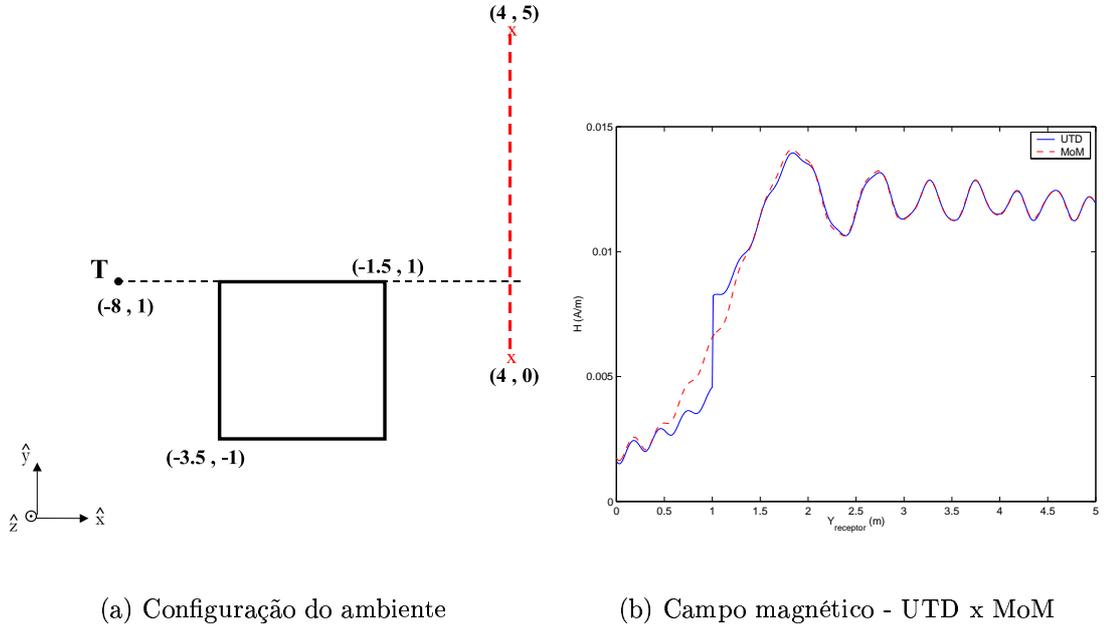


Figura 4.13: Campo espalhado pelo transmissor localizado em $(-8 \text{ m}, 1 \text{ m})$, para receptores variando de $(4 \text{ m}, 0 \text{ m})$ a $(4 \text{ m}, 5 \text{ m})$, com $f = 3 \text{ GHz}$

Os resultados apresentados nas Figs. 4.10 a 4.12 mostram boa concordância com o MoM. Vale ressaltar que os bons resultados obtidos para estes casos só foi possível com a inclusão do fator de incidência rasante, apresentado na Seção 3.4.4. Já o resultado apresentado na Fig. 4.13 apresenta uma descontinuidade no ponto $(4.0 \text{ m}, 1.0 \text{ m})$, que representa a fronteira de sombra de incidência do transmissor. Essa descontinuidade se deve à aplicação sistemática dos coeficientes da UTD. Como discutido na Seção 3.4.4, estes casos requerem a aplicação de uma formulação diferente da apresentada na Eq. 3.44. Algumas propostas para este tipo de problema são apresentados em [53]–[54].

Como mencionado na Seção 3.1, a UTD é uma técnica assintótica que se torna mais precisa à medida que a frequência aumenta. Para analisar o efeito

da diminuição da frequência no resultado da UTD, considere o ambiente representado na Fig. 4.11(a). O resultado para essa configuração nas frequências de 300 MHz e 1 GHz estão representados na Figura 4.14. Podemos perceber que o resultado fornecido pela UTD se diferencia mais do resultado fornecido pelo MoM na frequência de 300 MHz, principalmente no entorno das regiões de transição (regiões próximas às fronteiras de sombra). Com a diminuição da frequência de operação, observa-se um aumento no tamanho das regiões de transição [51].

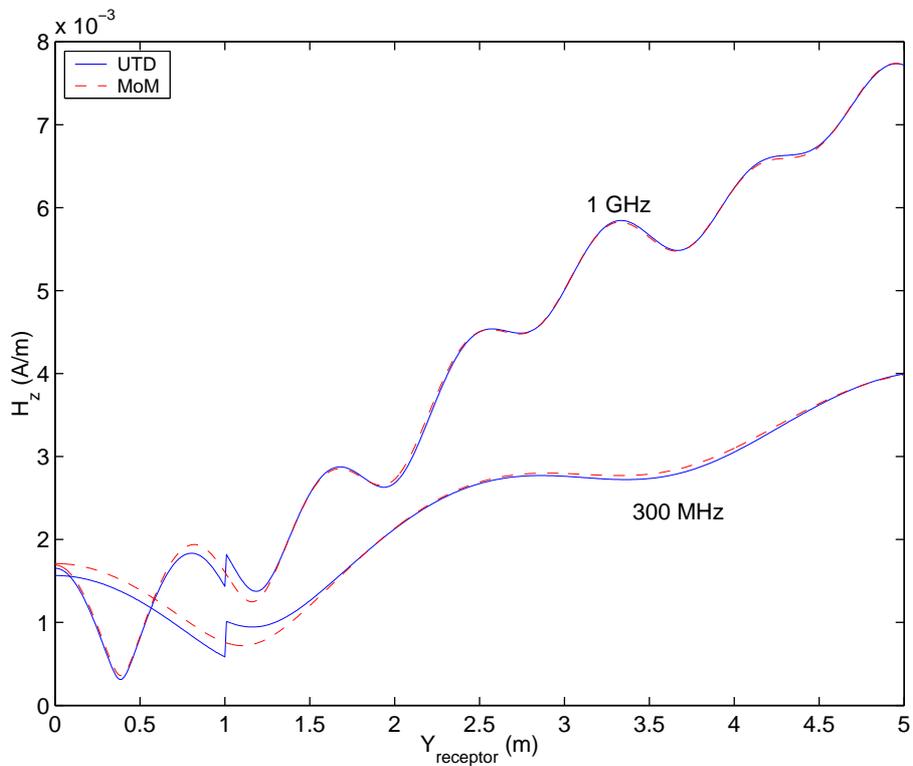


Figura 4.14: Campo espalhado (H_z) nas frequências $f = 300$ MHz e $f = 1$ GHz, para o ambiente representado na Fig. 4.11(a)

4.3.3 Análise de um Enlace Radioelétrico Prático

Como último resultado, vamos apresentar a predição de cobertura em um dado ambiente prático, onde o cálculo do campo será feito considerando o traçado de raios para o caso *quasi-3D*. Os resultados obtidos serão comparados com medições da atenuação apresentadas na Ref. [45] e com resultados da UTD apresentados na Ref. [23]. Trata-se de um ambiente urbano (cidade de Ottawa, Canadá), com as alturas das antenas receptoras iguais a 3.65 m e da antena transmissora igual a 8.5 m. Como as alturas das antenas são baixas, as suposições feitas pelo modelo *quasi-3D*, descritas na Seção 2.6, são válidas para a comparação em questão. A excitação é dada por um dipolo infinitesimal, polarizado verticalmente em relação ao solo. As medições foram feitas numa região da cidade de Ottawa, como mostra a Fig. 4.15 [45].

Os dados acerca da posição dos obstáculos no ambiente analisado foram obtidos diretamente dos mapas apresentados na Ref. [23]. As posições dos transmissores e dos receptores para os dois casos a serem analisados são mostradas na Fig. 4.15. O transmissor T_1 foi utilizado na avaliação da atenuação ao longo da *Laurier St.* e o transmissor T_2 para os receptores ao longo da *Bank St.* Os resultados fornecidos pela UTD estão indicados nas Figs. 4.16(a) e 4.17(a), e os resultados das medições são apresentados nas Figs. 4.16(b) e 4.17(b), obtidas da Ref. [45]. Ao contrário do que se vinha adotando anteriormente para caracterizar o ambiente, os obstáculos e o solo não serão mais considerados como superfícies condutoras elétricas perfeitas. Como sugerido na Ref. [23], foram adotados os seguintes valores para caracterizar os obstáculos: permissividade relativa igual a 7 e condutividade igual a 0.2 S/m. Uma permissividade relativa igual a 15 e uma condutividade igual a 0.05 S/m foram usadas para se caracterizar o solo. A atenuação (L) foi

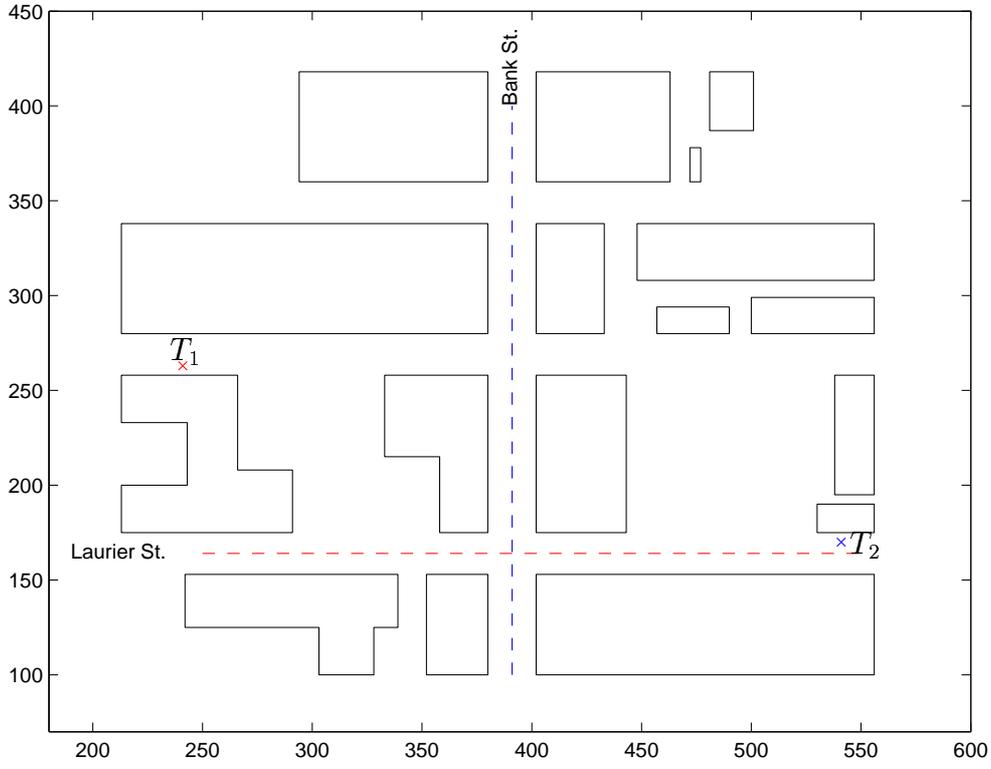


Figura 4.15: Configuração do ambiente

calculada de acordo com [55]:

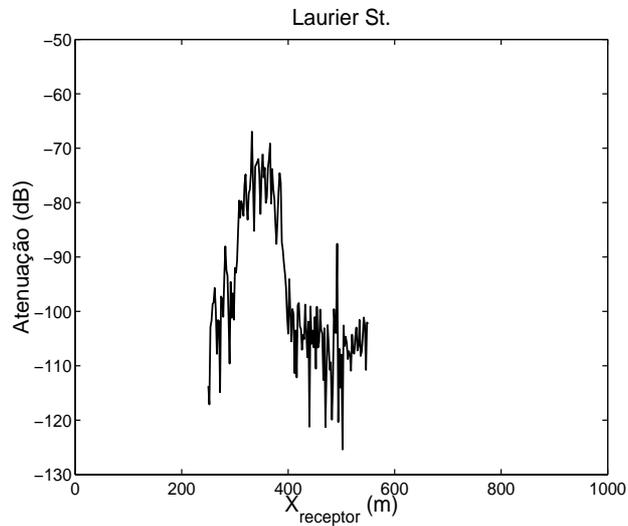
$$L = 10 \log \left(\frac{|E|^2 \lambda^2}{4\pi 2\eta P_{rad} D_T D_R} \right), \quad (4.1)$$

onde P_{rad} é a potência irradiada pela antena transmissora, D_T é a diretividade da antena transmissora e D_R é a diretividade da antena receptora. Neste exemplo, como a excitação utilizada foi um dipolo de Hertz, $D_T = 1,5$ e os receptores foram assumidos isotrópicos ($D_R = 1$).

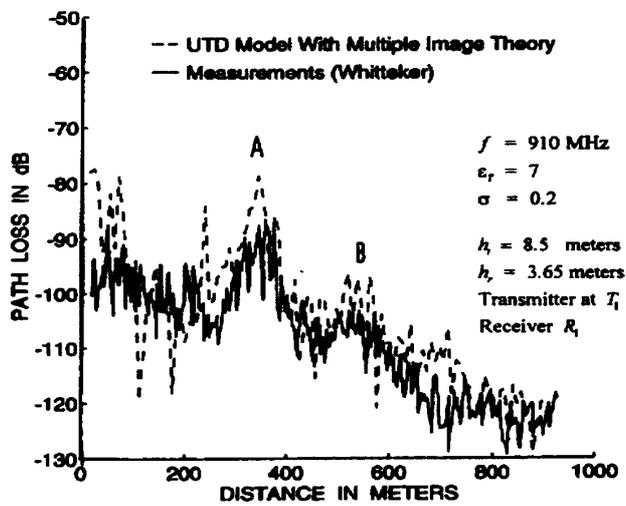
As discrepâncias observadas nos resultados das Figs. 4.16(a) e 4.17(a) em relação às medições e aos resultados da UTD apresentados nas Figs. 4.16(b) e 4.17(b) [23] se devem, em parte, ao fato de que os dados relativos ao ambiente foram obtidos de forma aproximada. Além disso, apenas parte

do ambiente apresentado em [23] foi utilizada. Talvez uma descrição mais detalhada no que se refere aos edifícios, vegetação, ruas e veículos na região analisada poderiam levar a um melhor resultado do programa implementado em relação às medições. Um outro aspecto diz respeito ao número de reflexões e difrações considerados na simulação da UTD: $N_R = 5$ e $N_D = 2$. O valor de N_R talvez não seja suficientemente elevado para uma boa caracterização da cobertura na região em questão. No entanto, para que um valor mais elevado para N_R possa ser considerado, o programa implementado deve ter seu tempo de processamento e memória utilizados otimizados, principalmente no que se refere ao traçado de raios. Ainda existe uma outra questão que pode influenciar nos resultados preditos: o cálculo dos ângulos de incidência (θ_i) dados pelas Eqs. (3.27) e (3.28). A definição desses ângulos pode ser feita de forma heurística, como apresentado na Ref. [44].

Dos dois resultados apresentados (Figs. 4.16 e 4.17), o da Fig. 4.16(a) apresenta maiores discrepâncias em relação à Fig. 4.16(b) do que o resultado da Fig. 4.17(a) em relação à Fig. 4.17(b). Em alguns pontos esta discrepância chega a até 10 dB. Este fato pode ser explicado, além das causas citadas no parágrafo anterior, pela não inclusão do efeito da difração em arestas com ângulo interno maior que 180° (veja Seção 3.4.4). De acordo com a Fig. 4.15, a posição relativa do transmissor T_1 , utilizado na avaliação da atenuação ao longo da *Laurier St.*, sugere que a inclusão deste efeito pode ser significativa na avaliação deste caso. Apesar disto, o caso da Fig. 4.16(a) e principalmente o da Fig. 4.17(a) apresentam resultados bastante satisfatórios em relação aos valores medidos [45] e preditos pela UTD [23], reproduzidos nas Figs. 4.16(b) e 4.17(b), respectivamente.

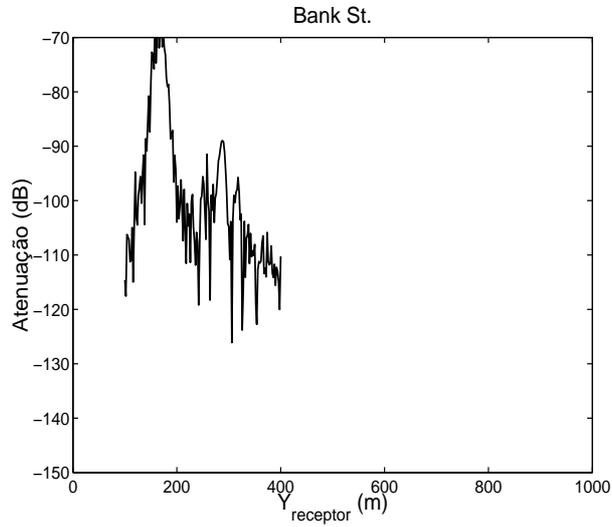


(a) Atenuação predita pela UTD em receptores ao longo da *Laurier St.*, com Tx=(241m,263m).

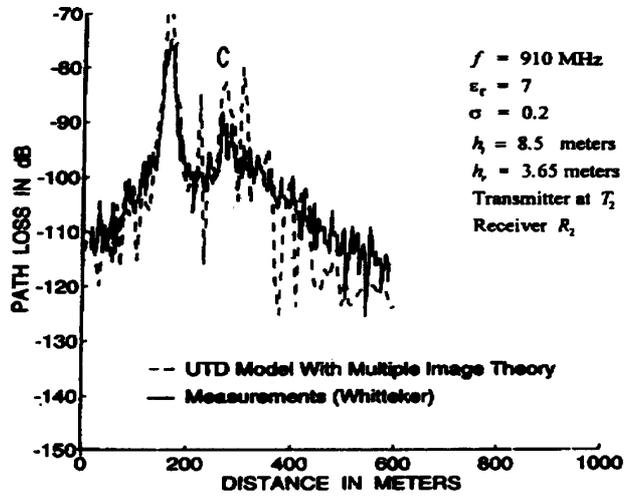


(b) Atenuação ao longo da *Laurier St.*, de acordo com medições apresentadas em [45].

Figura 4.16: Atenuação ao longo da *Laurier St.*



(a) Atenuação predita pela UTD em receptores ao longo da *Bank St.*, com Tx=(541m,170m).



(b) Atenuação ao longo da *Bank St.*, de acordo com medições apresentadas em [45].

Figura 4.17: Atenuação ao longo da *Bank St.*

4.3.4 Exemplos do algoritmo implementado

Nesta seção serão apresentados alguns exemplos de funcionamento do programa, mostrando não só ambientes com a distribuição de campo (caso 2D), mas também exemplos do traçado de raios.

As Figs. 4.18 e 4.19 mostram exemplos de resultados gerados pelo programa de traçado de raios em determinados ambientes. As coordenadas do transmissor e do receptor são mostradas na janela do lado esquerdo, assim como N_R e N_D máximos. Além desses dados de entrada, após a execução do traçado, o programa informa o número total de trajetórias (multipercursos) e o nível do campo resultante no receptor em questão. A Fig. 4.18 mostra a janela do programa desenvolvido com um exemplo de traçado de raios para um corte vertical de um ambiente (veja também Fig. 2.2), cujo perfil é descrito por segmentos de retas. Neste caso, a antena transmissora é localizada pelas coordenadas $x = 45$ m, $y = 70$ m e $z = 0$ m. Já o receptor é localizado pelas coordenadas $x = 250$ m, $y = 35$ m e $z = 0$ m. Além disso, especificou-se $N_R = N_D = 2$.

Em um outro caso (Fig. 4.19) é mostrado o traçado de raios para um corte horizontal de um típico ambiente *outdoor*, onde, como mencionado na Seção 2.2, os obstáculos são representados por cilindros infinitos de seção reta retangular (veja Fig. 2.1). O traçado de raios foi feito considerando-se trajetórias com, no máximo, $N_R = 4$ e $N_D = 1$. A antena transmissora é localizada pelas coordenadas $x = 0$ m, $y = 0$ m e $z = 10$ m e a antena receptora é localizada pelas coordenadas $x = 60$ m, $y = -50$ m e $z = 10$ m.

Em seguida, na Fig. 4.20, é apresentada a distribuição de campo na região correspondente à Fig. 4.19, onde o transmissor é uma linha infinita de corrente elétrica localizada em $x = y = 0$ (similar ao caso apresentado na Fig. 4.19). Neste exemplo os obstáculos são considerados condutores elétri-

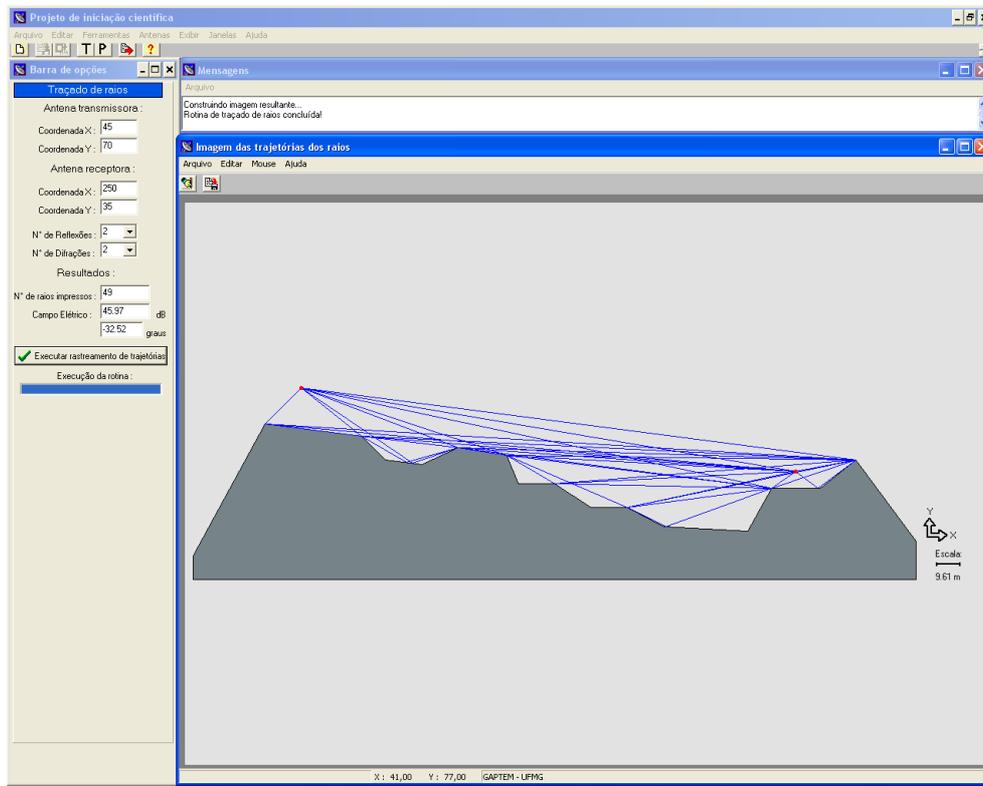


Figura 4.18: Janela do programa implementado para realizar o traçado de raios

cos perfeitos, o que faz com que não haja perda de energia na reflexão e na difração. Nesta visualização da predição de cobertura, uma nova janela no lado esquerdo mostra, além da posição do transmissor, os valores de N_R e N_D , a frequência de operação e a densidade da grade de receptores. A resolução da grade de pontos de recepção é definida através da especificação do tamanho de regiões retangulares (em metros) que irão cobrir a área de interesse. Quanto menor o tamanho destas regiões, mais detalhada será a predição de cobertura. O campo é então calculado para cada receptor, localizado no centro de cada uma destas regiões retangulares da grade de recepção. Os níveis de campo calculados são representados por meio de cores, sendo o

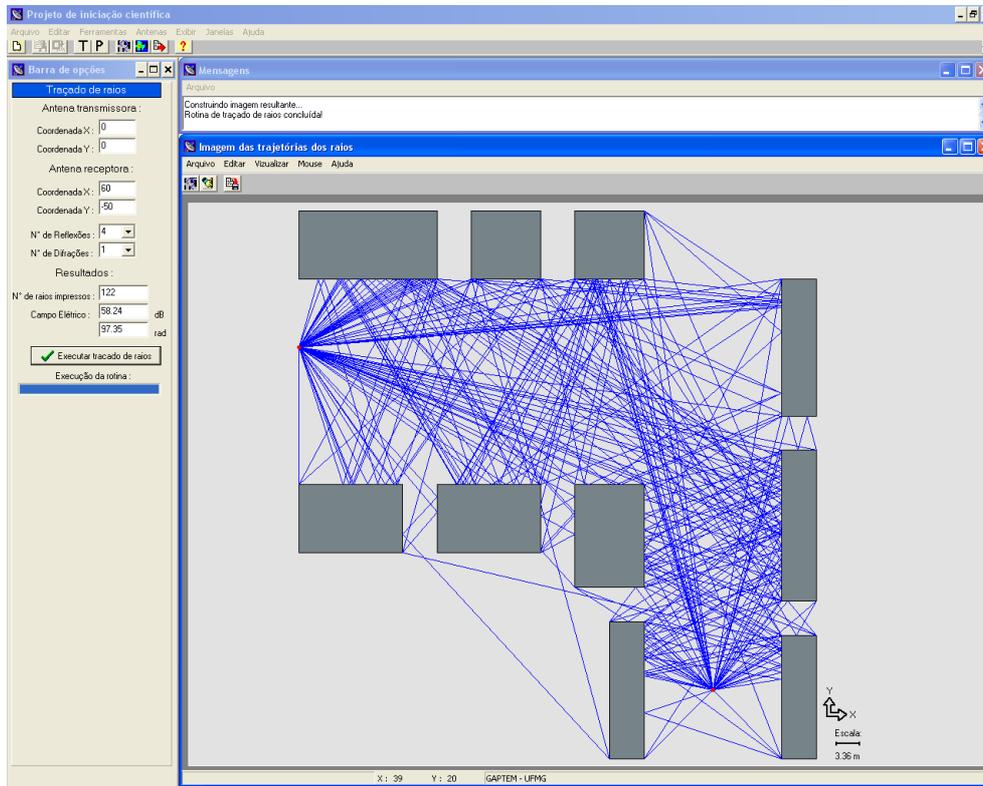


Figura 4.19: Janela do programa implementado para realizar o traçado de raios

nível mais forte o vermelho, como indica a legenda do lado direito da janela.

Vamos considerar agora um outro exemplo, onde para um mesmo ambiente, com obstáculos condutores elétricos perfeitos, iremos variar N_R e N_D . Além do traçado de raios, será apresentada também a distribuição de campo para cada caso (Figs. 4.21 a 4.23), com $f = 1$ GHz. Em todos os exemplos a excitação utilizada foi uma linha infinita de corrente elétrica (problema bidimensional), de amplitude igual a 10 A, direcionada ao longo do eixo z ($x = y = 0$). As coordenadas do transmissor e as do receptor representado nas Figs. 4.21(a) a 4.23(a) (traçado de raios) são as mesmas para as três figuras. Na Fig. 4.21 utilizou-se $N_R = 2$ e $N_D = 1$, na Fig. 4.22 utilizou-se

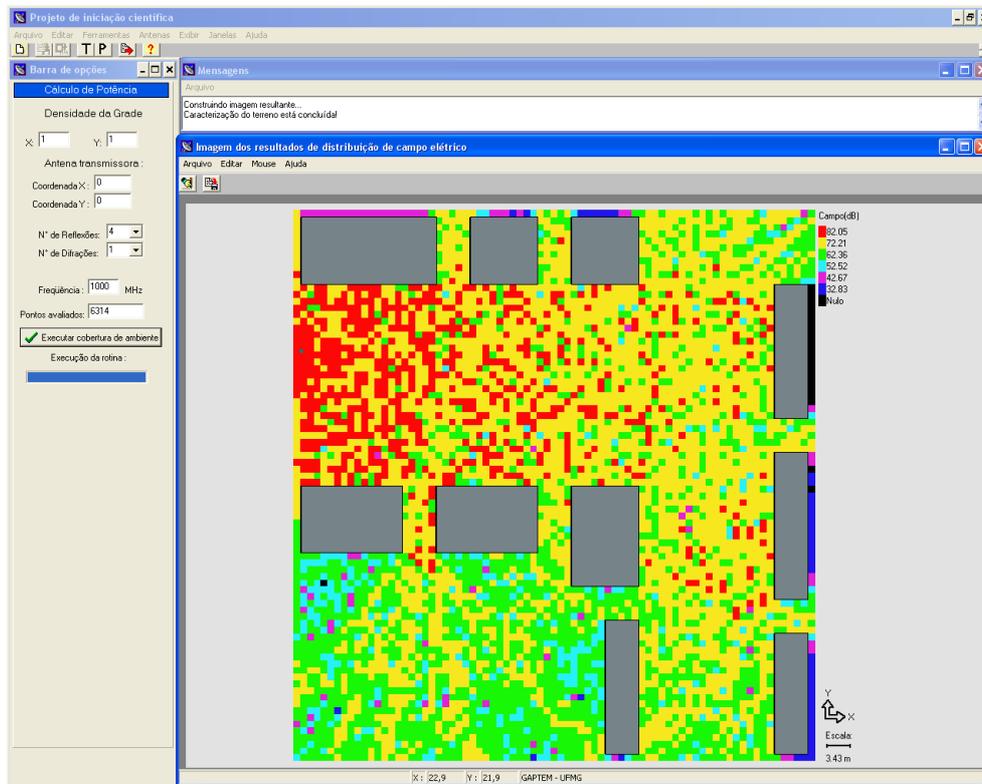


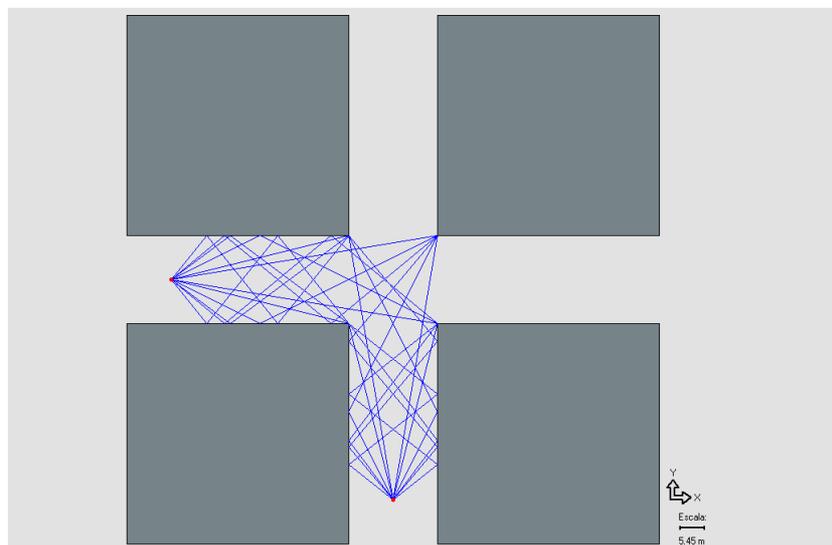
Figura 4.20: Janela do programa implementado para realizar o cálculo de campo bidimensional através da UTD

$N_R = 4$ e $N_D = 1$ e na Fig. 4.23 utilizou-se $N_R = 6$ e $N_D = 2$. Nestas figuras podemos perceber que o traçado de raios e a distribuição de campo se alteram ao variarmos N_R e N_D , pois quanto maior forem essas variáveis, maior será o número de trajetórias que atingem um certo receptor. Vale ressaltar que estes resultados foram gerados para superfícies condutoras elétricas perfeitas, ou seja, não há perdas.

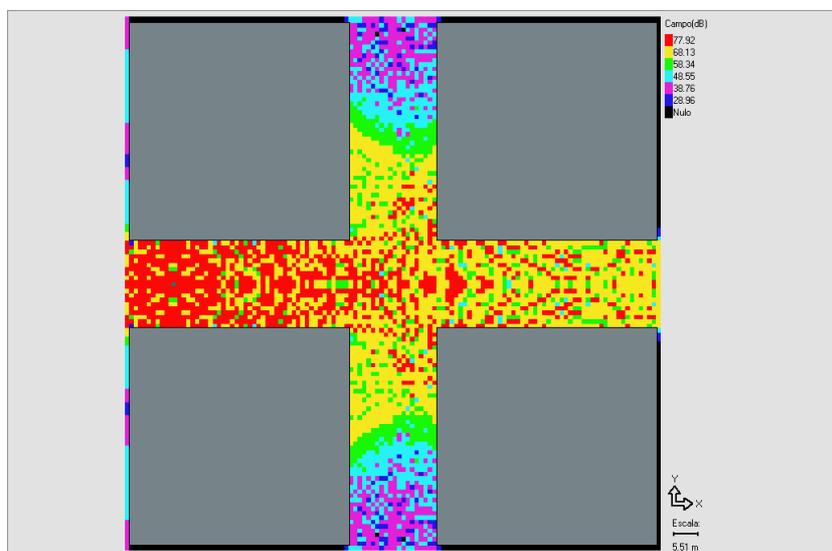
Por intuição, seria necessário se estabelecer números de reflexões e difrações bastante elevados, de forma a garantir que o maior número possível de trajetórias fossem consideradas na avaliação do campo espalhado. No entanto,

o custo computacional para se realizar predição de cobertura considerando valores de N_R e N_D muito elevados faz com que o programa se torne pouco eficiente. Com isso, faz-se necessário a adoção de ordens de reflexão e difração que não comprometam o resultado obtido, nem inviabilizem a utilização do algoritmo. Uma técnica para se estabelecer este limite é a adoção de testes de descarte para raios que não atingem um certo limiar de potência [29]. Outro método seria a análise empírica de casos onde os valores máximos de N_R e N_D seriam aqueles para os quais valores superiores de reflexões e difrações não afetassem de maneira significativa os resultados obtidos. Esses valores variam de 4 a 10 para N_R e de 1 a 3 para N_D , em ambientes urbanos [28]–[36].

No Capítulo 5 será apresentada a conclusão da dissertação e algumas propostas de continuidade para o presente trabalho. Além disso, serão apresentadas algumas limitações do algoritmo implementado, além das citadas na Seção 3.4.4.

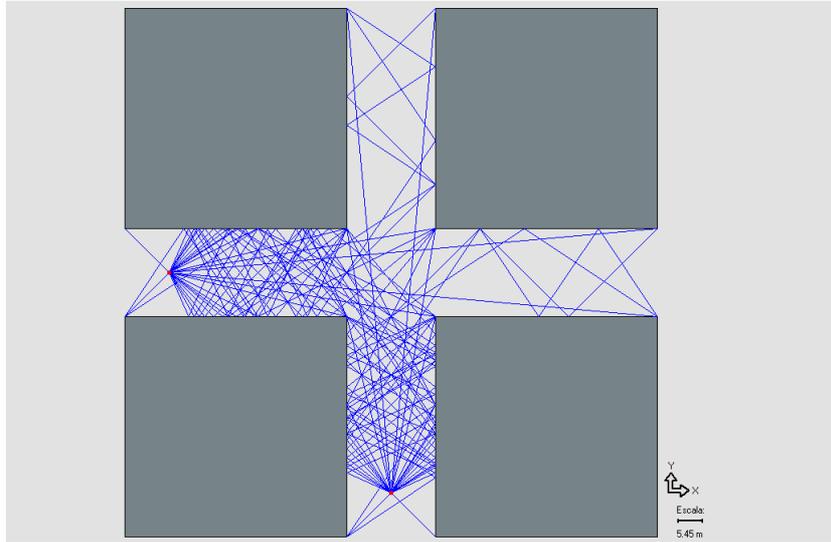


(a) Traçado de raios

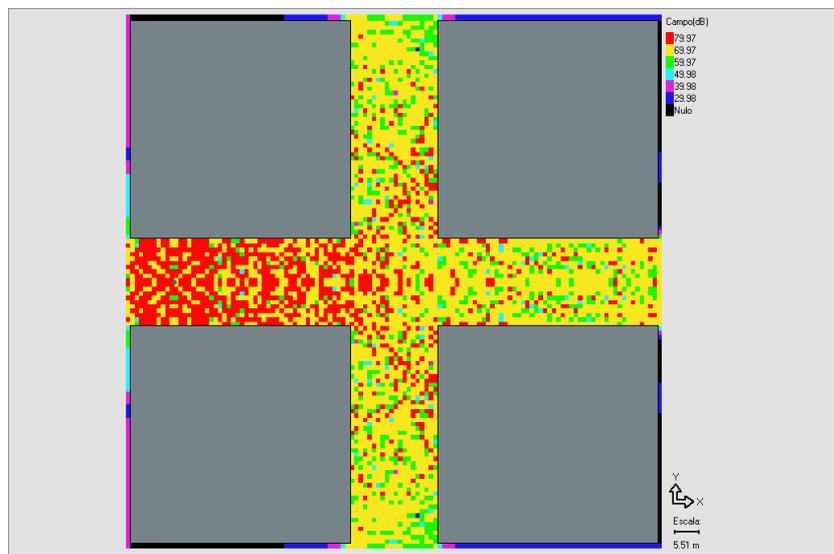


(b) Cálculo de campo

Figura 4.21: Exemplo de traçado de raios e cálculo de campo: polarização TM, $I = 10A$, $f=1$ GHz, $T=(10,60)$, $N_R = 2$ e $N_D = 1$

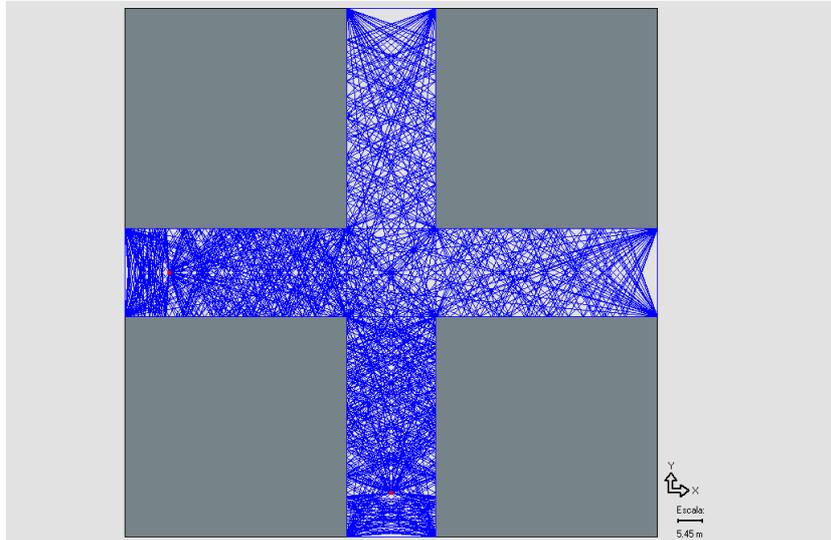


(a) Traçado de raios

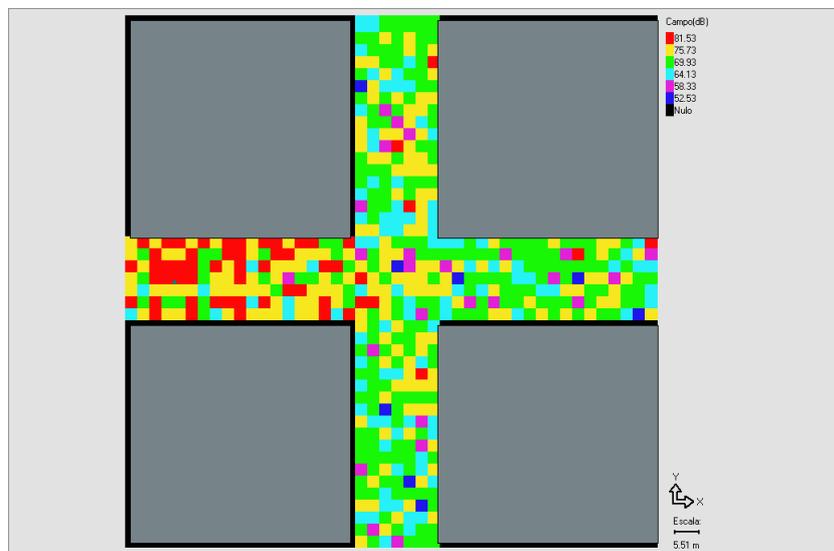


(b) Cálculo de campo

Figura 4.22: Exemplo de traçado de raios e cálculo de campo: polarização TM, $I = 10A$, $f=1$ GHz, $T=(10,60)$, $N_R = 4$ e $N_D = 1$



(a) Traçado de raios



(b) Cálculo de campo

Figura 4.23: Exemplo de traçado de raios e cálculo de campo: polarização TM, $I = 10A$, $f=1$ GHz, $T=(10,60)$, $N_R = 6$ e $N_D = 2$

Capítulo 5

Conclusão

Este trabalho consistiu-se no estudo e desenvolvimento de um programa de predição de cobertura radioelétrica através de técnicas assintóticas. A técnica utilizada para cálculo do campo eletromagnético foi a Teoria Uniforme da Difração (UTD) [50], [51], baseada em traçado de raios.

O traçado de raios foi feito utilizando-se o método das imagens [28]–[36] para ambientes bidimensionais (2D). Através deste método foi possível identificar nas superfícies dos obstáculos do ambiente analisado os pontos especulares. Além disso, considerou-se também pontos de difração ao longo das trajetórias, pontos estes localizados nas arestas dos obstáculos. Após a identificação de todas as trajetórias desobstruídas com um número máximo de reflexões (N_R) e difrações (N_D), foi realizada a conversão destes raios traçados em um ambiente 2D para trajetórias *quasi*-3D [35].

A predição de cobertura através de técnicas assintóticas baseadas em traçado de raios é um procedimento com custo computacional relativamente alto, em particular se o ambiente analisado possuir uma área grande e os valores de N_R e N_D forem muito elevados. Este tipo de situação é frequente na predição de cobertura de sistemas urbanos. Daí a necessidade de se im-

plementar técnicas de aceleração que otimizem tal processo. As técnicas de aceleração no traçado de raios que foram implementadas são as descritas nas Seção 2.3.3, para redução do número de imagens [28], [33], e na Seção 2.3.4 (técnica SVP), que diminui o número de testes de obstrução para uma dada trajetória [24].

Além disso, o procedimento de divisão das trajetórias em quatro classes distintas ($T - R$, $T - D$, $D - D$ e $D - R$), apresentado na Seção 2.4, diminui o número de cálculos para se realizar o traçado de raios, na medida em que vários elementos da classe $D - D$ que podem aparecer repetidas vezes em diversas trajetórias distintas só precisam ser determinados e armazenados uma única vez. Outra vantagem considerável na utilização dessas classes é que, para os diversos receptores utilizados para cobrir a região onde se fará a predição de cobertura (mantendo-se o transmissor em uma mesma posição), todos os elementos das classes $T - D$ e $D - D$ só precisam ser calculados uma única vez, otimizando enormemente o tempo de processamento da rotina de traçado de raios.

Foram implementadas duas formas de excitação distintas: uma linha infinita de corrente para o caso 2D e um dipolo infinitesimal para o caso *quasi*-3D. Assim, o campo incidente em um dado ponto partindo diretamente do transmissor é determinado de acordo com as equações de campo para estes tipos de antenas, como as indicadas em [55] (ambas as antenas podem ser posicionadas em qualquer posição do espaço). Para os casos 2D onde a excitação utilizada foi a linha infinita de corrente (elétrica para a polarização TM e magnética para a polarização TE), a predição de cobertura foi feita através da distribuição de campo na região de interesse. Para o caso em que considerou-se reflexões no solo, e, com isso, as trajetórias com coordenadas 3D, o programa realiza predição de cobertura através da distribuição

de potência no ambiente analisado (excitação através de um dipolo infinitesimal que pode ser arbitrariamente orientado).

Os campos foram obtidos assintoticamente através da UTD utilizando a formulação e sistema de coordenadas apresentados no Capítulo 3, de acordo com as Refs. [50] e [51]. A UTD utiliza a GO para avaliar as contribuições dos campos direto e refletidos. A UTD então avalia as contribuições dos raios difratados e as soma às da GO para, em conjunto, avaliarem corretamente o campo espalhado. O programa avalia o campo elétrico e o magnético resultante em diversos receptores que cobrem o ambiente em questão, realizando, assim, a predição de cobertura nesta região.

Os resultados obtidos através da comparação da UTD com o MoM mostraram grande concordância entre ambos os métodos, com diferenças imperceptíveis para os casos analisados (Figs. 4.4 a 4.8). No entanto, ao se considerar duas ou mais difrações, a UTD apresenta descontinuidades quando o segundo ponto de difração está na região de transição da fonte em questão, pois está-se considerando a aplicação sucessiva dos coeficientes da UTD (Fig. 4.13). Já os resultados apresentados na Seção 4.3.3, comparando a UTD com medições em enlaces radioelétricos práticos, mostram discordâncias de aproximadamente 10 dB para o melhor caso.

O programa de traçado de raios e UTD foi desenvolvido em linguagem C. A implementação do algoritmo procurou, além de realizar o traçado de raios e cálculo de campo corretamente, fazê-lo de forma o mais geral e eficiente possível, independente da configuração do ambiente fornecido como entrada. A construção da árvore de imagens foi implementada de forma que o programa funcione para qualquer valor de N_R e N_D . No entanto, uma série de melhorias no que diz respeito a tempo de execução e memória computacional ocupada ainda podem ser feitas e serão explicitadas na Seção 5.1.

5.1 Propostas de Continuidade

As propostas de continuidade do presente trabalho se referem basicamente a acréscimos e melhorias no programa de traçado de raios e predição de cobertura.

Uma primeira proposta diz respeito a melhorias no tempo de execução e memória computacional ocupada pela atual versão do programa. Ela se refere à inclusão de testes de visibilidade para o transmissor e para os pontos de difração, de forma similar ao Teste de Iluminação descrito na Seção 2.3.3 e Apêndice A.3 para as fontes virtuais. Outro tipo de teste de visibilidade que contribuiria para um melhor desempenho do programa seria para se verificar se uma certa face de um obstáculo não é obstruída por outro obstáculo. Estes testes evitariam o cálculo de trajetórias que não serão efetivamente traçadas ou que estarão obstruídas. Além disso, eles diminuiriam não só o tamanho da árvore de imagens, como também o número de testes de obstrução.

Outra sugestão se refere ao arquivo de entrada. Este arquivo, ao invés de ser fornecido (montado) pelo usuário, poderia ser obtido de arquivos de ambientes reais digitalizados, gerados a partir de softwares comerciais de CAD. Além disso, as características morfológicas dos obstáculos do ambiente a ser analisado poderiam também ser acrescentadas, permitindo uma análise mais realista do problema em questão.

Uma sugestão em relação aos coeficientes de difração da UTD seria um estudo de verificação da necessidade de inclusão de termos que levassem em conta difrações de segunda ordem (*slope diffraction*). Finalmente, uma última proposta no que se refere ao cálculo da difração, seria a inclusão de um coeficiente de difração dupla, para considerar o caso onde o segundo ponto de difração está na região de visibilidade da fonte em questão, como os coeficientes desenvolvidos em [52]–[54].

A inclusão de uma representação 3D do ambiente se faz necessária para ambientes *indoor* e *outdoor* onde a altura das antenas é equivalente às alturas dos obstáculos, conforme discutido na Seção 2.2. Além disso, para a análise de ambientes *indoor* deveria-se incluir também o efeito da refração, que pode ser significativo no nível de sinal recebido nestes ambientes.

Com a implementação das propostas sugeridas, naturalmente segue-se a comparação dos novos resultados com modelos empíricos e semi-empíricos e com dados obtidos através de medições.

Referências Bibliográficas

- [1] Theodore S. Rappaport, *Wireless Communications - Principles & Practice*, Prentice Hall - Communications Engineering and Emerging Technologies Series, 1996.
- [2] M. F. Catedra and J. Perez-Arriaga, *Cell Planning for Wireless Communications*, Artech House - Mobile Communications Series, 1999.
- [3] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, 1st.ed. New York: McGraw-Hill, 1982.
- [4] D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, London, Pentech Press Limited, 1992.
- [5] M. Hata, "Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 29, pp. 317–325, 1980.
- [6] Marcio E. C. Rodrigues, *Técnicas de Traçado de Raios em Três Dimensões para Cálculo de Campos em Ambientes Exteriores e Interiores*, Dissertação de Mestrado, PUC-Rio, 2000.
- [7] G. K. Chan, "Propagation and Coverage Prediction for Cellular Radio Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, pp. 665–670, Nov. 1991.
- [8] L. Nagy, and B. Nagy, "Comparison and Verification of Urban Propagation Models," *5th IEEE Intern. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.*, vol. 4, pp. 1359–1363, 1994.

- [9] N. Herscovici, C. Christodoulou, and N. Blaunstein, "Prediction of Cellular Characteristics for Various Urban Environments," *IEEE Antennas Propagat. Magazine*, vol. 41, pp. 135–144, Dec. 1999.
- [10] L. Juan-Llacer, L. Ramos, and N. Cardona, "Application of Some Theoretical Models for Coverage Prediction in Macrocell Urban Environments," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, pp. 1463–1468, Sep. 1999.
- [11] J. P. Rossi, J. C. Bic, A. J. Levy, Y. Gabillet, and M. Rosen, "A Ray Launching Method for Radio-Mobile Propagation in Urban Area," *Anten. Propag. Society Intern. Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1540-1543, 1991.
- [12] K. R. Schaubach, N. J. Davis IV, and T. S. Rappaport, "A Ray Tracing Method for Predicting Path Loss and Delay Spread in Microcellular Environments," *IEEE Proc. Veh. Technol. Conf.*, pp. 932–935, May 1992.
- [13] R. P. Torres, L. Valle, M. Domingo, S. Loreda, and M. C. Diez, "CIN-DOOR: An Engineering Toll for Planning and Design of Wireless Systems in Enclosed Spaces," *IEEE Antennas Propagat. Magazine*, vol. 41, pp. 11–22, Aug. 1999.
- [14] J. W. McKown, and R. L. Hamilton, "Ray-Tracing as a Design Tool for Radio Networks," *IEEE Network Mag.*, vol. 5, pp. 27–30, Nov. 1991.
- [15] H. R. Anderson, "A Ray-Tracing Propagation Model for Digital Broadcast Systems in Urban Areas," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 39, pp. 309–317, Sep. 1993.
- [16] C.-F. Yang, B.-C Wu, and C.-J. Ko, "A Ray-Tracing Method for Modeling Indoor Wave Propagation and Penetration," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, pp. 907–919, June 1998.
- [17] S. Y. Seidel and T. S. Rappaport, "Site-Specific Propagation Prediction for Wireless In-Building Personal Communication System Design," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, pp. 879–891, Nov. 1994.

- [18] G. Liang and H. L. Bertoni, "A New Approach to 3-D Ray Tracing for Propagation Prediction in Cities," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, pp. 853–863, Jun. 1998.
- [19] J. H. Tarng, W. R. Chang, and B. H. Hsu, "Three-Dimensional Modeling of 900-MHz and 2.44-GHz Radio Propagation in Corridors," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 46, pp. 519–527, May 1997.
- [20] N. Papadakis, A. Kanatas, and P. Constantinou, "Microcellular Propagation Measurements and Modeling Using Ray Tracing Techniques," *Proc. 44th IEEE Veh. Tech. Confer.*, vol. 3, pp. 1767–1770, Jun. 1994.
- [21] S.-C. Kim, B. J. Guarino Jr., T. M. Willis III, V. Erceg, S. J. Fortune, R. A. Valenzuela, L. W. Thomas, J. Ling, and J. D. Moore, "Radio Propagation Measurements and Prediction Using Three-Dimensional Ray Tracing in Urban Environments at 908 MHz and 1.9 GHz," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 48, pp. 931–946, May 1999.
- [22] V. Erceg, S. J. Fortune, J. Ling, A. J. Rustako, Jr., and R. A. Valenzuela, "Comparisons of a Computer-Based Propagation Prediction Tool with Experimental Data Collected in Urban Microcellular Environments," *IEEE J. Selected Areas Commun.*, vol. 15, pp. 677–684, May 1997.
- [23] S. Y. Tan and H. S. Tan, "Propagation Model for Microcellular Communications Applied to Path Loss Measurements in Ottawa City Streets," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 44, pp. 313–317, May 1995.
- [24] M. F. Catedra, J. Perez, F. Saez de Adana, and O. Gutierrez, "Efficient Ray-Tracing Techniques for Three-Dimensional Analyses of Propagation in Mobile Communications: Application to Picocell and Microcell Scenarios," *IEEE Antennas Propagat. Magazine*, vol. 40, pp. 15–28, Apr. 1998.
- [25] B.-Y. Park, D.-H. Choi, K.-J. Kim, and H.-K. Park, "The Fading Characteristics in the Microcellular Environments Using Deterministic Prediction Model," *IEEE Proc. Veh. Technol. Conf.*, pp. 740–744, 2000.

- [26] R. P. Torres, S. Loredó, M. Domingo, and L. Valle, "A new method to estimate efficiently the local fading statistics from ray-tracing," *IEEE Int. Antennas Propagat. Symp. Dig.*, vol. 37, pp. 412 - 415, Jun. 1999.
- [27] K. R. Schaubach, and N. J. Davis *IV*, "Microcellular Radio-Channel Propagation Prediction," *IEEE Antennas Propagat. Magazine*, vol. 36, pp. 25–34, Aug. 1994.
- [28] M. C. Lawton and J. P. McGeehan, "The Application of a Deterministic Ray Launching Algorithm for the Prediction of Radio Channel Characteristics in Small-Cell Environments," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, pp. 955–969, Nov. 1994.
- [29] S. Y. Tan and H. S. Tan, "UTD Propagation Model in an Urban Street Scene for Microcell Communications," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 35, pp. 423–428, Nov. 1993.
- [30] S. Y. Tan and H. S. Tan, "A Microcellular Communications Propagation Model Based on the Uniform Theory of Diffraction and Multiple Image Theory," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, pp. 1317–1326, Oct. 1996.
- [31] S. H. Chen, and S. K. Jeng, "A SBR/Image Approach for Radio Wave Propagation in Indoor Environments with Metallic Furniture," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, pp. 98–105, Jan. 1997.
- [32] F. A. Agelet, F. P. Fontan, and A. Formella, "Fast Ray Tracing for Microcellular and Indoor Environments," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, pp. 1484–1487, Mar. 1997.
- [33] K. Rizk, J.-F. Wagen, and F. Gardiol, "Two-Dimensional Ray-Tracing Modeling for Propagation Prediction in Microcellular Environments," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 46, pp. 508–518, May 1997.

- [34] H. R. Anderson, "Building Corner Diffraction Measurements and Predictions Using UTD," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, pp. 292–293, Feb. 1998.
- [35] H.-W. Son and N.-H. Myung, "A Deterministic Ray Tube Method for Microcellular Wave Propagation Prediction Model," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 47, pp. 1344–1350, Aug. 1999.
- [36] W. M. O'Brien, E.M. Kenny, P.J. Cullen, "An Efficient Implementation of a Three-Dimensional Microcell Propagation Tool for Indoor and Outdoor Urban Environments," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, pp. 622–630, Mar. 2000.
- [37] Felix K. Akorli, *Solução Eficiente de uma Equação Integral e sua Aplicação na Previsão Da Cobertura de Sistemas Celulares*, PhD thesis, PUC-Rio, 1999.
- [38] Antônio Evangelista de Freitas, "Predição de Cobertura em Enlaces Radioelétricos sobre Terrenos Irregulares Através de Equações Integrais," PPGEE/UFMG, 29 de Agosto de 2001.
- [39] Fernando J. S. Moreira; "MFIE-Based Propagation Prediction;" 2001 SBMO / IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC'01), Belém, Pará, Brazil, pp. 195–198, August 2001.
- [40] Fernando J. S. Moreira; "A MFIE-Based Prediction for UHF Vertically-Polarized Wave Propagation over Irregular Terrains;" 2001 IEEE Antennas and Propagation International Symposium Digest, Boston, Massachusetts, USA, vol. 1, pp. 456–459, July 2001.
- [41] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Eletromagnetic Field*, McGraw Hill, N.Y., 1961.
- [42] Andrew S. Glassner, *An Introduction to Ray Tracing*, Harcourt Brace and Company, 1989.

- [43] D. F. Rogers, *Procedural Elements for Computer Graphics*, McGraw Hill, N.Y., 1985.
- [44] R. J. Luebbers, "Finite Conductivity Uniform GTD Versus Knife Edge Diffraction in Prediction of Propagation Path Loss," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 32, pp. 70–76, Jan. 1984.
- [45] J. H. Whitteker, "Measurements of Path Loss at 910 MHz for Proposed Microcell Urban Mobile Systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 37, pp. 125–129, Aug. 1988.
- [46] M. Born, and E. Wolf, *Principles of Optics*, Pergamon Press, London, 1975.
- [47] G. A. Deschamps, "Ray Techniques in Electromagnetics," *Proc. IEEE*, vol. 60, pp. 1022-1035, Sep. 1972.
- [48] J. B. Keller, "Geometrical Theory of Diffraction," *J. Opt. Soc. Amer.*, vol. 52, pp. 116–130, Feb.1962.
- [49] J. B. Keller, "One Hundred Years of Diffraction," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 33, pp. 123–125, Feb. 1985.
- [50] R. F. Kouyoumjian, and P. H. Pathak, "A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Perfectly Conducting Surface," *Proc. IEEE*, vol. 62, pp. 1448-1461, Nov. 1974.
- [51] D. A. McNamara, C. W. I. Pistorius and J. A. G. Malherbe, *Introduction to the Uniform Geometrical Theory of Diffraction*, Artech House, Boston, MA, 1990.
- [52] M. Schneider, and R. J. Luebbers, "A General, Uniform Double Wedge Diffraction Coefficient," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, pp. 8–14, Jan. 1991.
- [53] Peter D. Holm, "UTD-diffraction coefficients for higher order wedge diffracted fields," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, pp. 879–888, Jun. 1996.

- [54] Peter D. Holm, "A New Heuristic UTD Diffraction Coefficient for Non-perfectly Conducting Wedges," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 48, pp. 1211–1219, Aug. 2000.
- [55] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2nd ed., John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997.

Apêndice A

A.1 Determinação das Imagens

A determinação das imagens tratadas na Seção 2.3.2 foi implementada numericamente de acordo com a Fig. A.1 e a formulação a seguir.

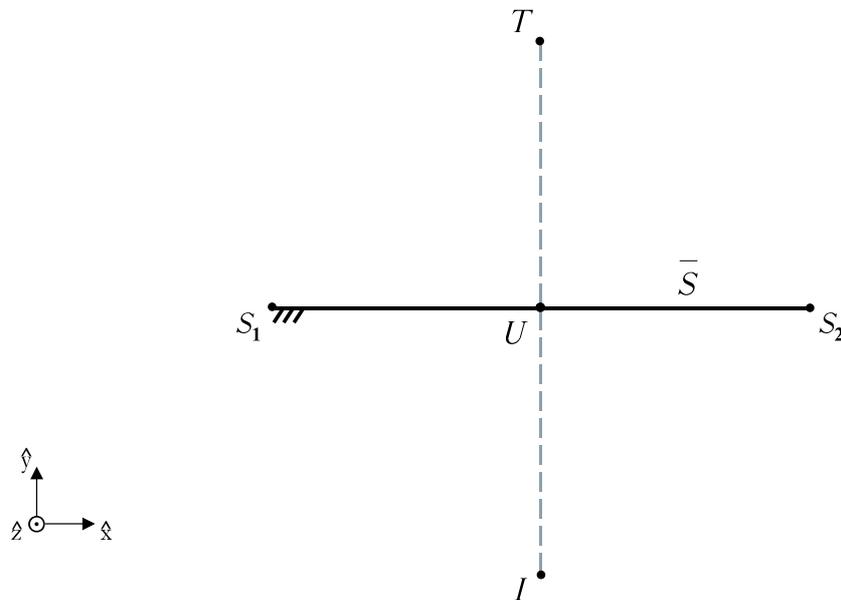


Figura A.1: Cálculo da imagem I da fonte T , em relação ao segmento \overline{S} .

Na Fig. A.1, o segmento \overline{S} , que representa a face de um obstáculo, é definido pelos seus pontos extremos S_1 (com coordenadas S_{x1} e S_{y1}) e S_2 (com

coordenadas S_{x2} e S_{y2}). O ponto T (com coordenadas T_x e T_y) representa uma fonte e o ponto I (com coordenadas I_x e I_y) a sua imagem em relação ao segmento \overline{S} . O segmento unindo T e I localiza o ponto U (com coordenadas U_x e U_y) sobre \overline{S} .

Para obtermos as coordenadas de I , devemos primeiramente localizar as coordenadas de U . U_x e U_y são determinadas a partir das coordenadas dos pontos inicial (S_1) e final (S_2) do segmento \overline{S} da seguinte forma:

$$U_x = S_{x1} + \alpha(S_{x2} - S_{x1}) ,$$

$$U_y = S_{y1} + \alpha(S_{y2} - S_{y1}) ,$$

onde $0 \leq \alpha \leq 1$ e é dado pela expressão:

$$\alpha = \frac{(T_x - S_{x1})(S_{x2} - S_{x1}) + (T_y - S_{y1})(S_{y2} - S_{y1})}{(S_{x2} - S_{x1})^2 + (S_{y2} - S_{y1})^2} .$$

Após a determinação das coordenadas de U , localizamos as coordenadas da imagem, I_x e I_y , sabendo que a distância de I a T é igual a duas vezes a distância de U a T . Assim, as coordenadas de I são dadas por:

$$I_x = 2U_x - T_x ,$$

$$I_y = 2U_y - T_y .$$

Como mencionado na Seção 2.3.1, o método das imagens utiliza imagens ópticas de uma fonte transmissora, considerando as superfícies como sendo refletoras. Assim, antes de armazenarmos as coordenadas de uma imagem, devemos verificar se a fonte está sendo refletida corretamente em relação à superfície em questão. Ou seja, antes de considerarmos uma imagem como válida, devemos verificar se a fonte está do lado externo a um obstáculo e será capaz de gerar um raio válido.

Este tipo de verificação é conhecida como teste de *Backface Culling* [6]. Este teste realiza um cálculo vetorial para verificar se o raio a ser gerado irá se propagar na região de interesse. Para explicar o funcionamento deste teste, considere a Fig. A.2. Nela temos as imagens T_i e T_j da fonte T em relação aos segmentos \bar{S}_i e \bar{S}_j respectivamente. Como mencionado na Seção 2.2, \bar{S}_i e \bar{S}_j representam as faces do obstáculo. Para realizarmos os cálculos vetoriais necessários ao teste, adotou-se a convenção de descrever o contorno dos obstáculos no sentido horário através dos vetores \vec{s}_i , \vec{s}_j , \vec{s}_k e \vec{s}_l , como ilustra a Fig. A.2. Ou seja, os vetores \vec{s}_i , \vec{s}_j , \vec{s}_k e \vec{s}_l descrevem os segmentos \bar{S}_i , \bar{S}_j , \bar{S}_k e \bar{S}_l , respectivamente, ligando o primeiro ponto do segmento ao último, no sentido horário. Além disso, deve-se determinar os vetores nas direções das retas que ligam as imagens às suas fontes, como mostram os vetores \vec{r}_i e \vec{r}_j .

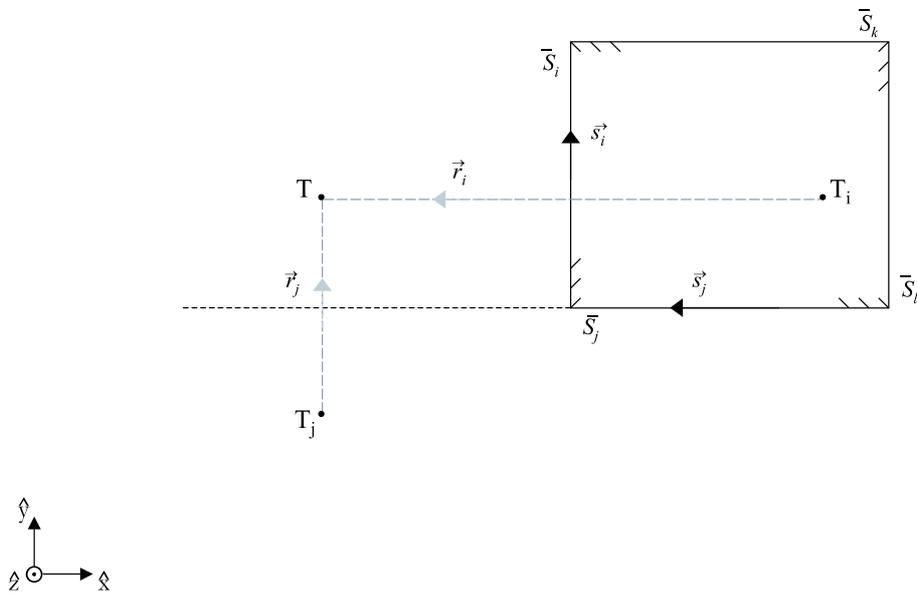


Figura A.2: Teste para verificação da validade de uma imagem.

O teste é realizado da seguinte forma: primeiramente calcula-se a imagem

da fonte em questão, como discutido no início desta seção. Devemos, então, verificar se o produto vetorial $\vec{r} \times \vec{s}$ aponta “para baixo” (direção $-\hat{z}$ de acordo com sistema de coordenadas da Fig. A.2). Se isto acontecer, significa que a imagem calculada é válida e ela será armazenada. Por exemplo, na Fig. A.2, $\vec{r}_i \times \vec{s}_i$ aponta na direção $-\hat{z}$, de forma que T_i é uma imagem válida. Caso contrário, a imagem é descartada (por exemplo, na Fig. A.2, $\vec{r}_j \times \vec{s}_j$ aponta na direção $+\hat{z}$, de forma que T_j não é uma imagem válida e, conseqüentemente, não será armazenada).

A.2 Teste de Interseção

Nesta seção será descrito o procedimento para a determinação de interseções entre segmentos. Como no presente trabalho a geometria é assumida bidimensional, será descrito o Teste de Interseção entre segmentos com coordenadas bidimensionais (x e y).

O Teste de Interseção é utilizado tanto no processo de determinação de possíveis obstruções de um raio, descrito na Seção 2.3.4, como para se determinar a localização dos pontos de reflexão. No caso da determinação de obstruções, o presente teste verifica a interseção entre a trajetória e as faces dos obstáculos. Caso ela ocorra, o raio está obstruído e deve ser eliminado. Já no caso da localização dos pontos de reflexão, ele verifica a interseção entre o segmento ligando uma imagem a um observador e o segmento do obstáculo que gerou essa imagem. O ponto de interseção entre esses segmentos representa o ponto de reflexão, como mencionado na Seção 2.3.2. Em seguida será apresentado o procedimento para determinação de possíveis obstruções da trajetória. No final da seção, será apresentada a modificação necessária para a determinação dos pontos de reflexão.

Para apresentar a implementação numérica deste teste, considere a Fig. A.3, representando um teste de obstrução. O segmento \overline{S} representa a face de um obstáculo e é definido pelos seus pontos extremos S_1 (com coordenadas S_{x1} e S_{y1}) e S_2 (com coordenadas S_{x2} e S_{y2}). O segmento $\overline{P_1P_2}$ representa uma dada trajetória óptica, definida aqui pelos pontos P_1 (com coordenadas P_{x1} e P_{y1}) e P_2 (com coordenadas P_{x2} e P_{y2}). Caso haja uma interseção entre esses segmentos, tal ponto será aqui representado por Q . Seja P um ponto sobre a trajetória $\overline{P_1P_2}$, localizado pelas coordenadas P_x e P_y . Tal localização será aqui parametrizada pela variável β da seguinte forma:

$$P_x = \frac{1}{2}[(P_{x1} + P_{x2}) + \beta(P_{x2} - P_{x1})] ,$$

$$P_y = \frac{1}{2}[(P_{y1} + P_{y2}) + \beta(P_{y2} - P_{y1})] ,$$

tal que $P = P_1$ quando $\beta = -1$ e $P = P_2$ para $\beta = 1$. Ou seja, para que a interseção em questão se verifique, obrigatoriamente $|\beta| \leq 1$. De maneira análoga, seja S um ponto sobre \overline{S} , localizado da seguinte forma:

$$S_x = \frac{1}{2}[(S_{x1} + S_{x2}) + \alpha(S_{x2} - S_{x1})] ,$$

$$S_y = \frac{1}{2}[(S_{y1} + S_{y2}) + \alpha(S_{y2} - S_{y1})] ,$$

onde α parametriza S da mesma forma como β parametriza P . Se ocorre interseção, $|\alpha| \leq 1$.

Com isso, devemos agora determinar os parâmetros β e α . Estes serão dados pela interseção das retas que contêm \overline{S} e $\overline{P_1P_2}$, ou seja:

$$\beta = \frac{-\gamma(P_{x1} + P_{x2}) + (P_{y1} + P_{y2}) - 2[S_{y1} - (\gamma S_{x1})]}{\gamma(P_{x2} - P_{x1}) - (P_{y2} - P_{y1})} ,$$

$$\alpha = \frac{-\psi(S_{x1} + S_{x2}) + (S_{y1} + S_{y2}) - 2[P_{y1} - (\psi P_{x1})]}{\psi(S_{x2} - S_{x1}) - (S_{y2} - S_{y1})} ,$$

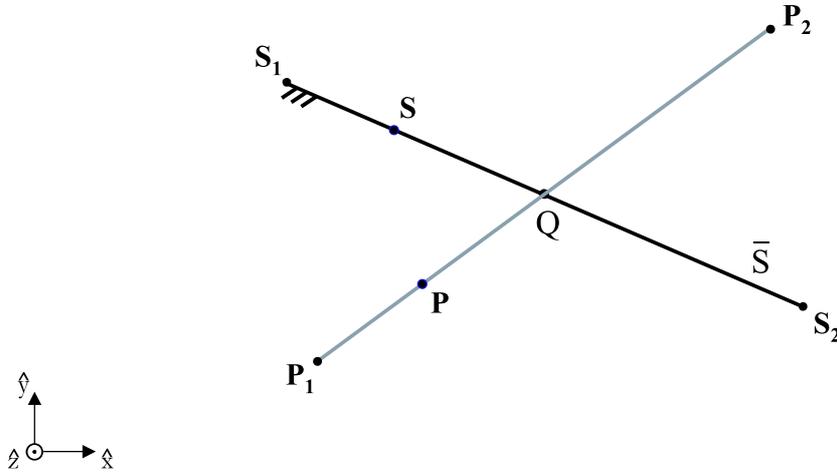


Figura A.3: Teste de interseção entre dois segmentos.

onde

$$\gamma = \frac{S_{y2} - S_{y1}}{S_{x2} - S_{x1}},$$

$$\psi = \frac{P_{y2} - P_{y1}}{P_{x2} - P_{x1}}.$$

Porém, a interseção entre \bar{S} e $\overline{P_1P_2}$ só se verifica se $|\alpha| \leq 1$ e $|\beta| \leq 1$.

Quando estivermos utilizando o Teste de Interseção para a determinação dos pontos de reflexão, o procedimento é o mesmo descrito para o teste de obstrução, porém, para que o ponto de interseção seja considerado válido, $|\alpha| < 1$ e $|\beta| < 1$. Isso é feito pois o campo da GO exatamente sobre as fronteiras de sombra não é incluído na implementação do algoritmo da UTD (veja Seções 3.4.3 e 3.4.4). Ou seja, o raio direto exatamente sobre a FSI é desconsiderado através da obstrução pela extremidade do segmento em questão ($|\alpha| \leq 1$ e $|\beta| \leq 1$). Já o raio refletido sobre a FSR (extremidade do segmento) é desconsiderado impondo $|\alpha| < 1$ e $|\beta| < 1$.

A.3 Região de Iluminação

Numericamente, o teste da Região de Iluminação foi implementado através do cálculo de produtos vetoriais. Vamos considerar a Fig. A.4 para auxiliar na definição da região de iluminação. Esta região é delimitada pelo segmento $\overline{S_p}$ (responsável pela geração da imagem T_p em questão) e pelas duas semi-retas que partem de T_p e passam pelos extremos de $\overline{S_p}$ (pontos S_1 e S_2). Um certo segmento $\overline{S_i}$ não será considerado iluminado somente se ele estiver completamente fora da região de iluminação. Para verificar esta condição utiliza-se os pontos extremos deste segmento, I_1 e I_2 .

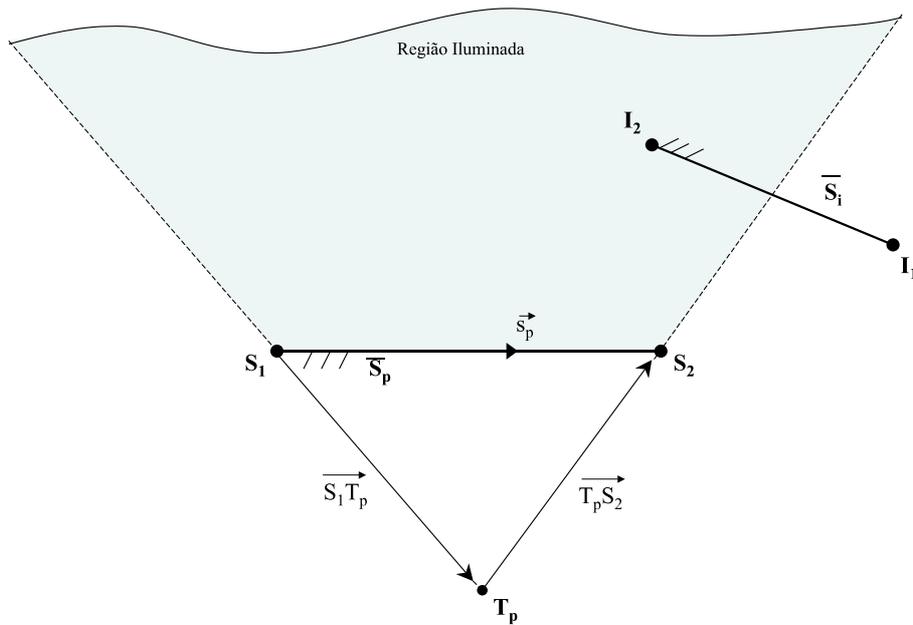


Figura A.4: Teste da Região de Iluminação.

Para realizar o teste da região de iluminação, primeiramente testa-se o segmento $\overline{S_i}$ em relação ao vetor $\overline{S_1T_p}$. Se ambos os produtos vetoriais $\overline{S_1T_p} \times \overline{T_pI_1}$ e $\overline{S_1T_p} \times \overline{T_pI_2}$ apontarem para “baixo” (ou seja, na direção $-\hat{z}$), tem-se uma condição suficiente para não considerar o segmento $\overline{S_i}$ no cálculo das

imagens de T_p (ou seja, a imagem T_{pi} não será calculada), pois ele estará fora da região de iluminação da fonte virtual T_p . Se pelo menos um dos dois produtos vetoriais apontar para a direção $+\hat{z}$, deve-se continuar com o teste. Continuando o procedimento, testa-se o segmento \overline{S}_i em relação ao vetor $\overrightarrow{T_p S_2}$. Se ambos os produtos vetoriais $\overrightarrow{T_p S_2} \times \overrightarrow{T_p I_1}$ e $\overrightarrow{T_p S_2} \times \overrightarrow{T_p I_2}$ apontarem na direção $-\hat{z}$, tem-se uma condição suficiente para não considerar o segmento \overline{S}_i no cálculo das imagens de T_p , pois ele estará fora da região de iluminação da fonte virtual T_p . Se pelo menos um destes dois produtos vetoriais apontar na direção $+\hat{z}$, deve-se continuar com o teste. Continuando o procedimento, faz-se um último teste para se determinar se o segmento \overline{S}_i está na região iluminada. Testa-se o segmento \overline{S}_i em relação ao vetor $\overrightarrow{s_p}$. Se ambos os produtos vetoriais $\overrightarrow{s_p} \times \overrightarrow{S_1 I_1}$ e $\overrightarrow{s_p} \times \overrightarrow{S_1 I_2}$ apontarem na direção $-\hat{z}$, tem-se uma condição suficiente para não considerar o segmento \overline{S}_i no cálculo das imagens de T_p . Se pelo menos um dos dois produtos vetoriais apontar na direção $+\hat{z}$ nesse último teste, pode-se afirmar que o segmento \overline{S}_i (ou pelo menos parte dele) está iluminado pela fonte T_p , e ele deve ser considerado no cálculo das imagens de ordem superior (no caso, T_{pi}).