

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 885

**MÉTODOS ASSINTÓTICOS PARA CARACTERIZAÇÃO DO CANAL RÁDIO EM  
AMBIENTES EXTERNOS**

**Diego Camilo Tami Lopez**

DATA DA DEFESA: 08/09/2015

**Universidade Federal de Minas Gerais**

**Escola de Engenharia**

**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

**MÉTODOS ASSINTÓTICOS PARA CARACTERIZAÇÃO DO  
CANAL RÁDIO EM AMBIENTES EXTERNOS**

Diego Camilo Tami Lopez

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Cássio Gonçalves do Rego

Belo Horizonte - MG

Setembro de 2015

L864m

Lopez, Diego Camilo Tami.

Métodos assintóticos para caracterização do canal rádio em ambientes externos [manuscrito] / Diego Camilo Tami Lopez. – 2015. xiv, 67 f., enc.: il.

Orientador: Cássio Gonçalves do Rego.

Dissertação (mestrado) Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Bibliografia: f. 63-67.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Ondas de rádio - Difração - Teses. 3. Ondas eletromagnéticas - Transmissão - Teses. 4. Rádio - Transmissores e transmissão - Desvanecimento - Teses. I. Rego, Cássio Gonçalves do. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.

CDU: 621.3(043)

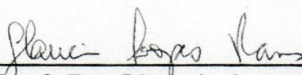
**"Métodos Assintóticos para Caracterização do Canal Rádio em Ambientes Externos"**

**Diego Camilo Tami Lopez**

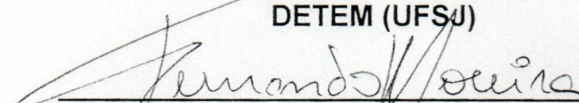
Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 08 de setembro de 2015.

Por:



Prof. Dr. Gláucio Lopes Ramos  
DETEM (UFSJ)



Prof. Dr. Fernando José da Silva Moreira  
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Cássio Gonçalves do Rego  
DELT (UFMG) - Orientador





*Dedico este trabajo,*

*A Dios, porque desde mis primeros años de estudio ha guiado mi aprendizaje.*

*A mis padres, por enseñarme la importancia del estudio, a ellos corresponde toda mi gratitud porque su esfuerzo y compañía han sido mi fortaleza a lo largo de mi vida.*

*A mi hermanita, por estar siempre pendiente de mí y darme el mejor ejemplo de profesionalismo.*

*A toda mi familia, por esos recibimientos tan afectuosos en las vacaciones.*

***Diego Camilo Tamí López***



# Agradecimentos

O autor desta dissertação expressa seus agradecimentos:

Ao meu orientador Cássio Gonçalves do Rego, pelos ensinamentos, as boas-vindas e a confiança depositada em mim durante todo este processo de aprendizagem.

Ao professor Fernando José da Silva Moreira, pelo fornecimento da ferramenta computacional do traçado de raios e as diretrizes dadas durante a pesquisa.

A mis profesores de Colombia, Dinael Guevara y Andrés Navarro, por su buena disposición para aceptar este desafío y su disponibilidad de tiempo para encauzar y orientar este proyecto.

Aos meus amigos brasileiros, pela amizade; em especial aos meus colegas do GAPTEM pela colaboração com o estudo.

A mis amigos Colombianos que llegaron a Belo Horizonte, por su compañía y apoyo a lo largo de esta maestría; en especial a Maria Victoria Africano por seguirme la cuerda en esta aventura llamada Brasil.

À família Lobo, pelo recebimento amoroso, a confiança, os passeios e toda a atenção que tiveram com todos nós.

À Mariele Lino Silva, por chegar em minha vida e me proporcionar momentos inesquecíveis cheios de amor e ternura.

Ao PPGEE pela formação acadêmica e profissional dada neste mestrado.

À agência de fomento em pesquisa CNPq, pela bolsa de estudo.





*“Tudo na vida é melhor se o amor está presente.”*

*Diego Tami*



# Resumo

Este trabalho aborda a caracterização do canal rádio em ambientes externos através da implementação de métodos assintóticos que calculam de modo determinístico o espalhamento eletromagnético das ondas propagadas pelos sistemas de comunicações sem fio. A técnica utilizada para modelar a propagação multipercursos será o traçado de raios, a qual permite analisar individualmente a contribuição que cada raio tem sobre o campo elétrico. A análise será feita no domínio da frequência usando a Óptica Geométrica (GO - *Geometrical Optics*) e a Teoria Uniforme da Difração (UTD - *Uniform Theory of Diffraction*) em meios homogêneos, lineares e invariantes no tempo. Com relação à UTD serão estudados três coeficientes heurísticos apresentados na literatura que determinam o campo difratado sobre arestas com condutividade finita. Para isso, será apresentado o estudo canônico da difração sobre uma cunha com perdas. Some-se a isto uma análise comparativa entre os resultados da predição de cobertura radioelétrica segundo cada coeficiente, em três cenários urbanos realísticos, Ottawa, Cali e Valência, que possuem campanhas de medidas. A fim de avaliar a precisão de cada simulação, será calculado o comportamento estatístico, dado pela média aritmética e o desvio padrão dos erros absolutos entre os valores estimados por simulação e os dados das medições, sobre um grande número de pontos receptores.

Os ambientes reais modelados se caracterizam por conter uma alta densidade de prédios com diversidade geométrica, aspectos comuns de ambientes urbanos. Os obstáculos de cada ambiente foram caracterizados segundo as propriedades eletromagnéticas dos materiais que os constituem, citadas na literatura. Os parâmetros próprios dos enlaces de rádio serão estabelecidos de acordo com a descrição dada pelas campanhas de medições, tais como a localização da antena transmissora e os pontos de recepção. Finalmente, serão mostrados os resultados da predição da atenuação do sinal para cada coeficiente da UTD nos ambientes propostos.

**Palavras-chave:** Coeficientes heurísticos da difração, traçado de raios, teoria uniforme da difração, óptica geométrica.



# Abstract

This work presents the radio channel characterization in outdoor environments using the implementation of asymptotic methods to calculate deterministically of electromagnetic radiowaves scattering in wireless communications systems. The technique used to model the multipath propagation is the ray tracing. It allows a individual analysis about the contribution that each ray has on the electric field. The analysis will be done in the frequency domain using Geometrical Optics (GO) and Uniform Theory of Diffraction (UTD) in homogeneous, linear and time invariant mediums. In relation to UTD will be studied three heuristic coefficients cited in the literature. These will be used to determine the diffracted field on lossy conducting wedges. To achieve this, the canonical case of diffraction on a lossy wedges will be presented. In addition to this, will be done a comparative analysis between the radio coverage prediction simulations according to each coefficient and the measurements in three realistic urban scenarios, Ottawa, Cali and Valencia. In order to evaluate the accuracy of each coefficient, it will be computed the statistical behavior given by the mean and standard deviation of the absolute errors between the estimated values and the measured data of path loss in a large number of receptor points localized on the measurements routes.

The real environments model are characterized by containing a high density of buildings with geometric diversity, common aspects of urban environments. The environment obstacles were defined according to the material type and its electromagnetic properties that were taken from researches. The characteristics of the radio links will be established according to the description given for the measurement campaigns, such as the location of the transmitter antenna and the receiver points. Finally, it will be showed the path loss prediction for each UTD coefficients in the proposed urban environments.

**Keywords:** Heuristic diffraction coefficients, ray tracing, uniform theory of diffraction, geometrical optics.





# Lista de Figuras

|      |   |    |
|------|---|----|
| 2.1  | Exemplo da formação de imagens. . . . .   | 10 |
| 2.2  | Conversão de trajetórias 2D para 3D [1]. . . . .  | 11 |
| 2.3  | Esfera geodésica. . . . .   | 12 |
| 2.4  | Esfera de recepção [2]. . . . .   | 13 |
| 2.5  | Modelo gráfico 2D de um conjunto pequeno de prédios [3]. . . . .  | 15 |
| 2.6  | Modelo gráfico 3D de um prédios usando motores de jogo. . . . .   | 15 |
| 3.1  | Tubo de raios incidentes [4]. . . . .   | 18 |
| 3.2  | Tubo de raios refletidos [4]. . . . .   | 20 |
| 3.3  | Reflexão do raio sobre uma superfície plana [4]. . . . .  | 21 |
| 3.4  | Determinação das regiões e fronteiras em uma cunha. . . . .   | 23 |
| 3.5  | Cone de raios difratados por uma borda [4]. . . . .   | 24 |
| 3.6  | Difração de um raio por uma aresta ou borda. . . . .  | 25 |
| 3.7  | Designação das faces da cunha . . . . .   | 30 |
| 3.8  | Caso canônico cunha com perdas. . . . .   | 32 |
| 3.9  | Campo difratado na cunha com perdas, incidência pela face 0, $\phi_i = 30^\circ = \pi/6$                  | 33 |
| 3.10 | Campo difratado na cunha com perdas, incidência ambas faces, $\phi_i = 135^\circ =$<br>$3\pi/4$ . . . . . | 34 |
| 3.11 | Campo difratado na cunha com perdas, incidência pela face n, $\phi_i = 240^\circ =$<br>$4\pi/3$ . . . . . | 35 |
| 4.1  | Vista aérea do centro de Ottawa, Canadá. . . . .  | 40 |
| 4.2  | Modelo 2D do centro de Ottawa, Canadá. . . . .  | 41 |
| 4.3  | Vista aérea do centro de Cali, Colômbia. . . . .  | 42 |
| 4.4  | Modelo 3D do centro de Cali, Colômbia. . . . .  | 42 |
| 4.5  | Vista aérea do campus da UPV, Valência, Espanha. . . . .  | 43 |
| 4.6  | Modelo 3D do campus da UPV, Valência, Espanha. . . . .  | 44 |
| 4.7  | Localização das rotas de medições no cenário de Ottawa, Canadá. . . . .                                   | 46 |

|      |  |    |
|------|--|----|
| 4.8  | Localização da rota da campanha de medições no cenário de Cali, Colômbia.  | 48 |
| 4.9  | Localização da rota da campanha de medições no cenário de Valência, Espanha. . . . .                               | 49 |
| 4.10 | Comparação entre a atenuação estimada pelo traçado de raios e as medições para o caso <i>Bank St.</i> . . . . .    | 51 |
| 4.11 | Comparação entre a atenuação estimada pelo traçado de raios e as medições para o caso <i>Laurier St.</i> . . . . . | 52 |
| 4.12 | Comparação entre a atenuação estimada pelo traçado de raios e as medições para o caso <i>Slater St.</i> . . . . .  | 53 |
| 4.13 | Comparação entre a atenuação estimada pelo traçado de raios e as medições para o caso <i>Queen St.</i> . . . . .   | 55 |
| 4.14 | Predição da atenuação no ambiente de Cali, Colômbia. . . . .   | 56 |
| 4.15 | Comparação entre a atenuação dos três coeficientes da UTD e as medições no ambiente de Cali, Colômbia. . . . .     | 57 |
| 4.16 | Predição da atenuação no ambiente de Valência, Espanha. . . . .  | 58 |
| 4.17 | Comparação entre a atenuação dos três coeficientes da UTD e as medições no ambiente de Valência, Espanha. . . . .  | 59 |

# Lista de Tabelas

|     |   |    |
|-----|---|----|
| 3.1 | Definição dos ângulos $\alpha_0$ e $\alpha_n$ dos coeficientes de reflexão. . . . .                 | 31 |
| 3.2 | Estatística do erro absoluto da incidência face 0, $\phi_i = 30^\circ = \pi/6$ . . . . .            | 36 |
| 3.3 | Estatística do erro absoluto da incidência ambas faces, $\phi_i = 135^\circ = 3\pi/4$ . . . . .     | 36 |
| 3.4 | Estatística do erro absoluto da incidência pela face n, $\phi_i = 240^\circ = 4\pi/3$ . . . . .     | 36 |
| 4.1 | Configuração do transmissor T1 do cenário de Ottawa, Canadá. . . . .                                | 47 |
| 4.2 | Configuração do transmissor do cenário de Cali, Colômbia. . . . .                                   | 47 |
| 4.3 | Configuração do sistema transmissor do cenário de Valência, Espanha. . . . .                        | 49 |
| 4.4 | Resultados estatísticos da predição da atenuação do sinal para o caso <i>Bank St.</i> . . . . .     | 51 |
| 4.5 | Resultados estatísticos da predição da atenuação do sinal para o caso <i>Laurier St.</i> . . . . .  | 52 |
| 4.6 | Resultados estatísticos da predição da atenuação do sinal para o caso <i>Slater St.</i> . . . . .   | 53 |
| 4.7 | Resultados estatísticos da predição da atenuação do sinal para o caso <i>Queen St.</i> . . . . .    | 55 |
| 4.8 | Resultados estatísticos da predição da atenuação do sinal no ambiente de Cali, Colômbia. . . . .    | 57 |
| 4.9 | Resultados estatísticos da predição da atenuação do sinal no ambiente de Valência, Espanha. . . . . | 59 |





# Sumário

|  |             |
|--|-------------|
| <b>Agradecimentos</b>  | <b>ix</b>   |
| <b>Resumo</b>  | <b>xiii</b> |
| <b>Abstract</b>  | <b>xv</b>   |
| <b>Lista de Figuras</b>                                      | <b>xvii</b> |
| <b>Lista de Tabelas</b>                                      | <b>xix</b>  |
| <b>1 Introdução</b>  | <b>1</b>    |
| 1.1 Contextualização do Trabalho . . . . .                   | 2           |
| 1.2 Objetivos e Contribuições . . . . .                      | 5           |
| 1.3 Organização da Dissertação . . . . .                     | 5           |
| <b>2 Modelo do Canal de Propagação</b>                       | <b>7</b>    |
| 2.1 Traçado de raios baseado na teoria das imagens . . . . . | 8           |
| 2.2 Traçado de raios baseado na força bruta . . . . .        | 10          |
| 2.3 Representação Básica do Modelo Gráfico . . . . .         | 14          |
| 2.4 Conclusões Parciais . . . . .                            | 16          |
| <b>3 Análise do Espalhamento Eletromagnético</b>             | <b>17</b>   |
| 3.1 Óptica Geométrica . . . . .                              | 17          |
| 3.1.1 Campo direto . . . . .                                 | 19          |
| 3.1.2 Campo refletido . . . . .                              | 19          |
| 3.2 Teoria Uniforme da Difração . . . . .                    | 22          |
| 3.2.1 Campo difratado . . . . .                              | 24          |
| 3.2.2 Coeficientes de difração heurísticos . . . . .         | 28          |
| 3.2.3 Estudo de caso: Aresta com perdas . . . . .            | 31          |
| 3.3 Conclusões Parciais . . . . .                            | 37          |

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>4</b> | <b>Simulação e Verificação de Resultados</b>      | <b>39</b> |
| 4.1      | Cenários Realísticos . . . . .                    | 40        |
| 4.2      | Considerações para os Traçados de Raios . . . . . | 44        |
| 4.3      | Campanhas de Medições . . . . .                   | 46        |
| 4.4      | Comparação dos Resultados com Medições . . . . .  | 49        |
| 4.5      | Conclusões Parciais . . . . .                     | 60        |
| <b>5</b> | <b>Conclusões</b>                                 | <b>61</b> |
| 5.1      | Propostas de Continuidade . . . . .               | 63        |
|          | <b>Referências Bibliográficas</b>                 | <b>65</b> |

# Capítulo 1

## Introdução

A recente demanda por mobilidade em sistemas de comunicação sem fio e o desenvolvimento de novas tecnologias como *Multiple Input Multiple Output* (MIMO), *Ultra Wide Band* (UWB) e *Digital Video Broadcasting* (DVB) está promovendo pesquisas que abordam a caracterização do canal rádio usando modelos de propagação com alta precisão, os quais sejam capazes de avaliar o impacto que o ambiente gera sobre o rendimento do sistema, especificamente devido ao efeito multipercurso causados pelo espalhamento do sinal nos obstáculos do meio. Este modelamento do canal rádio é uma tarefa complexa, dado que os ambientes de propagação possuem muitos obstáculos. Portanto, sua correta caracterização permite não só calcular o nível do sinal, mas também compreender o comportamento das ondas eletromagnéticas espalhadas.

Geralmente, os cenários apresentam uma alta densidade de edifícios com diversidade geométrica, que torna impossível a predição de parâmetros usando modelos empíricos ou estatísticos. Nestes casos, é necessário utilizar modelos determinísticos para poder atender detalhadamente as características do ambiente. Na atualidade, existem diversos métodos numéricos que abordam modelos determinísticos para encontrar uma solução ao campo espalhado. Entre eles estão as equações integrais, FDTD (*Finite Difference Time Domain*) e os métodos assintóticos. Os dois primeiros apresentam soluções mais precisas, no entanto são inaplicáveis para ambientes complexos devido à sua grande demanda computacional. Por outro lado, os métodos assintóticos apresentam soluções aproximadas e ainda assim são amplamente utilizados, pois permitem não só o cálculo preciso do espalhamento eletromagnético em ambientes complexos, mas também simulações com tempos de processamentos menores.

Entre os avanços computacionais dos últimos anos que vem melhorando a precisão e os tempos de simulação encontram-se os softwares de criação de objetos tridimensionais, os quais estão sendo utilizados com regularidade na criação de mapas de cidades

3D e são conhecidos como motores de jogo (*game engines*). Tais softwares usam eficientemente as estruturas de dados e as técnicas de aceleração gráfica para recriar volumes geométricos virtuais com alto grau de precisão e fidelidade. Some-se a isso os avanços de hardware das Unidades de Processamento Gráfico (GPUs-*Graphics Processing Units*) que aumentaram a capacidade para fazer cálculos relacionados com gráficos 3D. Na atualidade estas melhoras computacionais vêm sendo aplicadas no estudo dos modelos de propagação.

O principal objetivo do presente trabalho é caracterizar canais rádio em ambientes externos. Para isso serão utilizados modelos de propagação baseados em traçado de raios. Na simulação de tais modelos serão avaliadas três formulações matemáticas relacionadas com coeficientes de difração heurísticos da UTD, considerando-se a propagação de ondas em meios homogêneos, cujos obstáculos são muito maiores do que o comprimento de onda. Os resultados estimados serão comparados com medições a fim de analisar o comportamento estatístico da predição de perda de percurso.

## 1.1 Contextualização do Trabalho

A globalização das telecomunicações traz consigo a implementação de serviços que atinjam as necessidades dos usuários. As novas gerações das comunicações têm a tendência de alcançar altas taxas de velocidade na transmissão de dados, aumentar a capacidade de cobertura e, conseqüentemente, garantir a qualidade do sinal em qualquer lugar. Na atualidade, as redes 4G podem suportar taxas de transferência de dados de até 1 Gbits/s para rádio links *indoor*, tais como redes locais de WiFi, e até 100 Mbits/s para rádio links *outdoor*, tais como redes de telefonia móvel. Espera-se que os serviços 5G alcancem picos de 10 Gbits/s na taxa em ambientes *indoor* e 1 Gbits/s em *outdoor* [5].

Hoje em dia existe uma tendência global de estudar e desenvolver modelos computacionais que avaliem o desempenho das novas gerações dos sistemas de comunicações. Pesquisas recentes mostram que os modelos de propagação determinísticos vêm sendo intensamente estudados [6]. Uma das técnicas mais utilizadas para modelar a propagação eletromagnética é o traçado de raios [7]. Esta técnica assume que o comportamento das ondas de rádio é similar ao traçado de raios ópticos, de tal forma que é possível analisar individualmente os percursos da propagação, levando em consideração os fenômenos da reflexão e difração. Comumente, existem duas abordagens para realizar o traçado de raios: a Teoria das Imagens (IT-*Image Theory*) e a técnica SBR (*Shooting and Bouncing Ray*), também conhecida como “força bruta”.

A diferença mais notável é que na “força bruta” as trajetórias são determinadas a

posteriori ao lançamento de raios, pois diversos raios são lançados desde o transmissor em múltiplas direções, percorrendo o ambiente até atingir o receptor. Enquanto que, na IT são determinadas a priori, dado que os raios são traçados após encontrar todos os caminhos ópticos até o receptor. Para entender melhor as diferenças, a seguir será explicado detalhadamente o procedimento de cada técnica.

A “força bruta” é uma abordagem de fácil interpretação. Primeiro, são lançados milhares ou milhões de raios desde a antena transmissora, mantendo entre eles uma separação angular uniforme. Em seguida, cada raio interage com os objetos do meio gerando um caminho consecutivo depois de cada reflexão ou difração. Neste recorrido, são armazenadas as variáveis associadas à propagação, tais como direção, amplitude, fase e tempo de chegada. Finalmente, são considerados válidos os raios que atingem a região de recepção, usualmente representada por uma esfera, sendo feito o cálculo do campo recebido. Tal abordagem é muito utilizada devido à precisão nos resultados da predição de cobertura e à semelhança que o traçado virtual de raios tem com a propagação de ondas na realidade. Porém, a principal desvantagem que apresenta é a grande demanda computacional que o traçado exige quando se aplica em ambientes urbanos, pois muitos raios que não chegaram a contribuir para o cálculo do campo no receptor devem ser lançados e acompanhados, o qual traz como consequência o aumento nos tempos de processamento.

A IT é muito rigorosa no que concerne à determinação dos multipercursos, pois utiliza imagens ópticas do transmissor para traçar os caminhos, de forma que os percursos não são duplicados nem perdidos. Uma imagem virtual do transmissor é criada através dos obstáculos para encontrar todos os caminhos ópticos até o receptor. Os multipercursos estão compostos pela união de segmentos, cada segmento possui um ponto inicial e um ponto final. Então, para o primeiro segmento o ponto inicial é o transmissor, e o ponto final é o ponto de colisão, que será a sua vez transformado no ponto inicial do próximo segmento, assim sucessivamente até que o ponto final seja o receptor. Dado que a IT é uma técnica analítica, o número de raios diminui e é possível a reutilização deles. No entanto, o cálculo das imagens aumenta na medida que os obstáculos que caracterizam o ambiente, cresce. Fator que faz diminuir a eficiência computacional.

Existem diversos trabalhos na literatura que desenvolveram algoritmos computacionais adotando tais abordagens. Neste projeto serão utilizadas duas ferramentas computacionais. A primeira está explicada detalhadamente em [3], e trata-se de um algoritmo eficiente de traçado de raios usando IT em combinação com a GO e a UTD, para caracterizar o canal rádio em ambientes urbanos. As simulações foram feitas em ambientes com baixa e alta quantidade de obstáculos e com diversidade nos pontos

de recepção. Os resultados da predição de cobertura foram publicados em [8–11] e mostraram uma alta precisão na comparação com medições. A segunda está descrita em [12] e fundamenta-se na implementação da técnica SBR para modelar a propagação em ambientes usando motores de jogo. As referências [13–16] mostram os resultados da caracterização do canal rádio e apresentaram uma alta precisão na comparação com medições em cenários complexos.

Por outra parte, o traçado de raios tem que estar acompanhado de um método que calcule o campo eletromagnético espalhado em superfícies com perdas. Atualmente, a GO e a UTD são amplamente usadas devido à sua precisão no cálculo. O conceito da UTD surgiu no ano 1974, Kouyoumjian e Pathak uniformizaram os coeficientes de difração sobre cunhas condutoras elétricas perfeitas [17]. Mais adiante, a primeira investigação que incluiu o efeito das perdas nos coeficientes da UTD, foi a proposta de Luebbers [18]; no entanto, ela apresentou algumas falhas no que se refere a regiões de sombra e reciprocidade na iluminação da cunha. Conseqüentemente, nos anos seguintes foram desenvolvidas pesquisas que propuseram novas considerações, como a solução de Maliuzhinets [19], a qual está baseada em integrais de impedância de contorno, formulação que representa aumento nos tempos de processamento, portanto é inapropriada para a análise em ambientes complexos. Por volta do ano 2000, Holm propôs melhoras nos coeficientes de Luebbers, conseguindo lidar com as imprecisões nas regiões de sombra [20]. Além disso, Aïdi e Lavergnat em [21] propuseram alterações nos ângulos de incidência dos coeficientes de reflexão, de modo que se obedeça o princípio da reciprocidade. Todas estas melhorias e outras, no ano 2010, foram condensadas por Schettino *et al.* em [8], gerando um novo coeficiente de difração heurístico que foi validado com sucesso em ambientes urbanos reais. Também, Guevara em [12] no ano 2011, aplicou na formulação de Luebbers uma técnica física para poder identificar a face da cunha que é iluminada pelo raio, e assim atender à reciprocidade e caracterizar a permissividade dos prédios em dois tipos: paredes e tetos. Tal proposta, tem sido avaliada em cenários externos, fornecendo resultados precisos [13].

Resumindo, este projeto realizará um estudo comparativo entre os coeficientes da UTD propostos por Luebbers [22], Schettino [8] e Guevara [12], tanto em problemas canônicos como em ambientes realísticos. Estes três coeficientes foram escolhidos porque estão fundamentados em métodos assintóticos, mantém a notação clássica de [17] e portanto podem ser aplicados em problemas complexos. Tais coeficientes foram implementados em duas ferramentas computacionais de traçado de raios, uma baseada em IT e a outra em SBR, com o objetivo de avaliar a sua precisão na caracterização de canais de rádio.

## 1.2 Objetivos e Contribuições

Este trabalho propõe um estudo comparativo de três coeficientes heurísticos da UTD. Tendo como objetivo principal avaliar a sua utilidade e efetividade na caracterização de canais de rádio em ambientes externos realísticos verificando a precisão dos resultados com campanhas de medições. Para tal, são utilizadas ferramentas computacionais capazes de modelar os cenários e a propagação das ondas, e assim poder prever a cobertura radioelétrica. Os modelos utilizados em tais ferramentas são baseados em métodos assintóticos para calcular o campo eletromagnético espalhado no domínio da frequência através do rastreamento de raios entre o transmissor e o receptor.

Este trabalho conseguiu avaliar e comparar os resultados da implementação numérica de três coeficientes de difração heurísticos, a fim de, caracterizar o canal rádio em ambientes externos. Assim, o presente estudo foi desenvolvido segundo as seguintes etapas:

Na primeira etapa, foi obtido o modelo gráfico do ambiente usando a representação dos objetos por meio de geometria espacial. Dessa forma, foram modelados as paredes e os tetos dos edifícios e o solo além de incluir as características físicas e propriedades eletromagnéticas dos materiais que constituem tais obstáculos.

A seguir, foi modelada a propagação multipercurso através de algoritmos baseados em traçado de raios de modo que sejam modeladas as trajetórias através de raios ópticos, começando com o lançamento eficiente de raios desde o transmissor, continuando com o acompanhamento do raio enquanto percorre o ambiente, definindo um número limitado de reflexões sobre as superfícies planas, paredes dos edifícios e solo, e difrações sobre as arestas dos edifícios e finalizando com a recepção dos raios que atingem um dos pontos de recepção.

Depois, foram adotados algoritmos baseados no uso dos métodos assintóticos GO e UTD, os quais rastreiam o campo espalhado associado com cada raio entre o transmissor e o receptor para prever as características do canal rádio.

Por último, foram verificados os resultados obtidos das simulações comparando-lhes com medições. O modelo simulado será avaliado com campanhas de medições de potência recebida em três cenários com características fortemente diferenciadas nas estruturas e os materiais.

## 1.3 Organização da Dissertação

Esta dissertação está organizada da seguinte maneira. O Capítulo 2 contém a explicação detalhada das ferramentas computacionais utilizadas na pesquisa para obter o

modelo do canal de propagação. A Seção 2.1 apresenta as plataformas de software de traçado de raios, o primeiro baseado em IT e o outro baseado em força bruta, descrevendo não só os procedimentos para a modelagem do ambiente onde se realizará a predição de cobertura, mas também a determinação dos raios diretos, refletidos e difratados junto com as técnicas de aceleração e critérios de recepção. Depois, a Seção 2.2 relata as características dos computadores e das GPUs utilizadas nas simulações. Finalmente, a Seção 2.3 mostra a obtenção do modelo gráfico em pequena escala dos obstáculos modelados.

O Capítulo 3 apresenta a análise do espalhamento eletromagnético. A Seção 3.1 explica as formulações da GO, utilizadas para calcular o campo associado aos raios diretos e refletidos. Em seguida, a Seção 3.2 abarca os conceitos da UTD para estimar o campo associado aos raios difratados desde bordas com condutividade finita. Mais adiante, são feitos estudos de casos canônicos de difração sobre arestas com perdas que permitiram fazer uma comparação dos coeficientes heurísticos implementados.

O Capítulo 4 expõe a simulação e verificação de resultados em ambientes reais. A Seção 4.1 apresenta as atributos físicos dos cenários realísticos propostos. A Seção 4.2 apresenta as considerações para o traçado de raios tais como as propriedades eletromagnéticas dos materiais e as características dos rádio enlaces. A Seção 4.3 relata a campanha de medições nos ambientes de propagação. E por último, a Seção 4.4 mostra os resultados gráficos e estatísticos da comparação dos coeficientes implementados com as medições.

O Capítulo 5 apresenta as conclusões da pesquisa e traz algumas propostas de continuidade da pesquisa.



## Capítulo 2

# Modelo do Canal de Propagação

Os ambientes onde se propagam as ondas dos sistemas de comunicações sem fio impõem limitações sobre o desempenho do enlace. As trajetórias multipercursos são impossíveis de prever com exatidão devido ao grande número de objetos que obstruem o sinal, de modo que podemos argumentar que o canal rádio é totalmente aleatório e extremamente complexo de modelar. Em muitos casos, a modelagem é feita empiricamente para um determinado sistema, o qual é pouco útil, pois cada vez que precise modelar um sistema é necessário executar uma rigorosa campanha de medições, o que acarreta tempo e alto custo. Uma das alternativas mais empregadas para caracterizar o canal é o traçado de raios. Esta técnica aplica o princípio de Fermat para modelar os raios. Tal princípio estabelece que o percurso do raio corresponde ao caminho óptico mais curto desde a fonte até o observador, se o raio se propaga em meios homogêneos a trajetória é considerada retilínea [23]. Logo, o campo associado a cada raio propagado depende da geometria e das propriedades eletromagnéticas dos objetos atingidos por eles. O traçado apresenta uma resposta com mais precisão do que os modelos empíricos, porque permite estimar o nível do sinal em posições arbitrárias do receptor. Porém, o traçado de raios requer além dos algoritmos que definem as trajetórias a representação virtual dos mapas urbanos com alto grau de resolução, isto demanda alta capacidade de processamento computacional. No entanto, o aumento da capacidade de memória interna dos computadores e os avanços tecnológicos das placas de vídeo contribuiu para o desenvolvimento e a aplicação do traçado de raios em cenários urbanos complexos.

Como foi mencionado previamente, existem duas abordagens no traçado de raios. A primeira é a Teoria das Imagens (IT), a qual é comumente usada em ambientes *indoor* que precisam modelar com rigor múltiplos raios que percorrem curtas distâncias, embora também é amplamente usada em meios *outdoor*. A segunda é o método de lançamento de raios por “força bruta”, o qual apresenta uma boa aproximação no que

concerne à propagação de ondas eletromagnéticas em entornos *outdoor*. É importante ressaltar que, a presente pesquisa tem um enfoque comparativo, dado que, utilizará ferramentas computacionais desenvolvidas previamente, para avaliar várias formulações em casos práticos, como o objetivo de atingir precisão na caracterização do sistema de rádio.

As ferramentas computacionais utilizadas neste trabalho, levam em consideração três aspectos fundamentais: o modelo físico que abarca a representação virtual do ambiente; o modelo de propagação que contém a técnica do traçado de raios; e o modelo matemático que corresponde às formulações heurísticas que dão solução ao campo espalhado. Tanto o modelo físico quanto o modelo de propagação não serão alterados pois estão consolidados na literatura [10, 16] e foram disponibilizados pelos grupos de pesquisa para executar o presente trabalho. Pelo contrário, serão implementadas 3 formulações heurísticas, explicadas na subseção 3.2.2, a fim de avaliar sua precisão na predição do campo. A seguir, serão descritas as principais características de cada ferramenta de traçado de raios. A explicação pretende dar uma visão geral sobre a metodologia utilizada, evitando entrar em detalhes, pois o presente trabalho não tem como objetivo desenvolver nem otimizar as ferramentas, mas sim utilizá-las para caracterizar o canal rádio em diferentes ambientes usando diferentes formulações heurísticas da UTD.

## 2.1 Traçado de raios baseado na teoria das imagens

Inicialmente, será feita a descrição da modelagem gráfica do ambiente, mais especificamente da representação virtual das antenas e dos prédios, e depois a explicação do método das imagens utilizado para determinar as trajetórias de propagação. Então, as antenas, transmissora e receptora, serão descritas como um certo ponto, dado por uma coordenada fixa  $(x, y, z)$ . E a representação bidimensional dos edifícios, será feita através de polígonos regulares ou irregulares, formados por segmentos de reta. Os segmentos modelam as paredes e os vértices correspondem a os pontos de difração. Tal representação 2D, é útil para casos onde o enlace de rádio acontece próximo ao solo, pois a incidência de raios nos topos dos obstáculos apresenta mínimas contribuições. Porém, a incidência dos raios no solo devem ser consideradas, conseqüentemente, são modeladas as reflexões desde o plano solo. Geralmente, os cenários urbanos de propagação são muito complexos, já que apresentam um número grande de obstáculos, por isso, é necessária a implementação de algoritmos de aceleração que proporcionem velocidade e otimizem os cálculos. As técnicas adotadas neste traçado são [3]:

- **Separação das trajetórias em classes:** agrupa os multipercursos em três classes principais. A primeira classe  $T - R$  agrupa todos os raios entre o transmissor (T) e o receptor (R) que não experimentam difração, em outras palavras, os raios diretos e os que apresentam uma ou múltiplas reflexões. A segunda classe  $T - D$  contém as trajetórias que chegam a um ponto de difração (D), considerando o raio direto e prévias reflexões. A terceira classe  $D - D$ , agrupa os raios entre dois pontos de difração. Finalmente, a quarta classe  $D - R$  que abarca os raios entre um ponto de difração e o receptor. Tal classificação, além de organizar o traçado de raios, possibilita o reaproveitamento de percursos. Por exemplo, para o caso típico de uma célula de telecomunicações, o transmissor é fixo, portanto, as classes  $T - D$  e  $D - D$  são determinadas uma única vez. É importante mencionar que a propagação multipercurso é limitada por um número máximo de eventos ou iterações,  $N_R$  para reflexões e  $N_D$  para difrações, que é predeterminado como parâmetro de entrada nas simulações e seus valores estão baseados em cálculos otimizados tendo em conta dois aspectos, precisão na estimação e tempo de processamento.
- **Teste de visibilidade:** determina os obstáculos diretamente iluminados pelo transmissor e os visíveis após cada reflexão e/ou difração. O teste permite otimizar o número de imagens processadas e determinar possíveis obstruções para o raio.
- **Estrutura de partição do ambiente usando a técnica *quadtree*:** permite dividir repetitivamente o ambiente em quatro subdivisões uniformes, mantendo uma estrutura de árvore, até que em cada subdivisão haja certo número predeterminado de segmentos. Tal partição, ajuda consideravelmente à execução dos teste de visibilidade.

A IT é uma técnica analítica que consiste em calcular as imagens ópticas de um transmissor (pode ser a fonte ou um ponto de difração) geradas pelas diversas faces dos obstáculos visíveis. Em seguida, cada imagem pode ser uma fonte virtual para uma próxima iteração. Dessa forma, o processo é sucessivo até formar o multipercurso que atinge o receptor. As imagens formadas estão ligadas em um esquema do tipo de árvore hierárquica. A Fig. 2.1 mostra um exemplo simples da formação de imagens para  $N_R = 2$  e  $N_D = 0$ . A principal vantagem da IT é que todos os raios traçados são válidos, evitando assim a geração excessiva de trajetórias que não contribuem na predição de cobertura, de forma que é possível diminuir o número de cálculos.

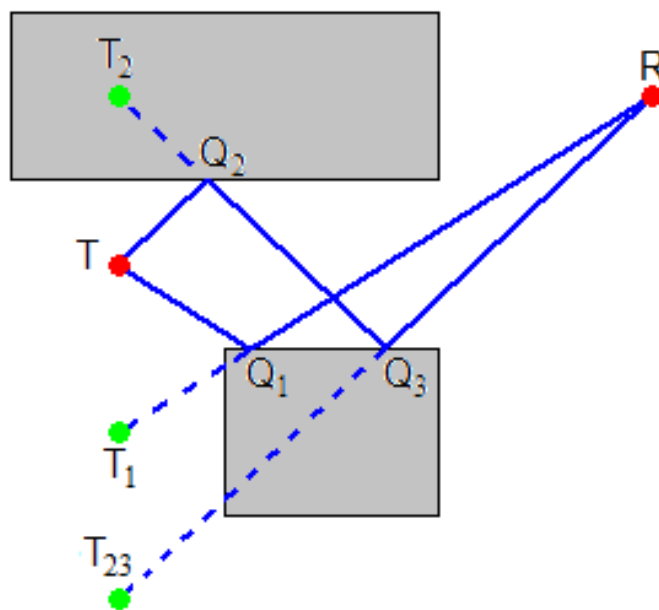


Figura 2.1: Exemplo da formação de imagens.

Para atender a necessidade de modelar as reflexões do solo foi proposto uma conversão das trajetórias 2D para 3D, assumindo que cada trajetória 2D gera duas 3D, uma sem reflexão no solo e outra com reflexão no solo [3]. A conversão faz uma analogia ao modelo de propagação de “dois raios”, só que as trajetórias apresentam pontos de reflexão e/ou difração ao longo do recorrido, o qual exige verificar previamente se a altura de tais pontos são menores que a altura do edifício para realizar a conversão. A técnica de conversão é aproximada pois considera somente uma reflexão no solo para cada multipercorso, como se mostra na Fig. 2.2.

Também, no traçado foi implementada a formulação para lidar com a dupla difração em arestas consecutivas, mais conhecida como *slope diffraction*. Para terminar, o hardware usado para executar as simulações do traçado de raios baseado na teoria das imagens foi um computador com processador Intel Core i5 de 3,46 GHz, memória interna RAM de 8,00 GB.

## 2.2 Traçado de raios baseado na força bruta

A representação virtual do cenário que vai ser objeto de estudo é um aspecto importante para alcançar boa precisão na predição da cobertura do canal. Existem software específicos para desenvolver objetos de qualquer geometria, entre eles se destaca os motores de jogo (*game engines*). Estes são potentes pacotes ou bibliotecas de programação

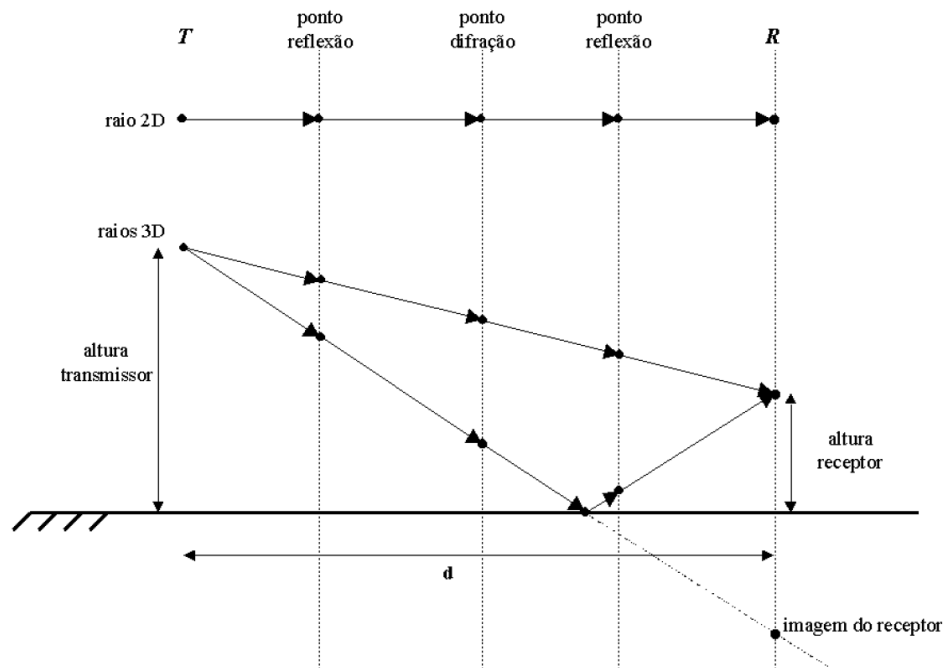


Figura 2.2: Conversão de trajetórias 2D para 3D [1].

que usam eficientemente as estruturas de dados para representar mundos virtuais, em tempo real e com grande fidelidade e resolução [24]. Geralmente, os motores de jogo são de código aberto permitindo a sua aplicação em projetos que estão fora do foco comercial dos *video games*. Então, as potencialidades dos motores de jogo podem ser utilizadas para modelar áreas urbanas de cidades reais. Em tais áreas, são modeladas as estruturas dos prédios, as ruas e as antenas do sistema de rádio. Entretanto, o mundo virtual não é representado completamente pois não se modelam aspectos como: automóveis, árvores, pessoas e objetos de pequenas dimensões. O qual pode ser motivo de pequenas imprecisões na predição da cobertura.

Este trabalho utiliza uma ferramenta computacional desenvolvida em [12], que faz uso do software de código aberto *Java Monkey Engine v2.0* (jME) em combinação com uma GPU, para recriar o entorno 3D da propagação. A linguagem de programação utilizada é o Java e o procedimento do traçado de raios é descrito através das etapas abaixo:

1. **Lançamento de raios:** o método da “força bruta” consiste em lançar milhares ou milhões de raios desde a antena transmissora, seguindo um método ordenado de disparo. Considera-se a antena transmissora como uma fonte pontual localizada no ambiente. Sobre o ponto mencionado, modela-se um icosaedro regular para determinar a ordem no lançamento de raios. Um icosaedro regular é uma figura geométrica constituída por 20 faces dadas por triângulos equiláteros que formam

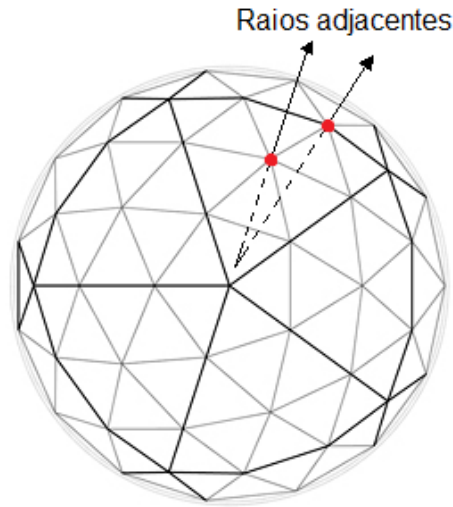


Figura 2.3: Esfera geodésica.

12 vértices. Cada face do icosaedro ou seja, cada triângulo é dividido em um mosaico de triângulos, isto é conhecido em inglês como *tesellation*. Assim, é criada uma esfera geodésica com múltiplos vértices (ver Fig. 2.3), os quais serão os pontos centrais da frente de onda de cada raio. Então, os raios são disparados interceptando tais vértices fixados sobre a superfície do icosaedro, na Fig. 2.3 se mostra o lançamento de dois raios adjacentes. O ângulo aproximado de separação entre raios adjacentes é dado pela equação [25]

$$\bar{\alpha} \approx \frac{69^\circ}{N} \quad (2.1)$$

onde  $N$  é a frequência de *tesellation* e o número de raios que podem ser disparados é dado por  $(10N^2 + 2)$  [2].

Para otimizar o lançamento de raios se executa um algoritmo que identifica as faces do icosaedro que tem linha de vista com os obstáculos do entorno. Dessa forma, se evita lançar raios que não colidirão com o entorno, por exemplo, raios em direção ao céu.

2. **Acompanhamento dos raios:** enquanto os raios percorrem o ambiente, eles podem ter linha de vista direta com o receptor, portanto é modelada só uma trajetória; ou eles podem colidir com os obstáculos do meio gerando os multi-percursos. Neste último caso, se o raio atingir uma superfície plana apresenta reflexão, por exemplo as paredes dos edifícios ou as ruas, por outro lado, se o raio atingir uma aresta ou borda dos prédios apresenta difração. Tanto para a reflexão

como para a difração está definindo um número limitado eventos. Este traçado tem um máximo de 5 eventos entre reflexões e difrações, tendo um máximo de 2 difrações, valores que atingem simulações com alta precisão [12]. Durante todo o recorrido do raio são armazenados os parâmetros associados à propagação, tais como amplitude atenuada da onda, ângulo e direção de chegada e de saída, fase, e tempo de retardo. Existe certa quantidade de raios que são descartados, uma vez que eles superam o limite de eventos e não atingem a região do receptor ou percam potência suficiente para se tornarem desprezíveis. O acompanhamento destes raios representa gastos de memória e tempo de processamento.

3. **Recepção de raios:** a trajetória que atinge a região do receptor é considerada válida e levada em conta nos cálculos do campo recebido. Tal região é representada aproximadamente mediante uma esfera centrada no ponto de recepção, com rádio definido segundo o ângulo de separação de lançamento e a distância percorrida pelo raio, dado pela expressão  $(\bar{\alpha} d)/\sqrt{3}$ . A Fig. 2.4 mostra um exemplo da recepção de um raio.

Também o presente traçado de raios incorpora um modelo físico 3D para modelar as bordas dos prédios usando cilindros de longitude equivalente à aresta e raio fixo definido pelo critério de recepção, a fim de facilitar a detecção da colisão dos raios, pois as arestas são consideradas como uma linha infinitesimal dada pela união de dois planos, o qual dificulta a identificação do impacto. Os cilindros foram modelados utilizando um método conhecido em inglês como *bounding volume*, o qual cria um volume fechado que envolve completamente um objeto. Isso melhora o rendimento computacional e

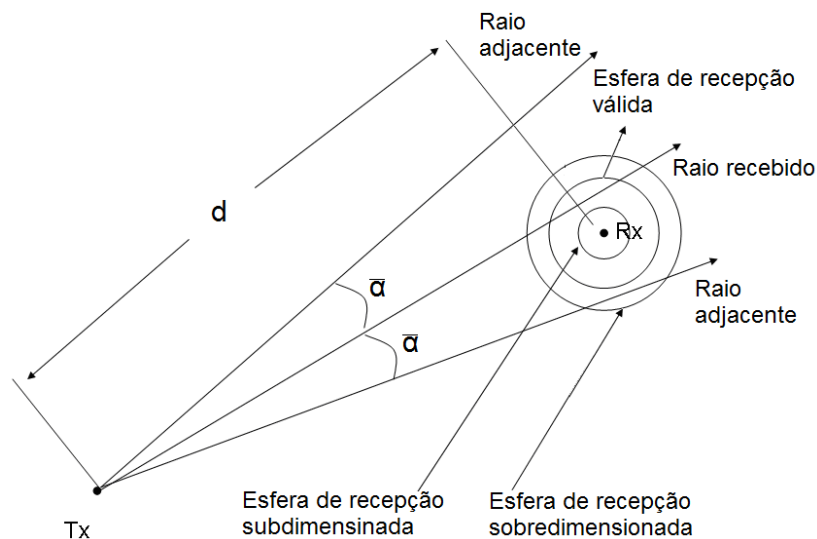


Figura 2.4: Esfera de recepção [2].

é comumente usado em *video games* de tiro, com o objetivo de detectar a colisão em alvos. Além disso, usa algoritmos para eliminar a contagem dupla de raios e para otimizar a visibilidade dos pontos de difração.

Por último, os avanços tecnológicos nas GPUs, por exemplo, a incorporação de múltiplos processadores e memória interna, permitem executar com eficiência processamento de gráficos em paralelo, o qual melhora o desempenho dos algoritmos computacionais, em nosso caso particular potencializa o algoritmo de traçado de raios e a criação do mundo virtual. As simulações da ferramenta baseada em “força bruta” foram feitas em um computador WorkStation Intel Xeon de 16 núcleos, 3,4 GHz, memória RAM de 8,00 GB e placa de vídeo NVIDIA Quadro com memória interna de 8GB.

## 2.3 Representação Básica do Modelo Gráfico

A caracterização do canal usando o traçado de raios baseado na IT foi determinada sobre uma representação bidimensional (2D) do cenário, dado que o enlace de rádio simulado é baixo, ou seja, a poucos metros no solo. Nesse caso, o mapa do ambiente é visto desde uma perspectiva aérea, onde os edifícios são projetados como polígonos de faces retas e as antenas como pontos fixos. A Fig. 2.5 ilustra o modelo gráfico 2D de um conjunto pequeno de prédios.

Por outro lado, o traçado de raios baseado na “força bruta” foi modelado sobre ambientes tridimensionais (3D), apresentando trajetórias que variam nas componentes  $x$ ,  $y$  e  $z$ . Os obstáculos do meio são representados como poliedros postos sobre um plano solo. As faces laterais correspondem às paredes e a face superior modela os topos dos edifícios. A Fig. 2.6 ilustra a modelo gráfico 3D de um prédio posicionado sobre o solo.



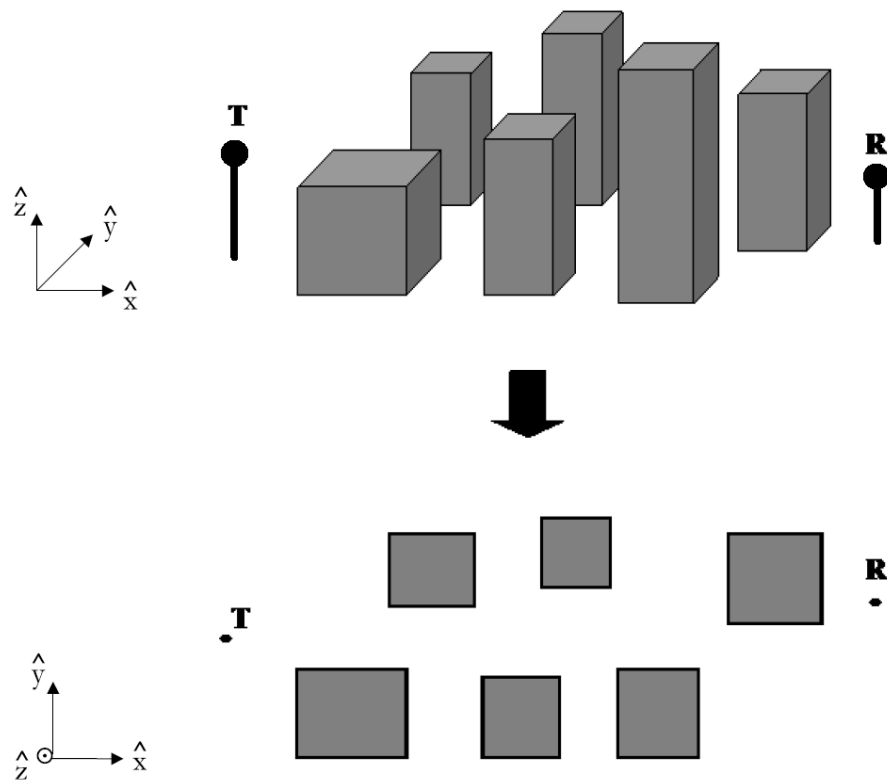


Figura 2.5: Modelo gráfico 2D de um conjunto pequeno de prédios [3].

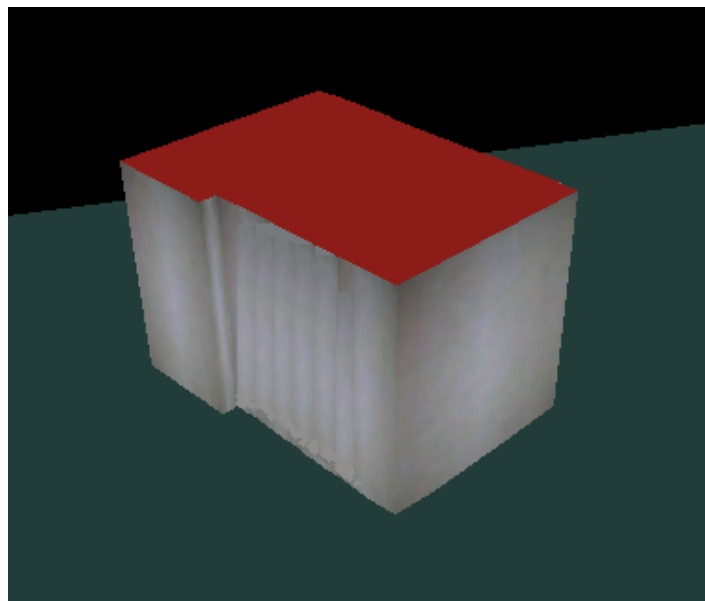


Figura 2.6: Modelo gráfico 3D de um prédios usando motores de jogo.

## 2.4 Conclusões Parciais

Neste capítulo foi brevemente apresentada a fundamentação teórica das técnicas utilizadas nas ferramentas computacionais de traçado de raios. Explicando os métodos de lançamento, acompanhamento, recepção, detecção de colisão e otimização de raios em ambientes *outdoor*. Além disso, foi descrita a representação virtual básica dos objetos que constituem o modelo gráfico que modela o ambiente urbano, mostrando um exemplo elementar da criação de prédios utilizada por cada ferramenta.

Dessa forma, foi explicado o modelo físico do canal abordando os aspectos da representação do ambiente e da caracterização da propagação multipercurso. A próxima etapa é calcular o campo eletromagnético associado a cada trajetória usando os métodos assintóticos da GO e da UTD, assunto este que será abordado no próximo capítulo.

## Capítulo 3

# Análise do Espalhamento Eletromagnético

A caracterização da propagação eletromagnética em ambientes complexos, como áreas urbanas, é uma tarefa difícil e tediosa devido ao elevado número de obstáculos. Existem diversos métodos matemáticos que são utilizadas para calcular o campo espalhado, os mais comuns são: as equações integrais, FDTD (Finite Difference Time Domain) e os assintóticos. Os dois primeiros apresentam soluções precisas, no entanto são inaplicáveis em ambientes complexos devido à sua grande demanda computacional. Enquanto que, os métodos assintóticos apresentam soluções aproximadas, ainda assim são amplamente utilizados, pois a sua precisão aumenta quando se analisam sistemas de alta frequência em áreas grandes, de modo que as dimensões dos objetos são consideradas bem maiores do que o comprimento de onda. Além disso, a avaliação assintótica reduz o custo computacional.

A GO junto com a UTD são métodos assintóticos amplamente usados, devido a sua precisão no cálculo do campo. A GO determina os campos incidentes e refletidos e a UTD resolve a difração sobre bordas. As duas técnicas abordam a representação dos raios incidentes, refletidos e difratados, através de trajetórias individuais e retilíneas criadas pelos algoritmos de traçados de raios. Nas sessões do presente capítulo serão explicadas as formulações da GO e da UTD, além disso serão apresentados estudos de casos canônicos de difração para arestas com perdas.

### 3.1 Óptica Geométrica

A GO caracteriza o campo espalhado pela incidência direta e a reflexão sobre superfícies. Ela está baseada na bem conhecida aproximação do raio, a qual assume

que o comprimento de onda é suficientemente pequeno comparado com as dimensões dos obstáculos, permitindo considerar os campos eletromagnéticos como ondas TEM (Transversa Elétrica e Magnética) e localmente planas em qualquer ponto da propagação do raio. Tal suposição é geralmente válida em rádio propagação urbana e permite o cálculo do campo espalhado em termos das variáveis eletromagnéticas. Cada raio tem associado um campo elétrico vetorial de amplitude  $E_i$ , o qual depende do campo emitido pelo transmissor, as perdas no espaço livre, as reflexões e as difrações.

O rastreamento de raios na GO pode ser descrito considerando o tubo de raios astigmático mostrado na Fig. 3.1, onde  $s = s^i$  é o plano que contém o ponto de observação em relação ao plano de referência em  $s = 0$ . O campo da GO na superfície  $s^i$  é dado por [23]

$$\vec{E}(s^i) = \vec{E}(s = 0) A(s^i) e^{-jks^i}, \quad (3.1)$$

onde  $\vec{E}(s = 0)$  fornece a polarização, amplitude e fase do campo elétrico no ponto de referência ( $s = 0$ ),  $s^i$  é a distância percorrida ao longo da trajetória óptica,  $k$  é a constante de propagação, dada por  $2\pi/\lambda$ ,  $e^{-jks^i}$  é a variação da fase ao longo do percurso do raio e  $A(s^i)$  é o fator de espalhamento, dado por [23]

$$A(s^i) = \sqrt{\left(\frac{\rho_1^i}{\rho_1^i + s^i}\right) \left(\frac{\rho_2^i}{\rho_2^i + s^i}\right)}, \quad (3.2)$$

onde  $\rho_1^i$  e  $\rho_2^i$  são os raios de curvatura principais da frente de onda no ponto de referência  $s = 0$ . Tal fator determina a variação da amplitude do campo ao longo da trajetória.

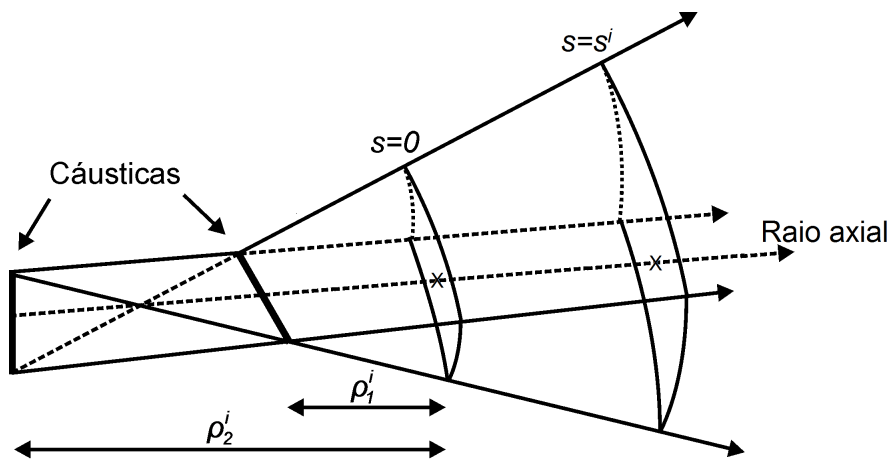


Figura 3.1: Tubo de raios incidentes [4].

Então, a Eq. (3.1) determina o campo direto em qualquer ponto conhecendo a distância  $s^i$ , o campo  $\vec{E}(s=0)$  e as posições das cáusticas. Assim, se temos uma propagação de uma onda plana,  $\rho_1^i \rightarrow \infty$  e  $\rho_2^i \rightarrow \infty$ , logo,  $A(s^i) = 1$ . Agora, se temos uma frente de onda cilíndrica,  $\rho_1^i \rightarrow \infty$  e  $\rho_2^i = \rho$ , sendo  $\rho$  finito, nesse caso,  $A(s^i) = \sqrt{\rho/(\rho + s^i)}$ . Por último, se temos um frente de onda esférica,  $\rho_1^i = \rho_2^i = \rho$ , dessa forma,  $A(s^i) = \rho/(\rho + s^i)$ .

### 3.1.1 Campo direto

Considerando a antena transmissora como uma fonte pontual, o campo elétrico irradiado na região de campo distante pode ser escrito como [26]

$$\vec{E}(\theta, \Phi) = \sqrt{\frac{P_t G(\theta, \Phi) \eta_0}{4\pi}} \operatorname{sen}(\theta) \frac{e^{-jkR}}{R}, \quad (3.3)$$

onde  $R$  é a distância radial desde o ponto fonte até o ponto observador,  $e^{-jkR}$  é o termo da fase,  $P_t$  é a potência do transmissor em watts ( $W$ ),  $G(\theta, \Phi)$  é o ganho máximo do transmissor em valor absoluto,  $\eta_0$  é a impedância intrínseca do espaço livre ( $\eta_0 \cong 120\pi \Omega$ ). O campo elétrico está dado em  $[V/m]$  e não leva em conta a sua polarização.

A Eq. (3.3) é utilizada para caracterizar o campo associado ao raio direto que atinge o receptor e o campo do raio que incide sobre um plano de reflexão ou uma borda de difração vindo diretamente do transmissor. Todo raio que se propaga no espaço livre sofre perdas durante seu trajeto (*path loss*). Tais perdas são determinadas pela fórmula de Friis, a qual estabelece a relação entre a potência do transmissor ( $P_t$ ) e a entregue ao receptor ( $P_r$ ) em um enlace composto de duas antenas separadas por uma distância  $R$ , cuja expressão é [7]

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2, \quad (3.4)$$

onde  $G_t$  e  $G_r$  são os ganhos das antenas transmissora e receptora respectivamente, considerando antenas linearmente polarizadas e alinhadas para máxima radiação.

### 3.1.2 Campo refletido

Quando o raio colide sobre uma superfície plana, ele é refletido desde um ponto chamando ponto de reflexão  $Q_r$ , como se mostra na Fig. 3.2, onde convergem os tubos

astigmáticos do raio incidente e refletido. O campo refletido no ponto de observação  $P$  após a reflexão no ponto  $Q_r$  pode ser escrito segundo a GO como

$$\vec{E}^r(P) = \vec{E}^r(Q_r) A(s^r) e^{-jks^r}, \quad (3.5)$$

onde  $s^r$  é a distância percorrida pelo raio refletido,  $e^{-jks^r}$  é a variação da fase ao longo deste percurso,  $\vec{E}^r(Q_r)$  é o campo elétrico após a reflexão no ponto  $Q_r$  e  $A(s^r)$  é o fator de espalhamento do raio refletido dado por [23]

$$A(s^r) = \sqrt{\left(\frac{\rho_1^r}{\rho_1^r + s^r}\right) \left(\frac{\rho_2^r}{\rho_2^r + s^r}\right)}, \quad (3.6)$$

onde  $\rho_1^r$  e  $\rho_2^r$  são os raios de curvatura principais da frente de onda refletida. Tal fator, do mesmo modo para a onda incidente, determina a variação da amplitude do campo ao longo da trajetória. Como neste trabalho será modelada a reflexão sobre superfícies planas, os raios de curvatura da onda refletida serão iguais aos da onda incidente no ponto  $Q_r$ . O campo elétrico após a reflexão  $\vec{E}^r(Q_r)$  é dado por [23]

$$\vec{E}^r(Q_r) = \vec{E}^i(Q_r) \cdot \bar{R}, \quad (3.7)$$

onde  $\vec{E}^i(Q_r)$  é o campo incidente antes da reflexão e  $\bar{R}$  é a diádica dos coeficientes de reflexão de Fresnel, os quais estão em função das propriedades dos materiais, e geralmente dependem da polarização, ângulo de incidência e frequência da onda propagada.

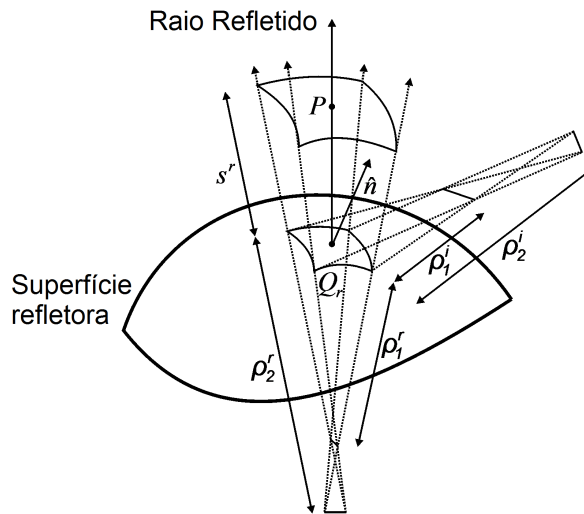


Figura 3.2: Tubo de raios refletidos [4].

A Fig. 3.3 mostra uma onda plana TEM incidindo sobre uma superfície plana, então podemos constatar que o campo elétrico pode apresentar duas polarizações, a direção  $\hat{\beta}$  representa a polarização perpendicular ou *soft* ao plano de incidência (ou seja, campo elétrico apontando para fora da folha), a direção  $\hat{\phi}$  representa a polarização paralela ou *hard* ao plano de incidência (ou seja, campo elétrico está sobre o plano folha). O plano de incidência é definido como o plano folha, o qual contém os raios incidente e refletido. Assim, a diádica dos coeficientes de reflexão de Fresnel para ambas polarizações é dada por [23]

$$\bar{R} = R_s \hat{\beta}_i \hat{\beta}_r + R_h \hat{\phi}_i \hat{\phi}_r, \quad (3.8)$$

Dessa forma, a Eq. (3.7) pode ser reescrita no formato matricial como

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_\beta^r(Q_r) \\ \vec{E}_\phi^r(Q_r) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{E}_\beta^i(Q_r) \\ \vec{E}_\phi^i(Q_r) \end{bmatrix}, \quad (3.9)$$

onde  $R_s$  é o coeficiente de reflexão para polarização perpendicular ou *soft* e  $R_h$  para paralela ou *hard*, cujas expressões para materiais com perdas são dadas por [27]

$$R_s = \frac{(\alpha) - \sqrt{\hat{\epsilon}_r - \cos^2(\alpha)}}{(\alpha) + \sqrt{\hat{\epsilon}_r - \cos^2(\alpha)}}, \quad (3.10)$$

$$R_h = \frac{\hat{\epsilon}_r (\alpha) - \sqrt{\hat{\epsilon}_r - \cos^2(\alpha)}}{\hat{\epsilon}_r (\alpha) + \sqrt{\hat{\epsilon}_r - \cos^2(\alpha)}}, \quad (3.11)$$

onde  $\alpha$  representa o ângulo de incidência com respeito à superfície refletora, o qual é considerado igual ao ângulo de reflexão segundo a lei da reflexão,  $\hat{\epsilon}_r$  representa a permissividade elétrica complexa relativa do material com que está feito o obstáculo

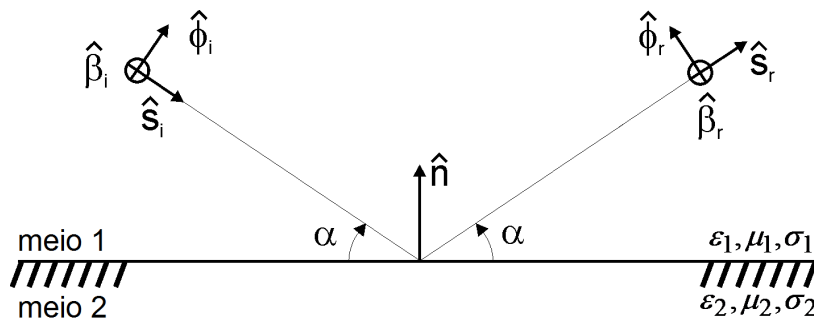


Figura 3.3: Reflexão do raio sobre uma superfície plana [4].

refletor, expressa como [27]

$$\hat{\epsilon}_r = \epsilon_r - \frac{j\sigma}{\omega\epsilon_0}, \quad (3.12)$$

onde  $\epsilon_r$  é a permissividade elétrica relativa do obstáculo em  $[F/m]$ ,  $\sigma$  é a condutividade do obstáculo dada em  $[S/m]$ ,  $\omega$  é a frequência angular do campo incidente, dada por  $2\pi f$ , e  $\epsilon_0$  é a permissividade elétrica do vácuo ( $\epsilon_0 = 8,8541 \times 10^{-12} F/m$ ). Neste trabalho, a reflexão sempre será modelada considerando o meio 1 como espaço livre e o meio 2 como um obstáculo dielétrico com perdas, com igual permeabilidade magnética entre eles,  $\mu_1 = \mu_2 = \mu_0$ .

Para levar em conta as imperfeições das superfícies refletoras causadas pela rugosidade dos objetos é usado um fator de rugosidade para modificar os coeficientes de reflexão de Fresnel das Eqs. (3.10) e (3.11), como se mostra a seguir

$$R_{s,h}^{rough} = \delta R_{s,h}, \quad (3.13)$$

onde  $\delta$  é o fator de rugosidade definido como [28]

$$\delta^2 = e^{-2 \Delta\phi}, \quad (3.14)$$

com

$$\Delta\phi = \left( \frac{4\pi\Delta h}{\lambda} \right) (\alpha), \quad (3.15)$$

onde  $\Delta h$  é a medida da rugosidade da superfície, definida como o desvio padrão da distribuição normal das irregularidades da superfície.

## 3.2 Teoria Uniforme da Difração

A difração ocorre quando as ondas eletromagnéticas propagadas colidem sobre as bordas dos obstáculos gerando múltiplas ondas secundárias espalhadas em todas as direções, até mesmo atrás dos obstáculos, de modo que as ondas contornam e ultrapassam o obstáculo permitindo a transmissão do sinal em setores onde não existe linha de vista direta (NLOS) entre o transmissor e o receptor. Aqueles setores são conhecidos como regiões de sombra, lugar onde a GO é incapaz de prever o campo espalhado, além



disso apresenta inexatidão nas imediações da fronteira de sombra. Portanto, foi preciso desenvolver uma nova formulação que corrigisse tais descontinuidades no cálculo do campo, assim foi proposto por Keller em 1962, ele desenvolveu a GTD (*Geometrical Theory of Diffraction*), a qual foi uma das extensões da GO que considerou a difração, no entanto ela apresentava singularidades nas regiões de transição ao redor de cada fronteira [29]. As pesquisas continuaram, e em 1974, Kouyoumjian e Pathak demonstraram a UTD, teoria utilizada até hoje na caracterização de canais rádio, a qual é baseada no rastreamento de raios e métodos assintóticos para calcular de forma aproximada o campo espalhado nas regiões de sombra [17]. A Fig. 3.4 mostra a incidência de uma onda sobre uma cunha e a demarcação das fronteiras de propagação, que determinam as três regiões dos raios espalhados pela cunha. Na região 1, apresenta-se raios diretos, refletidos e difratados; na região 2, raios diretos e difratados e na região 3, unicamente raios difratados. A fronteira FSR, é a fronteira de sombra dos raios refletidos, e a fronteira FSI, é a fronteira de sombra dos raios diretos. O campo calculado pela GO em tais fronteiras sofre uma descontinuidade, pois as componentes do campo mudam um instante depois de atravessar tal demarcação. A referida descontinuidade viola os princípios físicos, dado que o campo eletromagnético é contínuo em todo o espaço e suas mudanças são suaves em regiões críticas. A UTD lida com as mencionadas descontinuidades apresentando uma resposta uniforme ao longo de todo o espaço.

No presente trabalho, a UTD será utilizada para calcular o campo difratado sobre as bordas ou arestas dos edifícios ou obstáculos. Cada borda é modelada individualmente e pode apresentar um ou vários pontos de difração, os quais se comportam como fontes pontuais que irradiam raios em todas as direções viáveis. Do mesmo modo que na GO, a UTD considera coeficientes de difração que dependem não só da geometria e das propriedades eletromagnéticas dos objetos, mas também, das características da

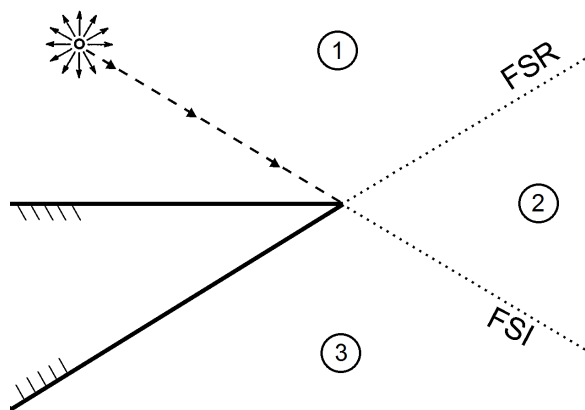


Figura 3.4: Determinação das regiões e fronteiras em uma cunha.

onda que incide sobre o ponto de difração.

### 3.2.1 Campo difratado

Quando uma onda eletromagnética incide sobre uma borda sua forma de onda espalhada é cônica, logo as ondas difratadas se propagam seguindo o contorno de um cone, cujo eixo principal é a borda. A Fig. 3.5 ilustra o conceito do cone de difração. O fenômeno da difração pode ser explicado segundo o princípio de Huygens. Este estabelece que qualquer ponto sobre uma frente de onda pode ser considerado como uma fonte pontual que produz ondas secundárias, e que estas ondas geram uma nova frente de onda na direção de propagação [27]. Portanto, a difração é provocada pela propagação das ondas secundárias nas regiões de sombra.

O campo difratado no ponto de observação P após a difração no ponto  $Q_d$  pode ser escrito segundo a UTD como [23]

$$\vec{E}^d(P) = \vec{E}^d(Q_d) A(s^d) e^{-jks^d}, \quad (3.16)$$

onde  $s^d$  é a distância do ponto de difração ao ponto de observação,  $e^{-jks^d}$  é a variação da fase ao longo deste percurso,  $\vec{E}^d(Q_d)$  é o campo elétrico após a difração no ponto  $Q_d$  e  $A(s^d)$  é o fator de espalhamento, dado por [23]

$$A(s^d) = \sqrt{\frac{\rho^d}{s_d(s_d + \rho^s)}}, \quad (3.17)$$

onde  $\rho^d$  é a distância entre o ponto fonte e o ponto de difração,  $s^d$  é a distância do ponto de difração ao ponto de observação. O campo elétrico após a difração  $\vec{E}^d(Q_d)$  é dado por [23]

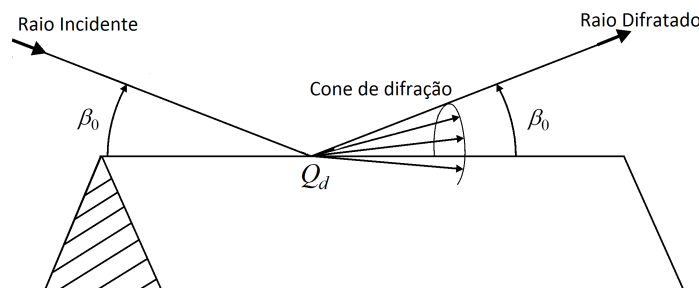


Figura 3.5: Cone de raios difratados por uma borda [4].

$$\vec{E}^d(Q_d) = \vec{E}^i(Q_d) \cdot \bar{D} , \quad (3.18)$$

onde  $\vec{E}^i(Q_d)$  é o vetor campo elétrico incidente sobre a cunha, o qual é multiplicado pela diádica que leva em conta as contribuições do fenômeno da difração.

Do mesmo modo que na reflexão a Fig. 3.6 mostra as duas polarizações de uma onda plana TEM incidindo sobre uma aresta, como foi descrito antes, a direção  $\hat{\beta}$  representa a polarização perpendicular ou *soft* ao plano de incidência, a direção  $\hat{\phi}$  representa a polarização paralela ou *hard* ao plano de incidência. O ângulo  $\phi_i$  é o ângulo da onda incidente (raio com direção  $\hat{s}_i$ ) e  $\phi_d$  é o ângulo da onda difratada (raio com direção  $\hat{s}_d$ ). Assim, a diádica dos coeficientes de difração para ambas polarizações é dada por [23]

$$\bar{D} = D_s \hat{\beta}_i \hat{\beta}_d + D_h \hat{\phi}_i \hat{\phi}_d , \quad (3.19)$$

Da mesma forma que na reflexão, a Eq. (3.18), que calcula o campo após a difração, pode ser reescrita no formato matricial como

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_\beta^d(Q_d) \\ \vec{E}_\phi^d(Q_d) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_s & 0 \\ 0 & D_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{E}_\beta^i(Q_d) \\ \vec{E}_\phi^i(Q_d) \end{bmatrix} , \quad (3.20)$$

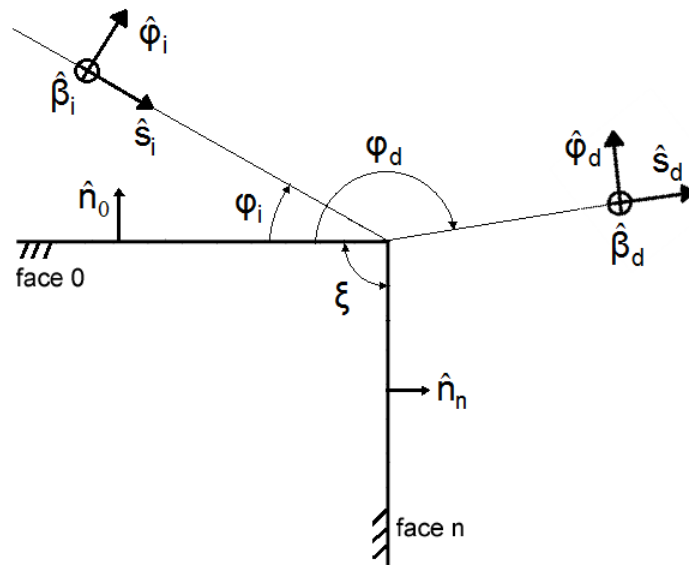


Figura 3.6: Difração de um raio por uma aresta ou borda.

onde  $D_s$  é o coeficiente de difração para polarização perpendicular ou *soft* e  $D_h$  para paralela ou *hard*, cujas expressões para materiais com perdas são dadas por [23]

$$D_{s,h}(L^i, L^{r0}, L^{rn}, \phi_i, \phi_d, n) = D_1 + D_2 + R_{s,h}(D_3 + D_4), \quad (3.21)$$

onde  $L^i$ ,  $L^{r0}$  e  $L^{rn}$  são parâmetros distância,  $n$  é o ângulo externo da cunha,  $R_{s,h}$  são os coeficientes de reflexão de Fresnel dado pelas Eqs. (3.10) e (3.11). Para o caso particular de reflexões sobre superfícies condutoras elétricas perfeitas (PEC),  $R_s = -1$  e  $R_h = 1$  [23]. Os coeficientes  $D_1$  a  $D_4$  são dado por [23]

$$D_1 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \operatorname{sen}(\beta_0)} \cot \left[ \frac{\pi + (\phi_d - \phi_i)}{2n} \right] F[kL^i a^+(\phi_d - \phi_i)], \quad (3.22)$$

$$D_2 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \operatorname{sen}(\beta_0)} \cot \left[ \frac{\pi - (\phi_d - \phi_i)}{2n} \right] F[kL^i a^-(\phi_d - \phi_i)], \quad (3.23)$$

$$D_3 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \operatorname{sen}(\beta_0)} \cot \left[ \frac{\pi + (\phi_d + \phi_i)}{2n} \right] F[kL^{rn} a^+(\phi_d + \phi_i)], \quad (3.24)$$

$$D_4 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \operatorname{sen}(\beta_0)} \cot \left[ \frac{\pi - (\phi_d + \phi_i)}{2n} \right] F[kL^{r0} a^-(\phi_d + \phi_i)], \quad (3.25)$$

onde  $\beta_0$  é o ângulo do cone de difração,  $n$  é o ângulo externo da cunha, cuja expressão está em termos do ângulo interno da cunha  $\xi$

$$n = \frac{2\pi - \xi}{\pi}, \quad (3.26)$$

A função de transição  $F(x)$ , utilizada no cálculo de  $D_1$  a  $D_4$ , é dada através da equação [23]

$$F(x) = 2j\sqrt{x} e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-ju^2} du, \quad (3.27)$$

O cálculo numérico da função de transição  $F(x)$ , tem duas aproximações, para argumentos pequenos, ( $x < 0,3$ ), temos o seguinte

$$F(x) \approx \left( \sqrt{\pi x} - 2xe^{j\pi/4} - \frac{2}{3}x^2e^{j\pi/4} \right) e^{j(\pi/4+x)} \quad (3.28)$$

e para argumentos grandes, ( $x > 5,5$ ), temos

$$F(x) \approx 1 + j\frac{1}{2x} - \frac{3}{4x^2} - j\frac{15}{8x^3} + \frac{75}{16x^4} \quad (3.29)$$

Para valores intermédios, ( $0,3 \leq x \leq 5,5$ ), é utilizada uma interpolação para determinar os valores de  $F(x)$ . O termo  $L^i$  é a distância das faces associada com a fronteira FSI e os termos  $L^{r0}$  e  $L^{rn}$  estão associadas com a fronteira FSR. Neste trabalho será modelada a difração sobre as bordas dos prédios, as quais são formadas pela união de superfícies planas, de modo que podemos assumir que  $L^i = L^{r0} = L^{rn}$ . Além disso, para as frentes de onda esférica e cilíndrica,  $L^i$  se aproxima como [23]

$$L^i = \frac{s_i s_d}{s_i + s_d} \text{sen}^2(\beta_0) , \quad (3.30)$$

As funções  $a^\pm(\beta^\pm)$  são dadas por [23]

$$a^\pm(\beta^\pm) = 2\cos^2\left(\frac{2n\pi N^\pm - \beta^\pm}{2}\right) , \quad (3.31)$$

onde  $\beta^\pm = \phi_d \pm \phi_d$ , e  $N^\pm$  são os números inteiros mais próximos que satisfazem as equações

$$2\pi n N^+ - (\beta^\pm) = \pi , \quad (3.32)$$

$$2\pi n N^- - (\beta^\pm) = -\pi , \quad (3.33)$$

Note que os termos  $a^+$  e  $N^+$  estão associadas na *face*  $n$ , por outro lado,  $a^-$  e  $N^-$  estão associadas na *face*  $0$ .

### 3.2.2 Coeficientes de difração heurísticos

O presente trabalho tem como objetivo principal implementar três coeficientes heurísticos da UTD para caracterizar o canal rádio em ambientes externos urbanos realísticos. Os coeficientes são obtidos da literatura e são úteis para calcular o campo difratado sobre obstáculos com condutividade finita e geometrias diversas, caso típico de ambientes reais. Os coeficientes mantêm a mesma notação clássica da UTD [23], descrita na seção 3.2.1, e suas contribuições são explicadas a seguir.

#### Coeficiente proposto por Luebbers

Os aportes de Luebbers apresentados em [22] têm ênfase na inclusão do efeito das perdas dos materiais sobre a UTD. Para tal fim ele propôs a utilização dos coeficientes de reflexão de Fresnel dados pelas Eqs. (3.10) e (3.11) no cálculo da diádica de difração  $D_{s,h}$  indicada na Eq. (3.21). A definição angular utilizada no cálculo de  $R_{s,h}$  para as faces 0 e n, é dada por

$$\begin{aligned}\alpha_0 &= \min[\phi_i, n\pi - \phi_i] \\ \alpha_n &= \min[\phi_d, n\pi - \phi_d]\end{aligned}\tag{3.34}$$

Além disso, Luebbers incluiu o fator  $G$  para considerar a incidência rasante do raio tanto para a face 0 como para a face n, cujas expressões são

$$G_0 = \begin{cases} \frac{1}{1 + R_0}, & \phi_i = 0, |1 + R_0| > 0 \\ 1/2, & \phi_i = n\pi \\ 1, & \text{caso contrário} \end{cases}\tag{3.35}$$

$$G_n = \begin{cases} \frac{1}{1 + R_n}, & \phi_i = n\pi, |1 + R_n| > 0 \\ 1/2, & \phi_i = 0 \\ 1, & \text{caso contrário} \end{cases}\tag{3.36}$$

O trabalho de Luebbers considera a análise do espalhamento frontal ou seja, assume que  $\phi_i < \phi_d$ , portanto apresenta falhas quando o observador está próximo à *face 0*. Some-se a isto que, o coeficiente não atende o princípio de reciprocidade com relação aos ângulos dos raios incidente e difratado nas faces 0 e n. Todas estas falhas serão tratadas nos seguintes coeficientes com o objetivo de melhorá-las.

### Coeficiente proposto por Guevara

O coeficiente de Guevara é baseado na formulação de Luebbers e na aplicação de uma técnica física para obedecer a reciprocidade nos ângulos das faces 0 e n. A técnica é utilizada com o objetivo de especificar as permissividades associadas às faces 0 e n, de modo que a difração nas arestas do topo dos prédios seja caracterizada segundo dois tipos de materiais constitutivos diferentes. Isto foi feito para atingir uma maior precisão na predição de cobertura radioelétrica, pois o modelo físico do ambiente especificava dois tipos de permissividades,  $(\epsilon_r = 7 - j0.3, \mu_r = 1)$  para as paredes dos edifícios feitas de tijolo, e  $(\epsilon_r = 5.3 - j0.25, \mu_r = 1)$  para as cobertas dos edifícios e o pavimento das ruas feitas de concreto seco. Também, se assumiu que os dois materiais tenham a mesma rugosidade superficial ( $\Delta h = 1 \text{ mm}$ ) [30].

A técnica física é de fácil interpretação pois consiste sempre em determinar a face 0 como a face que está sendo iluminada pelo raio incidente. A condição para determinar a cara iluminada é  $\phi_i < (n\pi)/2$ . A Fig. 3.7 mostra a definição das faces após a aplicação da técnica física aplicada sobre uma cunha com ângulo interno  $\xi = \pi/2$ .

O coeficiente utiliza a mesma notação da UTD descrita na seção 3.2 e a definição angular utilizada no cálculo de  $R_{s,h}$  para as faces 0 e n, é dada por

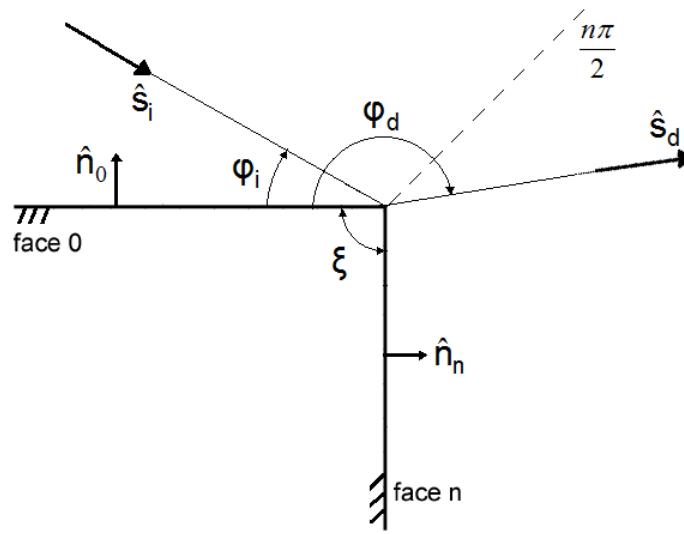
$$\begin{aligned}\alpha_0 &= \phi_i \\ \alpha_n &= \min[\phi_d, n\pi - \phi_d]\end{aligned}\tag{3.37}$$

Referenciando os ângulos  $\phi_i$  e  $\phi_d$  sempre desde a face 0 da cunha.

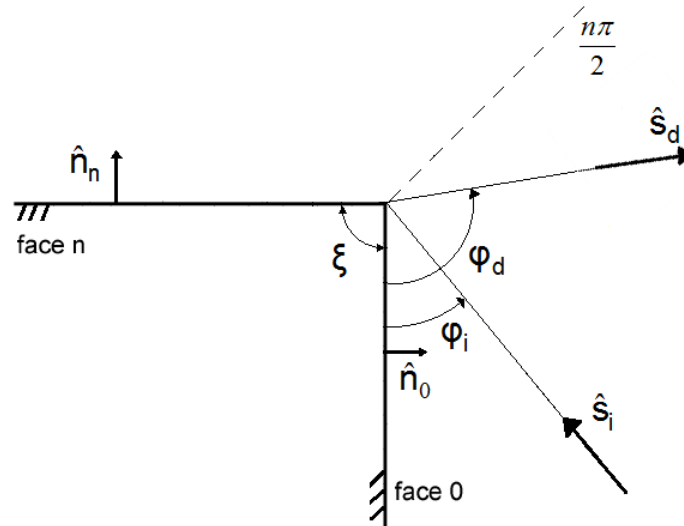
A técnica descrita foi implementada em um modelo de propagação de traçado de raios 3D e os resultados foram comparados com medições e validados com sucesso em canais externos com alta densidade de prédios. Entre os trabalhos publicados que utilizaram a técnica se encontram, o paper [13] que apresenta os resultados da caracterização de um canal de televisão digital do padrão europeu DVB, e o paper [14] que prediz a cobertura de um canal de telefonia móvel.

### Coeficiente proposto por Schettino

O coeficiente de Schettino [8] é baseado na combinação de aportes feitos em trabalhos prévios [20, 21]. Tais contribuições foram adotadas para obedecer o princípio de reciprocidade, ou seja, o resultado do cálculo de campo difratado é independente se o raio incidir pela face 0 ou pela face n. Também, o coeficiente fornece maior precisão nas regiões próximas às faces que formam a aresta, em suma, lida com posições arbitrárias



(a) Caso face 0 aresta do topo



(b) Caso face 0 aresta da parede

Figura 3.7: Designação das faces da cunha

de transmissor e receptor para geometria complexas. Mantendo a notação da UTD, o novo coeficiente é definido por uma das seguintes expressões

$$D_{s,h} = G[H_{s,h}D_1 + D_2 + R_{s,h}(\alpha_n)D_3 + R_{s,h}(\alpha_0)D_4] , \quad (3.38)$$

ou

$$D_{s,h} = G[D_1 + H_{s,h}D_2 + R_{s,h}(\alpha_0)D_3 + R_{s,h}(\alpha_n)D_4] , \quad (3.39)$$



onde  $D_i$ , para  $i = 1, \dots, 4$ , são os coeficientes de difração dados pelas Eqs. (3.22)-(3.25), o fator  $G = 1/2$ , quando ocorre incidência rasante ( $G = 1$ , caso contrário),  $R_{s,h}(\alpha_0)$  e  $R_{s,h}(\alpha_n)$  são os coeficiente de reflexão das faces 0 e n, respectivamente, dados pelas Eqs. (3.10) e (3.11), o fator  $H_{s,h}$  é o termo baseado em [20] dado por

$$H_{s,h} = R_{s,h}(\alpha_0)R_{s,h}(\alpha_n) , \quad (3.40)$$

A Eq. (3.38) é usada nas seguintes situações: quando apenas uma face está sendo iluminada e o ângulo de incidência  $\phi_i \leq (n\pi)/2$ ; ou quando ambas faces são iluminadas e o observador está entre as duas fonteiras de sombra de reflexão (FRS). Caso contrário, a Eq.(3.39) é utilizada. Isto garante a reciprocidade no cálculo do campo, independente das posições do raio incidente e do observador [8]. A definição angular utilizada no cálculo de  $R_{s,h}$  para as faces 0 e n, leva em conta as contribuições de [21,31], para definir o ângulo  $\alpha_n$ , dependendo se o observador está ou não na região de reflexão, o seja, se ele está antes ou depois da FRS, dessa forma os ângulos são dados por

| Face Iluminada                              | $\alpha_0$                    | $\alpha_n$   |
|---|-------------------------------|--|
| Apenas face 0<br>$\phi_i \leq \pi(n-1)$     | $\phi_i$                      | $\phi_d, \quad \phi_d < (\pi - \phi_i)$<br>$n\pi - \phi_d, \quad \text{caso contrário}$  |
| Apenas face n<br>$\phi_i > \pi$             | $n\pi - \phi_i$               | $\phi_d, \quad \phi_d \leq (2n-1)\pi - \phi_i$<br>$n\pi - \phi_d, \quad \text{caso contrário}$   |
| Ambas faces<br>$\pi(n-1) < \phi_i \leq \pi$ | $\min[\phi_i, n\pi - \phi_i]$ | $\phi_d, \quad \phi_d \leq (\pi - \phi_i)$<br>$n\pi - \phi_d, \quad \phi_d \geq (2n-1)\pi - \phi_i$<br>$\min[\phi_i, n\pi - \phi_i, \phi_d, n\pi - \phi_d], \quad \text{caso contrário}$ |

Tabela 3.1: Definição dos ângulos  $\alpha_0$  e  $\alpha_n$  dos coeficientes de reflexão.

Tal formulação foi implementada em um modelo de traçado de raios e os resultados foram validados com medições para um enlace de rádio a 900 MHz [8, 9, 11].

### 3.2.3 Estudo de caso: Aresta com perdas

A maioria dos prédios dos ambientes urbanos são modelados geometricamente pela união de polígonos planos, ou seja, os edifícios são representados por paralelepípedos retos, os quais formam ângulos de  $90^\circ$  entre cada uma das faces. Portanto, o presente

estudo de caso analisará a difração sobre uma aresta ou cunha com ângulo interno  $\xi = \pi/2$  e propriedades elétricas  $\epsilon_r = 10$  e  $\sigma = 0,01 S/m$ . A Fig. 3.8 mostra o desenho do estudo, onde uma onda plana com frequência de operação de 1GHz incide sobre a cunha. Neste caso, será analisada a incidência sobre a face 0, n e ambas, especificamente para  $\phi_i = \pi/6, 4\pi/3, 3\pi/4$ . Os resultados mostram a amplitude relativa do campo difratado em dB, calculada para cada um dos coeficientes heurísticos mencionados na seção 3.2.2, considerando os casos TMz e TEz (ver Figs. 3.9, 3.10, 3.11). Cada previsão de campo, será avaliada estatisticamente apresentando o erro médio e o desvio padrão com relação ao campo fornecido pelo coeficiente de Maliuzhinets [3], que será adotado como referência, devido a sua exatidão para resolver problemas de espalhamento usando o conceito de impedância de superfície (ver Tabelas 3.2, 3.3, 3.4).

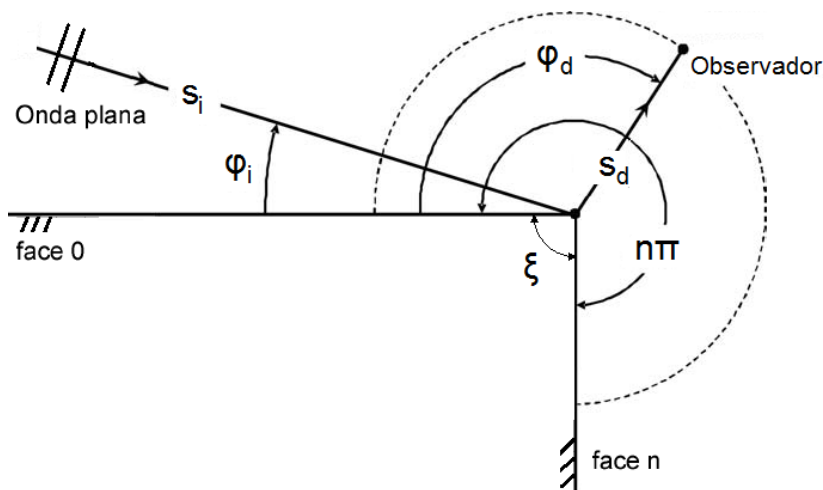
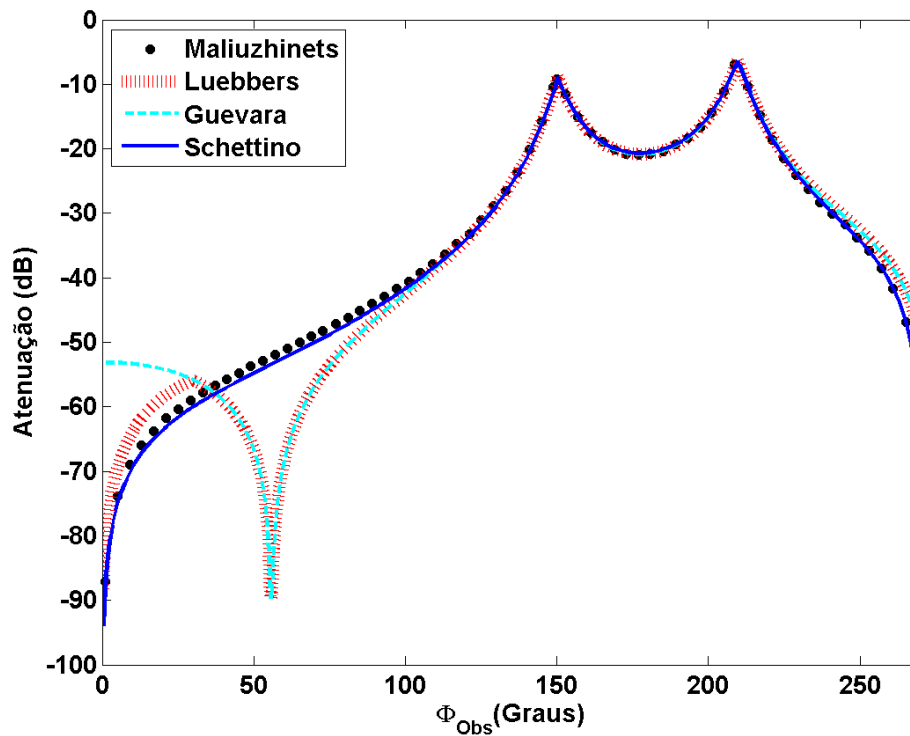
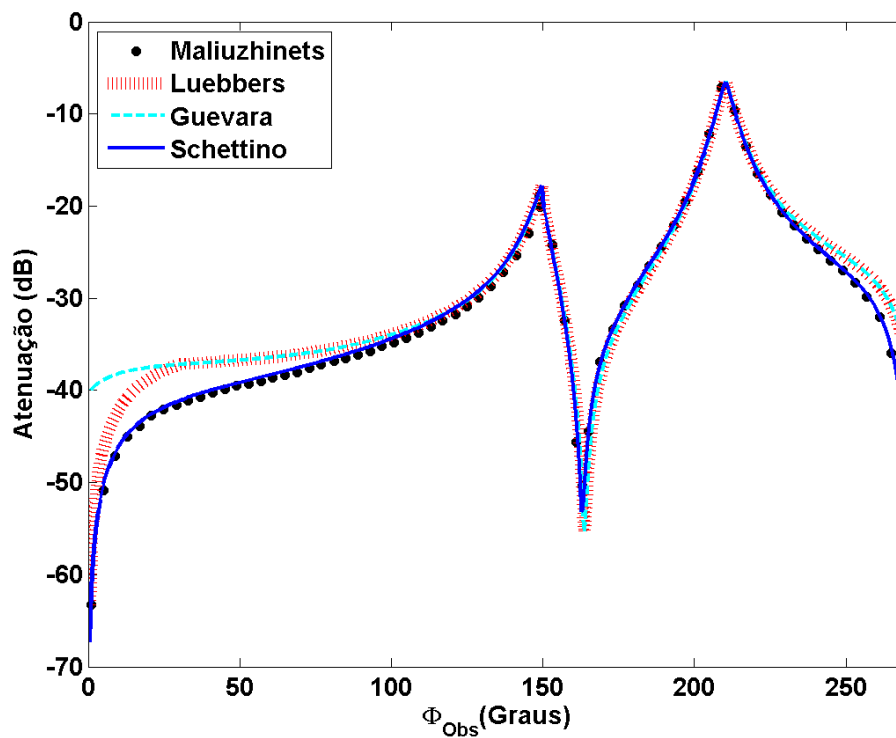


Figura 3.8: Caso canônico cunha com perdas.

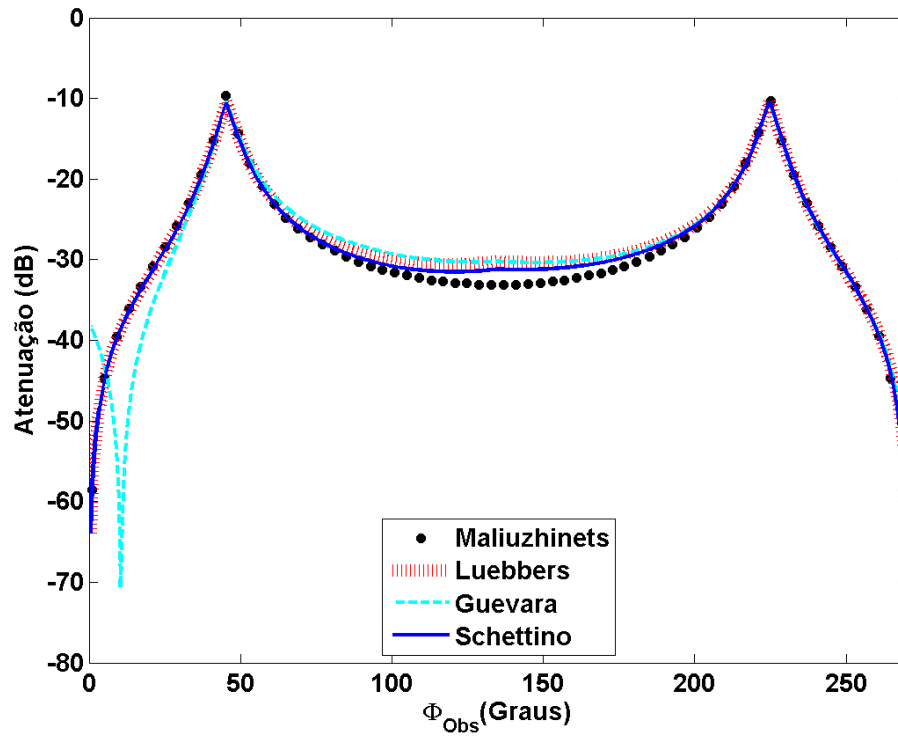


(a) Onda incidente com polarização TMz

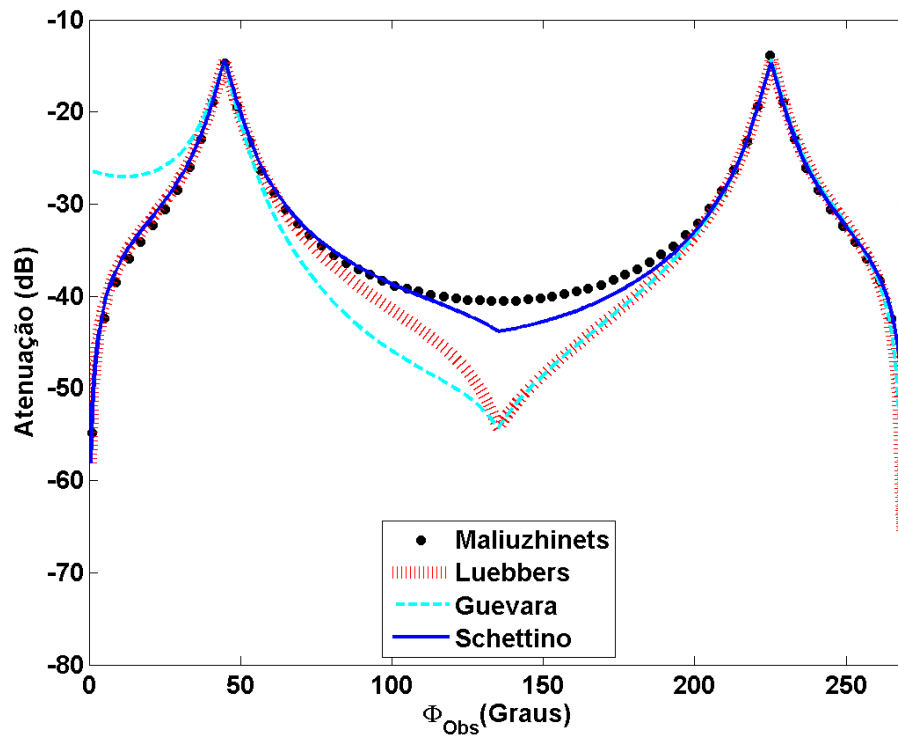


(b) Onda incidente com polarização TEz

Figura 3.9: Campo difratado na cunha com perdas, incidência pela face 0,  $\phi_i = 30^\circ = \pi/6$

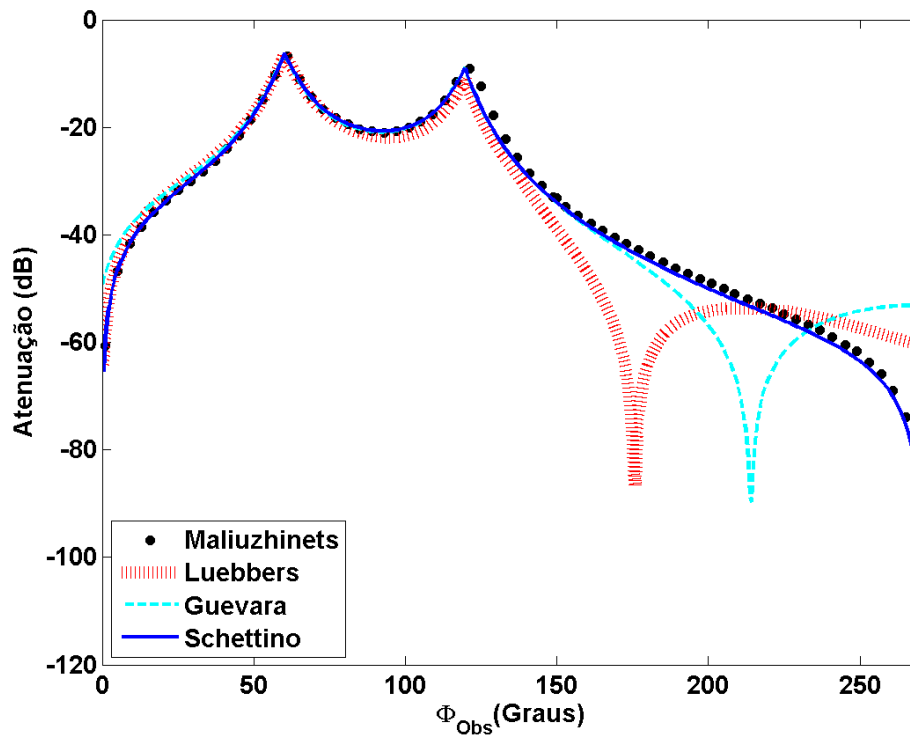


(a) Onda incidente com polarização TMz

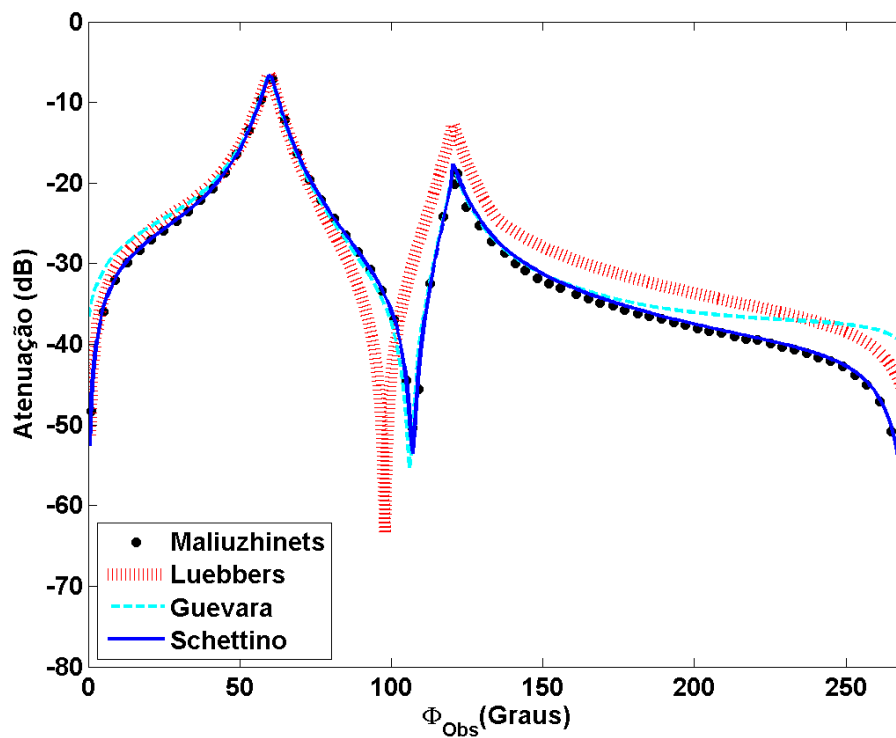


(b) Onda incidente com polarização TEz

Figura 3.10: Campo difratado na cunha com perdas, incidência ambas faces,  $\phi_i = 135^\circ = 3\pi/4$



(a) Onda incidente com polarização TMz



(b) Onda incidente com polarização TEz

Figura 3.11: Campo difratado na cunha com perdas, incidência pela face  $n$ ,  $\phi_i = 240^\circ = 4\pi/3$

| Coeficientes | Polarização TMz    |                       | Polarização TEz    |                       |
|--------------|--------------------|-----------------------|--------------------|-----------------------|
|              | Erro Médio<br>(dB) | Desvio Padrão<br>(dB) | Erro Médio<br>(dB) | Desvio Padrão<br>(dB) |
| Luebbers     | 2,99               | 4,70                  | 1,96               | 1,98                  |
| Guevara      | 4,11               | 6,65                  | 2,47               | 3,55                  |
| Schettino    | 0,67               | 0,55                  | 0,49               | 0,52                  |

Tabela 3.2: Estatística do erro absoluto da incidência face 0,  $\phi_i = 30^\circ = \pi/6$ .

| Coeficientes | Polarização TMz    |                       | Polarização TEz    |                       |
|--------------|--------------------|-----------------------|--------------------|-----------------------|
|              | Erro Médio<br>(dB) | Desvio Padrão<br>(dB) | Erro Médio<br>(dB) | Desvio Padrão<br>(dB) |
| Luebbers     | 1,09               | 1,06                  | 2,66               | 3,20                  |
| Guevara      | 2,24               | 3,31                  | 4,83               | 4,91                  |
| Schettino    | 0,69               | 0,57                  | 0,97               | 0,87                  |

Tabela 3.3: Estatística do erro absoluto da incidência ambas faces,  $\phi_i = 135^\circ = 3\pi/4$ .

| Coeficientes | Polarização TMz    |                       | Polarização TEz    |                       |
|--------------|--------------------|-----------------------|--------------------|-----------------------|
|              | Erro Médio<br>(dB) | Desvio Padrão<br>(dB) | Erro Médio<br>(dB) | Desvio Padrão<br>(dB) |
| Luebbers     | 4,83               | 6,39                  | 4,41               | 4,10                  |
| Guevara      | 4,13               | 6,67                  | 2,45               | 3,58                  |
| Schettino    | 0,67               | 0,56                  | 0,48               | 0,52                  |

Tabela 3.4: Estatística do erro absoluto da incidência pela face n,  $\phi_i = 240^\circ = 4\pi/3$ .

### 3.3 Conclusões Parciais

O presente capítulo apresentou a formulação matemática da GO para modelar a reflexão sobre superfícies planas, e da UTD para modelar a difração sobre as bordas. No que concerne à difração, apresentaram as considerações de 3 coeficientes heurísticos que foram implementados no estudo canônico do espalhamento sobre uma cunha com perdas referenciada na Fig. 3.8. Os resultados do cálculo do campo espalhado, para três incidências diferentes, cada uma com as duas polarizações TMz e TEz, se mostram nas Figs. 3.9, 3.10, 3.11, onde pode-se observar que os coeficientes de Schettino apresentaram uma resposta muito próxima com referência à resposta de Maliuzhinets. No entanto, os coeficientes de Luebbers e Guevara apresentaram grandes discrepâncias no cálculo de campo nas regiões de sombra profundas, tais diferenças são identificadas pelos picos abruptos nas curvas de resposta das Figs. 3.9a, 3.10b, 3.11a.

Nas Tabelas 3.2, 3.3, 3.4 são apresentadas as estatísticas de erro do cálculo do campo, segundo cada coeficiente, com respeito à referência dada por Maliuzhinets. Tais estatísticas mostraram que os coeficientes de Schettino apresentaram a maior precisão na predição do campo espalhado para o caso de estudo proposto. Além disso, se verificou que os coeficientes de Schettino são recíprocos porque apresentaram respostas muito próximas entre a incidência pela face 0 e a incidência pela face n, com apenas uma diferença de 0.01 dB. Também, eles melhoraram a resposta do cálculo de campo nas regiões de sombra profundas apresentadas nos coeficientes de Luebbers e Guevara. Por outro lado, a técnica para definir as faces das cunhas, implementada no coeficiente de Guevara atingiu a reciprocidade na resposta do problema e permitiu levar em consideração o uso de permitividades individuais para cada face da cunha. Isso foi comprovado porque o coeficiente de Guevara apresentou respostas muito próximas entre a incidência pela face 0 e a incidência pela face n, com apenas uma diferença de 0.02 dB. Caso contrário ocorreu com as respostas do coeficiente de Luebbers que apresentaram diferenças superiores a 2 dB.

Tendo exposto a análise matemática para calcular o espalhamento eletromagnético, abordando os métodos assintóticos da GO e da UTD generalizada para três coeficientes de difração heurísticos, o próximo passo é fazer a simulação de tais formulações em cenários realísticos, e após, verificar os resultados com medições, tudo isso será tratado no próximo capítulo.





## Capítulo 4

# Simulação e Verificação de Resultados

Este capítulo apresenta os resultados das simulações de predição de cobertura em ambientes urbanos reais obtidos mediante a execução dos traçados de raios mencionados no Capítulo 2. Com relação ao traçado baseado na IT, foi implementado para um ambiente urbano bidimensional da cidade de Ottawa, Canadá e o traçado baseado na “força bruta” modelou a propagação de ondas em dois ambiente urbanos, o primeiro está localizado na cidade de Valência, Espanha; e o segundo na cidade de Cali, Colômbia. Os três cenários são considerados de grande complexidade devido à alta densidade de edifícios e diversidade geométrica nas suas estruturas, característica típica dos ambientes urbanos.

A seguir, são descritas as características físicas dos ambientes simulados, tais como: a área da célula do sistema, número aproximado de prédios modelados, entre outras. Além disso, são expostas as considerações levadas em conta para executar as simulações, por exemplo: propriedades eletromagnéticas dos obstáculos, número máximo de iterações modeladas, especificações dos enlaces de rádio. Também, são explicadas como foi obtida ou coletada as medições de campo nos ambientes. Finalmente, são apresentados os gráficos da predição de perdas de percurso com respeito aos receptores. Tais gráficos ilustram a comparação dos valores estimados conforme à medições.

## 4.1 Cenários Realísticos

### Ottawa, Canadá

O cenário adotado corresponde a uma área urbana no centro da cidade de Ottawa. O modelo gráfico do meio está disponível em [32], em adição, possui uma campanha de medições de perdas de percurso em determinadas rotas. Tudo o que concerne à campanha será explicado na seção 4.3. O cenário tem uma área de  $0.6Km \times 0.9Km$ , onde se modelam prédios com diferentes arquiteturas. O número aproximado de prédios modelados é 68, no entanto, os polígonos que denotam os edifícios não possuem um alto grau de resolução, portanto, o modelo é simplificado pois cada polígono foi descrito sem maiores detalhes, então eles podem conter vários prédios. O sinal do sistema de comunicação tem uma frequência de 910 MHz e é irradiada por uma antena transmissora (Tx) com uma altura próxima ao solo. Na Fig. 4.1 é apresentada a vista aérea do cenário extraída de *Google Earth*, onde se observa um número muito grande de edificações e as ruas que dividem o entorno. Além disso, se percebe pouca vegetação e edifícios com diversas alturas.

A Fig. 4.2 mostra o modelo 2D do cenário utilizado para executar o traçado de raios. O modelo posiciona sobre um plano solo os polígonos que representam as estruturas geométricas dos obstáculos. Assim, é possível caracterizar as paredes como segmentos retos e as bordas dos edifícios como pontos posicionados nos vértices dos

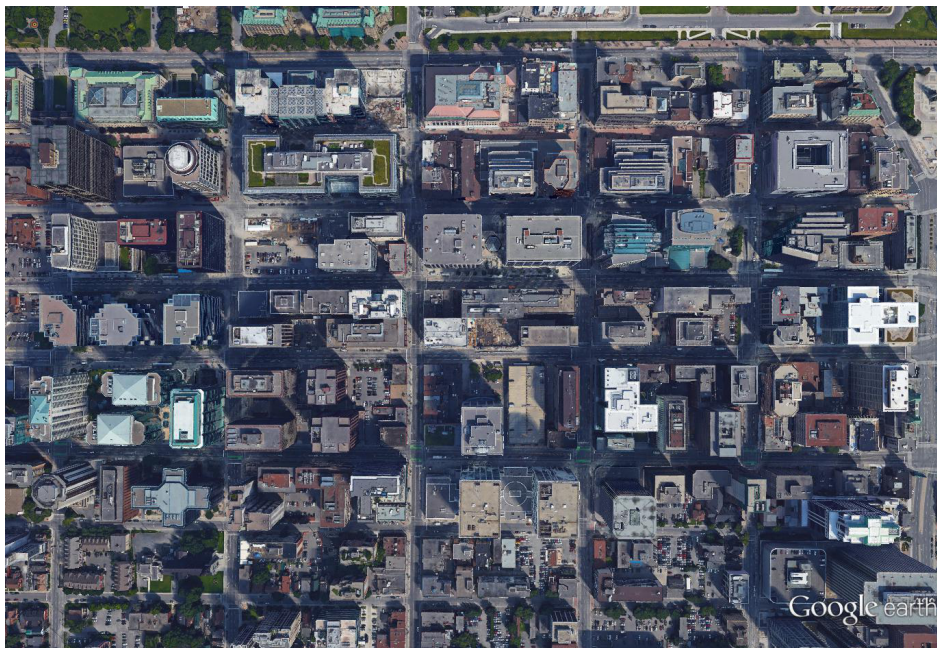


Figura 4.1: Vista aérea do centro de Ottawa, Canadá.

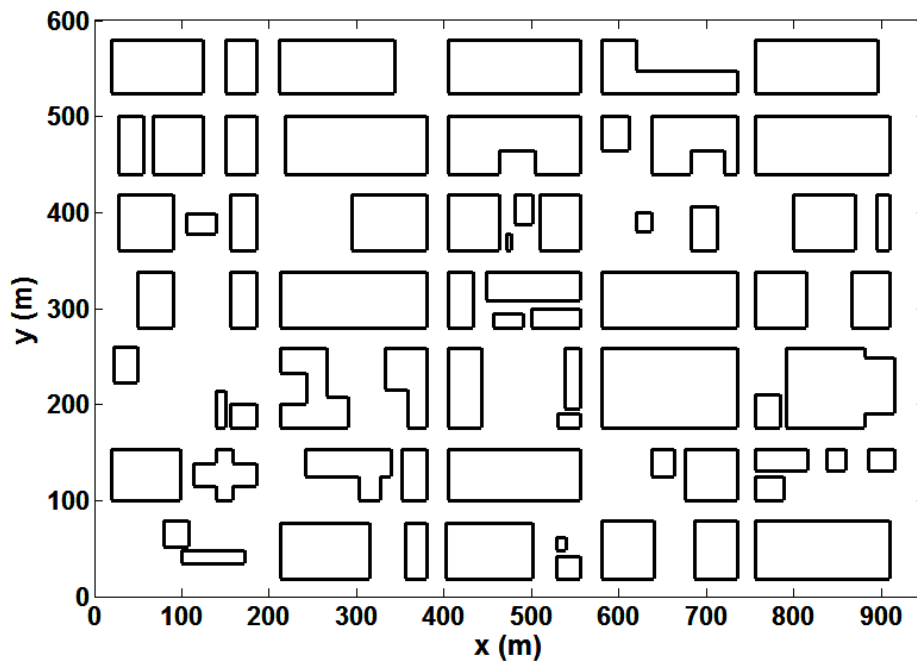


Figura 4.2: Modelo 2D do centro de Ottawa, Canadá.

polígonos.

## Cali, Colômbia

O ambiente escolhido é uma microcélula urbana no centro da cidade andina de Cali, Colômbia. Suas características são: área de  $512m \times 512m$  com alta densidade de edifícios de diferentes alturas. O Modelo Digital do Terreno (DTM - Digital Terrain Model) contém a representação do terreno e as edificações com 1m de resolução. O DTM está disponível na entidade COST 2100, sob a denominação *Cali, an Andean Tropical and Realistic Reference Scenario* [33], para desenvolver pesquisas. O número aproximado de prédios modelados é 400, para isso foram usados 4790 polígonos para representar as paredes, 416 para os tetos ou topos, 3112 cilindros para as bordas horizontais (arestas superiores localizadas nos topos) e 2618 cilindros para as bordas verticais (arestas laterais). O sistema caracterizado trabalha a uma frequência de 900 MHz, transmitida por uma antena transmissora localizada no topo de um edifício e recebida em uma rota projetada ao nível do solo. Na Fig. 4.3 é apresentada a vista aérea do cenário selecionado para simulação, onde se percebe um grande número de edifícios, praças e parques com vegetação entre ruas estreitas. A foto foi extraída de *Google Earth*.

A Fig. 4.4 mostra o modelo 3D do cenário gerado desde o motor de jogos. Pode-se observar a representação tridimensional das edificações, a estrutura da antena transmissora e os pontos receptores próximos ao plano solo.

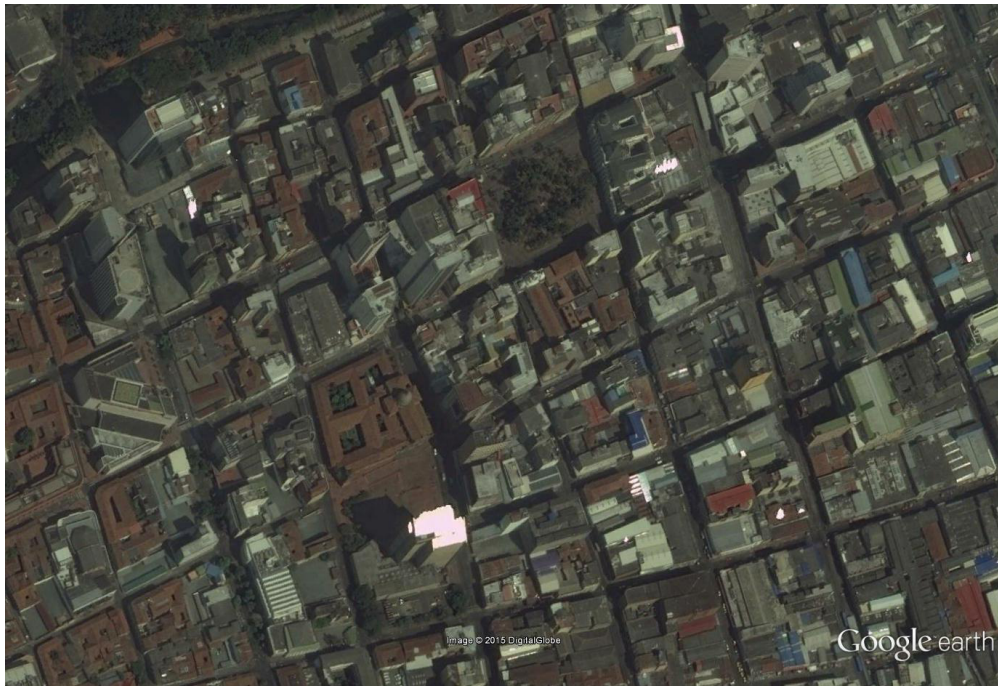


Figura 4.3: Vista aérea do centro de Cali, Colômbia.

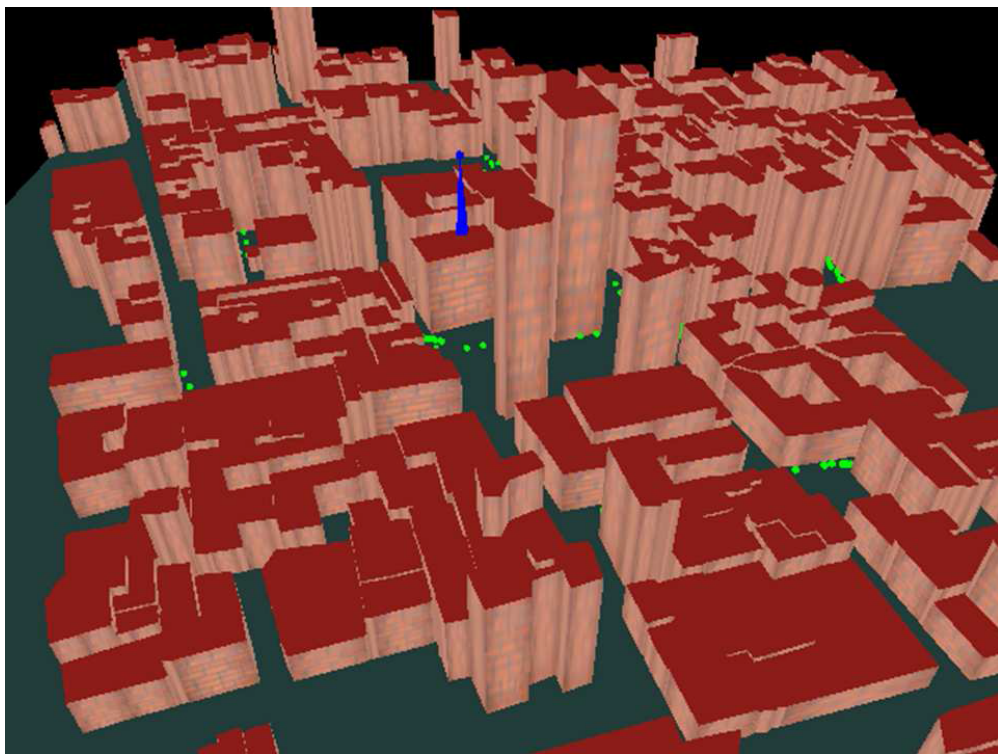


Figura 4.4: Modelo 3D do centro de Cali, Colômbia.



## Valência, Espanha

O último ambiente analisado é uma macrocélula sub-urbana localizada no campus da Universitat Politècnica de València (UPV) na cidade de Valência, Espanha. Este cenário tem uma área de  $2Km \times 2Km$  que abarca o campus e seus arredores, onde se modela a estrutura arquitetônica, os espaços a céu aberto e as ruas. O DTM foi disponibilizado pelo grupo de pesquisa iTEAM da UPV e contém a representação do terreno e as edificações com 1m de resolução. O número aproximado de prédios modelados é 1000, para isso foram usados 15747 polígonos para representar as paredes, 1809 para os tetos ou topos, 10291 cilindros para as bordas horizontais (arestas superiores localizadas nos topos) e 9042 cilindros para as bordas verticais (arestas laterais). O rádio enlace simulado corresponde a um serviço de televisão digital do padrão europeu DVB. A antena transmissora do serviço irradia ondas a uma frequência de 496 MHz e está localizada no topo de um edifício. A Fig. 4.5, extraída de *Google Earth*, apresenta a vista aérea do cenário, onde se percebe os prédios e as áreas a céu aberto do campus, também uma alta densidade de edifícios nos arredores, conjuntamente podemos observar que o campus possui muita vegetação e as ruas são amplas.

A Fig. 4.6 mostra o modelo 3D do cenário gerado desde o motor de jogos. Pode-se observar a representação tridimensional das edificações, e os lóbulos de radiação da antena transmissora em cor azul.



Figura 4.5: Vista aérea do campus da UPV, Valência, Espanha.

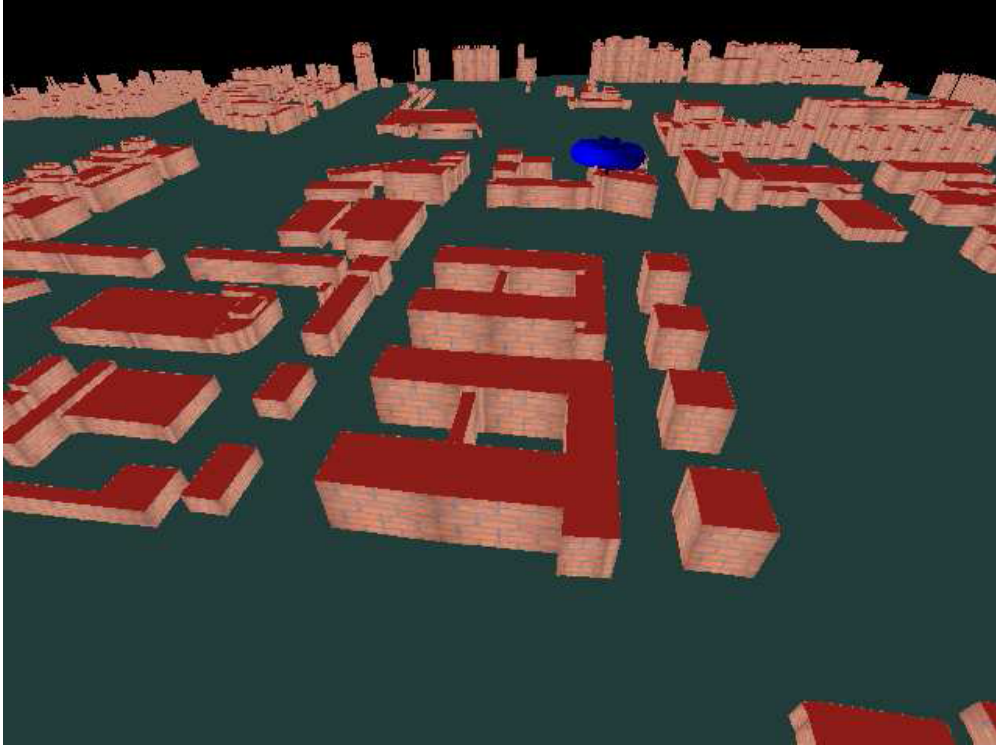


Figura 4.6: Modelo 3D do campus da UPV, Valência, Espanha.

## 4.2 Considerações para os Traçados de Raios

No traçado de raios baseado na IT é analisado o ambiente correspondente à cidade de Ottawa. A antena transmissora nessa simulação é modelada por um dipolo elétrico infinitesimal (posicionado em  $\hat{z}$ ), polarizado verticalmente em relação ao solo, cuja equação para o campo distante é dada por

$$E_{\theta} = E_0 \operatorname{sen}(\theta) \frac{e^{-jkr}}{r} \text{ [V/m]} , \quad (4.1)$$

onde  $E_0$  é o campo elétrico gerado pelo dipolo e  $r$  é a distância entre a fonte e o observador. A polarização do dipolo é TM<sub>z</sub>, com uma potência de  $P_T = 10W$ , diretividade  $D_T = 1,5$ , frequência de operação 910 MHz e está localizado a uma altura de 8,5 m. Os receptores são modelados como antenas isotrópicas (Rx), logo  $D_R = 1$ , e estão localizados a uma altura de 3,65 m. Tanto a altura do transmissor como dos receptores são com referência ao solo, dessa forma se considera que o enlace é inferior à altura dos prédios, por isso não se tem em conta as difrações e reflexões sobre os topos dos edifícios. Então, no traçado são considerados os raios que experimentam reflexão nas faces laterais dos edifícios e no solo, e difração nas arestas laterais. O número máximo

de iterações são 5 reflexões e 2 difrações ( $N_R = 5$  e  $N_D = 2$ ), valores escolhidos para atingir alta precisão e bons tempos de processamento [10]. As propriedades eletromagnéticas do material que caracteriza os edifícios se assumem como  $\epsilon_r = 7$  e  $\sigma = 0,2 S/m$ ; e para o solo  $\epsilon_r = 15$  e  $\sigma = 0,05 S/m$  [34].

Para as simulações feitas pelo traçado de raios baseado na “força bruta”, cada cenário é modelado segundo sua estrutura física e eletromagnética. A definição física contém a representação dos obstáculos e as ruas e a definição eletromagnética contém a classificação dos materiais dielétricos em três tipos: Paredes dos prédios, tetos dos prédios e as ruas. Assume-se que todas as paredes estão modeladas de tijolos com  $\hat{\epsilon}_r = 7 - j0,3$ . Por outro lado, todos os tetos e as ruas estão constituídos de concreto seco com  $\hat{\epsilon}_r = 7 - j0,3$ . Em adição, assume-se que todas as superfícies têm um fator de rugosidade ( $\Delta h = 1 mm$ ) [30]. O número de iterações de uma trajetória está limitado a 5, com um máximo de 2 difrações e o restante serão reflexões, valores escolhidos para atingir alta precisão e bons tempos de processamento [13, 15].

Para o lançamento, determinou-se usar uma frequência de divisão do icosaedro  $N = 256$ . O qual, estabelece uma resolução angular média de separação no disparo de raios  $\alpha \approx 0,27^\circ$ . Com isso, obtém-se um total de 655362 raios possíveis para ser lançados em primeira instância. Tal resolução é considerada de alta precisão [35, 36].

Para definir o raio máximo das esferas de recepção e dos cilindros que modelam as bordas, considera-se calcular a distância máxima que um raio pode percorrer no espaço livre para uma potência de transmissão igual à EIRP (Effective Isotropic Radiated Power-Potência Isotrópica Efetivamente Irradiada). Da Eq. (3.4) podemos isolar e calcular R dado por

$$R = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{(EIRP) G_r}{P_r}} [m], \quad (4.2)$$

onde o valor da EIRP [W] para os transmissores está nas Tabelas 4.2 e 4.3 para cada cenário, Cali e Valência respectivamente.

Cada traçado de raios considera diferentes propriedades eletromagnéticas dos materiais, pois tais valores variam para cada cidade segundo a campanha de medições. Os dois traçados não consideram os efeitos da transmissão dos raios dentro dos prédios nem as dispersões sobre objetos pequenos, como árvores, postes, automóveis, pessoas, etc.

### 4.3 Campanhas de Medições

#### Ottawa, Canadá

A campanha de medições para o ambiente de Ottawa, Canadá, está descrita em [32]. Esta consistiu na amostragem da potência recebida em várias rotas ao longo das seguintes ruas: *Bank*, *Laurier*, *Slater* e *Queen Sts.* Pode-se observar na Fig. 4.7 a simulação do esquema da campanha, o azul corresponde à rota *Bank St.* que tem direção ao norte e o vermelho às rotas *Laurier*, *Slater* e *Queen Sts.* que têm direção ao leste.

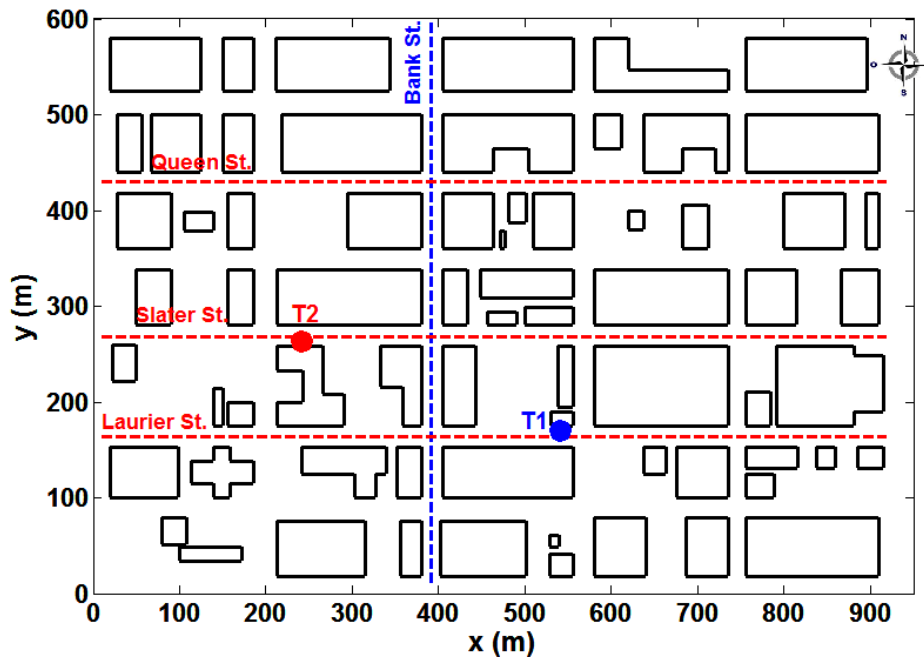


Figura 4.7: Localização das rotas de medições no cenário de Ottawa, Canadá.

O transmissor foi afixado em um mastro sobre um veículo estacionado do lado da calçada nas posições: T1 para a rota *Bank St.* e T2 para as rotas *Laurier*, *Slater* e *Queen Sts.* Este é um monopolo omnidirecional polarizado verticalmente que irradia o sinal de um serviço de telefonia celular a uma frequência de 910 MHz. A Tabela 4.1 mostra a sua configuração.

O sistema receptor móvel está montado acima do teto de outra van, a uma altura de 3,65 m do solo. Tal sistema consta de uma antena omnidirecional com ganho  $G_R = 1 \text{ dBi}$  que mede a potência recebida sobre as rotas tracejadas, dados que depois serão armazenados. A intensidade do sinal foi medida em uma função da distância percorrida pela van. Para uma velocidade máxima da van de 50 Km/h a taxa de amostragem foi de de 1,4 m. As duas rotas contêm posições com linha de vista direta (LOS) e sem linha de vista direta (NLOS) ao transmissor.



|                               |          |
|-------------------------------|----------|
| Antena                        | Monopolo |
| Potência transmitida( $P_T$ ) | 10 W     |
| Ganho ( $G_T$ )               | 1 dBi    |
| Coordenada X                  | 541 m    |
| Coordenada Y                  | 170 m    |
| Altura respeito ao solo       | 8,5 m    |
| Polarização                   | TMz      |
| Frequência                    | 910 MHz  |

Tabela 4.1: Configuração do transmissor T1 do cenário de Ottawa, Canadá.

## Cali, Colômbia

A campanha de medições para o cenário de Cali, Colômbia, foi proporcionada pelo grupo de pesquisa i2t da Universidade ICESI, Colômbia. Esta consistiu na coleção da potência recebida nas ruas ao redor do transmissor. Na Fig. 4.8, observa-se o modelamento das esferas de recepção sobre a rota da campanha. Além disso, mostra-se o ponto do transmissor que está localizado sobre o topo de um prédio. Este é uma antena omnidirecional que irradia o sinal de um sistema de telefonia móvel GSM (*Global System for Mobile communications*) a 900 MHz. A Tabela 4.2 mostra a sua configuração.

|                               |                |
|-------------------------------|----------------|
| Antena                        | Amphenol Antel |
| Potência transmitida( $P_T$ ) | 40 dBm         |
| Perdas no transmissor         | 0,85 dB        |
| Ganho ( $G_T$ )               | 7,65 dB        |
| EIRP                          | 48,5 dBm       |
| Altura respeito ao solo       | 36 m           |
| Azimute                       | 180°           |
| Frequência                    | 900 MHz        |

Tabela 4.2: Configuração do transmissor do cenário de Cali, Colômbia.

O sistema receptor se compõe de uma antena de um quarto de comprimento de onda, um sistema de posicionamento global (GPS) e um computador para o armazenamento de dados. A antena receptora tem um ganho de 3 dB e está montada sobre o teto de um carro a uma altura aproximada de 1,8 m do solo. O carro andou pela rota demarcada medindo a intensidade do sinal conforme a taxa de amostragem de 1 ms. Durante todo o trajeto, foi monitorada a potência do transmissor para corroborar a estabilidade da transmissão. A campanha totalizou a medição de potência em 258 posições com LOS e NLOS.

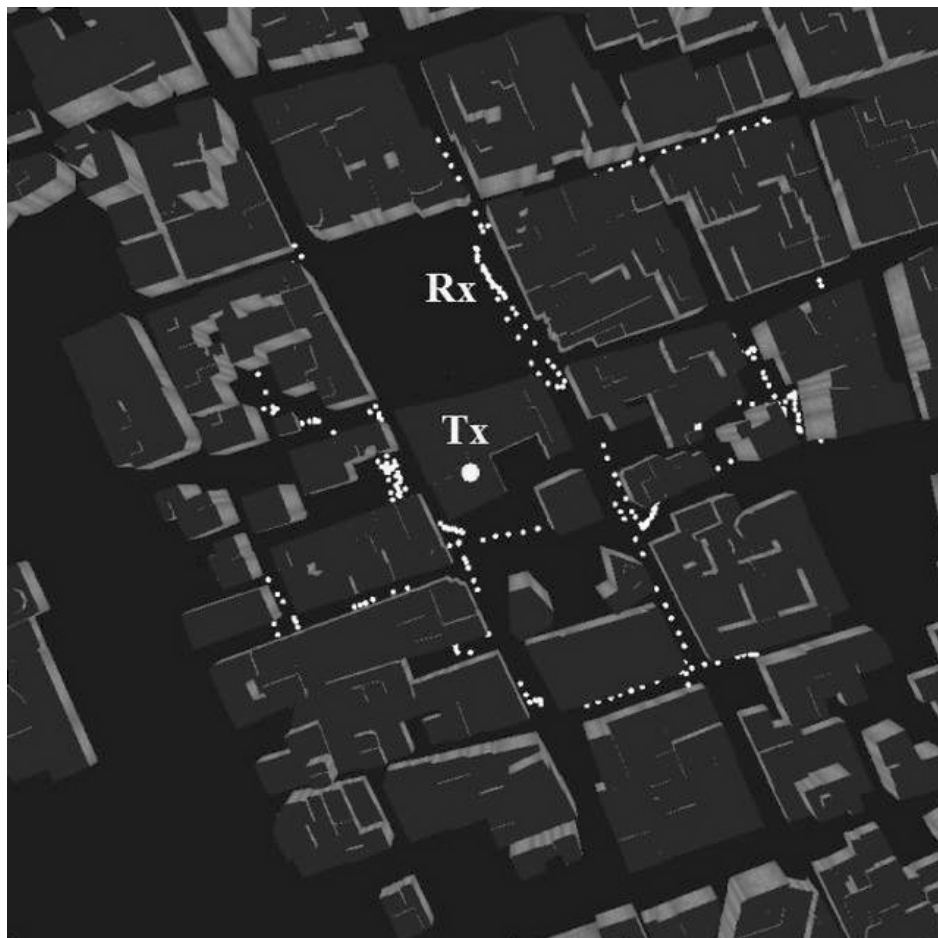


Figura 4.8: Localização da rota da campanha de medições no cenário de Cali, Colômbia.

### UPV, Valência, Espanha

A campanha de medições para o campus da UPV em Valência, Espanha, foi disponibilizado pelo grupo de pesquisa iTEAM da mesma universidade. A Fig. 4.9 mostra o modelo 3D do ambiente, incluindo a localização da antena transmissora (região em azul) e as esferas de recepção na rota de medições (linha verde), a qual está centrada ao longo das ruas em torno do edifício que contém o transmissor.

O transmissor está localizado no topo de um edifício e transmite um sinal digital de DVB na frequência de 496 MHz. O sistema consta de dois painéis diretivos utilizados para televisão digital, a Tabela 4.3 mostra a configuração.

O sistema receptor está integrado por uma antena de um quarto de comprimento de onda, um GPS e um computador, tudo acondicionado em um veículo adaptado para medir a potência recebida em uma largura de banda de aproximadamente 8 MHz. A antena receptora tem um ganho de 1,5 dB e uma altura aproximada de 2 m com relação ao solo. O total de amostras obtidas na rota foi de 1380. Do mesmo modo que nas

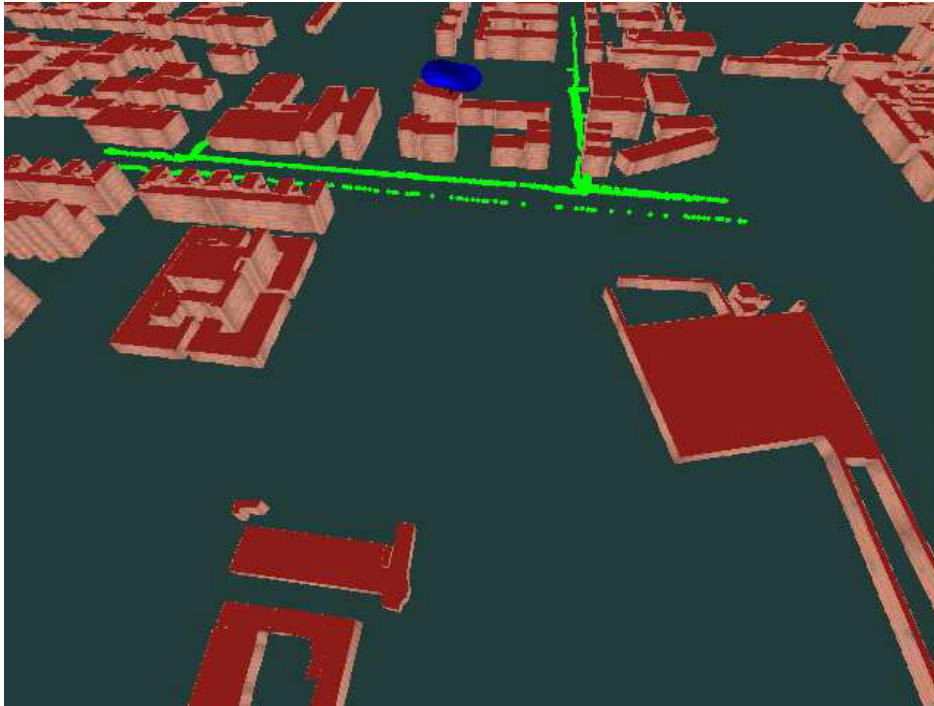


Figura 4.9: Localização da rota da campanha de medições no cenário de Valência, Espanha.

|                               |             |
|-------------------------------|-------------|
| Antena                        | Kathrein    |
| Potência transmitida( $P_T$ ) | 30 dBm      |
| Perdas no transmissor         | 5,04 dB     |
| Ganho ( $G_T$ )               | 12,15 dB    |
| EIRP                          | 36,11 dBm   |
| Altura respeito ao solo       | 24 m        |
| Azimute                       | 114° e 316° |
| Frequência                    | 496 MHz     |

Tabela 4.3: Configuração do sistema transmissor do cenário de Valência, Espanha.

outras campanhas, as medições foram feitas em posições com LOS e NLOS, e também, foi monitorada a potência do transmissor para controlar a estabilidade da transmissão.

## 4.4 Comparação dos Resultados com Medições

Nesta seção são apresentados os resultados das simulações da predição de cobertura nos cenários reais descritos na seção 4.1. A caracterização do canal rádio é realizada através dos traçados de raios expostos no capítulo 2. A estimação do campo espalhado é feita para os três coeficientes heurísticos da UTD explicados na seção 3.2.2. Os resultados são comparados com as medidas das campanhas relatadas na seção 4.3. Para o cenário

de Ottawa as medições são valores absolutos e para os cenários de Cali e Valência são médias locais dos valores absolutos. Finalmente, para avaliar a precisão de cada coeficiente são calculados os indicadores estatísticos da média e do desvio padrão dos erros absolutos entre os valores estimados e os medidos.

Na Fig. 4.10, apresenta-se a comparação da atenuação do sinal no ambiente de Ottawa para o caso *Bank St.* Foram simulados 291 pontos receptores distribuídos uniformemente sobre a rota. Observa-se algumas regiões onde os coeficientes da UTD fornecem alta precisão, por exemplo, as posições receptoras nos intervalos: 100-200, 270-300, 500-600 [m]. Os resultados estatísticos para cada coeficiente da UTD estão resumidos na Tabela 4.4. Neste caso, o coeficiente de Luebbers fornece resultados levemente melhores, com um desvio padrão de 5,77 dB e um erro médio absoluto de 7,41 dB. Os outros coeficientes apresentaram resultados muito próximos.

Na Fig. 4.11, apresenta-se a comparação da atenuação do sinal no ambiente de Ottawa para o caso *Laurier St.* Foram simulados 452 pontos receptores distribuídos uniformemente sobre a rota. Observa-se algumas regiões onde os coeficientes da UTD fornecem alta precisão, por exemplo, as posições receptoras nos intervalos: 100-200, 300-400, 500-600 [m]. Os resultados estatísticos para cada coeficiente da UTD estão resumidos na Tabela 4.5. Neste caso, o coeficiente de Schettino apresenta a melhor predição, com um desvio padrão de 5,17 dB e um erro médio absoluto de 9,48 dB. A diferença com o coeficiente de Guevara é pequena, embora, com o coeficiente de Luebbers é considerável. Os resultados destes dois casos, *Bank St.* e *Laurier St.*, foram apresentados em *International Microwave and Optoelectronics Conference, IMOC-2015* [37].

Na Fig. 4.12, apresenta-se a comparação da atenuação do sinal no ambiente de Ottawa para o caso *Slater St.* Foram simulados 452 pontos receptores distribuídos uniformemente sobre a rota. Tal rota se destaca por ter trajetórias com linha de vista direta (LOS) para todos os pontos de recepção, pois o transmissor T2 está localizado sobre a rua Slater. Na Fig. 4.12, observa-se uma ampla região de recepção, compreendida nos intervalos 150-500 e 700-900 [m], onde os coeficientes da UTD fornecem alta precisão. Porém, apesar de ter pontos receptores com LOS e distanciados a menos de 450 m do transmissor, existem algumas regiões com grandes discrepâncias, por exemplo, as posições receptoras nos intervalos: 80-120, 500-700 [m]. Os resultados estatísticos para cada coeficiente da UTD estão resumidos na Tabela 4.6. Neste caso, o coeficiente de Luebbers apresenta a melhor predição, com um desvio padrão de 5,52 dB e um erro médio absoluto de 7,00 dB. Os outros coeficientes apresentaram resultados muito próximos.

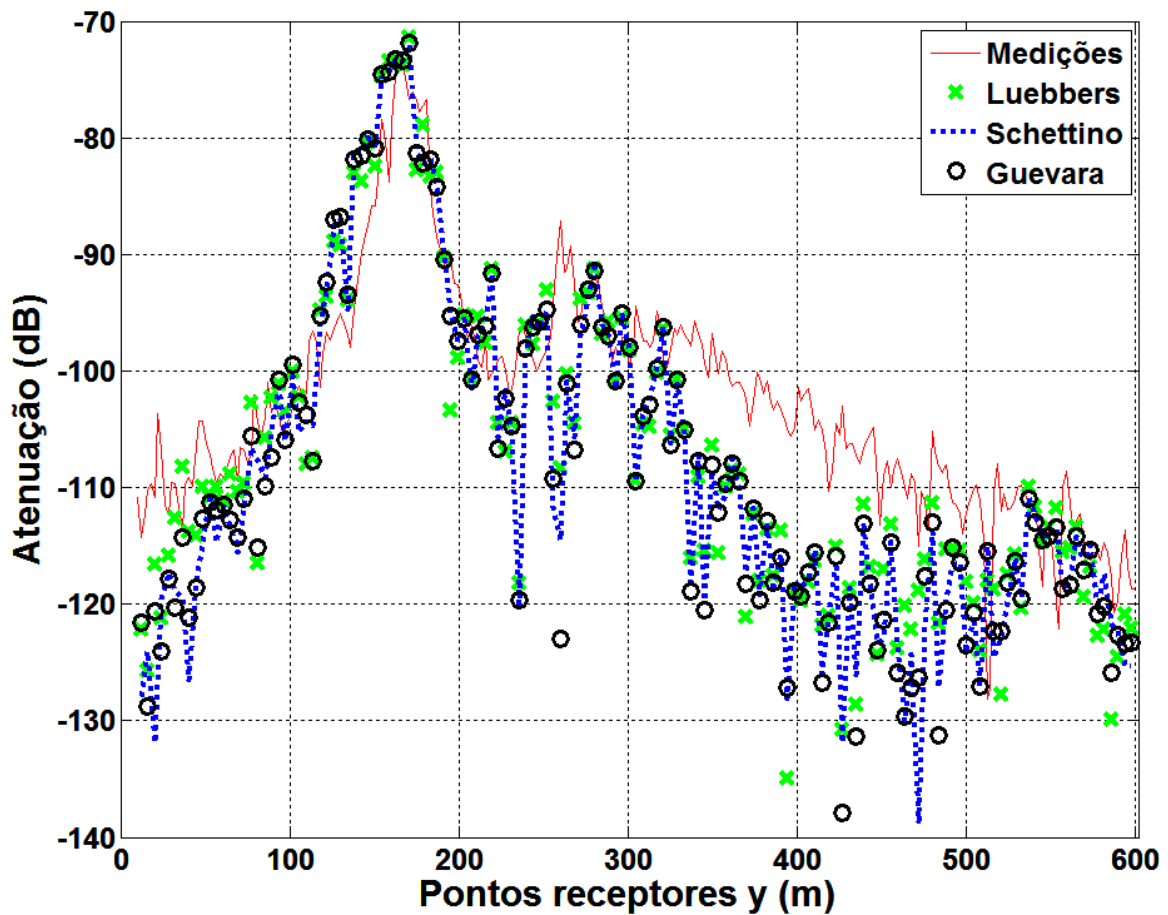


Figura 4.10: Comparação entre a atenuação estimada pelo traçado de raios e as medições para o caso *Bank St.*

| Coeficientes da UTD | Erro médio absoluto (dB) | Desvio padrão (dB) |
|---------------------|--------------------------|--------------------|
| Lueblers            | 7,41                     | 5,77               |
| Schettino           | 8,33                     | 6,20               |
| Guevara             | 8,27                     | 6,35               |

Tabela 4.4: Resultados estatísticos da predição da atenuação do sinal para o caso *Bank St.*

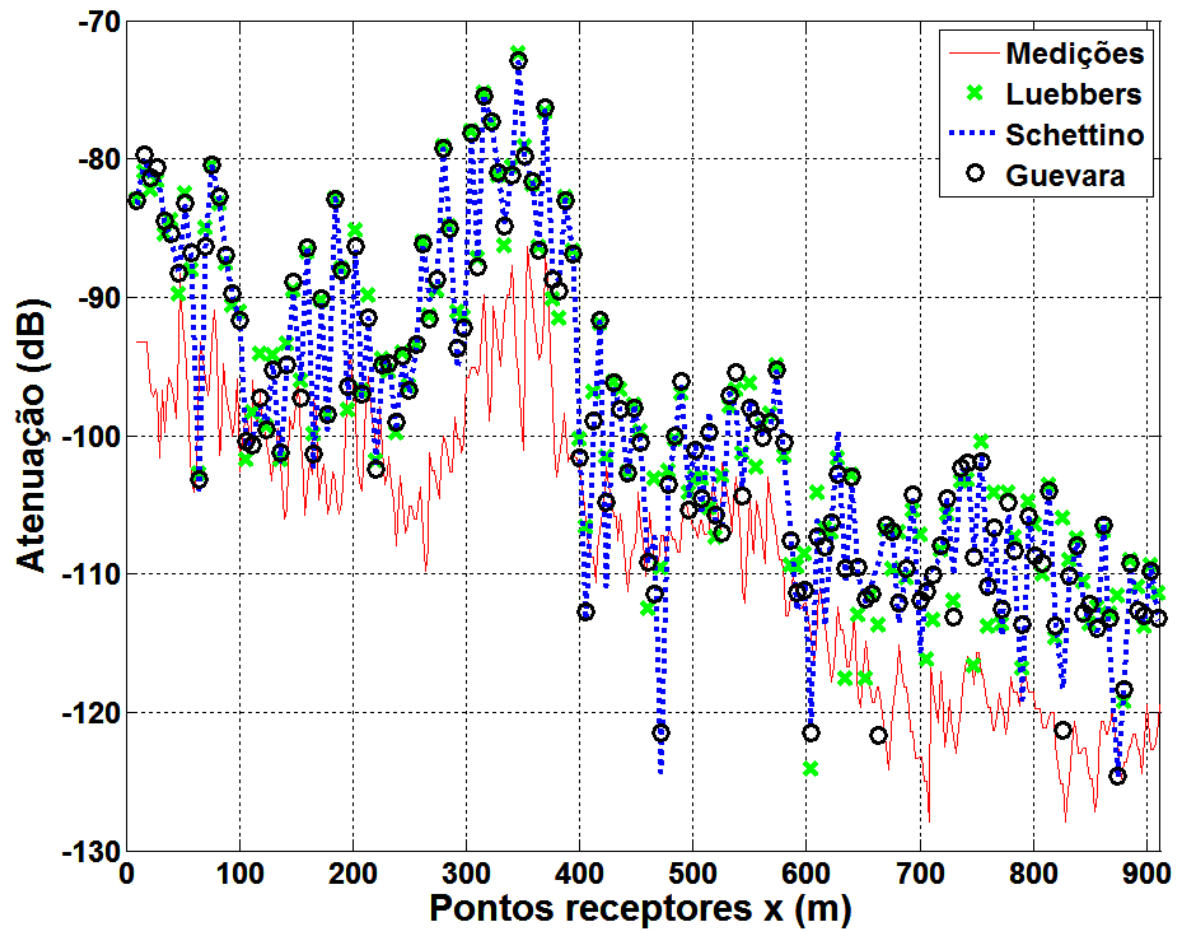


Figura 4.11: Comparação entre a atenuação estimada pelo traçado de raios e as medições para o caso *Laurier St.*

| Coeficientes da UTD | Erro médio absoluto (dB) | Desvio padrão (dB) |
|---------------------|--------------------------|--------------------|
| Luebbers            | 9,94                     | 6,09               |
| Schettino           | 9,48                     | 5,17               |
| Guevara             | 9,51                     | 5,19               |

Tabela 4.5: Resultados estatísticos da predição da atenuação do sinal para o caso *Laurier St.*

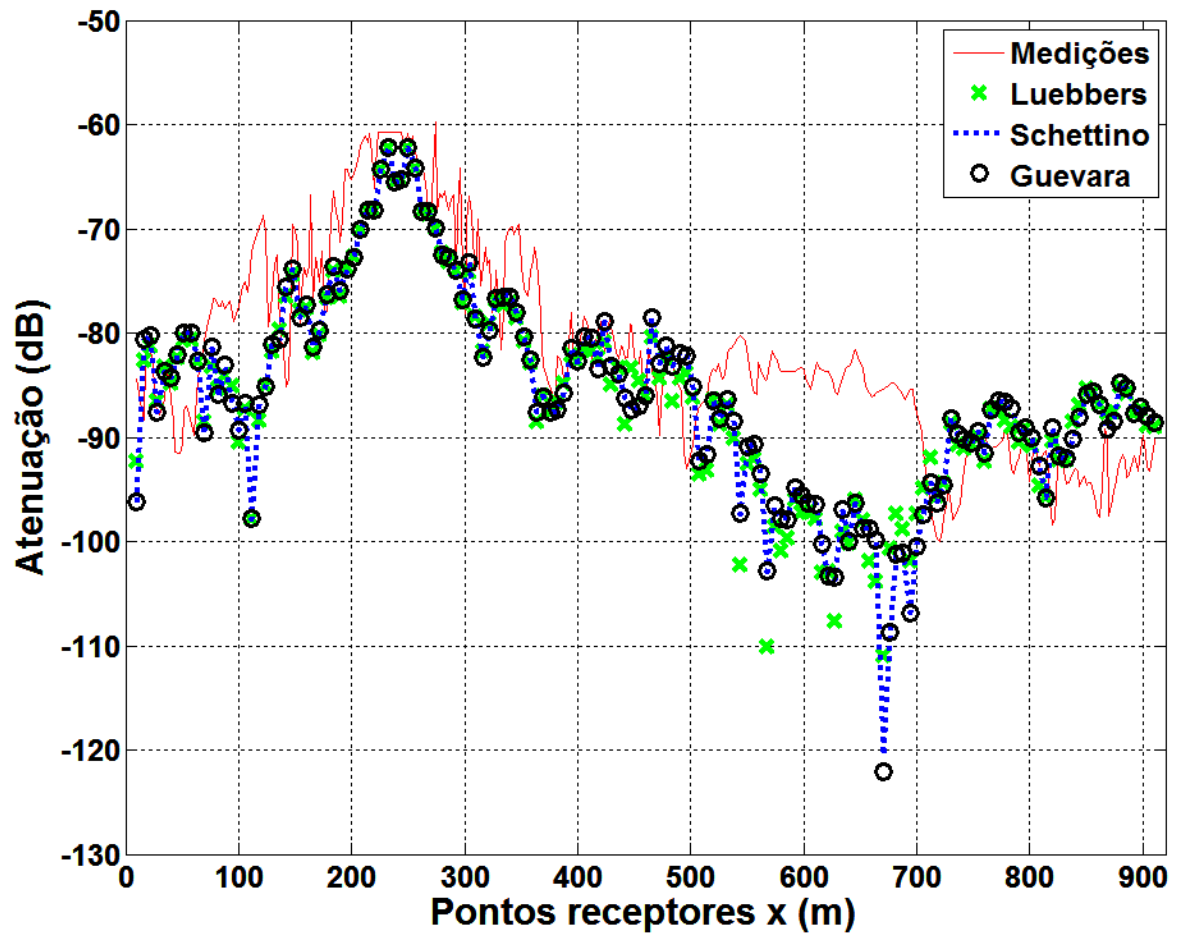


Figura 4.12: Comparação entre a atenuação estimada pelo traçado de raios e as medições para o caso *Slater St.*

| Coeficientes da UTD | Erro médio absoluto (dB) | Desvio padrão (dB) |
|---------------------|--------------------------|--------------------|
| Luebbers            | 7,00                     | 5,52               |
| Schettino           | 6,99                     | 5,54               |
| Guevara             | 6,98                     | 5,55               |

Tabela 4.6: Resultados estatísticos da predição da atenuação do sinal para o caso *Slater St.*

Na Fig. 4.13, apresenta-se a comparação da atenuação do sinal no ambiente de Ottawa para o caso *Queen St.* Foram simulados 651 pontos receptores distribuídos uniformemente sobre a rota. Tal rota se destaca por ser a mais longe com relação à distância do transmissor, pois está localizada a dois quarteirões de T2, por isso, a totalidade dos pontos receptores não tem linha de vista direta (NLOS) e alguns deles estão bastante obstruídos. Logo, o número de reflexões do traçado de raios foi aumentado a 7 iterações, mantendo o número de difrações em 2 ( $N_R = 7$  e  $N_D = 2$ ). Isto melhorou a predição, porém, nos pontos localizados no final da rota, maiores a 790 m, não foi possível obter o cálculo do campo recebido. Contudo, na Fig. 4.13 se observa algumas regiões onde os coeficientes da UTD fornecem alta precisão, por exemplo, as posições receptoras nos intervalos: 200-300, 460-510 [m]. Também, existem algumas regiões com grandes discrepâncias, por exemplo, as posições receptoras no começo da rota, no intervalo 26-100 [m] e no final da rota, pontos maiores a 700 [m]. Os resultados estatísticos para cada coeficiente da UTD estão resumidos na Tabela 4.7. Neste caso, o coeficiente de Schettino apresenta a melhor predição, com um desvio padrão de 4,43 dB e um erro médio absoluto de 5,18 dB.

Na Fig. 4.14, ilustra-se a predição do sinal para o ambiente de Cali. Neste caso, a resposta de cada coeficiente é mostrada individualmente para melhorar sua visualização, dado que em alguns intervalos da rota, tais respostas são bastante aproximadas, mas não idênticas. Na Fig. 4.15, ilustra-se a predição conjunta dos três coeficientes. O coeficiente de Guevara fornece a resposta mais acurada com um desvio padrão de 5,36 dB e um erro médio absoluto de 11,25 dB. Entretanto, as discrepâncias observadas nas três predições devem-se à complexidade para modelar a propagação multipercurso em áreas com alta densidade de edifícios distribuídos irregularmente. Foi calculado o campo recebido sobre um total de 258 pontos. A Tabela 4.8 exhibe as estatísticas de cada coeficiente da UTD. Tais resultados foram apresentados em APS-2015 [38].

Na Fig. 4.16, apresenta-se a predição do sinal para o ambiente de Valência. Do mesmo modo que no ambiente de Cali, a resposta de cada coeficiente é mostrada individualmente. Na Fig. 4.17, apresenta-se a predição conjunta dos três coeficientes da UTD. Foram simulados 1380 pontos receptores distribuídos uniformemente sobre a rota. Nota-se alguns setores sobre a rota onde os coeficientes da UTD fornecem alta precisão, por exemplo, as posições receptoras nos intervalos: 75-300, 580-680, 1100-1200. A análise estatístico para cada coeficiente da UTD estão resumidos na Tabela 4.9. Neste caso, o coeficiente de Guevara apresenta a melhor predição, com um desvio padrão de 5,95 dB e um erro médio absoluto de 4,79 dB. A diferença com o coeficiente de Schettino é pequena, enquanto que com o coeficiente de Luebbers é considerável. Tais resultados foram divulgados em IEEE EuCAP-2015 [39].



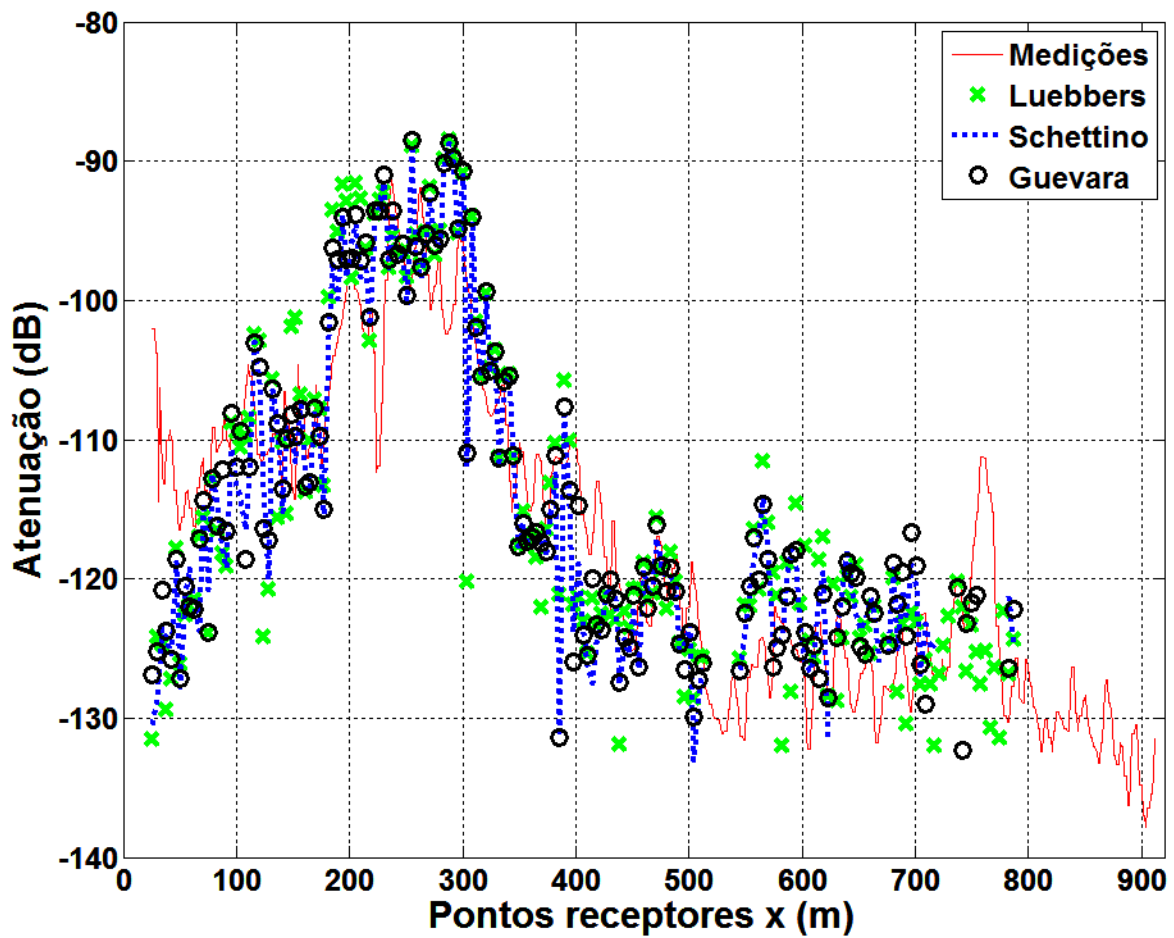
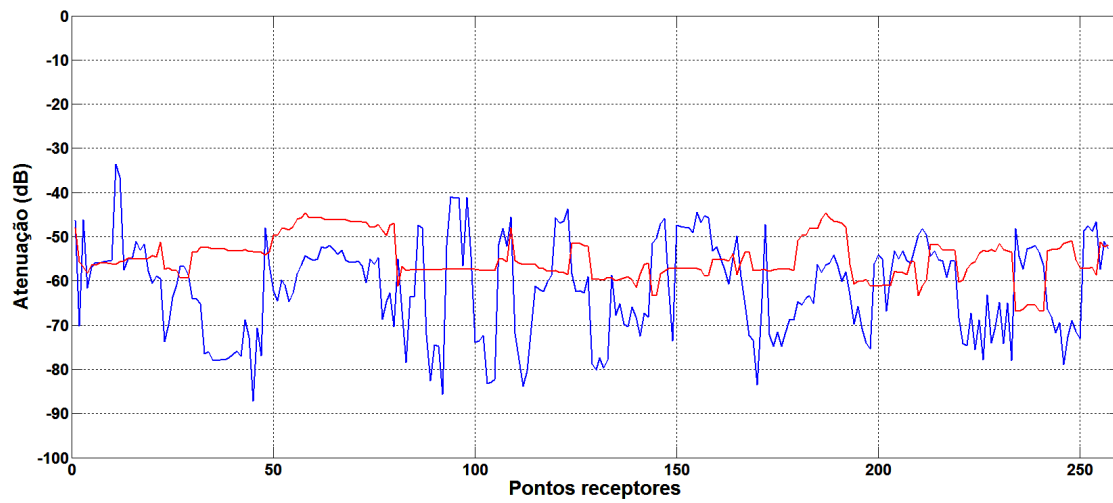


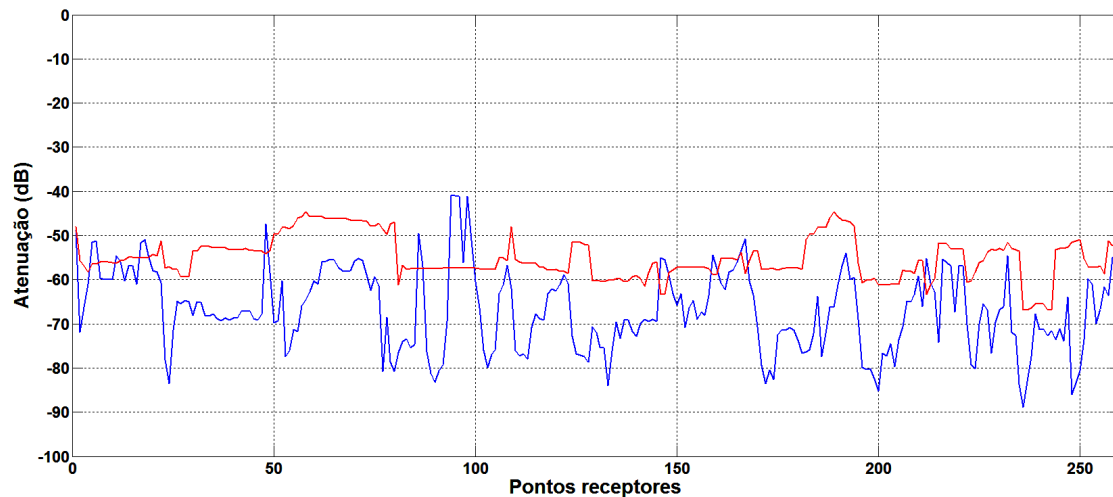
Figura 4.13: Comparação entre a atenuação estimada pelo traçado de raios e as medições para o caso *Queen St.*

| Coefficientes da UTD | Erro médio absoluto (dB) | Desvio padrão (dB) |
|----------------------|--------------------------|--------------------|
| Luebbers             | 5,55                     | 4,51               |
| Schettino            | 5,18                     | 4,43               |
| Guevara              | 5,23                     | 4,56               |

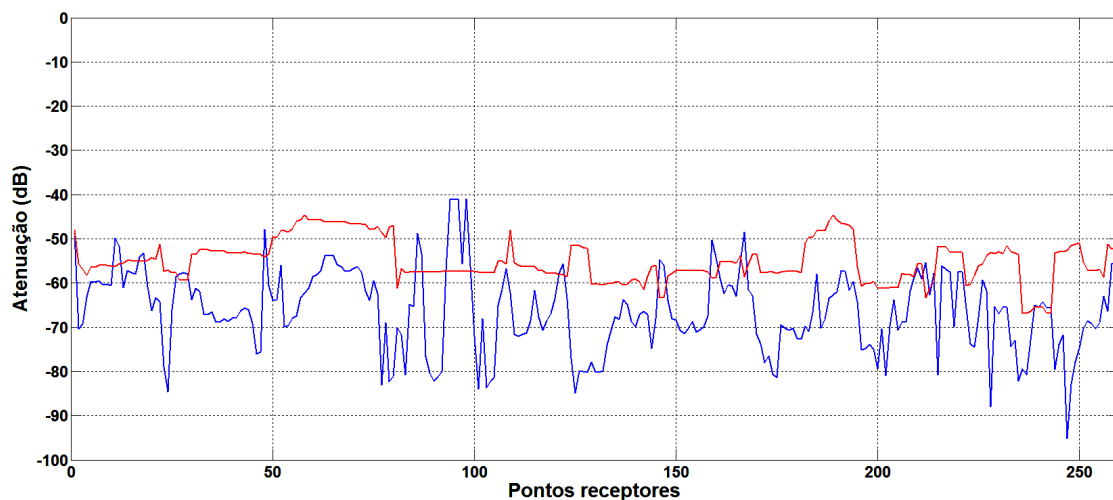
Tabela 4.7: Resultados estatísticos da predição da atenuação do sinal para o caso *Queen St.*



(a) Comparação entre os resultados do traçado de raios usando o coeficiente de Luebbers (linha azul) e as medições (linha vermelha).



(b) Comparação entre os resultados do traçado de raios usando o coeficiente de Schettino (linha azul) e as medições (linha vermelha).



(c) Comparação entre os resultados do traçado de raios usando o coeficiente de Guevara (linha azul) e as medições (linha vermelha).

Figura 4.14: Predição da atenuação no ambiente de Cali, Colômbia.

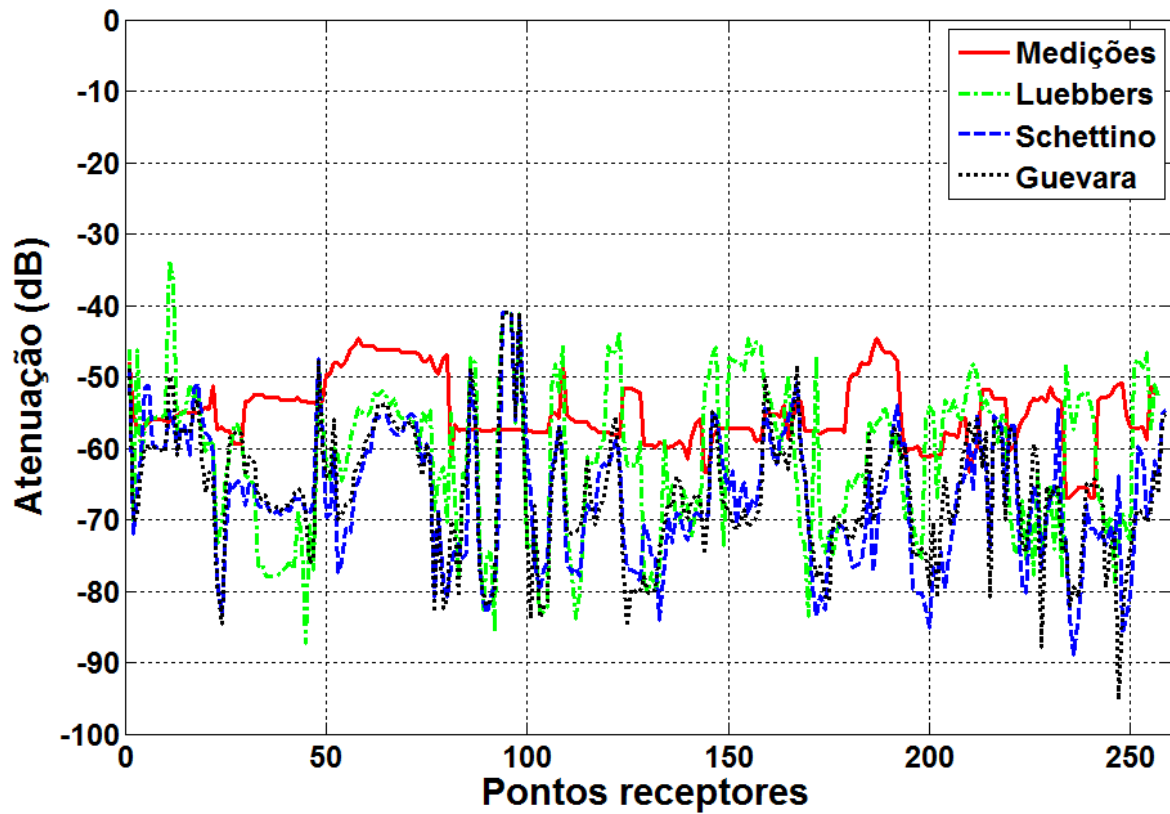
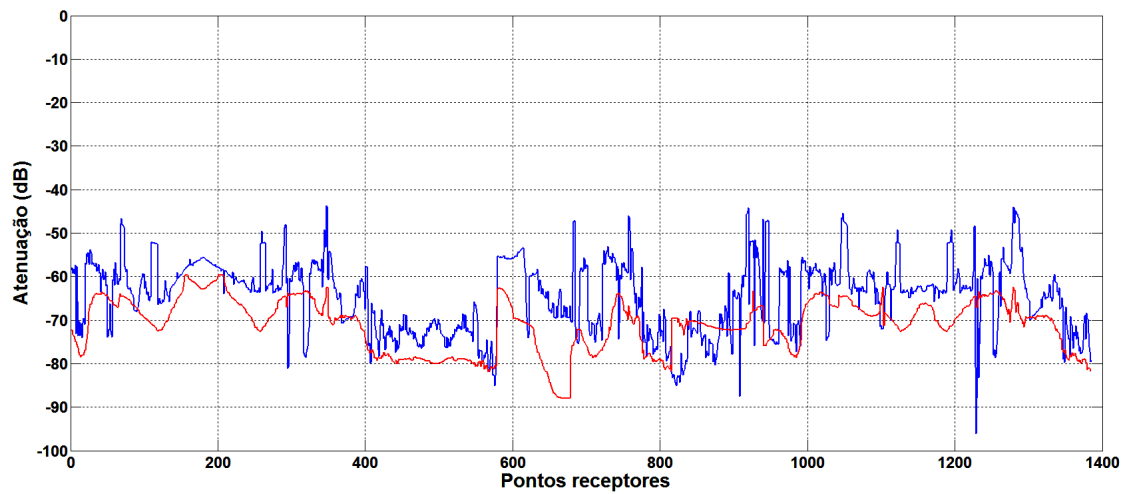


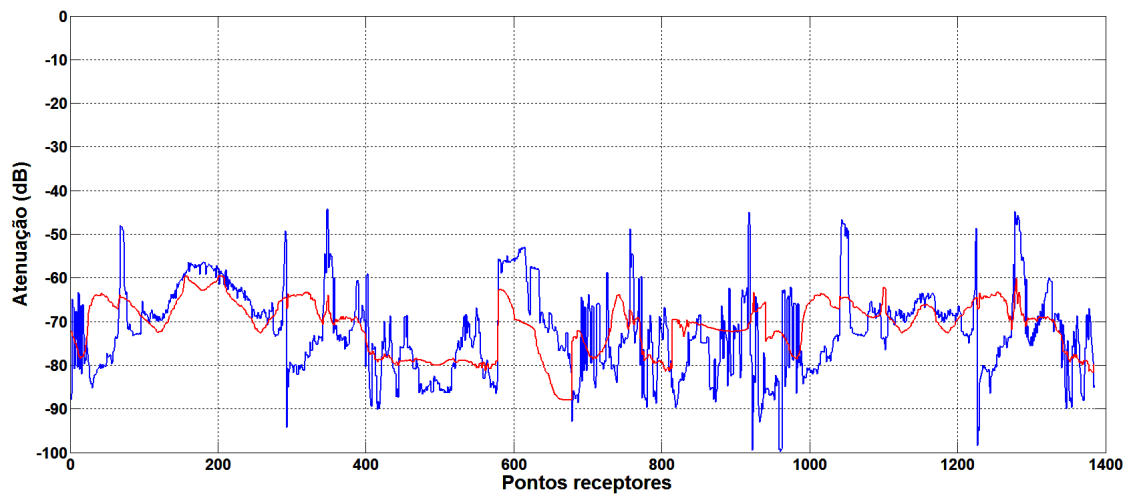
Figura 4.15: Comparação entre a atenuação dos três coeficientes da UTD e as medições no ambiente de Cali, Colômbia.

| Coeficientes da UTD | Erro médio absoluto (dB) | Desvio padrão (dB) |
|---------------------|--------------------------|--------------------|
| Luebbers            | 8,76                     | 5,75               |
| Schettino           | 11,73                    | 5,56               |
| Guevara             | 11,25                    | 5,36               |

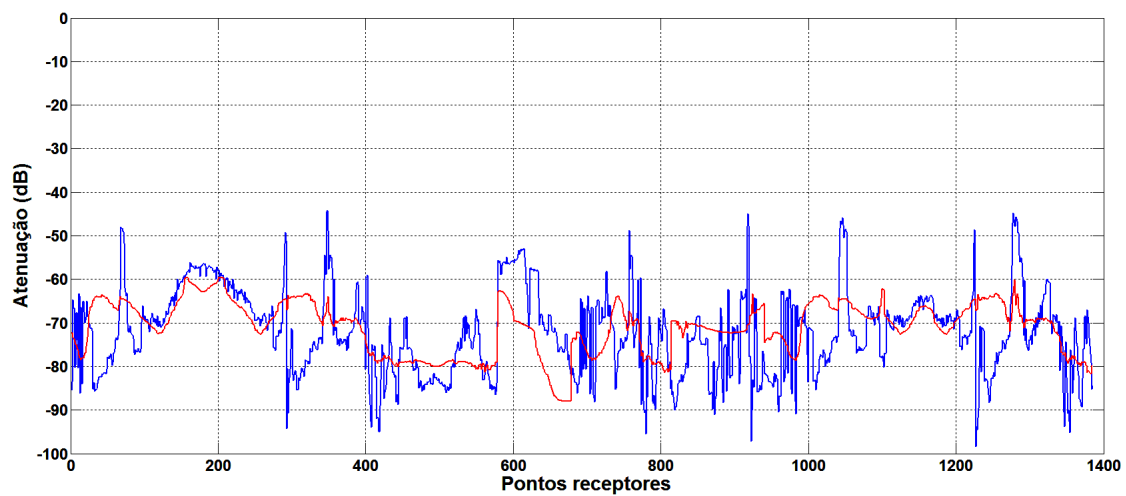
Tabela 4.8: Resultados estatísticos da predição da atenuação do sinal no ambiente de Cali, Colômbia.



(a) Comparação entre os resultados do traçado de raios usando o coeficiente de Luebbers (linha azul) e as medições (linha vermelha).



(b) Comparação entre os resultados do traçado de raios usando o coeficiente de Schettino (linha azul) e as medições (linha vermelha).



(c) Comparação entre os resultados do traçado de raios usando o coeficiente de Guevara (linha azul) e as medições (linha vermelha).

Figura 4.16: Predição da atenuação no ambiente de Valência, Espanha.

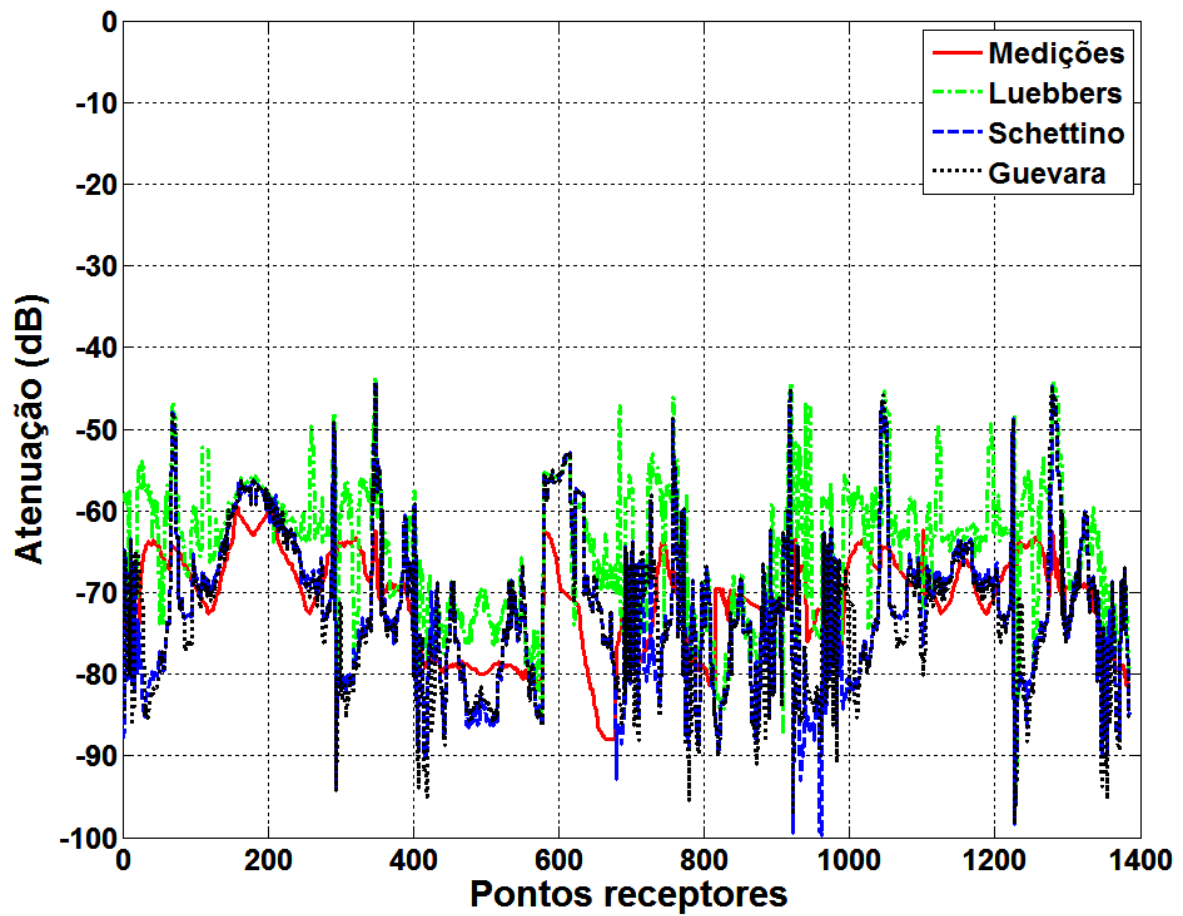


Figura 4.17: Comparação entre a atenuação dos três coeficientes da UTD e as medições no ambiente de Valência, Espanha.

| Coeficientes da UTD | Erro médio absoluto (dB) | Desvio padrão (dB) |
|---------------------|--------------------------|--------------------|
| Luebbers            | 5,51                     | 7,96               |
| Schettino           | 5,08                     | 6,02               |
| Guevara             | 4,79                     | 5,95               |

Tabela 4.9: Resultados estatísticos da predição da atenuação do sinal no ambiente de Valência, Espanha.

## 4.5 Conclusões Parciais

Este capítulo foi dedicado à análise dos resultados da caracterização do canal, obtidos da execução dos traçados de raios em cada cenário proposto. Para isso, inicialmente foi feita a descrição das características físicas dos ambientes estudados e a explicação das campanhas de medições. Também, foram mencionados os parâmetros de entrada para a execução dos *softwares* de traçado de raios. Com isso, foi possível modelar a propagação das ondas eletromagnéticas e calcular o campo espalhado usando os métodos assintóticos da GO e da UTD.

Os resultados foram apresentados em gráficos comparativos entre a atenuação estimada pelo traçado de raios, segundo cada coeficiente da UTD implementado, e as medições. As estatísticas de erro calculadas para os ambientes propostos se encontram dentro os valores típicos, no que se refere à predição de perdas de percurso em ambientes urbanos e suburbanos. De fato, em ambientes *outdoor*, consideram-se bastante acurradas as predições com um desvio padrão no intervalo de de 6-8 dB ou com um erro médio menor a 8 dB. Tais valores estão especificados em diversos modelos de propagação publicados em [40–44].

# Capítulo 5

## Conclusões

Este trabalho propôs uma análise comparativa de três coeficientes heurísticos da UTD, usados na predição de cobertura em ambientes *outdoor*. O principal objetivo foi avaliar a precisão de cada formulação com relação a medidas reais da atenuação do sinal, sobre um grande número de pontos receptores. Para isso, foram utilizados dois modelos de propagação baseados na técnica do traçado de raios para caracterizar o canal rádio em três ambientes urbanos específicos.

Tais modelos de propagação são ferramentas computacionais específicas que fundamentadas na criação de mapas virtuais dos cenários modelam a propagação das ondas eletromagnéticas através do traçado de raios ópticos. Assim é possível acompanhar o comportamento dos raios enquanto eles interagem com os obstáculos do meio até que atingem o receptor. A primeira ferramenta de traçado de raios está baseada na IT e foi desenvolvida pelo grupo de pesquisa GAPTEM da UFMG, e a segunda está baseada no lançamento por “força bruta” e foi desenvolvida pelo grupo de pesquisa GIDT da UFPS, Colômbia. A técnica do traçado de raios permitiu modelar com rigorosidade o comportamento dos multipercursos relacionados aos sistemas de telecomunicações sem fio. Isto possibilitou a implementação dos métodos assintóticos da GO e da UTD, os quais abordam de forma determinística o cálculo do campo associado a cada percurso, proporcionando uma caracterização completa e precisa do canal rádio.

A contribuição mais significativa foi a caracterização do canal em três cenários urbanos complexos, utilizando três coeficientes heurísticos da UTD. Também, verificou-se que o uso da técnica do traçado de raios é muito eficaz e útil para prever a cobertura radioelétrica de redes sem fio em ambientes externos (*outdoor*). Os resultados alcançaram uma alta precisão e foram obtidos em tempos de processamento efetivos.

Os resultados estatísticos após a simulação dos modelos de propagação mostraram que as três formulações Luebbers, Guevara e Schettino apresentam uma alta precisão

na predição das perdas de caminho nos cenários urbanos propostos. Logo, eles são apropriados e efetivos para lidar com o cálculo de campo espalhado em cenários complexos que possuam um grande número de pontos de receptores.

O coeficiente de Luebbers gerou uma predição aceitável do campo recebido nos ambientes urbanos, embora ele produziu resultados insatisfatórios, no estudo de caso canônico da aresta de  $90^\circ$  com perdas, com respeito ao cálculo de campo nas regiões de sombra e ao tratamento recíproco da iluminação sobre a cunha.

No que concerne ao coeficiente de Guevara apresentou a melhor predição do campo nos dois ambientes urbanos 3D, portanto a técnica física usada para obedecer a reciprocidade da iluminação nas faces da cunha foi prática e efetiva para lidar com o espalhamento em cenários complexos.

Finalmente, o coeficiente de Schettino forneceu bons resultados tanto nos ambientes 2D como nos ambientes 3D, logo as condições propostas para garantir com a reciprocidade dos resultados, independente das posições da fonte e do observador, e as definições angulares na diádica dos coeficientes de reflexão de Fresnel, considerando a fronteira de sombra de reflexão FSR, foram adequadas e precisas para prever a cobertura do sinal em ambientes urbanos.

Em termos de complexidade na formulação matemática, o coeficiente de Luebbers foi a pesquisa pioneira que incluiu o efeito das perdas dos materiais no cálculo do campo espalhado, porém apresentou falhas associadas com a predição nas regiões de sombra e a reciprocidade. Enquanto que, o coeficiente de Guevara se destaca pela simplicidade no uso da técnica física para determinar a face da cunha iluminada e portanto conseguir lidar com a reciprocidade. Por outro lado, o coeficiente de Schettino apresenta uma formulação mais extensa que leva em conta as definições das fronteiras de sombra da cunha para atingir uma boa predição nas regiões de sombra e a reciprocidade.

O software de traçado de raios 3D baseado no lançamento de raios por “força bruta” estimou com alta precisão e rapidez o comportamento da propagação multipercursos sobre células urbanas. Além disso, tal software permitiu recriar virtualmente com um alto grau de resolução o modelo físico 3D dos obstáculos do ambiente, fato que é primordial para especificar as propriedades físicas e eletromagnéticas dos materiais que constituem os objetos, o qual fornece exatidão e fidelidade na predição de cobertura radioelétrica.

Por outro lado, o software de traçado baseado na IT proporcionou resultados precisos, mas quando os pontos receptores começam a estar localizados em regiões bastante obstruídas, caso particular dos pontos finais sobre a rota *Queen St.*, aumenta a complexidade para determinar trajetórias válidas que atingem os receptores, dessa forma é necessário aumentar o número de iterações para atender tal exigência, porém,



isto ocasiona maior quantidade de cálculos e por conseguinte maiores tempos de processamento. De modo que se recomenda implementar um traçado de raios 3D desde a fonte e que seja analisado até o receptor.

Os métodos assintóticos da GO e da UTD bastante utilizados na predição de cobertura de sistemas móveis de comunicação, embora sejam métodos aproximados, demonstraram precisão e efetividade no cálculo do espalhamento eletromagnético em ambientes complexos. Tais métodos utilizam o rastreamento de raios ópticos para modelar a propagação multipercurso, portanto podem ser considerados os efeitos das reflexões sobre superfícies planas e difrações sobre as arestas.

## 5.1 Propostas de Continuidade

As propostas para a continuidade deste trabalho estão relacionadas principalmente com o aperfeiçoamento dos algoritmos de traçado de raios, e com o modelamento do canal em outros cenários realistas, sejam *outdoor* ou *indoor*.

No que concerne ao traçado de raios baseado na IT, propõe-se a representação 3D detalhada do ambiente, considerando diferentes tipos de permissividades elétrica e condutividade para os obstáculos que conformam o ambiente, com o objetivo de fazer uma análise mais específica e realística do espalhamento. Além disso, o processo de conversão de trajetórias 2D a 3D pode ser melhorada considerando traçamento de raios 3D desde a fonte, assim permitiria obter um traçado de raios 3D completo, ou seja desde o começo até o final de cada percurso.

Com relação ao traçado de raios baseado na “força bruta”, propõe-se a implementação da dupla difração em arestas consecutivas, conhecida em inglês como *slope diffraction*, para considerar os efeitos de tal fenômeno sobre o cálculo do campo espalhado.

Outra sugestão, comum para os dois traçados, é considerar a inclusão da vegetação e objetos pequenos, como postes, automóveis e pessoas, no modelo virtual do ambiente, para considerar o espalhamento dispersivo do sinal sobre tais obstáculos.

Tudo isto é sugerido para melhorar a predição de cobertura radioelétrica, dada pela comparação dos resultados simulados com dados obtidos através de medições reais.



# Referências Bibliográficas

- [1] D. Schettino, *Técnicas assintóticas para predição de cobertura radioelétrica*. Dissertação de Mestrado, PPGEE/UFMG, 2002.
- [2] S. Seidel and T. Rappaport, “Site-specific propagation prediction for wireless in-building personal communication system design,” *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 4, pp. 879–891, Nov 1994.
- [3] D. Schettino, *Métodos assintóticos para predição banda larga da cobertura radioelétrica em ambientes urbanos*. Tese de Doutorado, PPGEE/UFMG, 2009.
- [4] K. Borges, *Caracterização banda larga do canal rádio utilizando a Teoria Uniforme da Difração*. Dissertação de Mestrado, PPGEE/UFMG, 2003.
- [5] A. Osseiran, F. Boccardi, V. Braun, K. Kusume, P. Marsch, M. Maternia, O. Que-seth, M. Schellmann, H. Schotten, H. Taoka, H. Tullberg, M. Uusitalo, B. Timus, and M. Fallgren, “Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project,” *Communications Magazine, IEEE*, vol. 52, no. 5, pp. 26–35, May 2014.
- [6] T. Sarkar, Z. Ji, K. Kim, A. Medouri, and M. Salazar-Palma, “A survey of various propagation models for mobile communication,” *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 45, no. 3, pp. 51–82, June 2003.
- [7] C. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 3rd ed. Wiley, 2005.
- [8] D. Schettino, F. Moreira, and C. Rego, “Heuristic UTD coefficients for electromagnetic scattering by lossy conducting wedges,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 52, no. 12, pp. 2657–2662, 2010.
- [9] ———, “Novel UTD coefficients for lossy conducting wedges,” in *Microwave and Optoelectronics Conference, 2007. IMOC 2007. SBMO/IEEE MTT-S International*, Oct 2007, pp. 270–274.

- [10] —, “Efficient Ray Tracing for Radio Channel Characterization of Urban Scenarios,” *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 4, pp. 1305–1308, April 2007.
- [11] D. Schettino, F. Moreira, K. Borges, and C. Rego, “Novel Heuristic UTD Coefficients for the Characterization of Radio Channels,” *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 4, pp. 1301–1304, April 2007.
- [12] D. Guevara, *Estimación de parámetros de canal en entornos 3D*. Tesis de Doctorado, UPB, 2011.
- [13] A. Navarro, D. Guevara, N. Cardona, and J. Gimenez, “DVB Coverage Prediction Using Game Engine Based Ray-Tracing Techniques,” in *Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2011 IEEE*, Sept 2011, pp. 1–6.
- [14] A. Navarro and D. Guevara, “Using game engines for wideband channel estimation parameters in Andean cities,” in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*, April 2010, pp. 1–5.
- [15] —, “Applicability of Game Engine for Ray Tracing Techniques in a Complex Urban Environment,” in *Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2010-Fall), 2010 IEEE 72nd*, Sept 2010, pp. 1–5.
- [16] —, “Using game engines in ray tracing physics,” in *Communications (LATIN-COM), 2010 IEEE Latin-American Conference on*, Sept 2010, pp. 1–5.
- [17] R. Kouyoumjian and P. Pathak, “A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 11, pp. 1448–1461, Nov 1974.
- [18] R. Luebbers, “Finite conductivity uniform GTD versus knife edge diffraction in prediction of propagation path loss,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 32, no. 1, pp. 70–76, Jan 1984.
- [19] G. Maliuzhinets, “Excitation, Reflection and Emission of Surface Waves from a Wedge with Given Face Impedances,” *Soviet Physics Doklady*, vol. 3, p. 752, July 1958.
- [20] P. Holm, “A new heuristic UTD diffraction coefficient for nonperfectly conducting wedges,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 8, pp. 1211–1219, Aug 2000.

- [21] M. Aïdi and J. Lavergnat, “Comparison of Luebbers’ and Maliuzhinets’ Wedge Diffraction Coefficients in Urban Channel Modelling,” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 15, no. 5, pp. 687–688, 2001.
- [22] R. Luebbers, “A heuristic UTD slope diffraction coefficient for rough lossy wedges,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 2, pp. 206–211, Feb 1989.
- [23] D. McNamara, C. Pistorius, and J. Malherbe, *Introduction to The Uniform Geometrical Theory of Diffraction*. Artech House, 1990.
- [24] M. Lewis, J. Jacobson, and C. based Games, “Game Engines in Scientific Research,” *Communications of the ACM*, vol. 45, no. 1, pp. 27–31, Jan 2002.
- [25] G. Durgin, N. Patwari, and T. Rappaport, “An advanced 3D ray launching method for wireless propagation prediction,” in *Vehicular Technology Conference, 1997, IEEE 47th*, vol. 2, May 1997, pp. 785–789 vol.2.
- [26] T. Milligan, *Modern antenna design*, 2nd ed. Wiley, 2005.
- [27] T. Rappaport, *Wireless Communications-Principles and Practice*, 2nd ed. Prectice-Hall, 2001.
- [28] K. Chamberlin and R. Luebbers, “An evaluation of Longley-Rice and GTD propagation models,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 30, no. 6, pp. 1093–1098, Nov 1982.
- [29] J. B. Keller, “Geometrical Theory of Diffraction,” *Journal of the Optival Society of America*, vol. 52, no. 2, pp. 116–130, Feb 1962. [Online]. Available: <http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=josa-52-2-116>
- [30] A. Navarro, D. Guevara, N. Cardona, and J. Lopez, “Measurement-based ray-tracing models calibration in urban environments,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2012 IEEE*, July 2012, pp. 1–2.
- [31] H. El-Sallabi and P. Vainikainen, “Improvements to diffraction coefficient for non-perfectly conducting wedges,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 9, pp. 3105–3109, Sept 2005.
- [32] J. Whitteker, “Measurements of path loss at 910 MHz for proposed microcell urban mobile systems,” *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 3, pp. 125–129, Aug 1988.

- [33] A. Navarro, C. Ardila, and D. Rosas, “Cali, an Andean Tropical and Realistic Reference Scenario,” *European Co-operation in the Field of Scientific and Technical Research, COST 2100*, no. 122, pp. 1–5, 2008.
- [34] S. Tan and H. Tan, “Propagation model for microcellular communications applied to path loss measurements in Ottawa city streets,” *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 2, pp. 313–317, May 1995.
- [35] V. Mohtashami and A. Shishegar, “Efficient shooting and bouncing ray tracing using decomposition of wavefronts,” *Microwaves, Antennas Propagation, IET*, vol. 4, no. 10, pp. 1567–1574, October 2010.
- [36] R. Fritzsche, J. Voigt, C. Jandura, and G. Fettweis, “Verifying ray tracing based CoMP-MIMO predictions with channel sounding measurements,” in *Smart Antennas (WSA), 2010 International ITG Workshop on*, Feb 2010, pp. 161–168.
- [37] D. Tami, C. Rego, D. Guevara, A. Navarro, and F. Moreira, “Heuristic UTD Coefficients for Radiowave Coverage Prediction in a Urban Scenario,” in *2015 International Microwave and Optoelectronics Conference (IEEE IMOC)*, November 2015.
- [38] D. Tami, C. Rego, F. Moreira, D. Guevara, and A. Navarro, “Heuristic UTD Coefficients Applied for the Channel Characterization in an Andean Senario,” in *International Symposium on Antennas and Propagation (IEEE APS/URSI)*, July 2015.
- [39] D. Tami, C. Rego, D. Guevara, A. Navarro, F. Moreira, N. Cardona, and J. Giménez, “Comparison of Heuristic UTD Coefficients in an Outdoor Scenario,” in *9th European Conference on Antennas and Propagation (IEEE EuCAP)*, April 2015, pp. 1780–1784.
- [40] H.-W. Son and N.-H. Myung, “A deterministic ray tube method for microcellular wave propagation prediction model, year=1999,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 8, pp. 1344–1350, Aug.
- [41] Z.-Y. Liu and L.-X. Guo, “A Quasi Three-Dimensional Ray Tracing Method Based on the Virtual Source Tree in Urban Microcellular Environments,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 118, no. July, pp. 397–414, 2011.
- [42] A. Valcarce, G. de la Roche, L. Nagy, J.-F. Wagen, and J.-M. Gorce, “A New Trend in Propagation Prediction,” *Vehicular Technology Magazine, IEEE*, vol. 6, no. 2, pp. 73–81, June 2011.

- [43] S.-C. Kim, J. Guarino, B.J., I. Willis, T., V. Erceg, S. Fortune, R. Valenzuela, L. Thomas, J. Ling, and J. Moore, “Radio propagation measurements and prediction using three-dimensional ray tracing in urban environments at 908 MHz and 1.9 GHz,” *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 3, pp. 931–946, May 1999.
- [44] A. Navarro, D. Guevara, and M. V. Africano, “Calibración Basada en Medidas para Modelos de Trazado de Rayos en 3D para Ambientes Exteriores Urbanos andinos,” *Revista Sistemas y Telemática*, vol. 10, no. 21, pp. 43–63, Apr-Jun 2012.